

เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกต์ซีแควนซ์
DIRECT SEQUENCE TRANSCEIVER

โดย

นายวรวิทย์ เกริกชัยวัน รหัส 36014377
นางสาวอรอนงค์ ผุงวรรณลักษณ์ รหัส 36014557

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ทองทอด วานิชศรี
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 27857
วัน, เดือน, ปี 26 ส.ย. 2540

รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกตซีควเอนซ์

Direct Sequence Transceiver

ผู้จัดทำ

1. นายวรวิทย์ เกริกชัยวัน 36014377
2. นางสาวอรอนงค์ ฝูงวรรณลักษณ์ 36014557



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.ทองตด วานิชศรี)

เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์
DIRECT SEQUENCE TRANSCEIVER

โดย นายวรัญญู เกริกชัยวัน 36014377
นางสาวอรอนงค์ ฝูงวรรณลักษณ์ 36014557

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ทองทศ วานิชศรี
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอเรื่อง การศึกษา ออกแบบ สร้างและทดสอบเครื่องรับส่งวิทยุโดยใช้ระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์ (direct sequence) ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 26.690 MHz และขบวนพัลส์แบบสุ่มขนาด 15 บิต ซึ่งสามารถกระจายสเปกตรัมของสัญญาณที่จะส่งออกอากาศได้ โดยการนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลต แบบเอฟเอ็มมาผสม (mix) กับขบวนพัลส์แบบสุ่ม (psuedo random pulse) โดยใช้วงจรผสมคลื่นได้ดุล (balanced mixer) ในส่วนเครื่องรับจะตีเทค (detect) สัญญาณข้อมูลกลับมาโดยการนำสัญญาณที่รับได้มาผสมกับสัญญาณที่มีการกระจายของสเปกตรัม ซึ่งเกิดจากการผสมของขบวนพัลส์แบบสุ่มที่มีลักษณะเหมือนกับทางด้านส่งกับสัญญาณที่สร้างจากโคออลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) จากนั้นจึงนำผลลัพธ์ที่ได้ไปทำการตีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลตามต้องการ

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 ไดเรกต์ซีเควอร์สเปกตรัม	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 การซิงโครไนซ์เซชัน	28
บทที่ 3 การออกแบบและการคำนวณ	29
3.1 การออกแบบการทำงานของระบบไดเรกต์ซีเควอร์ส	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 การออกแบบวงจรซิงโครไนซ์การรับ-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 ผลการทดลองของวงจรซิงโครไนซ์เซชัน	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่อง

หน้า

บทที่ 5 สรุปลงและวิจารณ์

51

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูป		หน้า
รูปที่ 2.1	แสดงลักษณะของสัญญาณในโดเมนของเวลาและโดเมนของความถี่	3
รูปที่ 2.2	แสดงสัญญาณความถี่วิทยุเมื่อถูกมอดูเลตด้วยพัลส์ดิจิตอล ความถี่คลื่นพาหะจะกว้างออก	5
รูปที่ 2.3	ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณไดเรกต์ซีแควนซ์	5
รูปที่ 2.4	ไดเรกต์ซีแควนซ์มอดูเลเตอร์	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	วงจรควอดราราเจอร์ดีเทกเตอร์	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 การทำงานของส่วนซีงโครไนซ์เซชั่น	28
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของระบบไดเรกต์ซีแควนซ์	30
รูปที่ 3.2	วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 26.690 MHz	29
รูปที่ 3.3	วงจรมอดูเลเตอร์	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนต่างๆของวงจรที่ทำหน้าที่ซึ่งใคร่ในซิงโครไนซ์การรับ-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 วงจรเครื่องส่งระบบไดเรกต์ซีเควนซ์	39
รูปที่ 3.17 วงจรเครื่องรับระบบไดเรกต์ซีเควนซ์	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 แสดงเอ๊าท์พุทของวงจรมอดูเลตแบบสุ่ม	43
รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอ๊าท์พุทจากวงจรมอดูเลตแบบสุ่ม	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 แสดงผลการทดลองของวงจรมอดูเลตแบบสุ่ม	47

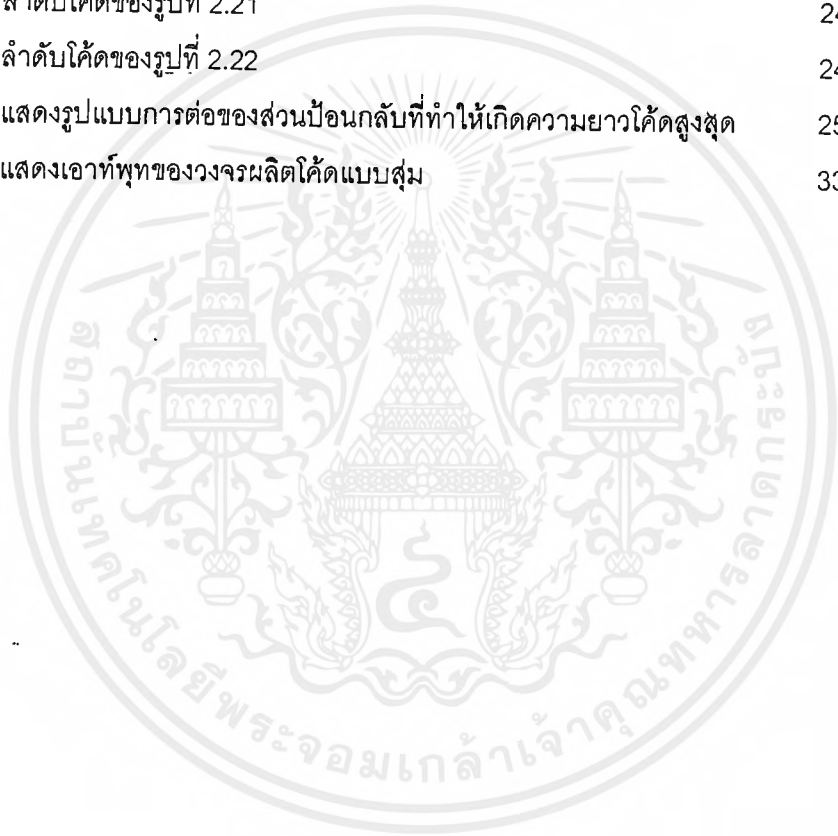
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 แสดงเอาต์พุตของวงจรมัลติโค้ดแบบสุ่ม	33



บทที่ 1

บทนำ

การใช้คุณสมบัติการมอดูเลตแบบดิจิตอล หรือไดเรกตซีควเอนซ์ (direct sequence) นั้น เป็นเทคนิคการสื่อสารสเปกตรัมแบนด์หนึ่ง ซึ่งเป็นการสื่อสารที่สัญญาณถูกกระจายความถี่ออกไปเป็นช่วงกว้าง จึงทำให้มีความสามารถคงทนต่อสัญญาณรบกวนมากขึ้น นอกจากนี้ยังช่วยลดความหนาแน่นของสัญญาณลงอย่างเป็นสัดส่วน ทำให้สัญญาณไม่ถูกรบกวนได้ง่ายโดยง่ายจากเครื่องรับอื่นๆ ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นทางยุทธศาสตร์ทุกวันนี้



บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สเปกตรัมเปกตรัม (Spread Spectrum)

สเปกตรัมเปกตรัม ก็คือระบบการสื่อสารที่สัญญาณกระจายความถี่ออกไปเป็นช่วงกว้าง ไม่เฉพาะเจาะจงที่ความถี่ใดความถี่เดียว ประโยชน์ที่ได้จากระบบสื่อสารสเปกตรัมนี้ก็คือ การรักษาความลับของข่าวสาร ความสามารถในการหลบซ่อนสัญญาณ ขจัดสัญญาณรบกวนได้ดี และมีความเที่ยงตรงทางด้านเวลาของสัญญาณ

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

- เวลากับความถี่

สัญญาณใดๆก็ตาม สามารถแสดงได้ 2 ลักษณะ ลักษณะแรกที่ได้พบได้บ่อยก็คือ การแสดงองค์ประกอบทางเวลาซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเทียบกับเวลาเรียกว่าการแสดงในโดเมนของเวลา กับอีกลักษณะหนึ่งก็คือ การแสดงองค์ประกอบทางความถี่ ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเทียบกับความถี่ หรือเรียกว่าการแสดงในโดเมนของความถี่

ในรูปที่ 2.1 เป็นสัญญาณเดียวกันแต่แสดงให้เห็นทั้ง 2 ลักษณะ ทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่

สัญญาณทุกชนิดทุกความถี่สามารถแสดงในโดเมนอะไรก็ได้ และก็สมารถที่จะแปลงจากโดเมนหนึ่งไปยังอีกโดเมนหนึ่งได้ โดยชุดตัวกระทำทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่า การทรานสฟอร์ม ก็คือ ฟูเรียร์และลาปลาซทรานสฟอร์ม ซึ่งต้องใช้ความรู้ทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง คือ แคลคูลัส

- แถบกว้างความถี่

สิ่งที่บอกเราจากการแสดงสัญญาณในโดเมนความถี่ก็คือ แถบกว้างความถี่หรือแบนด์วิดท์ อันเป็นสเปกตรัมของสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่ง ลักษณะเช่นนี้เรียกว่าแถบกว้างความถี่ชั่วขณะ (instantaneous bandwidth) อาจพิจารณาได้ว่าเป็นการมองแอมพลิจูดบนสเปกตรัม แถบกว้างความถี่ชั่วขณะนี้มีประโยชน์มากในการอธิบายสัญญาณที่เป็นพัลส์

สำหรับสเปกตรัมบางวิธี แถบกว้างความถี่ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาด้วย ก็คือ ในระบบที่ใช้การกระจายความถี่หรือฟรีควีนซีฮอปปีง แถบกว้างความถี่ชั่วขณะนี้จะแคบ แต่เมื่อพิจารณาเป็นช่วงเวลาแล้วก็จะกวาดออกไปเป็นช่วงความถี่ที่กว้าง สัญญาณที่มีลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดแถบกว้างความถี่อีกแบบหนึ่ง คือแถบกว้างความถี่ควบคุม (hopped bandwidth) ซึ่งก็คือ สเปกตรัมที่ขยายไปครอบคลุมสัญญาณที่ถูกกระจาย

เนื้อหาในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะของสัญญาณในโดเมนของเวลาและโดเมนของความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

สำหรับเทคนิคของกระบวนการจัดการสัญญาณ หรือซิกแนลโพรเซสซึ่งที่จะนำมาใช้ จำเป็นต้องมีคุณสมบัติอันหนึ่งที่มีผลต่อสัญญาณที่ยังไม่ผ่านกระบวนการใด ๆ คุณสมบัติอันนี้ เรียกว่า โพรเซสเกน (process gain) ในระบบสเปกตรัมเปกตรัม โพรเซสเกนคือ อัตราส่วนของแถบกว้างความถี่ของสเปกตรัมเปกตรัมกับแถบกว้างความถี่ของข้อมูลข่าวสาร เขียนเป็นสูตรได้ว่า

$$G_p = 10 \text{ LOG } BW_{RF} / BW_I$$

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

$$G_p = 10 \text{ LOG } R_{code} / R_{data}$$

- สัญญาณรบกวน (noise)

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

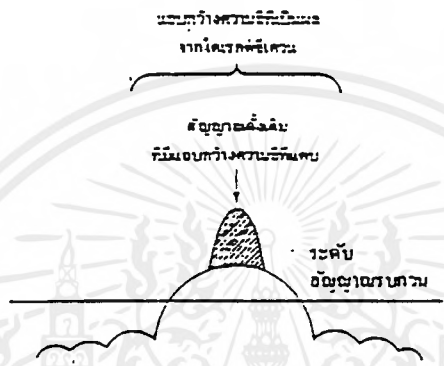
$$\text{SNR} = 10 \text{ LOG } \frac{\text{พลังงานของสัญญาณ}}{\text{พลังงานสัญญาณรบกวน}}$$

ในการออกแบบระบบสื่อสาร แนวทางสำคัญ คือ การทำให้ค่า SNR ที่ปรากฏมีค่าสูงสุดเท่าที่จะทำได้ การเพิ่มความแรงของสัญญาณให้มากขึ้นนอกจากไม่เป็นผลดีในแง่ปฏิบัติแล้ว ยังเป็นการผิดกฎข้อบังคับอีก วิธีที่เป็นไปได้จึงมีเพียงการพยายามลดผลของสัญญาณรบกวนที่จะไปบดบังสัญญาณที่ต้องการ อันนี้ก็ขึ้นอยู่กับธรรมชาติของสัญญาณและสัญญาณรบกวน ซึ่งก็มีอยู่มากมายหลายวิธี

สำหรับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยจงใจ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง การส่งคลื่นกำลังสูงเพื่อบดบังสัญญาณที่อ่อนกว่าที่เรียกว่า การแจม (jamming) นั้น เป็นอีกเรื่องหนึ่ง อย่างไรก็ตาม สเปกตรัมเปกตรัมก็มีประสิทธิภาพในการต่อต้านสัญญาณรบกวนชนิดนี้ได้ดีเช่นกัน

2.2 ไดรเรตซีควเอนซ์สเปรดดิ้ง (direct-sequence spreading)

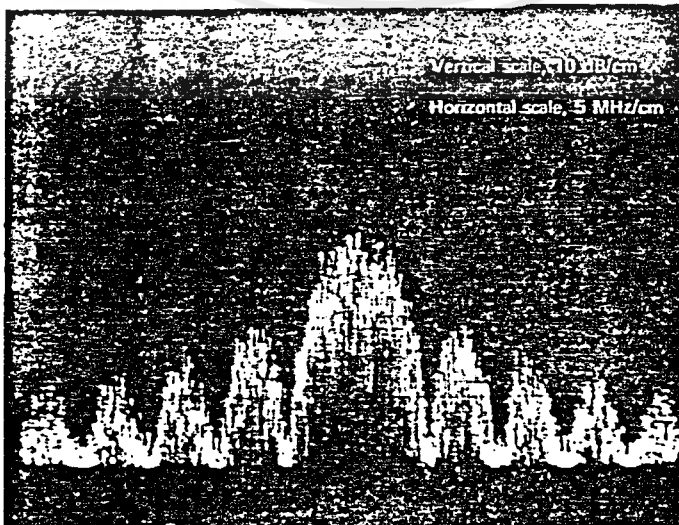
เทคนิคของไดรเรตซีควเอนซ์นั้น แถบความถี่ที่กระจายออกไป ได้จากการนำคุณสมบัติอันหนึ่งของการมอดูเลตแบบดิจิตอล นั่นคือ เมื่อนำขบวนของพัลส์ที่ผสมกับสัญญาณพาหะ คลื่นวิทยุที่เป็นคลื่นพาหะเกิดการถ่างกว้างออกไปเล็กน้อย ทั้งนี้ถ้าได้ติดต่อเนื่องยาวๆที่เป็นข่าวสารแทนที่จะเป็นบิตเดี่ยว ซึ่งเรียกว่า ชิพซีควเอนซ์ (chip sequence) ส่งเข้าไปในเวลาเดียวกัน แถบกว้างความถี่ช่วงเวลาที่กว้างมากก็จะเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.2 แถบกว้างความถี่ที่กว้างนี้เป็นผลโดยตรงมาจากพัลส์ที่แคบมากๆของบิตที่อยู่ในชิพซีควเอนซ์ดังกล่าว



รูปที่ 2.2 เมื่อสัญญาณความถี่วิทยุมอดูเลตด้วยพัลส์ดิจิตอล ความถี่คลื่นพาหะจะกว้างออก

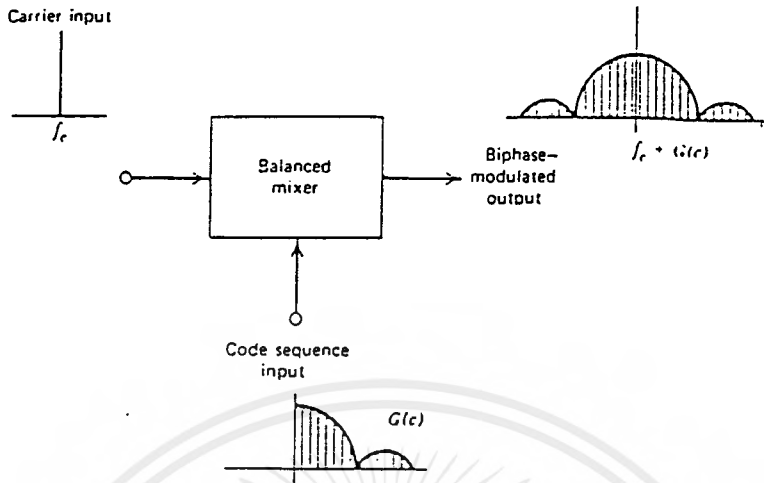
- คาแรกเตอริสติกของสัญญาณไดรเรตซีควเอนซ์

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



รูปที่ 2.3 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณไดรเรตซีควเอนซ์

รูปที่ 2.4 แสดงไดเรกตอรีความถี่ของมอดูเลเตอร์



รูปที่ 2.4 ไดเรกตอรีความถี่ของมอดูเลเตอร์

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

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

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

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

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

-การหาไดเรกตอรีความถี่โปรเซสแกน

สำหรับสัญญาณไดเรกตอรีความถี่นั้น แบนด์วิธของโลบหลักจะเท่ากับสองเท่าของอัตราเร็วของขบวนพัลส์ ส่วน 3 dB-แบนด์วิธ จะเท่ากับ 0.88 เท่าของอัตราเร็วของขบวนพัลส์ เพราะฉะนั้นโปรเซสแกนเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ถ้ากำหนดให้ระบบมีอัตราเร็วของขบวนพัลส์เท่ากับ 10 Mcps และความเร็วของข้อมูลเท่ากับ 1 Kbps เพราะฉะนั้น

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

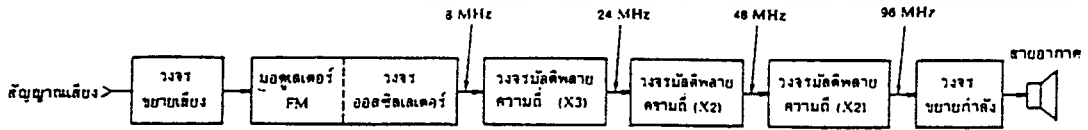
2.3 เครื่องส่ง FM

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 การคูณความถี่นี้ทำได้โดยการใช้วงจรมัลติพลาย หลักการของวงจรมัลติพลายก็คือ ให้คุณสมบัติความไม่ลิเนียร์ของวงจรรขยายซึ่งทำให้กำเนิดสัญญาณฮาร์โมนิคออกมาจำนวนมาก จากนั้นวงจรเทกต์ที่เอาท์พุทจะจับเอาเฉพาะความถี่ฮาร์โมนิคที่ต้องการไปใช้ประโยชน์โดยทั่วไปว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

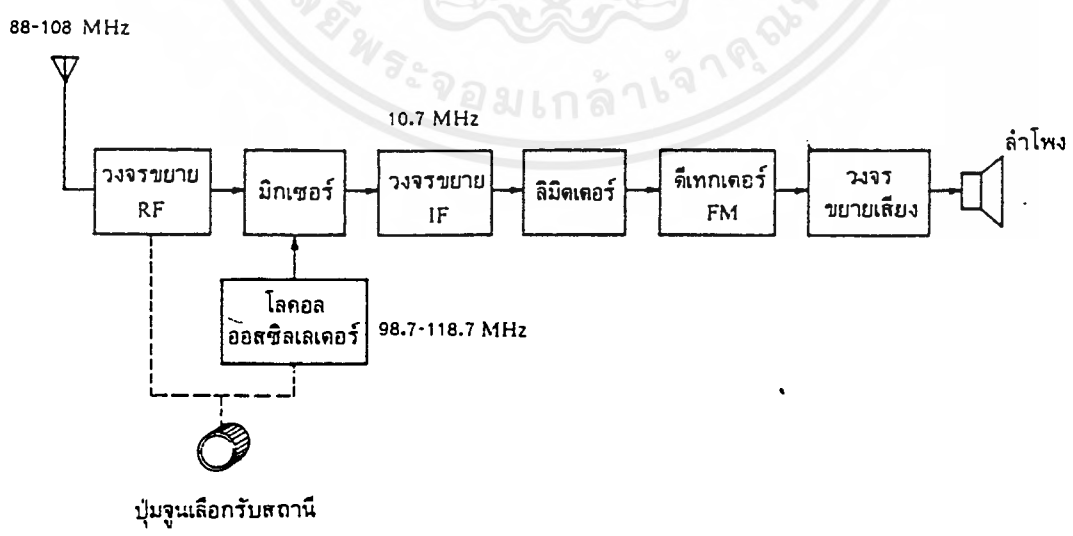
ไปวงจรมัลติพลายมักเป็นชนิดคูณ 2 (เรียกว่าดับเบิลหรือ doubler) หรือชนิดคูณ 3 (เรียกว่าทริพลีหรือ tripler) ในกรณีนี้เราใช้วงจรคูณ 3 จำนวน 1 วงจร และวงจรคูณ 2 จำนวน 2 วงจร นั่นคือ $3 \times 2 \times 2 = 12$ เท่า ฉะนั้นความถี่เอาต์พุตจะเป็น 8 เมกะเฮิร์ตซ์ $\times 12$ เท่า = 96 เมกะเฮิร์ตซ์

ช่วงความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณวิทยุกระจายเสียง FM เท่ากับ ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นเอาต์พุตจะต้องมีความถี่เบี่ยงเบนไปเท่ากับค่านี้นี้เมื่อสัญญาณเสียงมอดูเลต (แบบ FM) อย่างไม่ก็ติการมัลติพลายความถี่จะทำให้ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนถูกคูณให้กว้างขึ้นไปด้วย เช่น ออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิร์ตซ์ เบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 7.9 ถึง 8.1 เมกะเฮิร์ตซ์ (± 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์) เมื่อคูณ 12 เท่า พหุจะมีความถี่กลางเป็น 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 ก็คือวงจรรขยายกำลัง (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 เพื่อจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนวิดท์ของวงจรวงกว้างพอที่จะรับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีค่า ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นแบนวิดท์ของเครื่องรับจะต้องมีค่า 150 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นอย่างน้อยปกติมักจะเผื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์



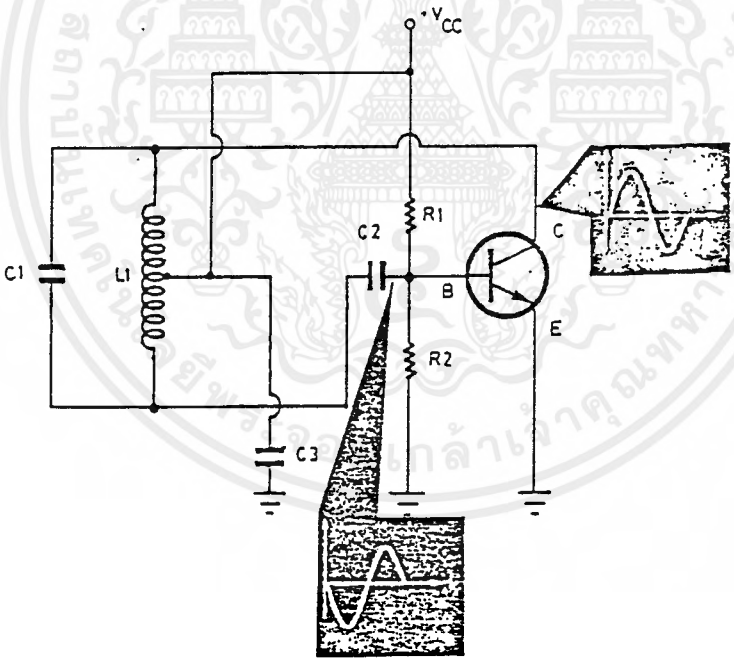
รูปที่ 2.7 แผนผังของเครื่องรับ FM

สมมติเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ถูกปิดหน้าปิดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ (บนหน้าปิด) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อผ่านกรรมวิธีเฮตเทอร์โรไดนาโมในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างความถี่จะปรากฏที่อินพุทของวงจรขยาย 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 ฮาร์ทลีย์ออสซิลเลเตอร์ การทำงานของวงจรอาศัยหลักการป้อนกลับด้วยวงจรรีโซแนนท์ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_1 สัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุททางขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะป้อนกลับผ่านวงจรจูนเมื่อกลับเฟส 180 องศาป้อนเข้ามาทางเบสของทรานซิสเตอร์

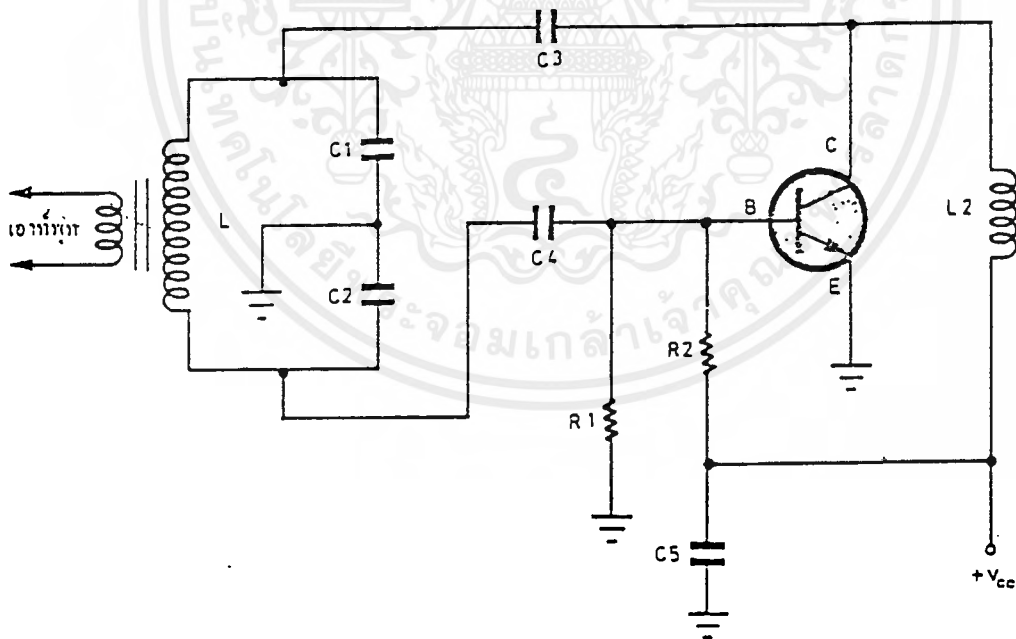
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับทรานซิสเตอร์ตัวด้านทาน R_1 และ R_2 จะเป็นตัวไบแอสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานในลักษณะ วงจรขยายสัญญาณ ส่วนตัวเก็บประจุ C_2 เปรียบเสมือนเป็นตัวคัปปลิงสัญญาณเข้ามาทางอินพุท โดยปกติวงจรขยายชนิดขาคีมิตเตอร์ร่วมนั้น สัญญาณเอาท์พุทที่ได้ทางขาคอลเลคเตอร์จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณทางอินพุทอยู่แล้วคือ มีทิศทางเฟสต่างกัน 180 องศา ผลของสัญญาณป้อนกลับจะมีทิศทางในทางเสริมกับสัญญาณอินพุททันที วงจรก็จะออสซิลเลตได้

การทำงานในแต่ละรอบของการออสซิลเลตพอจะอธิบายได้ดังนี้ ในขณะที่เริ่มแรกของการออสซิลเลต จะมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์ซึ่งเป็นผลป้อนกลับมาจากอินพุททางเบสกระตุ้นที่เบส โดยถ้ากระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้นทางค่ามากจะทำให้แรงดันที่คอลเลคเตอร์ลดลง การป้อนกลับจะกระตุ้นเข้ามาที่เบสด้วยค่าแรงดันน้อยลงเป็นผลทำให้กระแสลดลงและแรงดันคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะสูงขึ้น เป็นเช่นนี้เรื่อยไป

ตัวเก็บประจุ C_3 ของวงจรตามรูป เป็นทางผ่าน (bypass) ของสัญญาณไฟสลับและในทำนองเดียวกันก็จะเป็นตัวกันแรงดันไฟตรงเพื่อไม่ให้ลดลงกราวด์ หน้าที่ของวงจรได้จากความถี่รีโซแนนท์ของ L_1 และ C_1 ซึ่งเราสามารถปรับค่าความถี่รีโซแนนท์ด้วยการปรับค่าของ L_1 และ C_1 นั้นเอง

- วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แสดงให้เห็นดังรูป 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แตกต่างจากฮาร์ทลีย์ออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของลักษณะการต่อวงจรรีโซแนนท์ของวงจรป้อนกลับ ในวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็นสองตัว หรือกล่าวได้ว่าวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในเรื่องการแท็ปตัวเก็บประจุแทนที่จะเป็นตัวเหนี่ยวนำ แรงดันป้อนกลับจะปรากฏคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือระหว่างเบสหรือกราวด์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ

C_2 จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่คอลเลคเตอร์ 180 องศา นั่นคือ สัญญาณจะมีลักษณะตรงกับสัญญาณที่เบสของทรานซิสเตอร์ ปริมาณของแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับมายังอินพุตหาได้จากค่าของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 โดยปกติค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ C_2 ควรมีค่าน้อยกว่ารีแอกแตนซ์ของ C_1 หรือกล่าวได้ว่าตัวเก็บประจุ C_1 ควรมีค่าความจุน้อยกว่า C_2 นั่นเอง

ความถี่ของวงจรโคพิทซ์ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อค่า C_T คือผลรวมของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 หรือ

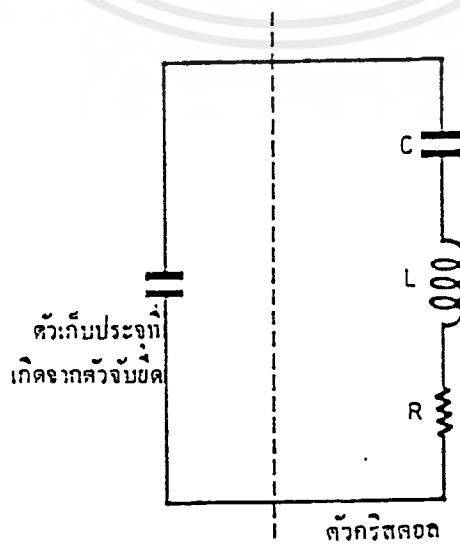
$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

- วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลึกควออตซ์หรือคริสตอล

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของการส่งมีค่าสูง หรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันฐานเวลามาตรฐานให้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควออตซ์ เมื่อมีแรงตึงเครียดผลึกควออตซ์ก็เกิดการสั่น ความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

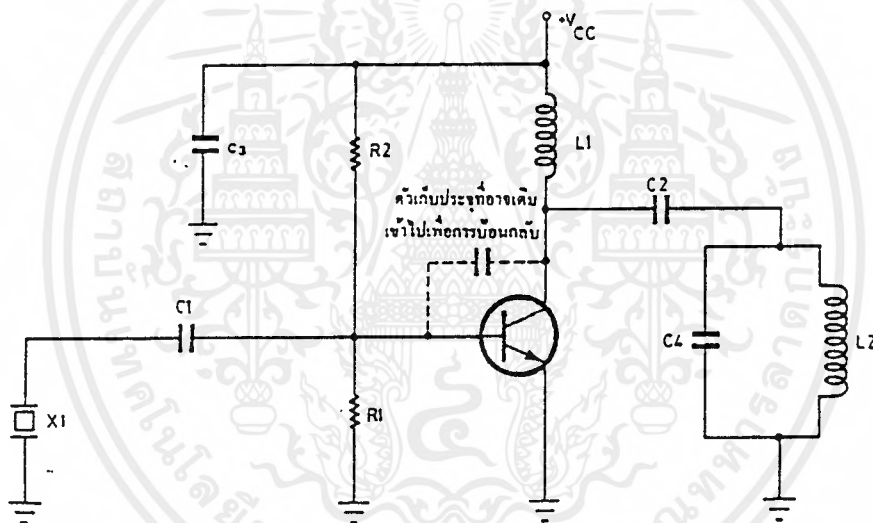
โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอล มีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรไอแซนน์ท์ที่สามารถเขียนวงจรสมมูลย์ได้ดังรูป 2.10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดรูปที่ 2.10 วงจรสมมูลย์ของผลึกคริสตอลเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรสมมูลย์ของคริสตอลจะมีค่าสูงแต่มีค่าตัวเก็บประจุต่ำมาก ตัวคริสตอลเป็นเพียงผลึกของควอartzที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะ ดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีก 1 ตัวดังวงจรสมมูลย์รูป 2.10. แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำ ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลตน้อยมาก และในขณะรีโซแนนท์นั้นส่วนของวงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะใช้ความถี่รีโซแนนท์เป็นความถี่เดียวกัน

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลประกอบอยู่แสดงให้เห็นดังรูป 2.11 วงจรนี้มีลักษณะเหมือนกับวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดจูนอินพุท-จูนเอาต์พุท แต่มีข้อแตกต่างกันตรงส่วนอินพุท ตรงส่วนของอุปกรณ์ที่เพิ่มแทนจูนอินพุท คือตัวคริสตอลนั่นเอง



รูปที่ 2.11 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ให้เสถียรภาพทางความถี่สูงและจากวงจรรูปที่ 2.11 ส่วนของวงจรถูกก็ยังคงเป็นวงจรจูน 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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 มอดูเลเตอร์ FM

การกำเนิด FM สามารถกระทำได้ 2 วิธี คือ

- วิธี FM โดยตรง (direct FM) ซึ่งเราต่อวงจรรีแอกแตนซ์เข้าไปกับแอมป์กับความถี่ แล้วเปลี่ยนความถี่ของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ โดยเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาร์แคปเตอร์ไดโอด

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

ความจริงการกำเนิดสัญญาณ FM ทั้ง 2 วิธีก็ให้ผลคล้ายกัน จะแตกต่างกันตรงที่กรณีเฟสมอดูเลชัน ความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนกับความถี่มอดูเลต เมื่อความถี่เสียงยิ่งสูงความถี่เบี่ยงเบนก็จะยิ่งมาก นั่นคือความถี่ศูนย์หรือ DC จะไม่มีการมอดูเลต ฉะนั้นเมื่อสัญญาณ PM จากเฟสมอดูเลเตอร์จะต้องถูกแปลงให้เป็นสัญญาณ FM เราก็สามารถทำได้โดยการนำสัญญาณเสียงมาผ่านกรรรมวิธีเพื่อทำให้เสียงความถี่ต่ำแรงขึ้น ก่อนที่จะป้อนเข้ามอดูเลต

2.7 วงจรมิกเซอร์ (mixer)

มิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมความถี่วิทยุ กับความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่ผลต่างของสัญญาณทั้งสองเป็นความถี่ IF ซึ่งในการผสมสัญญาณนั้นจะต้องมีความถี่ผลบวกเกิดขึ้นด้วย แต่เป็นความถี่ซึ่งไม่ต้องการ ดังนั้น จึงใช้วงจรกรองเฉพาะความถี่ผลต่างที่ต้องการเท่านั้น

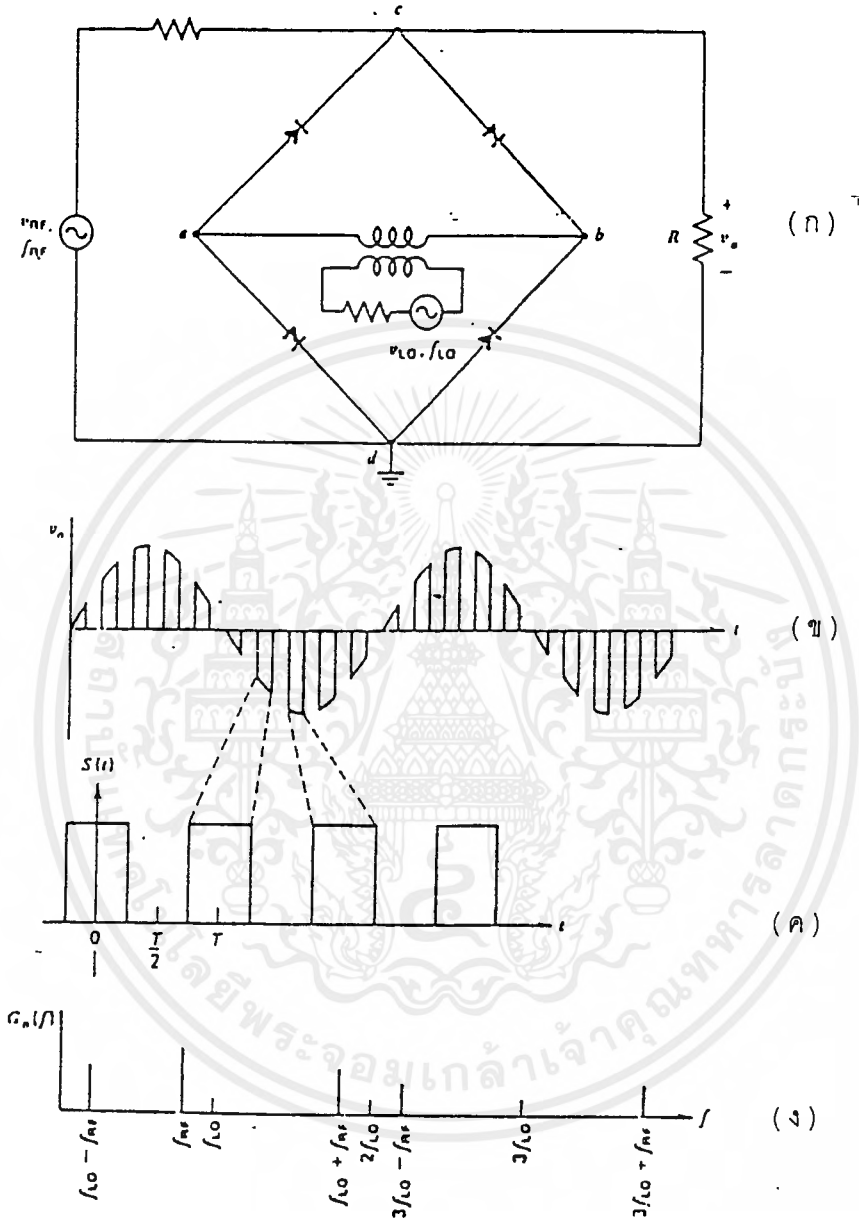
- บาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ (balance diode mixer)

ในการผสมสัญญาณสองสัญญาณเข้าด้วยกันนั้น ในวงจรที่ใช้ไดโอดจะได้ทั้งผลบวกและผลต่างของสัญญาณทั้งสอง ในการผสมสัญญาณนั้นคล้ายกับการมอดูเลชันสัญญาณ 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 ซึ่งมีค่าโวลต์เตจตกคร่อมโลคอลออสซิลเลเตอร์ ระหว่างจุด a และ b มีค่าเป็น V_{LO} ซึ่งจะมีค่ามากพอที่จะทำให้ไดโอดทำงานได้ ในระหว่างที่ครึ่งไซเคิลแรกเข้ามา โดยที่ a เป็นบวกเมื่อเทียบกับ b และไดโอดจะไม่ทำงานถ้าครึ่งไซเคิลหลังจากเข้ามา ดังนั้น V_{LO} จะต้องมีค่ามากกว่า V_{IF} และ V_{LO} จะเป็นตัวควบคุมการทำงานของไดโอดตลอดเวลา ไดโอดนั้นจะทำงานคล้ายกับเป็นสวิตช์ซึ่งข้อจุด c และ d เข้าด้วยกันจะทำให้ V_o เป็น 0 เมื่อ V_{ab} เป็นบวก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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) ถ้าค่าแตกต่างกันระหว่าง f_{LO} และ f_{RF} มีค่ามากๆ จะเห็นว่ามีค่า $V_o(t)$ มาตรฐาน resistor load

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งถ้าป้อนอินพุทของมิกเซอร์

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

จะได้เอาต์พุทโวลต์ตรงดังนี้

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

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

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

วงจร single-balance mixer ดังรูป 2.12 ยังไม่สมบูรณ์เนื่องมีค่า f_{RF} ปรากฏอยู่ที่เอาต์พุท รูปที่ 2.13 double-balance diode mixer จะมี 3 port วงจรนี้คล้ายกับวงจรที่แล้วว่าโลกอลออสซิลเลเตอร์มีค่ามากพอที่จะควบคุมการเปิดปิดไบเซลล์ของไดโอด 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 กระแสนี้และไหลทำให้เกิดโวลต์ตรง V_o และทำให้เกิดขั้ว ข้อนำส่งเกตุคือ i_{LO} ไม่ไหลผ่านอินพุท (RF) ทรานส์ฟอร์มเมอร์ และที่จุด a, f จะมีค่าศักดาเท่ากัน (ที่ความถี่ f_{LO}) ถ้าไดโอดและ LO ทรานส์ฟอร์มเมอร์สมดุขยกันจริง

รูป 2.13 (ค) ขั้วของ V_{RF} จะเหมือนกับรูป 2.13 (ข) แต่ขั้วของ 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 ผลรวมกระแสจะไหลจากซ้ายไปขวาไปยังไหลและทำให้เกิด V_o ซึ่งมีขั้วกลับกันกับรูป 2.13 (ข) local oscillator current จะไหลเป็นลูปผ่าน D_3 และ D_4 แต่จะไม่ผ่าน RF ทรานส์ฟอร์มเมอร์

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

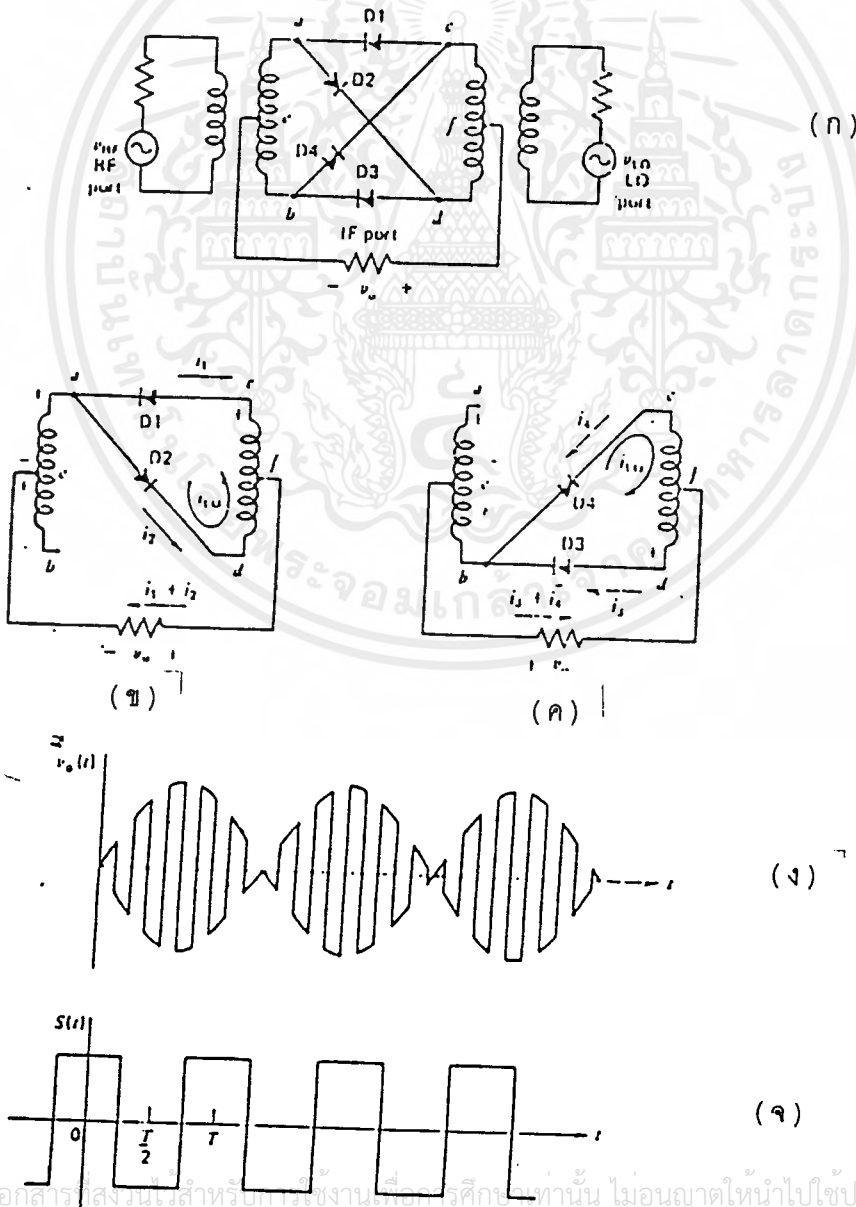
$$S(t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \cos n \omega_{LO} t$$

ผลคูณของ S(t) กับอินพุท RF โวลต์เตจจะได้เอาท์พุท คือ

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

เอาท์พุทสเปกตรัมจะมีแต่ความถี่ $n f_{LO} \pm f_{RF}$ เมื่อ n เป็นเลขคี่ และไม่ปรากฏ f_{LO} และ f_{RF} ที่เอาท์พุท

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



2.8 ควอดร่าเจอร์ตีเทคเตอร์

ในการแยกสัญญาณเสียงออกมาจากสัญญาณเอฟเอ็ม ขนาดของสัญญาณเสียงจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเปลี่ยนตามความเบี่ยงเบนของความถี่เอฟเอ็ม การเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณเสียงต่อความถี่เบี่ยงเบนนี้จะต้องเปลี่ยนในลักษณะถูกต้องตลอดเวลา ขณะที่สัญญาณเอฟเอ็มไม่มีการเบี่ยงเบนความถี่ คือเป็นความถี่กึ่งกลาง ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นศูนย์ แต่ถ้าสัญญาณเอฟเอ็มมีการเบี่ยงเบนของความถี่ไปทางด้านสูงขึ้น ขนาดของสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงเป็นบวกเพิ่มขึ้นตามความถี่เบี่ยงเบน จนกระทั่งสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนถึงขนาดสูงสุด ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นบวกมากที่สุด เมื่อความถี่เบี่ยงเบนเริ่มลดลง ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเริ่มลดลงด้วยจนความถี่เป็นความถี่กึ่งกลางขนาดของสัญญาณเสียงจะเป็นศูนย์

ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนไปทางด้านต่ำ ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะลดลงเป็นลบ และความถี่เบี่ยงเบนต่ำสุด ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นลบต่ำสุด ขนาดของสัญญาณเสียงจะเป็นศูนย์อีกครั้ง ก็ต่อเมื่อสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนจากความถี่ต่ำสุดเป็นความถี่กึ่งกลาง

การแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณเอฟเอ็มมีความสำคัญอย่างมากในระบบการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เพราะการแยกสัญญาณเสียงที่มีความถูกต้องเหมือนเดิมนั้น การทำงานจะต้องมีความถูกต้องและมีความไวในการเปลี่ยนแปลงความถี่เบี่ยงเบนให้เป็นสัญญาณเสียงได้ดี

วงจรถิเทคเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการคูณสัญญาณ FM กับสัญญาณ FM ตัวเดิมแต่เลื่อนเฟสไป 90 องศา ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นสัญญาณมอดูเลต (สัญญาณเสียง) จากรูปที่ 2.14 กระแสที่ไหลในคอยล์จะมีเฟสต่างจากแรงดันคร่อมคอยล์อยู่ 90 องศากระแสนี้จะป้อนให้วงจรถิเทคเตอร์ที่ขนาน Z ซึ่งจุนความถี่ไว้ที่ความถี่กลางของสัญญาณ FM ที่ผ่านวงจรถิเทคเตอร์จะกลายเป็นสัญญาณ PM หลังจากทีสัญญาณ FM และสัญญาณ PM คูณกัน (ทำงานในช่วงนอนลิเนียร์) ผลลัพธ์จากการคูณจะเป็นสัญญาณความถี่สูงกับสัญญาณความถี่ต่ำ (คือสัญญาณมอดูเลต) สัญญาณแรกจะถูกกรองทิ้งไปโดยฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เอ๊าท์พุทจึงเป็นสัญญาณเสียงตามต้องการ

ความจริงแล้ววงจรถิเทคเตอร์ที่ทำงานที่เสถียรเหมือนวงจรถิเทคเตอร์ของสัญญาณ FM สองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศา ในที่นี้เราเขียนเป็นพัลส์เพื่อความสะดวก สัญญาณความถี่สูงจะถูกกรองทิ้งไป คงเหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำซึ่งเป็นสัญญาณเสียง สังเกตว่าค่าเฉลี่ยจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของพาหะ เพราะเมื่อสัญญาณ FM มีความถี่ต่ำลง พัลส์เอ๊าท์พุทจะแคบลง ค่าเฉลี่ยจะน้อยลง นั่นคือ ค่าเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง

ซึ่งทฤษฎีการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

กำหนดให้ ω_0 คือความถี่กลางในหน่วยเรเดียน

ω คือความถี่ขณะใดๆในหน่วยเรเดียน

จะเห็นได้ว่าความต่างเฟส $\Delta\phi$ ในหน่วยเรเดียนเป็น

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

สัญญาณอินพุทของวงจรถิเทคเตอร์เป็น $V_o \sin \omega t$ และ
ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

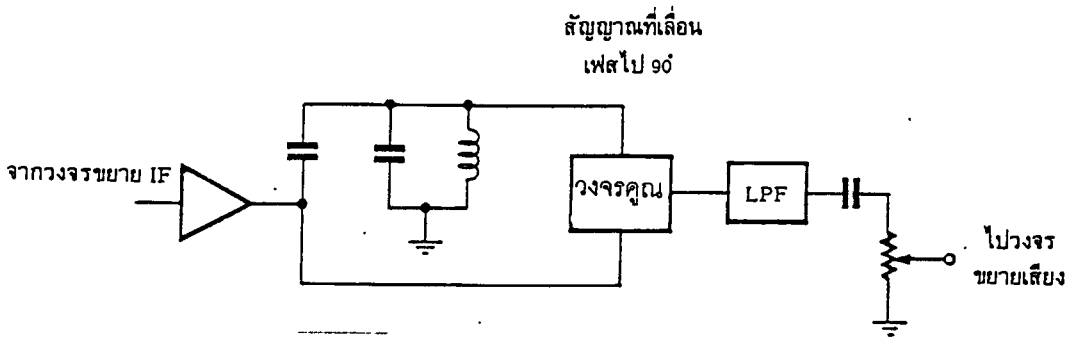
สำหรับการตีเทคเตอร์ที่ดี จะต้องอยู่ในควอท์แดนท์แรก ซึ่งจะเป็นได้เมื่อ

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

และทำให้เกิดความสมมาตรของการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีการมอดูเลชั่น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันส่งเสริมการสอนวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี (สสวท.) สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



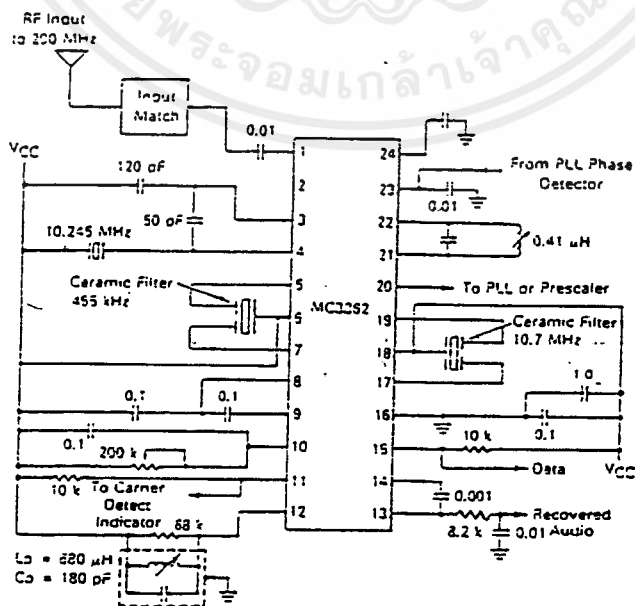
รูปที่ 2.14 วงจรควอดราเฟรตเทคเตอร์

2.9 การใช้งาน MC 3362

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

ในส่วนของมิกเซอร์จะจัดวงจรแบบสมดุลย์ เพื่อลดผลของสัญญาณแปลกปลอมมิกเซอร์ทั้งสองตัว มีคอนเวอร์ชันเกิน 18 dB และ 22 dB ตามลำดับ โดยมีเสถียรภาพในการทำงานที่ไม่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง

เพื่อออกแบบใช้งานได้ง่ายและมีราคาถูก ตำแหน่งขาไอซีและวงจรรายในจึงออกแบบมาให้ใช้กับเซรามิกฟิลเตอร์ในส่วนวงจรรองความถี่ IF ได้ หลังจากผ่านวงจรมิกเซอร์และขยาย IF สัญญาณจะส่งกลับเข้าไปยังวงจรมิตเตอร์ที่มีความไว 10 ไมโครโวลต์ ที่ -3.0 dB ลิมิตตั้ง ราบเรียบถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์



จากวงจรลิมิตเตอร์สัญญาณจะถูกส่งไปยังควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์ ซึ่งต้องมีวงจรรายนอกเพิ่มเติม คือ LC แทนที่ ระหว่าง V_{CC} กับขา 12 และตัวต้านทานขนาน 68 กิโลโห์ม เป็นตัวกำหนดค่า peak separation ของวงจรถืดเทคเตอร์ ถ้าค่าต่ำจะด้ความเป็นเชิงเส้นดีแต่ความไวของวงจรถืดเทคเตอร์จะลดลง

เอาท์พุทจากขา 13 จะต้องมีวงจรถืดรูปคลื่นเพื่อให้ได้เป็นสัญญาณเสียงที่ถูกต้อง ส่วนวงจรถืดคอมพาราเตอร์ที่ขา 14, 15 ใช้สำหรับบ้เทคจุดผ่านศูนย์ของสัญญาณสำหรับการรับส่งด้วย FSK (Frequency Shift Keying) ซึ่งมีอัตราความเร็วข้อมูลสูงตั้งแต่ 2,000 ถึง 35,000 บิตต่อวินาที ถ้าต้องการให้ส่วนนี้มีฮิสเตอร์ริสิสให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆตั้งแต่ 12 กิโลโห์มขึ้นไป ระหว่างขา 14 และ 15

ในส่วนวงจรถืดมิเตอร์ที่ขา 10 ทำงานแบบแอดทีฟโวลต์คือ ต่อร่วมกับ V_{CC} ใช้แสดงระดับความแรงสัญญาณที่รับได้ โดยสังเกตจากการทำงานของวงจรถืดลิมิตเตอร์ สามารถนำส่วนนี้มาใช้ในการกำหนดความแรงของสัญญาณที่จะรับได้ (RF trip level) โดยการต่อตัวต้านทานระหว่าง V_{CC} กับขา 10 วิธีการคือ ตั้งความแรงของเครื่องกำเนิดความถี่ป้อนให้แก่ วงจรถืดรับที่ระดับความแรงที่ต้องการหน่วยเป็น dBm แล้วอ่านค่ากระแสจาก V_{CC} มาขา 10 จะได้ค่าตัวต้านทานเท่ากับ

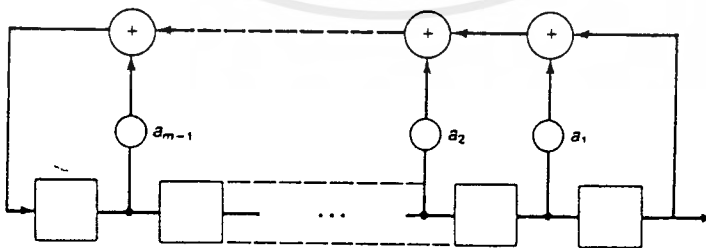
$$R_{10} = 0.64V_{dc} / I_{10}$$

และถ้าต้องการให้ทำงานเป็นฮิสเตอร์ริสิสด้วย ก็ให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆ RH ระหว่างขา 10 และขา 11 โดยมีสูตรคิด คือ

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

2.10 วงจรถืดผลิตโค้ดแบบสุ่ม

วงจรถืดผลิตโค้ดควรจะมีลำดับ (sequence) ที่เป็นแบบสุ่ม (random) เพื่อยากแก่การตรวจจับและสามารถเลือกลำดับได้หลายรูปแบบ ซึ่งเราเรียกว่า pseudo random generator สำหรับรูปแบบของอุปกรณ์ผลิตโค้ดที่นำมาใช้ในวงจรถืดมีลักษณะเป็น M sequence ซึ่งสามารถสร้างได้โดย วิธีลิเนียร์ชิฟรึจิสเตอร์ (linear shift register) มีลักษณะโดยทั่วไปดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรถืดผลิตโค้ดแบบสุ่ม

อันประกอบไปด้วย ชิฟรึจิสเตอร์ (shift register) จำนวน M สเตจต่อกันแบบอนุกรม โดยเอาท์พุทของแต่ละสเตจหนึ่งจะรวมกัน และป้อนกลับไปยังอินพุท (ซึ่งการที่สเตจใดจะป้อนกลับหรือไม่นี้เอง ที่เป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกำหนดรูปแบบ และความยาวของลำดับ) ทุกสแตจจะได้สัญญาณนาฬิกาพร้อมกัน และเกิดการชิฟไปยัง สแตจถัดไป ตามลำดับ

รูปแบบการย้อนกลับสามารถมีได้หลายรูปแบบ ในที่นี้จะขออธิบายในรูปแบบของโพลีโนเมียล

$$F(X) = X^m + a_{m-1} \times X^{m-1} + \dots + a_1 \times X + 1$$

ซึ่ง $a_1 - a_{m-1}$ มีค่าเป็น 0 หรือ 1

โดย 1 คือมีการย้อนกลับโดยสแตจนั้น

และ 0 คือไม่มีการย้อนกลับโดยสแตจนั้น

ในกรณีที่เราสนใจนั้น $F(X) = 0$

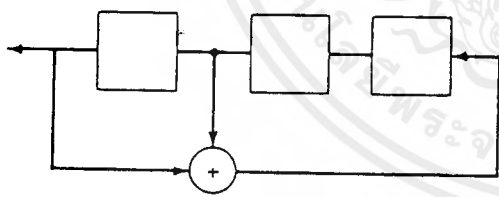
นั่นคือ
$$X^m = a_{m-1} \times X^{m-1} + \dots + a_1 \times X + 1$$

สังเกตได้ว่า ไม่มีเครื่องหมายลบ เพราะเป็นการออกแบบโมดูล (modulo)

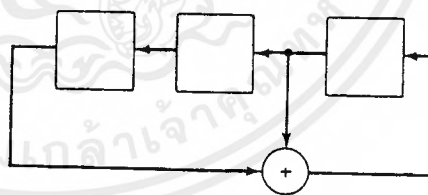
ตัวอย่างเช่น
$$F(X) = X^3 + X + 1$$

$$F(X) = 0, X^3 = X + 1$$

นั่นคือ $a_1 = 1, a_2 = 0$ ดังนั้น ชิพริจิสเตอร์ซึ่งแทนโพลีโนเมียลนี้มีลักษณะดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17



รูปที่ 2.18

เมื่อชิพริจิสเตอร์ถูกกำหนดค่าเริ่มต้น ซึ่งจะต้องให้เป็น 0 ทุกสแตจ เมื่อได้รับสัญญาณนาฬิกา เอาท์พุทก็จะให้ค่าของไคต์ออกมา สำหรับกรณีในรูปที่ 2.18 นั้นถ้ากำหนดให้ค่าเริ่มต้นเป็น 111B เอาท์พุท ของแต่ละสแตจจะเปลี่ยนไปในแต่ละครั้งที่มีสัญญาณนาฬิกาเข้ามา และซ้ำๆกันทุกๆ 7 พัลส์ ดังตารางที่ 2.1

หรือกรณี
$$F(X) = 0, X^3 = X^2 + 1$$

นั่นคือ $a_2 = 1, a_1 = 0$ ดังนั้นชิพริจิสเตอร์ซึ่งแทนโพลีโนเมียลนี้มีลักษณะดังรูป และ

ภาวะการทำงาน ดังตารางที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	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

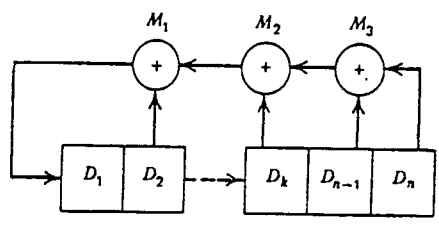
	1	2	3
INITIAL CODE	1	1	1
CLOCK PULSE	1	0	1
	2	1	0
	3	1	0
	4	0	0
	5	1	0
	6	1	1
NEW PERIOD	7	1	1

ตารางที่ 2.2 แสดงสถานะของ S/R ในแต่ละ CLOCK PULSE

จากตารางทั้งสอง จะเห็นได้ว่ามีลำดับได้ด แตกต่างกันในคาบเวลาหนึ่งๆ ซึ่งเป็นผลจากความแตกต่างของโพลีโนเมียล สำหรับในวิธีลิเนียร์ซีพรีจิสเตอร์นั้น จะให้ได้ดซ้ำกันทุกช่องความถี่หนึ่งคาบ ซึ่งความยาวนี้ก็คือ จำนวนของได้ด โดยจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ $2^M - 1$ เรียกว่ากรณีความยาวสูงสุด (maximum length) โดย M คือจำนวนสเตจของซีพรีจิสเตอร์ การแทนโพลีโนเมียลด้วยลิเนียร์ซีพรีจิสเตอร์นั้นมี 2 ลักษณะ คือ

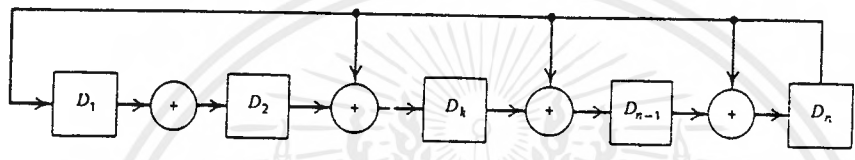
1. แบบธรรมดา ดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตได้ดแบบสุ่มแบบธรรมดา

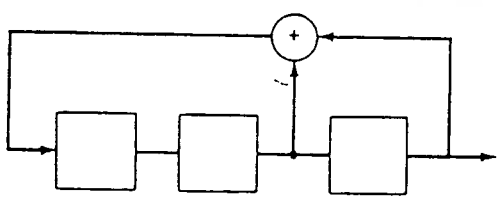
2. แบบโมดูลาร์ (MODULAR) ดังรูปที่ 2.20



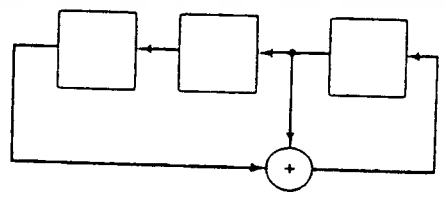
รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตได้ดแบบสุ่มแบบโมดูลาร์

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 มีการป้อนกลับเข้าเฉพาะ
 สเตจที่ 1.



รูปที่ 2.21 แบบธรรมดา



รูปที่ 2.22 แบบโมดูลาร์

และมีภาวะการทำงานดังตารางที่ 2.3 และตารางที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		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 จะมิลำดับโค้ดของรีจิสเตอร์แต่ละสแตจเหมือนกัน แต่ในการประยุกต์ใช้ อุปกรณ์ผลิตโค้ดนี้ จะเห็นว่ามิลำดับการเปลี่ยนแปลงโค้ดแตกต่างกัน

ตารางที่ 2.5 แสดงรูปแบบการต่อของส่วนป้อนกลับที่ทำให้เกิดความยาวโค้ดสูงสุด ที่จำนวนสแตจ ต่างๆกัน ซึ่งหมายความรวมทั้งแบบธรรมดา และแบบโมดูลาร์

ตารางที่ 2.5 แสดงรูปแบบการต่อของส่วนบ็อนกลับที่ทำให้เกิดความยาวได้สูงสุด

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)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(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)

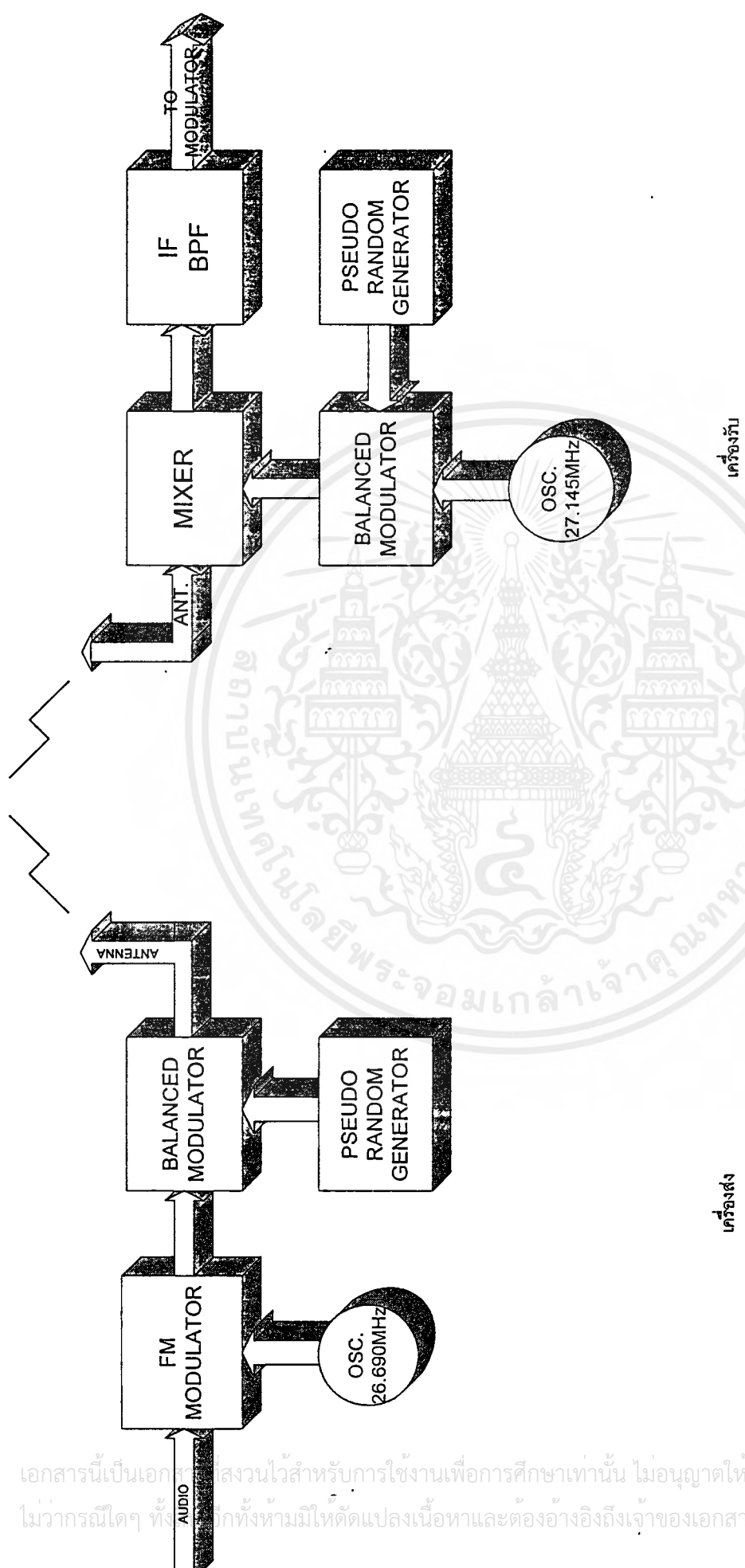
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

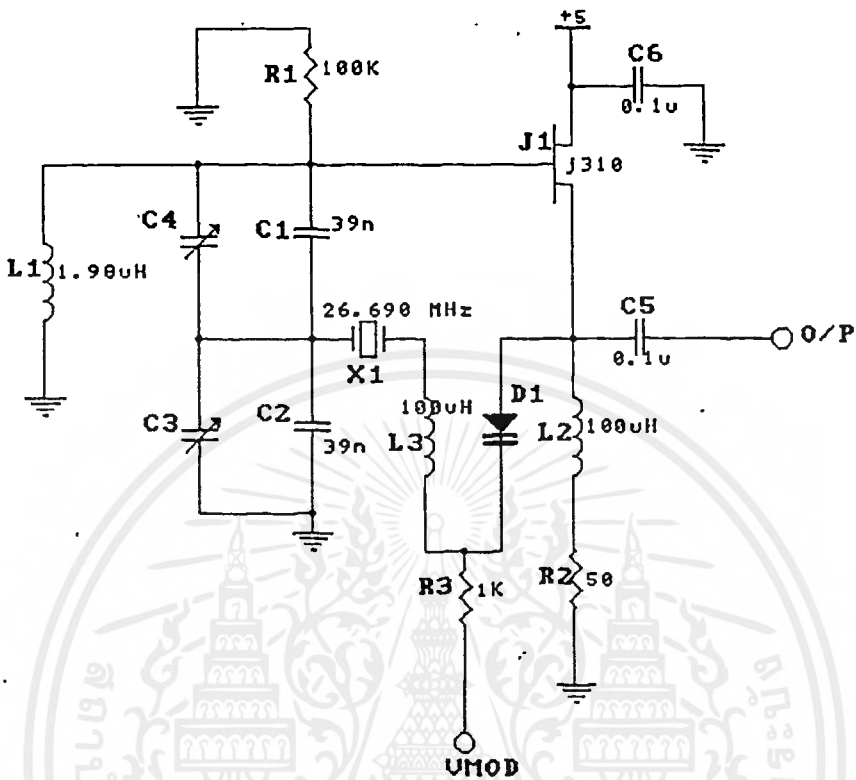


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของระบบไดมอดูเลชันความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์

จากวงจรออสซิลเลเตอร์ ในรูปที่ 3.2 เราสามารถเพิ่มวงจรมอดูเลเตอร์เข้าไปได้ดังรูป 3.3

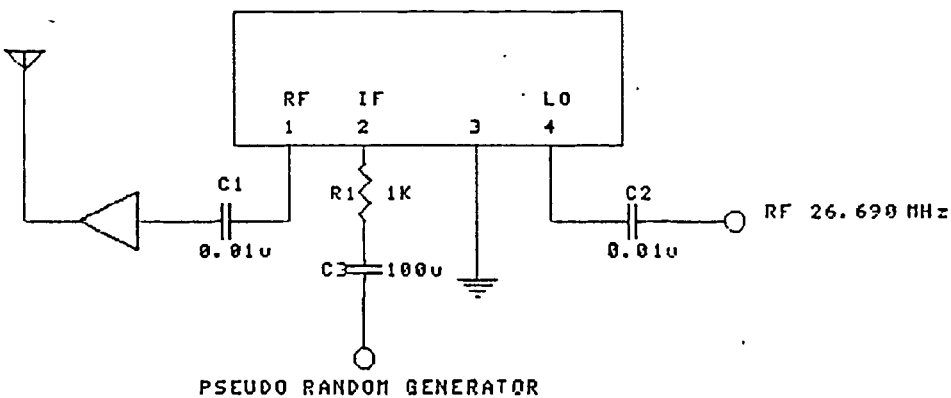


รูปที่ 3.3 วงจรมอดูเลเตอร์

โดยการใช้วาแคเตอร์ ซึ่งเป็นคาปาซิเตอร์ที่ปรับค่าได้ตามค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป ทำให้ความถี่สามารถเบี่ยงเบนไปได้ด้วย (การมอดูเลตแบบ FM)

3.4 การออกแบบวงจรมิกเซอร์โดยใช้ TUF-3

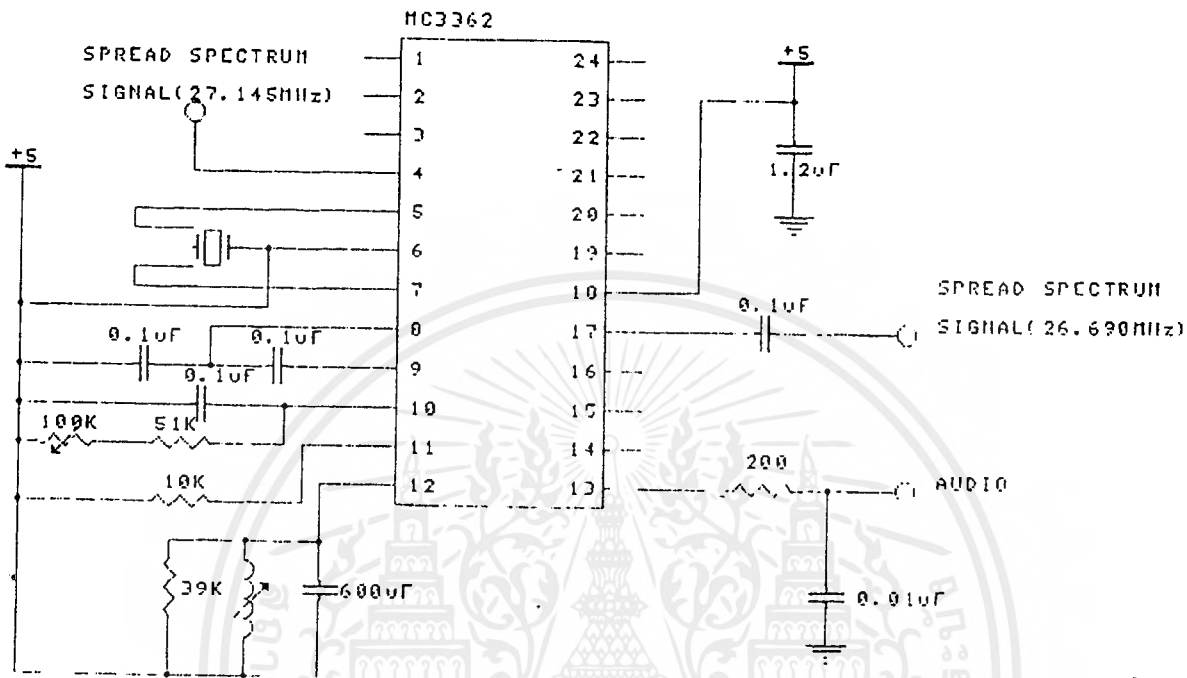
มีการออกแบบดังรูป 3.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงรูปที่ 3.4 วงจรมิกเซอร์ อธิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบภาครับโดยใช้ไอซี MC3362

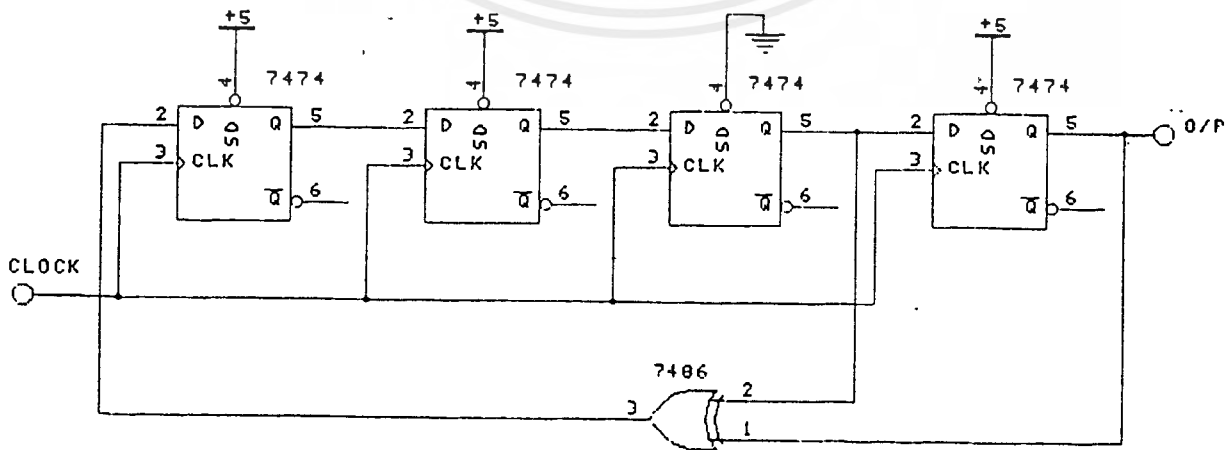
ตามรูปที่ 3.5 ภายในตัวไอซีนี้ประกอบไปด้วยภาคออสซิลเลเตอร์ มิกเซอร์ วงจรลิมิตเตอร์ และควอดราเจอร์ดิเทคเตอร์



รูปที่ 3.5 วงจรใช้งาน MC 3362

3.6 การออกแบบวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

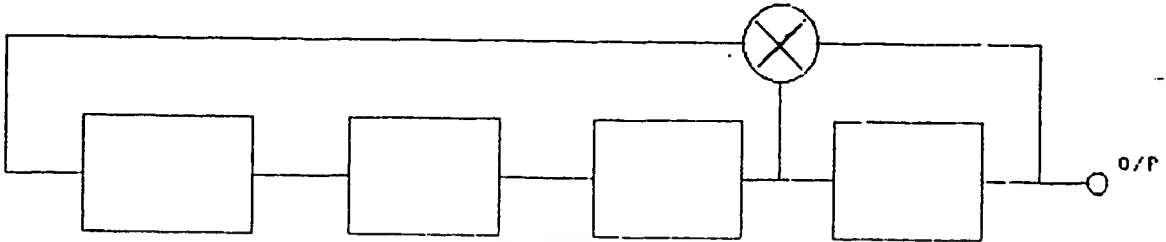
ในที่นี้ได้ออกแบบโดยใช้ชิพรีจิสเตอร์ตามรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นไปตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

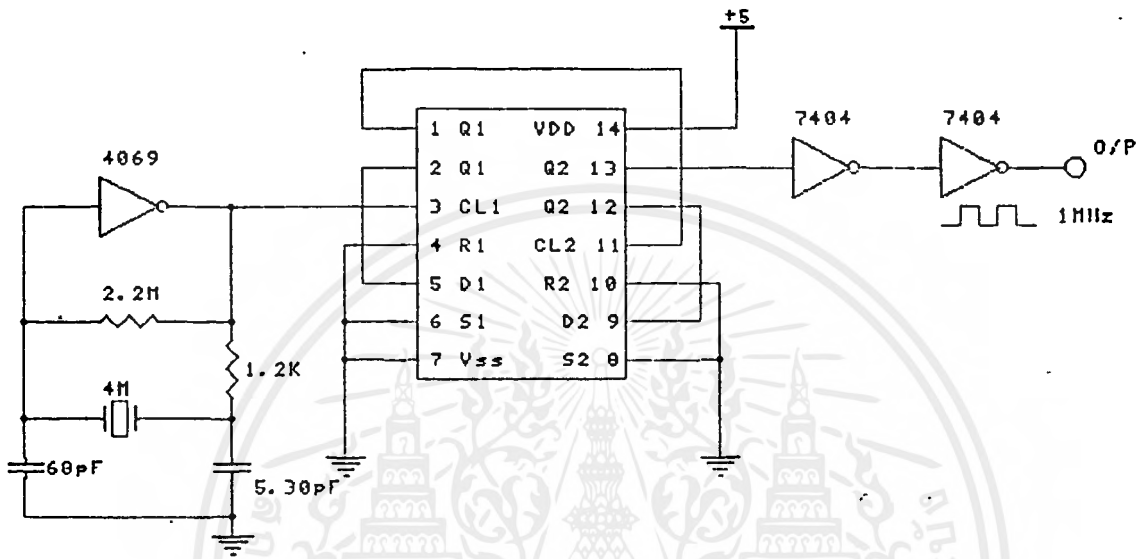
โดยมี initial code เป็น 0010 ซึ่งจะได้เอาต์พุตแบบ 15 บิตคือ 100110101111000 วนรอบไปเรื่อยๆ ดังนี้

	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
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

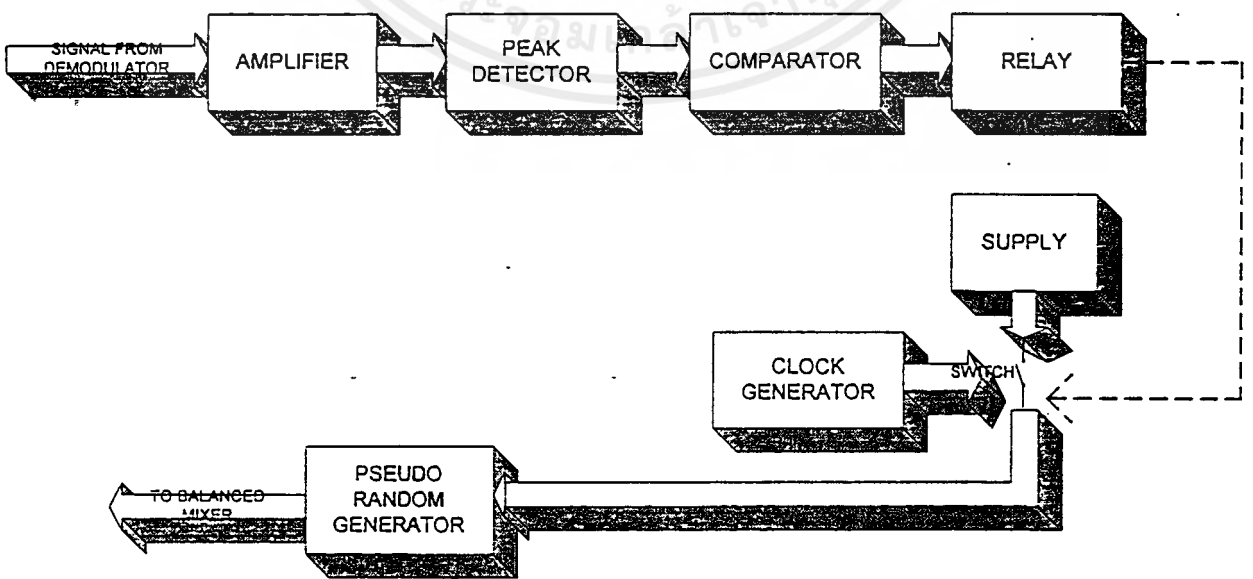
สามารถออกแบบได้โดยการสร้างสัญญาณรูปซายน์ความถี่ 4 MHz แล้วนำไปหาร 2 สองครั้ง จะเหลือความถี่เป็น 1 MHz และนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านอินเวอร์เตอร์ก็จะได้เป็นสัญญาณนาฬิกาออกมาตามต้องการ ซึ่งสามารถออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 1 MHz

3.8 การออกแบบวงจรซิงโครไนซ์การรับ-ส่ง

จากหลักการที่กล่าวในหัวข้อที่ 2.11 จึงได้ออกแบบวงจรในภาคต่างๆดังบล็อกไดอะแกรมต่อไปนี้



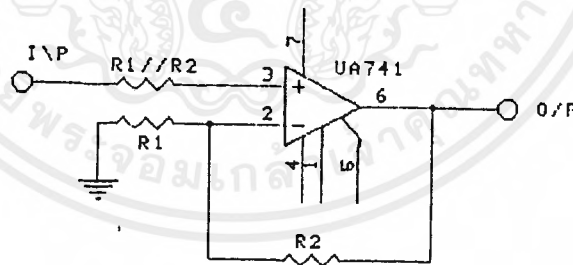
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนต่างๆ ของวงจรที่ทำหน้าที่ซิงโครไนซ์การรับ-ส่ง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ส่วนตรวจจับสัญญาณที่ดีเทคโนโลยีจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรมัลติไฟเออร์ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากส่วนดีมอดูเลเตอร์ จากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้ไปป้อนให้กับวงจรถัก-ดีเทคโนโลยี ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณรูปขายนท์ที่ได้รับเข้ามาให้เป็นสัญญาณไฟตรงที่มีระดับแปรผันตามขนาดของสัญญาณรูปขายนท์ ระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้นี้จะเป็สัญญาณที่นำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงในวงจรรวมพาราเตอร์ ถ้าระดับสัญญาณที่ได้สูงกว่าระดับสัญญาณอ้างอิง ก็แสดงว่าภาครับสามารถดีเทคโนโลยีสัญญาณออกดีไอได้ตามต้องการ เอาท์พุทจากวงจรรวมพาราเตอร์จะควบคุมให้รีเลย์ต่อแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง 5 โวลท์ให้แก่วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม เพื่อให้วงจรมผลิตโค้ดแบบสุ่มยังคงผลิตโค้ดต่อไปเรื่อยๆ เพราะว่าการที่สามารถดีเทคโนโลยีสัญญาณออกดีไอได้ตามต้องการ ก็แสดงว่าโค้ดแบบสุ่มทางด้านรับตรงกับด้านส่งแล้ว จึงจำเป็นต้องควบคุมให้วงจรมผลิตโค้ดแบบสุ่มคงสถานะการทำงานต่อไป

แต่ถ้าระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากวงจรถัก-ดีเทคโนโลยีต่ำกว่าระดับสัญญาณอ้างอิง ก็แสดงว่าภาครับไม่สามารถดีเทคโนโลยีสัญญาณออกดีไอได้ เอาท์พุทจากวงจรรวมพาราเตอร์จะควบคุมให้รีเลย์ต่อวงจรมสร้างสัญญาณนาฬิกาให้แก่วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม เพื่อให้วงจรมผลิตโค้ดแบบสุ่มถูกรีเซ็ทให้ผลิตโค้ดใหม่โดยเมื่อสัญญาณนาฬิกา มีระดับสัญญาณเป็น 5 โวลท์ วงจรมผลิตโค้ดแบบสุ่มจะทำงาน และเมื่อสัญญาณนาฬิกา มีระดับสัญญาณเป็น 0 โวลท์ วงจรมผลิตโค้ดแบบสุ่มจะหยุดทำงาน แล้วจะเริ่มทำงานใหม่อีกครั้งเมื่อสัญญาณนาฬิกา มีระดับสัญญาณเป็น 5 โวลท์

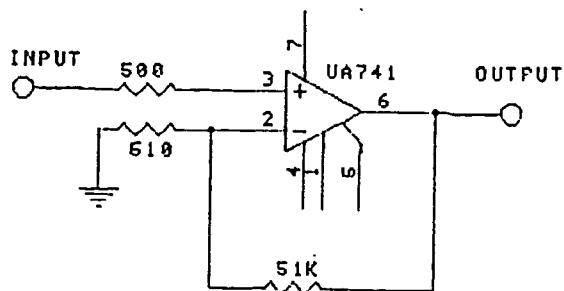
สำหรับรายละเอียดของวงจรต่างๆ ที่เป็นส่วนประกอบในการซิงโครไนซ์การรับ-ส่งมีดังต่อไปนี้

3.8.1 วงจรมัลติไฟเออร์



รูปที่ 3.10 วงจรมอน-อินเวอร์ติง แอมพลิไฟเออร์

ในการออกแบบ เราใช้แอมพลิไฟเออร์แบบมอน-อินเวอร์ติง แอมพลิไฟเออร์ดังในรูปที่ 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 วงจรพีค-ดีเทคเตอร์

สามารถออกแบบได้ดังรูป 3.12

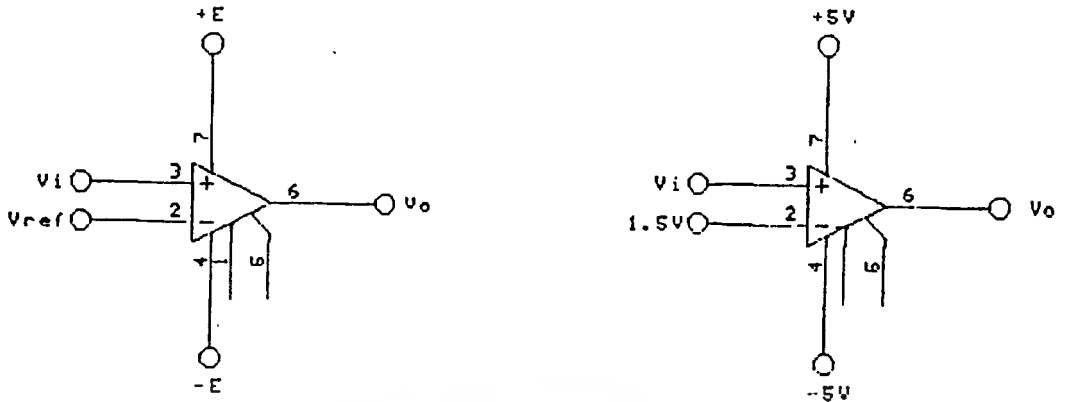


รูปที่ 3.12 วงจรพีค-ดีเทคเตอร์

3.8.3 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

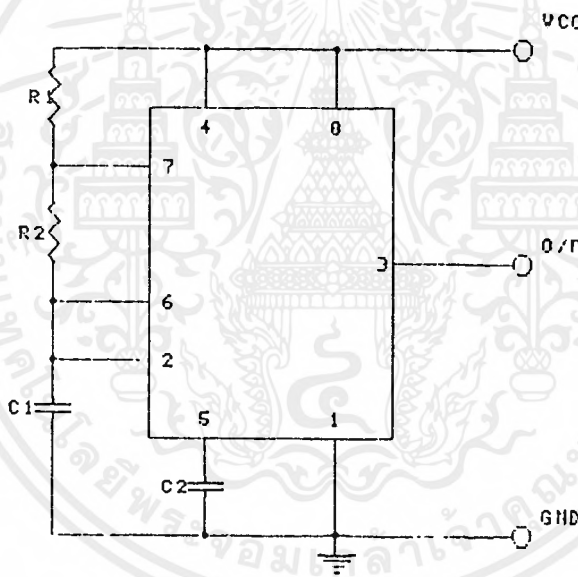
สามารถออกแบบได้ดังรูป 3.13 โดยใช้ระดับอ้างอิงที่ 1.5 โวลต์ คือ เมื่อสัญญาณที่เข้ามา มีระดับสูงกว่า 1.5 โวลต์ ก็จะได้เอาต์พุตเป็นลอจิก 1 และเมื่อสัญญาณที่เข้ามามีระดับต่ำกว่า 1.5 โวลต์ก็จะให้เอาต์พุตเป็นลอจิก 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



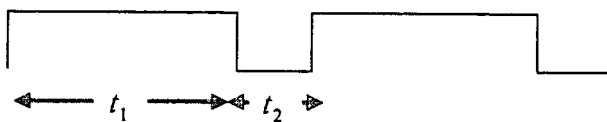
รูปที่ 3.13 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

3.8.4 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555



รูปที่ 3.14 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555

จากวงจรในรูป 3.14 จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณ



โดย $t_1 = 0.694(R_1 + R_2)C$

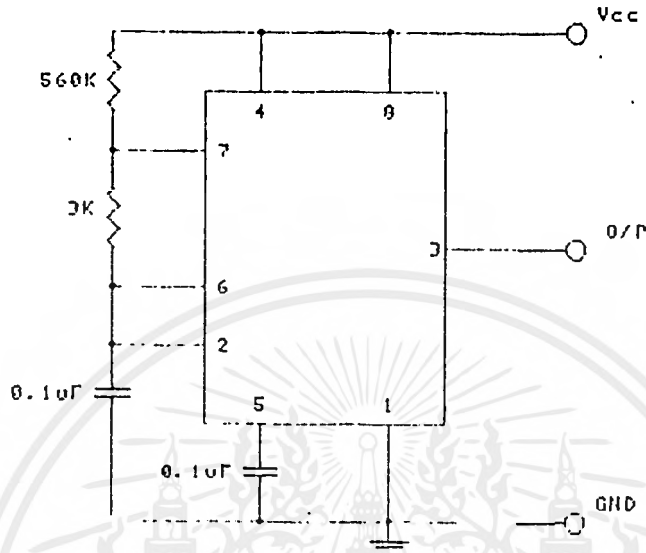
$t_2 = 0.694R_2C$

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ซึ่งขอสงวนสิทธิ์ในการนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นเราจะได้

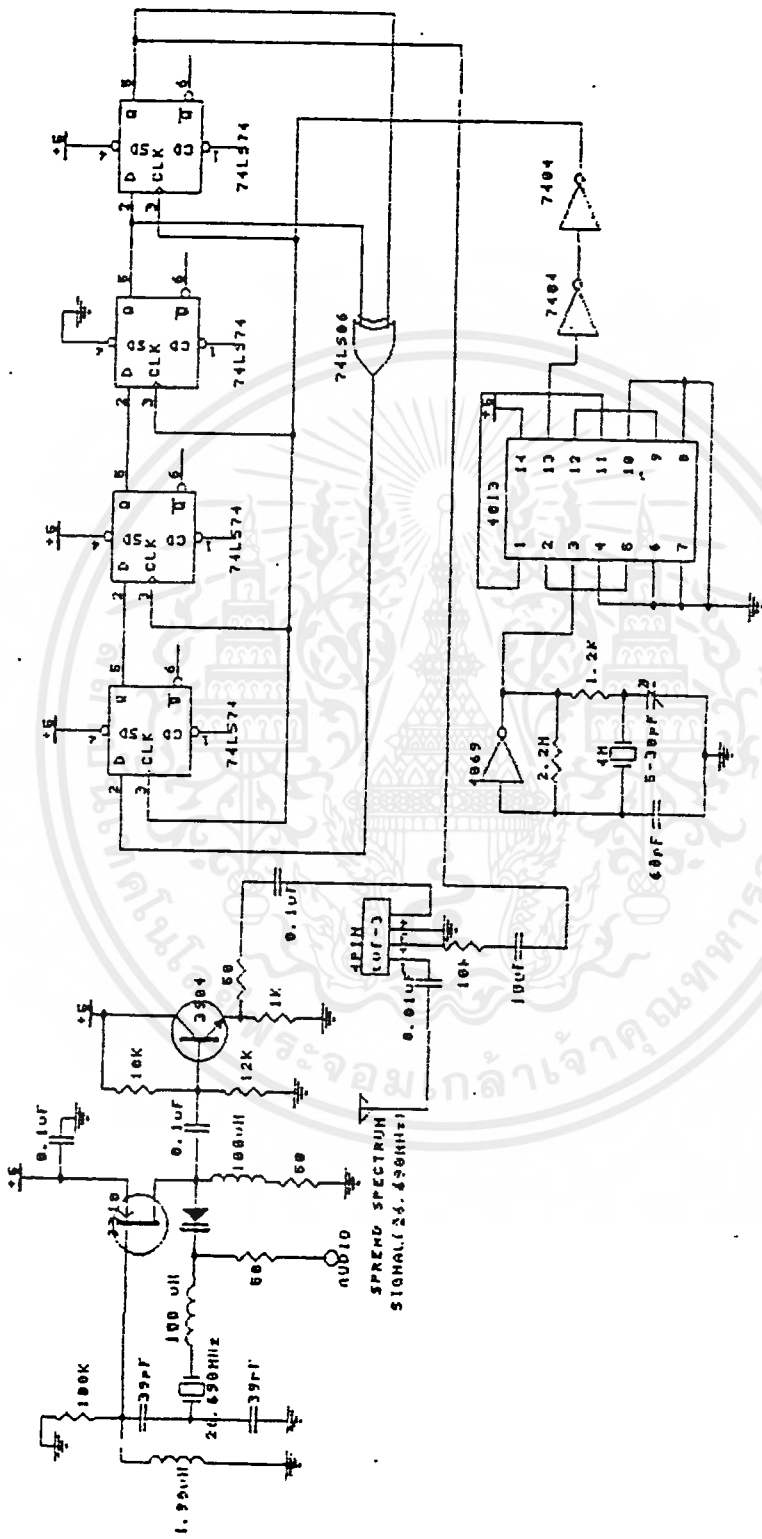
$$t_1 = 0.694(560k + 3k)0.1 \times 10^{-6} = 39.0722msec$$

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



รูปที่ 3.15 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ได้ออกแบบไว้สำหรับใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



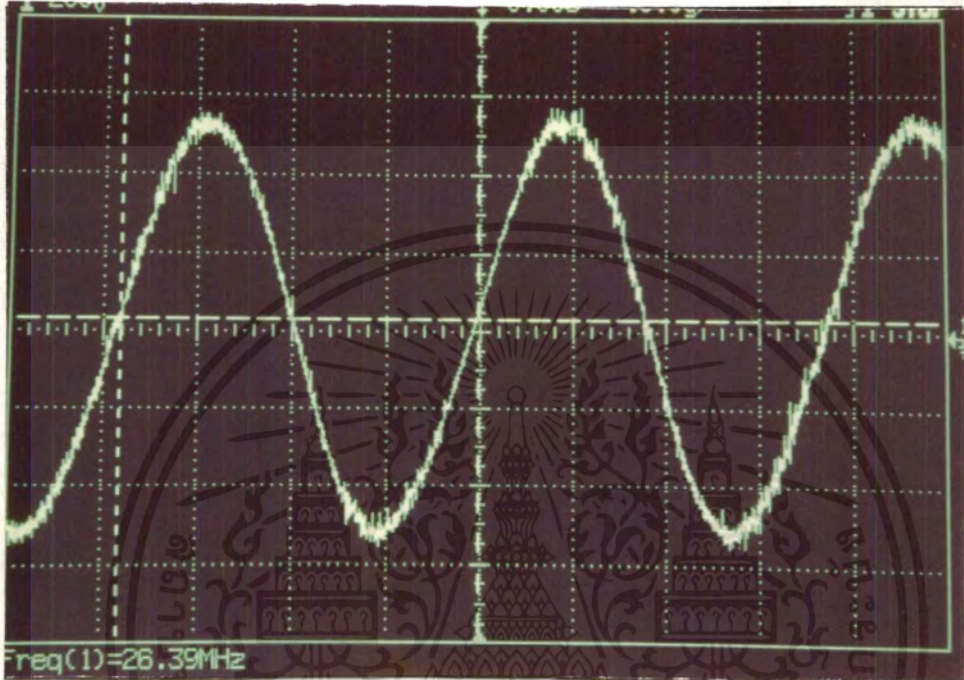
รูปที่ 3.16 วงจรเครื่องส่งระบบไดเรกต์ซีเควนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อวัดผลจากออสซิลโลสโคป

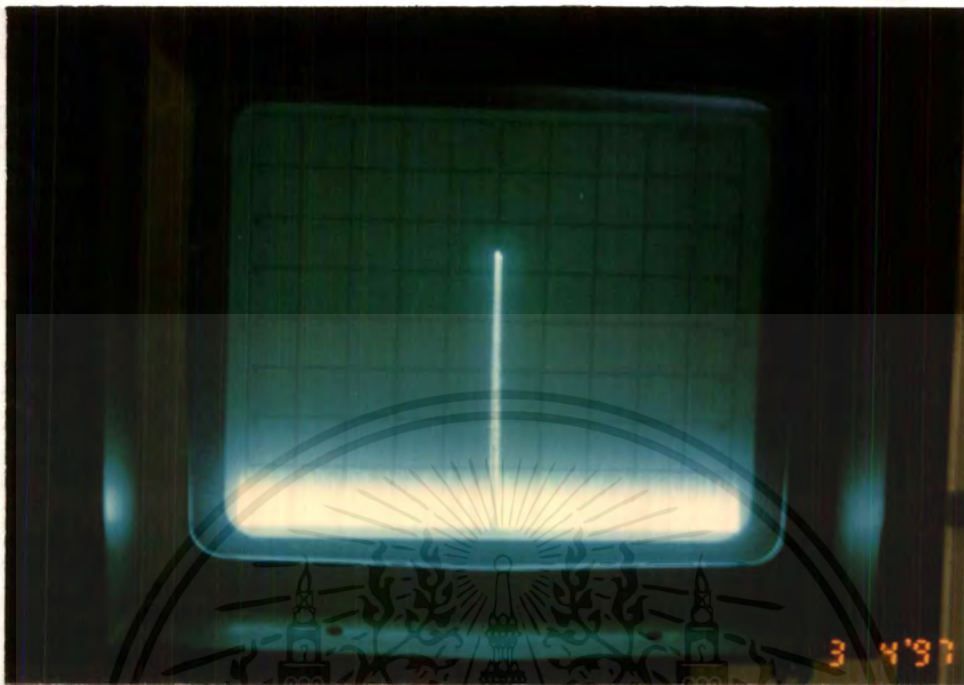


รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์เมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation

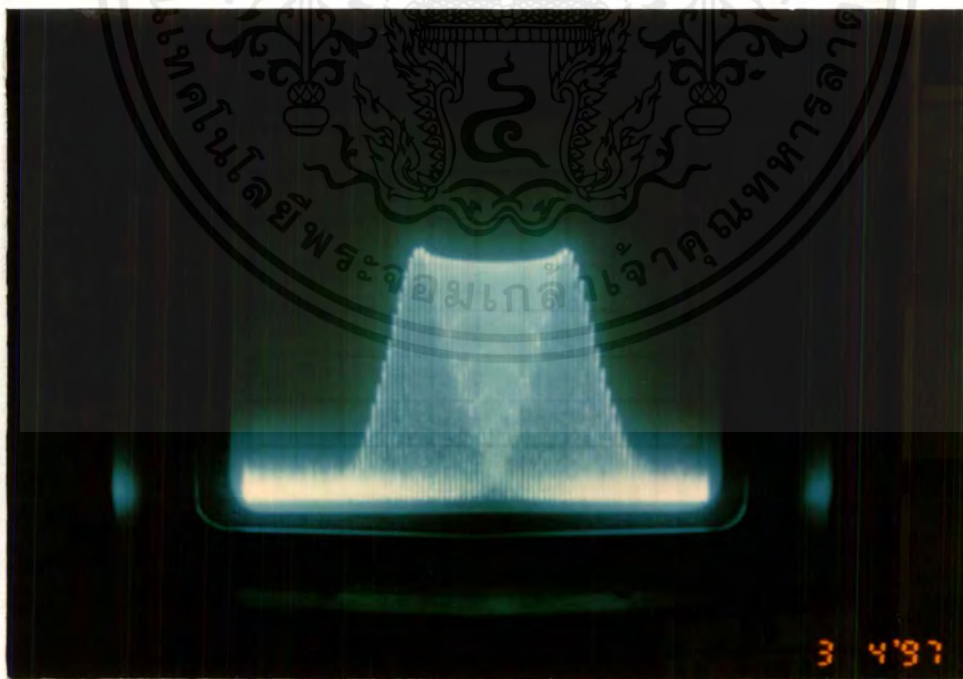
เท่ากับ 10 dB , แบนด์วิธเท่ากับ 10 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของวงจรมอดูเลเตอร์



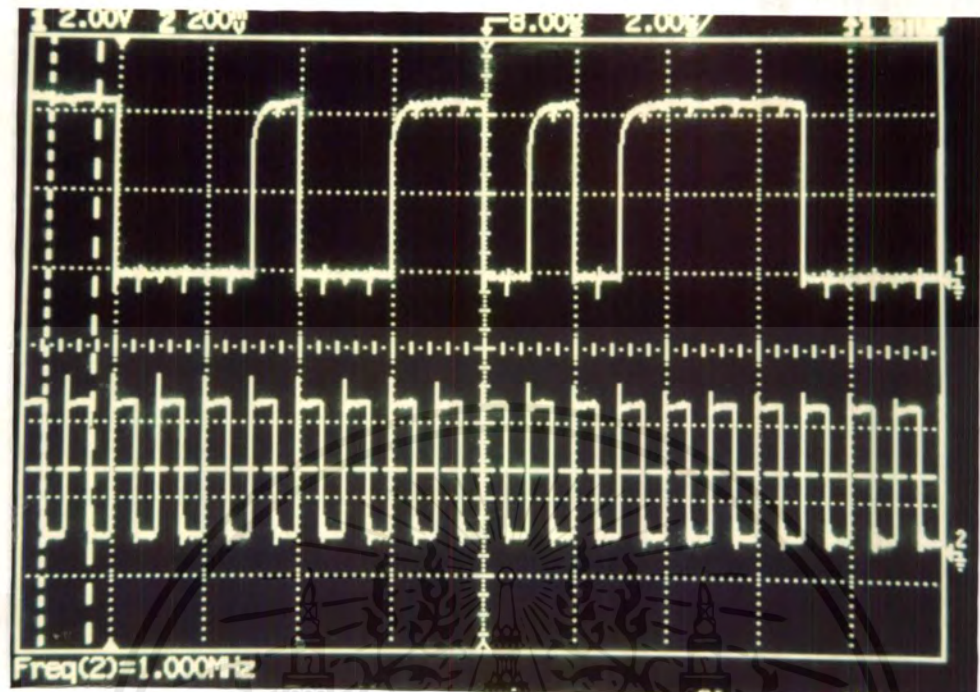
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของคลื่นพาหะในขณะที่ยังไม่ถูกมอดูเลตเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 0 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 100 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 5 MHz



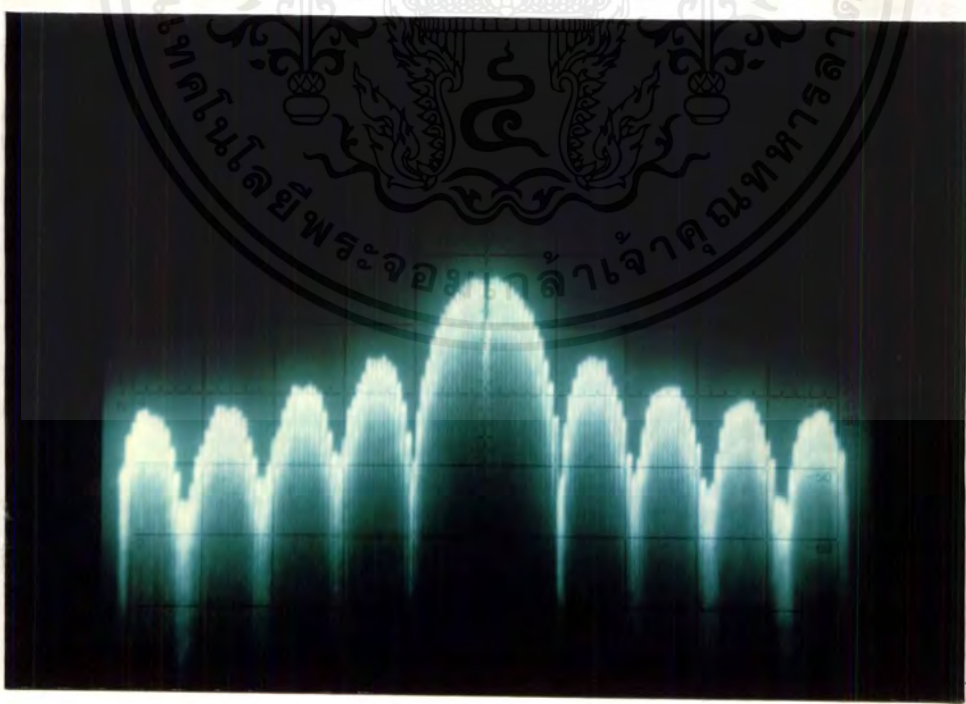
รูปที่ 4.4 สเปกตรัมของคลื่นพาหะในขณะที่ถูกมอดูเลตแบบแอมพลิจูดเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 0 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 100 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดลองของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม



รูปที่ 4.5 CH1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม
CH2 แสดงสัญญาณนาฬิกา

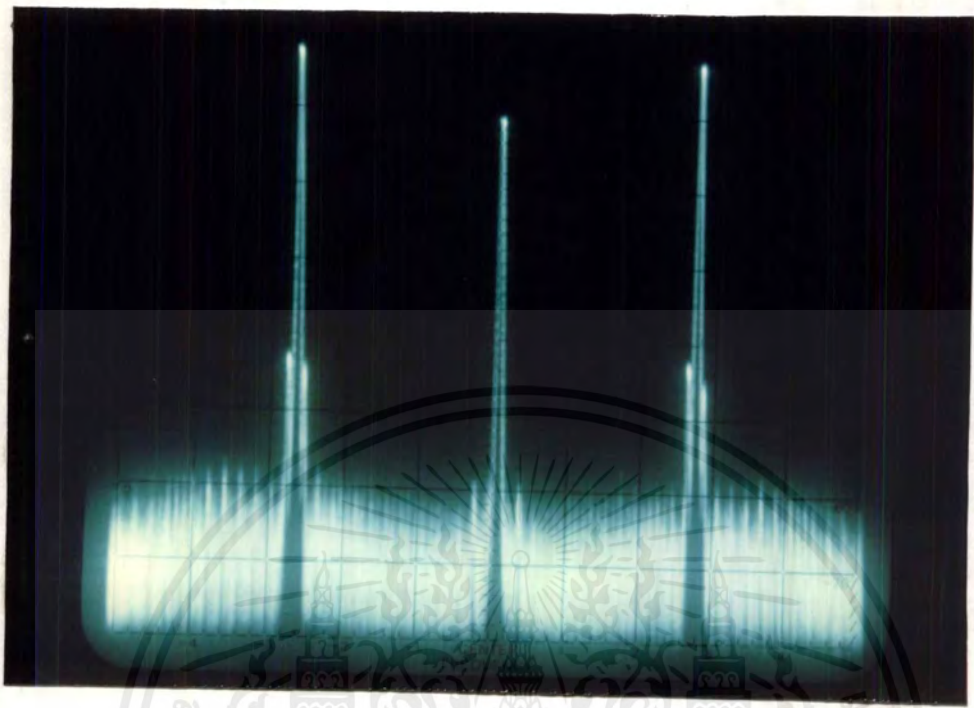


รูปที่ 4.6 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 40 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 1 MHz

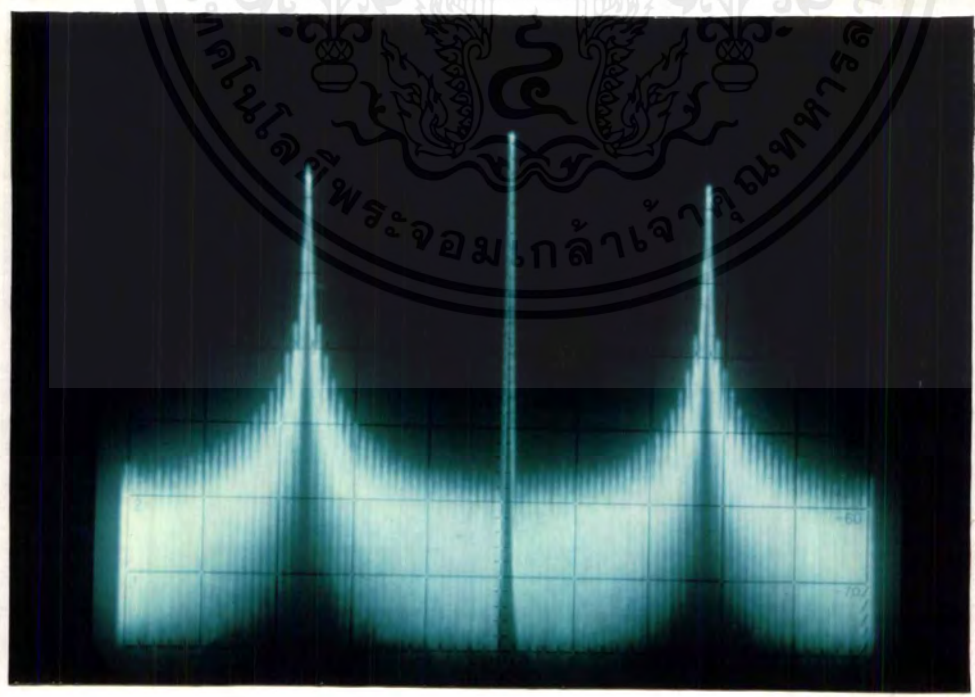
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์โดยใช้ TUF-3

- ทางด้านส่ง

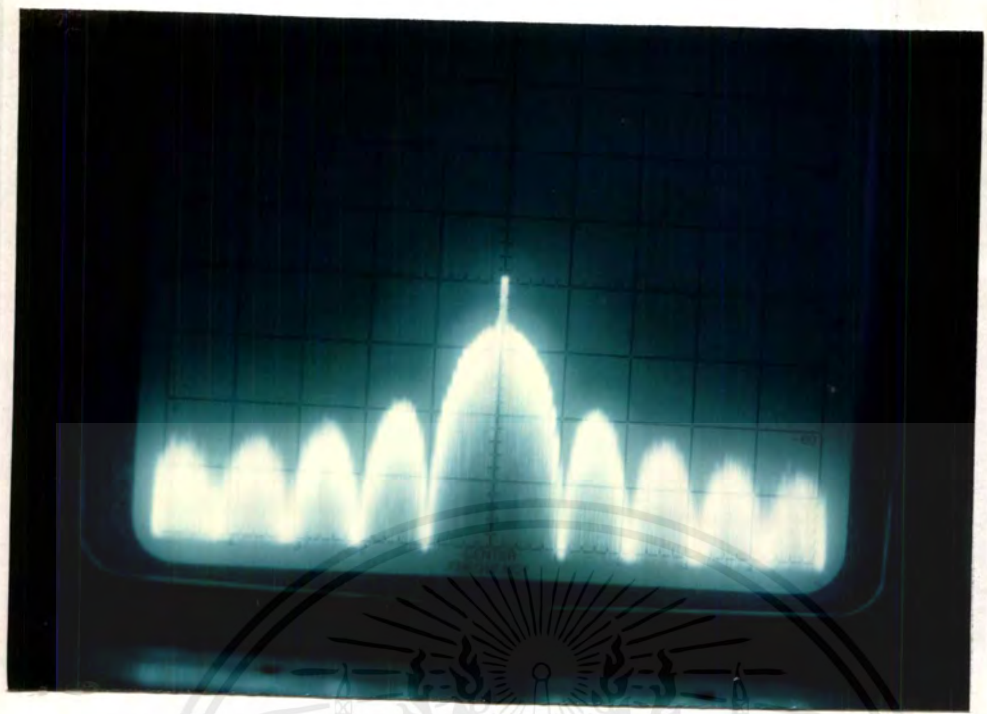


รูปที่ 4.7 สเปกตรัมของคลื่นพหุในขณะที่ยังไม่ผสมกับสัญญาณได้แบบสุ่มเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 10 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 10 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 10 MHz



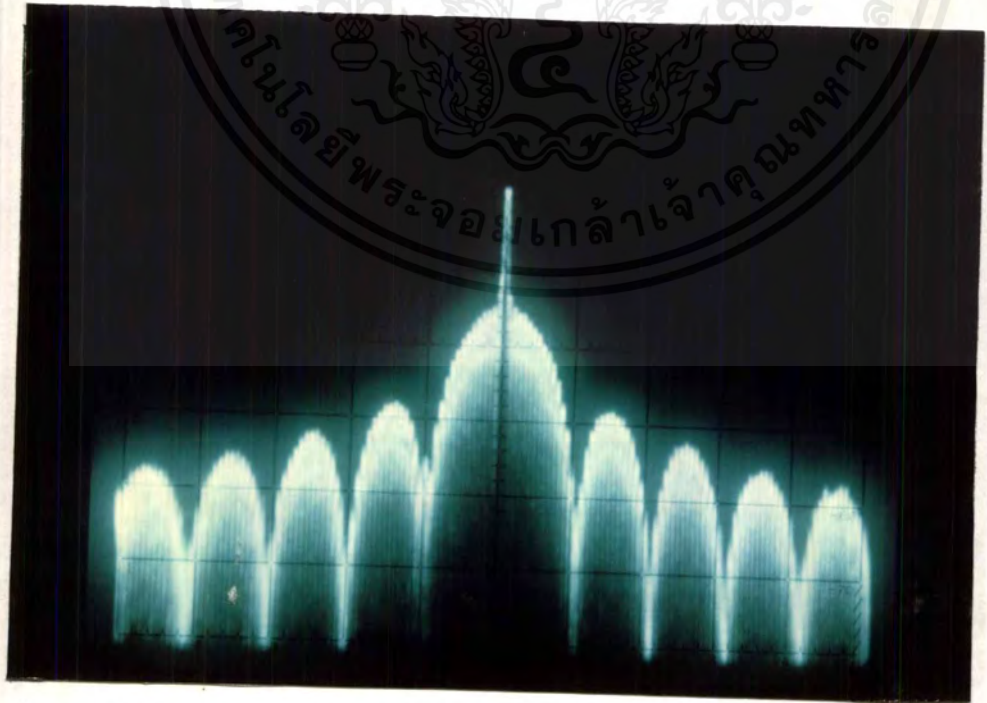
รูปที่ 4.8 สเปกตรัมของคลื่นพหุเมื่อผสมกับสัญญาณได้แบบสุ่มเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 10 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 10 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



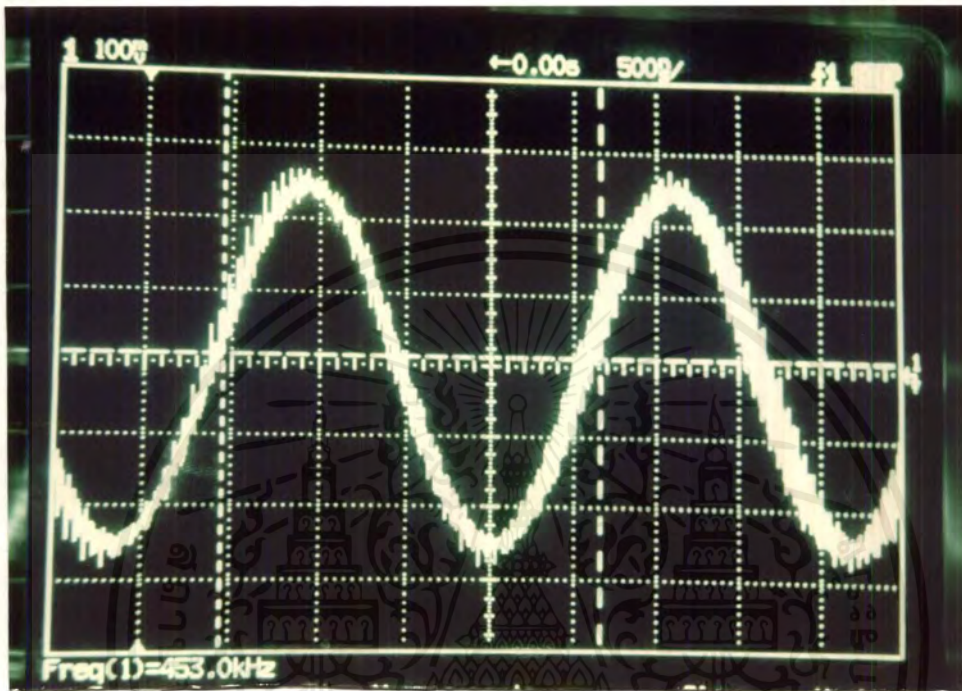
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดจากการนำคลื่นพหุที่ความถี่ 26.690 MHz มาผสมกับสัญญาณโค๊ดแบบสุ่ม เมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 40 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 1 MHz

- ทางด้านรับ

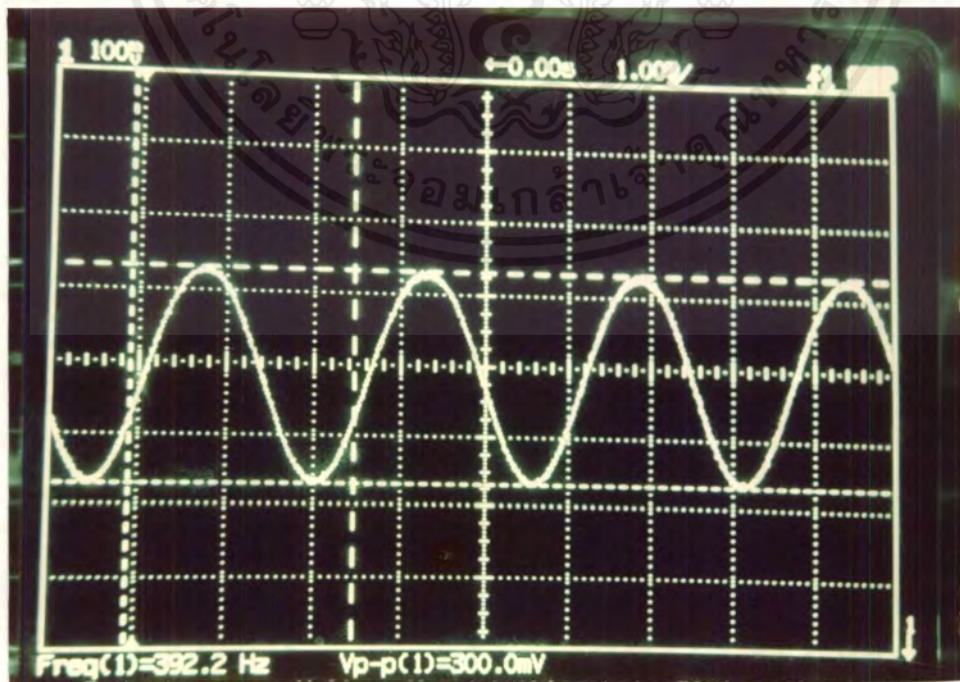


รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดจากการนำคลื่นพหุที่ความถี่ 27.145 MHz มาผสมกับสัญญาณโค๊ดแบบสุ่ม เมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 40 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก Per Division เท่ากับ 1 MHz เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลองของภาครับโดยใช้ MC 3362



รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ความถี่ IF จากวงจรมิกเซอร์ใน MC 3362 (วัดจากขา 7)

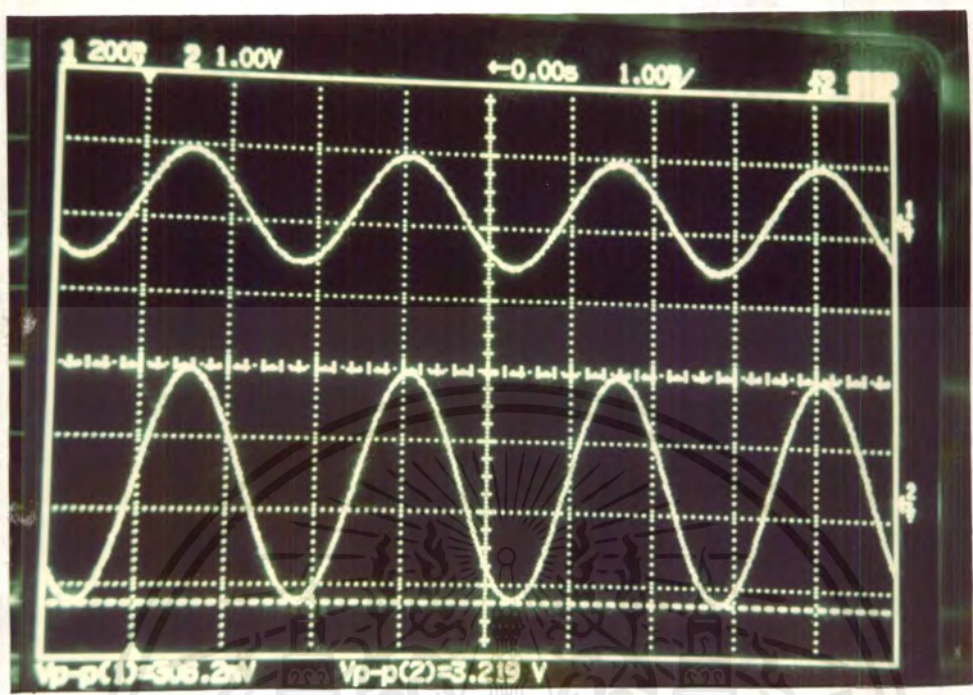


รูปที่ 4.12 สัญญาณออกดีโอดที่ถูกดีเทคได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์ใน MC 3362

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

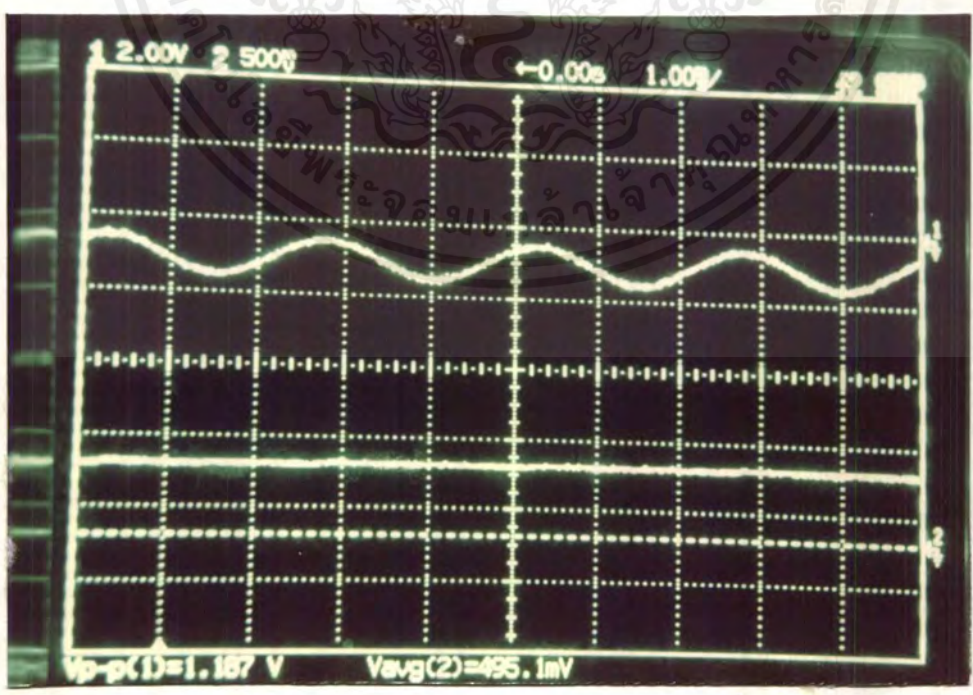
4.6 ผลการทดลองของวงจรซิงโครไนซ์เซชั่น

4.6.1 ผลการทดลองของวงจรแอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 4.13 CH1 สัญญาณที่ตีเทคได้ทางด้านรับ
CH2 สัญญาณที่ตีเทคได้เมื่อนำมาผ่านวงจรมอน-อินเวอร์ตติ้ง แอมพลิฟายเออร์

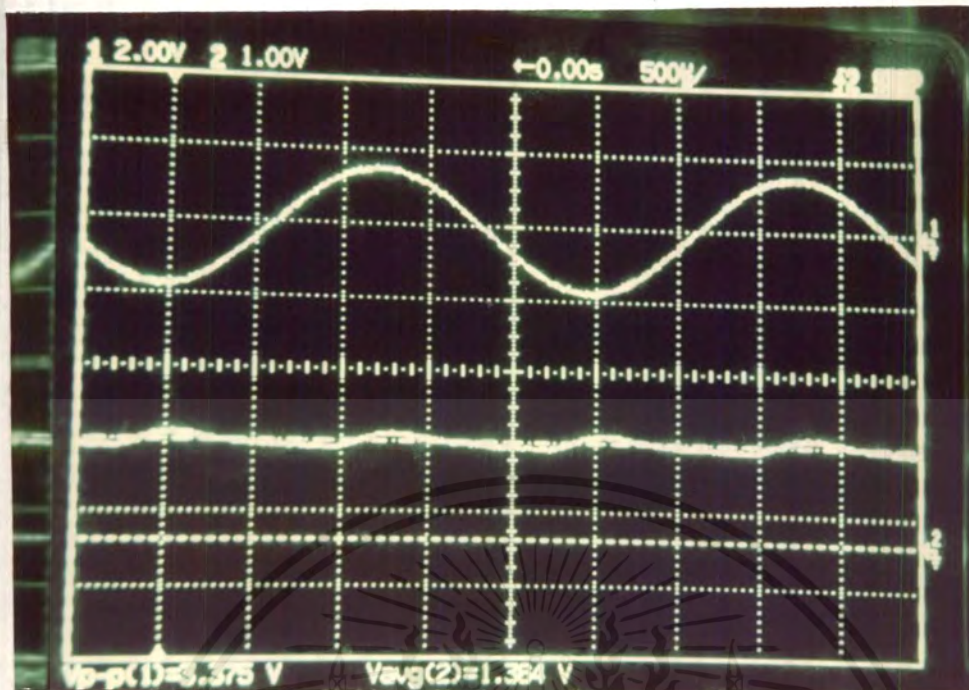
4.6.2 ผลการทดลองของวงจรฟีด-ดิเทคเตอร์



รูปที่ 4.14 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรฟีด-ดิเทคเตอร์

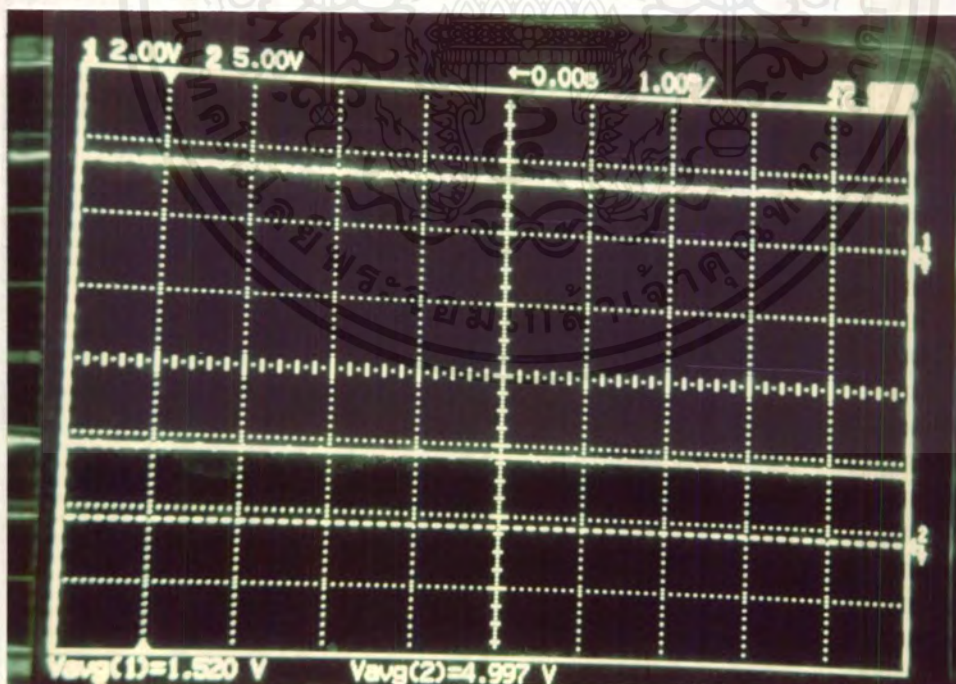
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรฟีด-ดิเทคเตอร์ซึ่งจะแปรผันตามแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



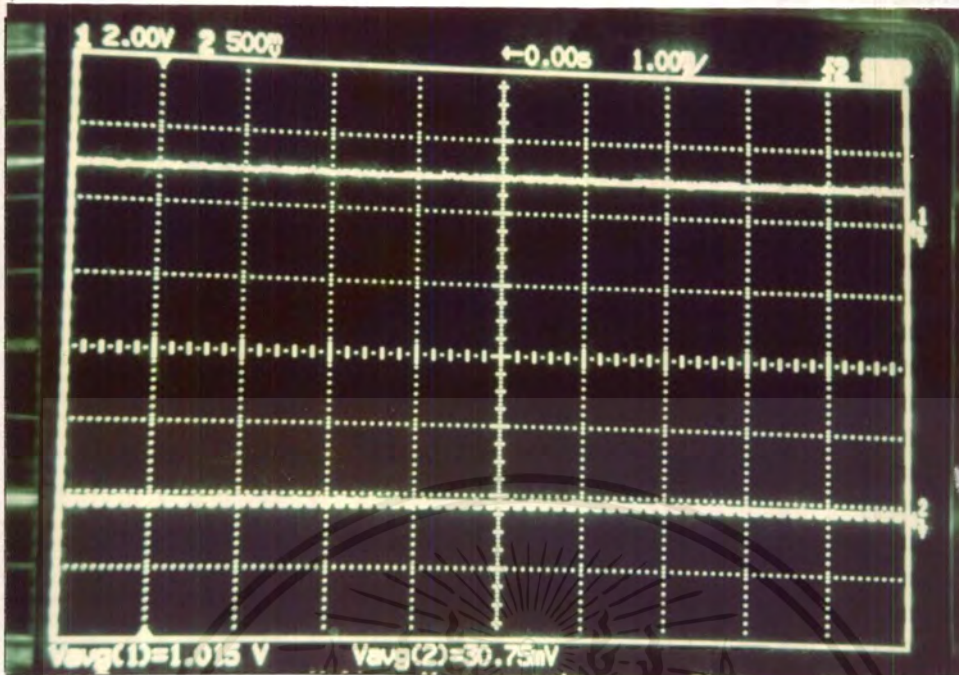
รูปที่ 4.15 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรพีค-ดีเทคเตอร์
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรพีค-ดีเทคเตอร์ซึ่งจะแปรผันตามแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

4.6.3 ผลการทดลองของวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ



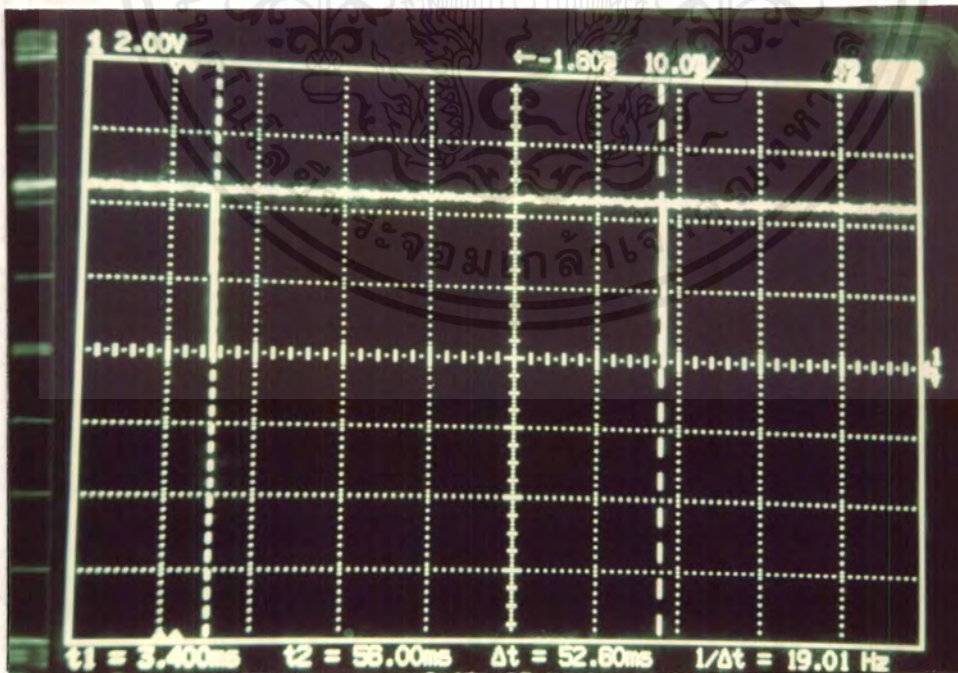
รูปที่ 4.16 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่มีระดับสัญญาณอ้างอิง 1.5 โวลต์
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคอมพาราเตอร์ (เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตมากกว่า 1.5 โวลต์ เอาต์พุตจะแสดงลอจิกเป็น 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



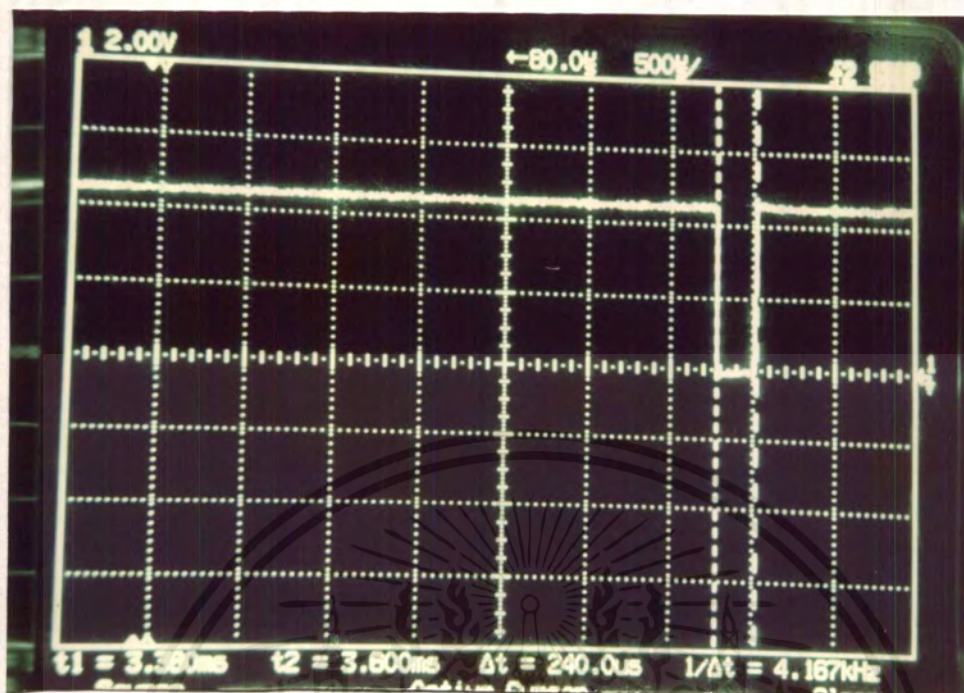
รูปที่ 4.17 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่มีระดับสัญญาณอ้างอิง 1.5 โวลต์
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถอดรหัส (เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตน้อยกว่า 1.5 โวลต์ เอาต์พุตจะแสดงลอจิกเป็น 0)

4.6.4 ผลการทดลองของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 สัญญาณเอชท์พุทจากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555
(แสดงช่วงเวลาที่มีลอจิกเป็น 0 เท่ากับ 240 us)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

โครงการนี้ได้มีการสร้างวงจรต่างๆดังนี้ คือ

-วงจรออสซิลเลเตอร์

ในการสร้าง และดูผลการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นนี้ จะพบว่าความถี่ของสัญญาณที่ออกมาทางเอาต์พุทของวงจรไม่ค่อยมีเสถียรภาพ คือในบางครั้งก็จะได้ความถี่ตามที่คำนวณไว้ แต่ในบางครั้งความถี่ที่ได้ก็จะผิดเพี้ยนไปเล็กน้อย ซึ่งคาดว่าน่าจะเกิดจากความไม่เสถียรของขดลวดเหนี่ยวนำทำให้ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงไปบ้าง

-วงจรมอดูเลเตอร์แบบ F.M.

ความแน่นอนของผลการทำงานของวงจรมอดูเลเตอร์นี้ก็จะมีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ เนื่องจากต้องใช้สัญญาณเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์มาเป็นสัญญาณพาหะ ซึ่งถ้าสัญญาณดังกล่าวมีความถี่ตามที่ต้องการก็จะสามารถทำการมอดูเลตได้

-วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

การสร้างวงจรมีได้ผลเป็นไปตามทฤษฎี

-วงจรมิกเซอร์

ในการทดลองภาคนี้ เมื่อนำสัญญาณมิกซ์กันแล้ว จะเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นแต่ก็ยังคงทำงานได้

-วงจรภาครับโดยใช้ MC 3362

มีปัญหาในส่วนของภาคดีเทค จะดีเทคสัญญาณออกได้ไม่ค่อยดีนัก คือ สัญญาณที่ดีเทคได้จะผิดเพี้ยนไปจากเดิมเล็กน้อย

-วงจรภาคซิงโครไนซ์เซชัน

มีปัญหาเนื่องจากวิธีซิงโครไนซ์เซชันแบบนี้จะต้องใช้เวลาค่อนข้างนาน ในการที่จะทำให้โค้ดแบบสุ่มของทางด้านรับและด้านส่งตรงกัน

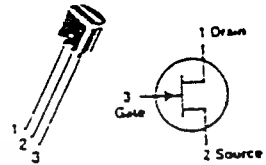


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

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	mAcc
Total Device Dissipation (at $T_A = 25^\circ\text{C}$) Derate above 25°C	P_D	150 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	-65 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

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 ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 1.0 \text{ mA}$)	$V_{GS(off)}$	-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 ($V_{GS} = 0$, $I_G = 1.0 \text{ mA}$)	$V_{GS(on)}$	—	—	1.0	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Common-Source Input Conductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$g_{i(s)}$	—	0.7 0.7 0.5	—	mmhos
Common-Source Output Conductance ($V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$g_{o(s)}$	—	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 ($V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$g_{f(s)}$	—	12	—	mmhos
Common-Gate Input Conductance ($V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$g_{i(g)}$	—	12	—	mmhos
Common-Source Forward Transconductance ($V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	g_{fs}	8000 10000 8000	—	20000 20000 18000	μmhos
Common-Source Output Conductance ($V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	g_{os}	—	—	250	μmhos

MOTOROLA SMALL-SIGNAL TRANSISTORS, FETs AND DIODES

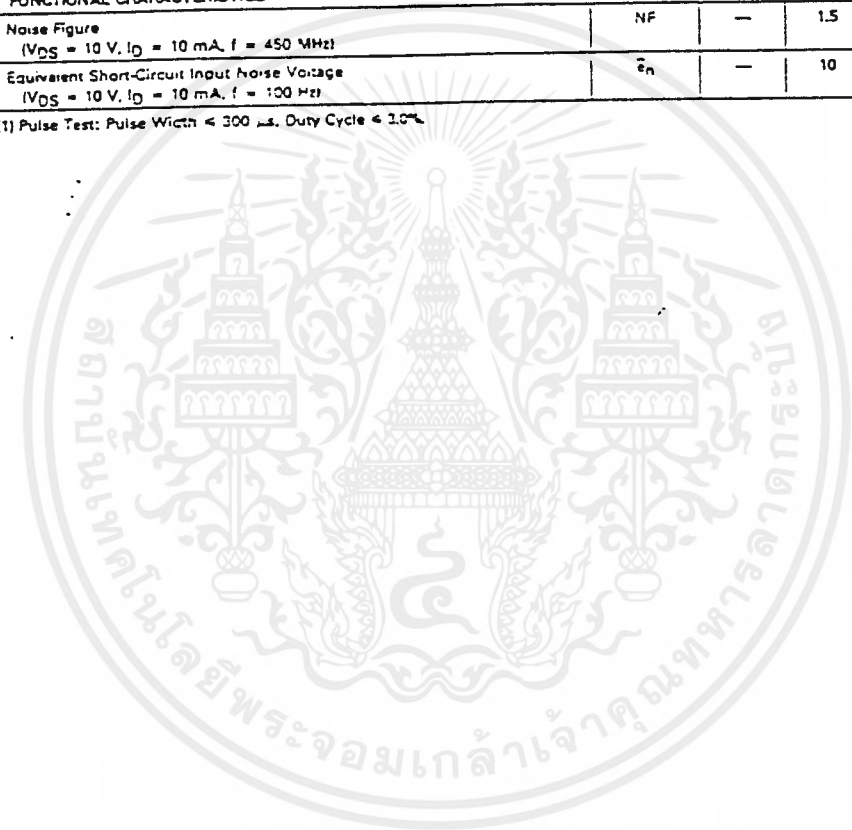
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ($V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 10\text{ mA}, f = 100\text{ Hz}$)		\bar{e}_n	—	10	—	nV/√Hz

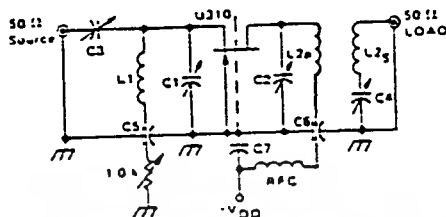
(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

J308 thru J310

FIGURE 1 - 450 MHz COMMON-GATE AMPLIFIER TEST CIRCUIT



- C1 - C2 - 0.8 - 10 pF J40 244V V010W
- C3 - C4 - 8.35 pF Erie #539 0020
- C5 - C6 - 5000 pF Erie #2443 0001
- C7 - 1000 pF Allen Bradley #F45C
- RFC - 0.33 microhenry #9220 30
- L1 - One Turn #16 Co. 1:4 1.0 Air Core
- L2 - One Turn #16 Co. 1:4 1.0 Air Core
- L2s - One Turn #16 Co. 1:4 1.3 Air Core

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

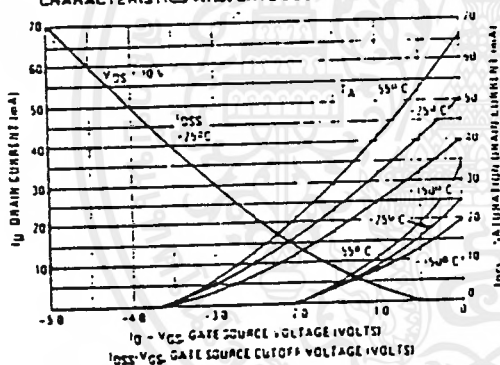


FIGURE 3 - FORWARD TRANSCONDUCTANCE versus GATE SOURCE VOLTAGE

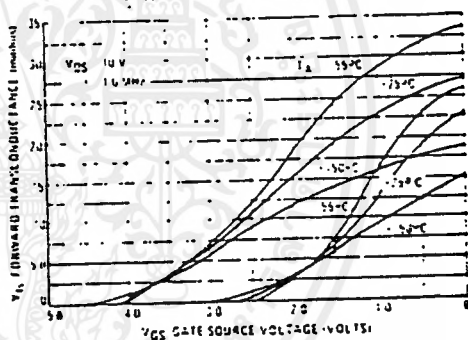


FIGURE 4 - COMMON-SOURCE OUTPUT ADMITTANCE and FORWARD TRANSCONDUCTANCE versus DRAIN CURRENT

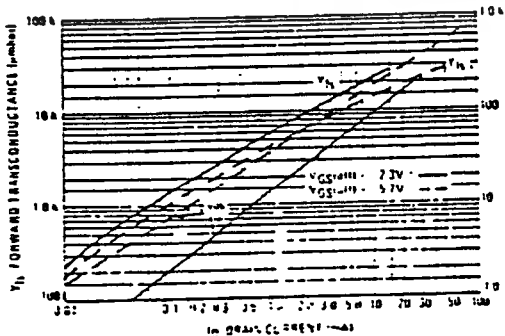
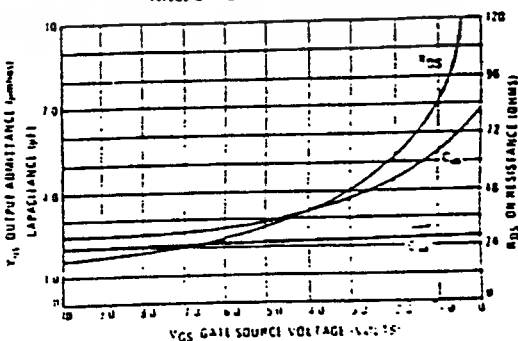


FIGURE 5 - ON RESISTANCE and JUNCTION CAPACITANCE versus GATE SOURCE VOLTAGE



MOTOROLA SMALL-SIGNAL TRANSISTORS, FETs AND DIODES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 6 - COMMON-GATE Y PARAMETER MAGNITUDE versus FREQUENCY

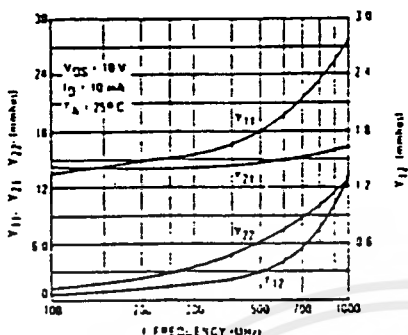


FIGURE 7 - COMMON-GATE S PARAMETER MAGNITUDE versus FREQUENCY

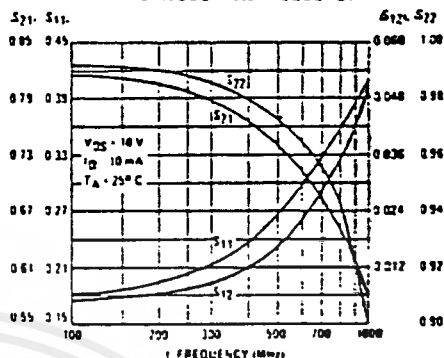


FIGURE 8 - COMMON-GATE Y PARAMETER PHASE-ANGLE versus FREQUENCY

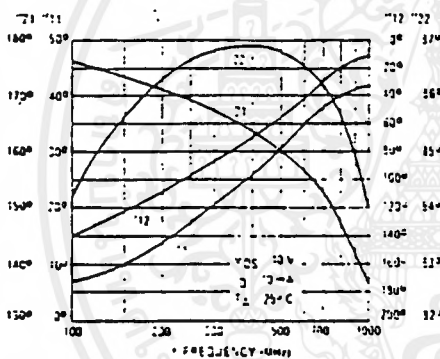


FIGURE 9 - S PARAMETER PHASE-ANGLE versus FREQUENCY

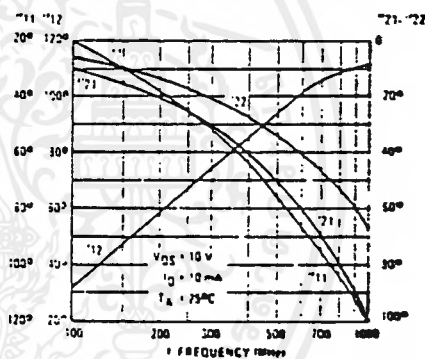


FIGURE 10 - NOISE FIGURE and POWER GAIN versus DRAIN CURRENT

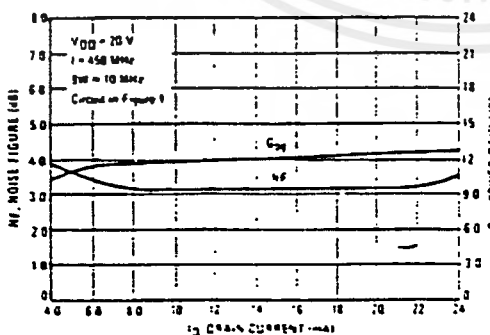
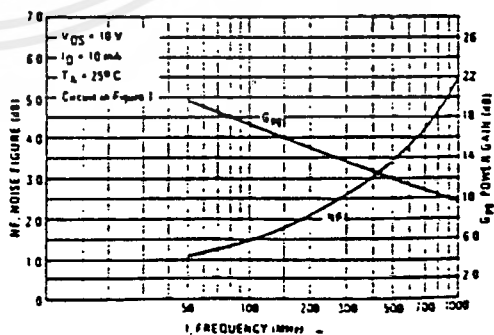
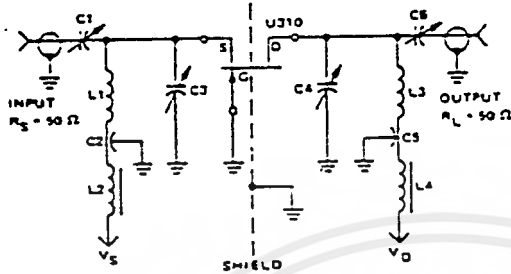


FIGURE 11 - NOISE FIGURE and POWER GAIN versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

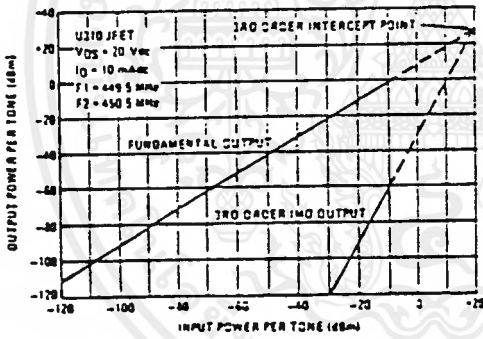
FIGURE 12 - 450 MHz IMD EVALUATION AMPLIFIER



$f_{1,2}$ (3dB) = 36.5 MHz
 I_D = 10 mA dc
 V_{DS} = 20 V dc
 Device case grounded
 IM test tones = f_1 = 449.5 MHz, f_2 = 450.5 MHz
 C1 = 1.0 pF of Johanson Air variable trimmer
 C2, C5 = 100 pF feed thru button capacitor
 C3, C4, C6 = 0.5 pF of Johanson Air variable trimmer
 L1 = 1.8" x 1/32" x 1.5" core bar
 L2, L4 = Ferriscope V4200 core
 L3 = 1.8" x 1/32" x 1.7/8" core 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 in-band 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.



**2N3903
2N3904**

NPN SILICON ANNULAR TRANSISTORS

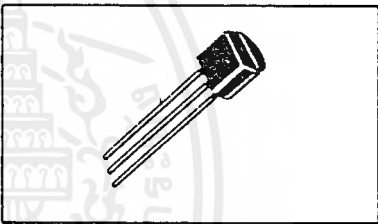
... designed for general purpose switching and amplifier applications and for complementary circuitry with types 2N3905 and 2N3906.

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

**NPN SILICON
SWITCHING & AMPLIFIER
TRANSISTORS**

MAXIMUM RATINGS

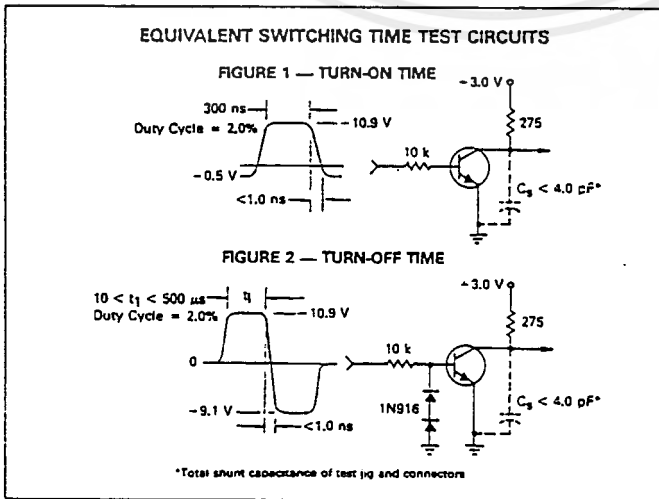
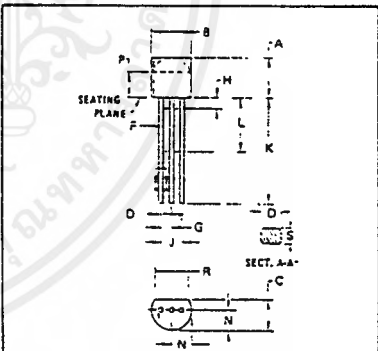
Rating	Symbol	Value	Unit
*Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
*Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60	Vdc
*Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	6.0	Vdc
*Collector Current — Continuous	I_C	200	mA dc
**Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	625 5.0	mW mW/°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 60^\circ C$	P_D	450	mW
**Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	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.



NOTES:

1. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND ZONE "P" IS UNCONTROLLED.
2. DIM "P" 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	2.24	5.21	0.175	0.205
C	3.18	4.19	0.125	0.155
D	0.41	0.56	0.016	0.022
F	0.41	0.46	0.016	0.019
G	1.14	1.40	0.045	0.055
H	-	2.54	-	0.100
J	2.41	3.57	0.095	0.105
K	12.70	-	0.500	-
L	3.35	-	0.250	-
N	2.03	2.67	0.080	0.105
P	2.92	-	0.115	-
R	3.43	-	0.135	-
S	0.36	0.41	0.014	0.016

ALL JEDEC DIMENSIONS AND NOTES APPLY.

**CASE 29-02
(TO-226AA)**

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ⁽¹⁾ ($I_C = 1.0\text{ mAdc}, I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	40	—	Vdc	
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 10\ \mu\text{Adc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	60	—	Vdc	
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10\ \mu\text{Adc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	6.0	—	Vdc	
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}, V_{EB(off)} = 3.0\text{ Vdc}$)	I_{CEX}	—	50	nAdc	
Base Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}, V_{EB(off)} = 3.0\text{ Vdc}$)	I_{BL}	—	50	nAdc	
ON CHARACTERISTICS⁽¹⁾					
DC Current Gain ($I_C = 0.1\text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	20	—	—	
	2N3903	40	—	—	
	2N3904	35	—	—	
($I_C = 1.0\text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903	70	—	—	
	2N3904	50	150	—	
($I_C = 10\text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903	100	300	—	
	2N3904	30	—	—	
($I_C = 50\text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903	60	—	—	
	2N3904	15	—	—	
($I_C = 100\text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903	30	—	—	
	2N3904	—	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ mAdc}, I_B = 1.0\text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.2	Vdc	
($I_C = 50\text{ mAdc}, I_B = 5.0\text{ mAdc}$)		—	0.3		
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ mAdc}, I_B = 1.0\text{ mAdc}$)	$V_{BE(sat)}$	0.65	0.85	Vdc	
($I_C = 50\text{ mAdc}, I_B = 5.0\text{ mAdc}$)		—	1.0		
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mAdc}, V_{CE} = 20\text{ Vdc}, f = 100\text{ MHz}$)	f_T	150	—	MHz	
	2N3903	200	—		
Output Capacitance ($V_{CB} = 5.0\text{ Vdc}, I_E = 0, f = 100\text{ kHz}$)	C_{obo}	—	4.0	pF	
Input Capacitance ($V_{BE} = 0.5\text{ Vdc}, I_C = 0, f = 100\text{ kHz}$)	C_{ibo}	—	8.0	pF	
Input Impedance ($I_C = 1.0\text{ mAdc}, V_{CE} = 10\text{ Vdc}, f = 1.0\text{ kHz}$)	h_{ie}	0.5	8.0	k Ω	
	2N3903	1.0	10		
Voltage Feedback Ratio ($I_C = 1.0\text{ mAdc}, V_{CE} = 10\text{ Vdc}, f = 1.0\text{ kHz}$)	h_{re}	0.1	5.0	$\times 10^{-4}$	
	2N3903	0.5	8.0		
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0\text{ mAdc}, V_{CE} = 10\text{ Vdc}, f = 1.0\text{ kHz}$)	h_{fe}	50	200	—	
	2N3903	100	400		
Output Admittance ($I_C = 1.0\text{ mAdc}, V_{CE} = 10\text{ Vdc}, f = 1.0\text{ kHz}$)	h_{oe}	1.0	40	μmhos	
Noise Figure ($I_C = 100\ \mu\text{Adc}, V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}, R_S = 1.0\text{ k}\Omega, f = 10\text{ Hz to }15.7\text{ kHz}$)	NF	—	6.0	dB	
	2N3903	—	5.0		
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Delay Time	($V_{CC} = 3.0\text{ Vdc}, V_{BE(off)} = 0.5\text{ Vdc}, I_C = 10\text{ mAdc}, I_{B1} = 1.0\text{ mAdc}$)	t_d	—	35	ns
Rise Time		t_r	—	50	ns
Storage Time	($V_{CC} = 3.0\text{ Vdc}, I_C = 10\text{ mAdc}, I_{B1} = I_{B2} = 1.0\text{ mAdc}$)	t_s	—	800	ns
	2N3903		—	900	
Fall Time		t_f	—	90	ns

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

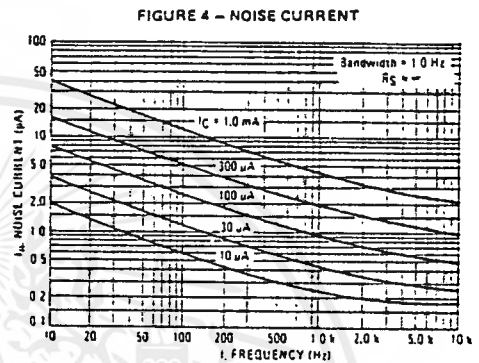
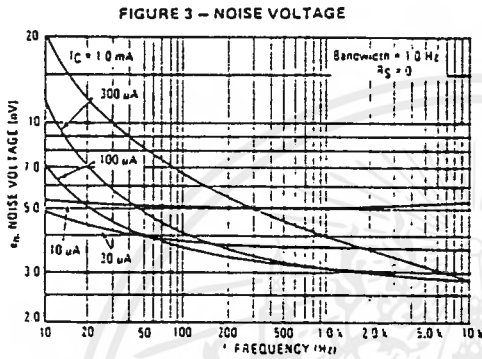


MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

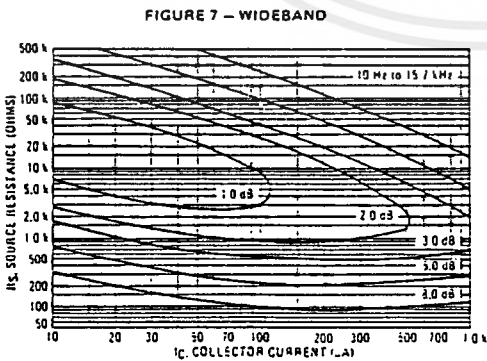
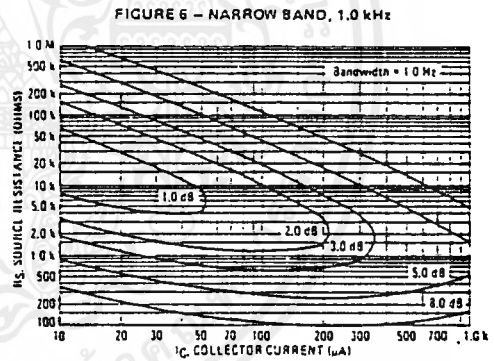
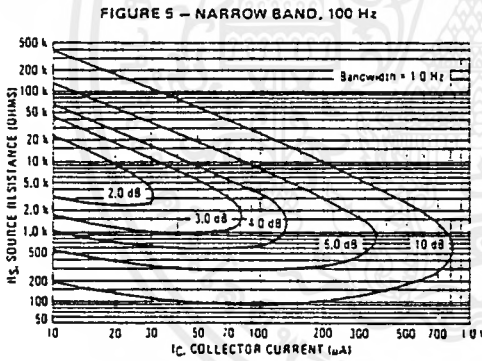
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3903 • 2N3904

TYPICAL NOISE CHARACTERISTICS
(V_{CE} = 5.0 Vdc, T_A = 25°C)



NOISE FIGURE CONTOURS
(V_{CE} = 5.0 Vdc, T_A = 25°C)



Noise Figure is Defined as:

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

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 × 10⁻²³ J/°K)

T = Temperature of the Source Resistance (°K)

R_S = Source Resistance (Ohms)



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

2N3903 • 2N3904

TYPICAL STATIC CHARACTERISTICS

FIGURE 8 - DC CURRENT GAIN

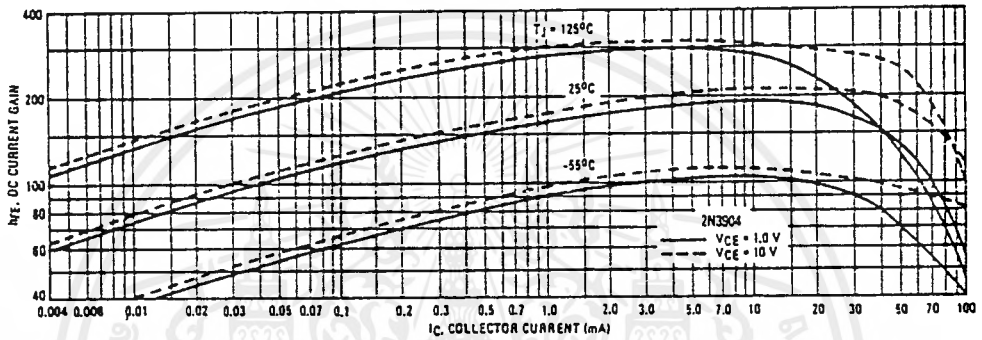


FIGURE 9 - COLLECTOR SATURATION REGION

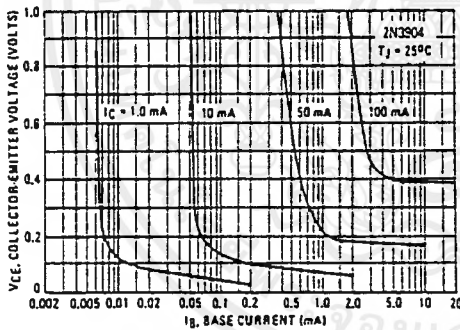


FIGURE 10 - COLLECTOR CHARACTERISTICS

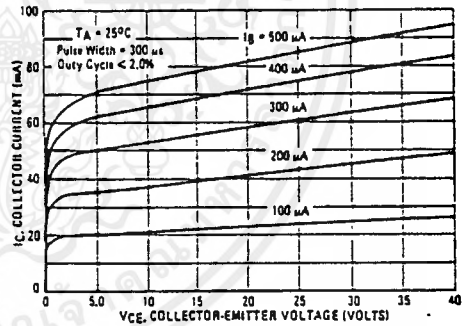


FIGURE 11 - "ON" VOLTAGES

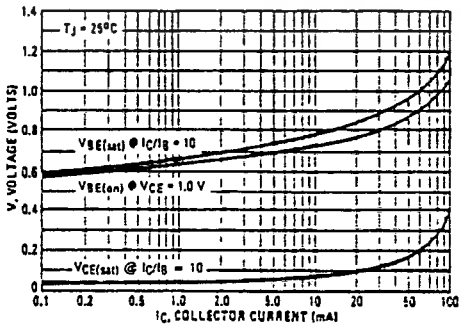
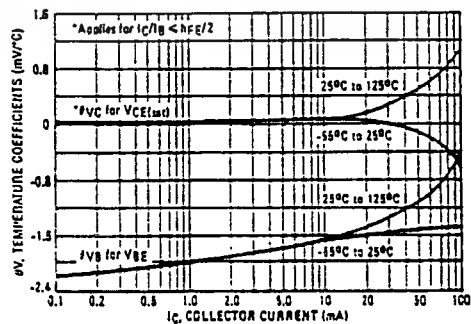


FIGURE 12 - TEMPERATURE COEFFICIENTS



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3903 • 2N3904

TYPICAL DYNAMIC CHARACTERISTICS

FIGURE 13 - TURN-ON TIME

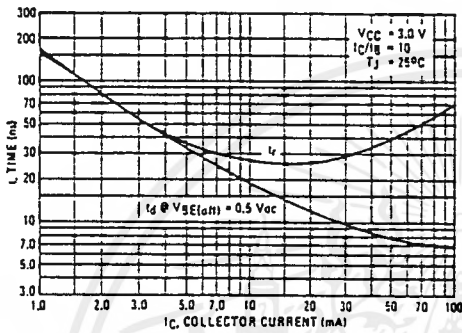


FIGURE 14 - TURN-OFF TIME

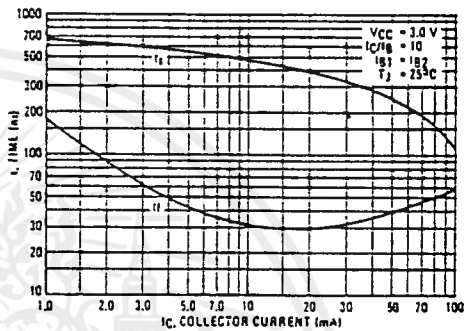


FIGURE 15 - CURRENT-GAIN - BANDWIDTH PRODUCT

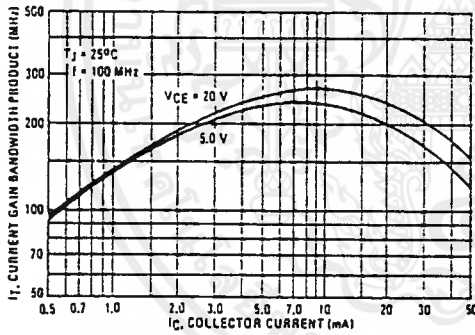


FIGURE 16 - CAPACITANCE

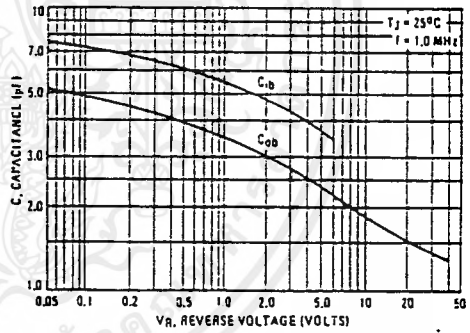


FIGURE 17 - INPUT IMPEDANCE

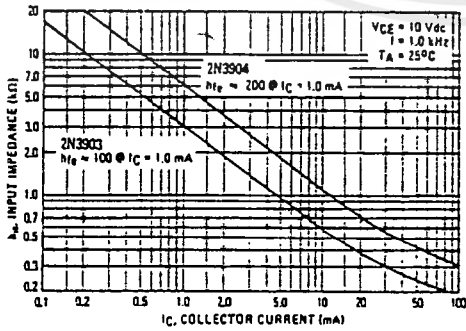
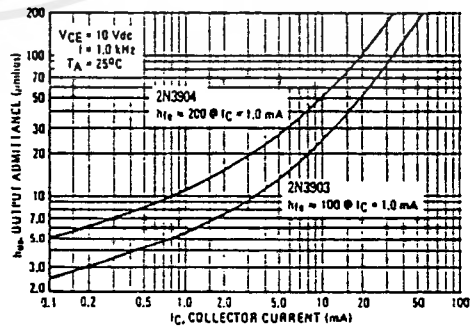


FIGURE 18 - OUTPUT ADMITTANCE



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3903 • 2N3904

FIGURE 19 - THERMAL RESPONSE

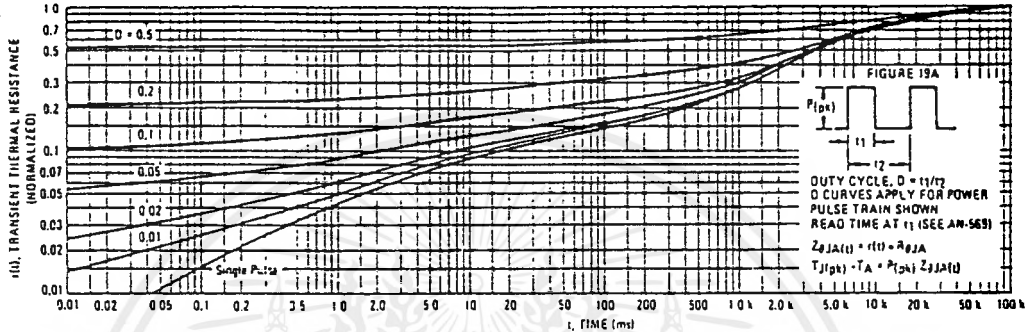


FIGURE 19A

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
 $\Delta T = r(t) \times P(pk) \times R_{\theta JA} = 0.22 \times 2.0 \times 200 = 88^\circ\text{C}$.

For more information, see AN569.

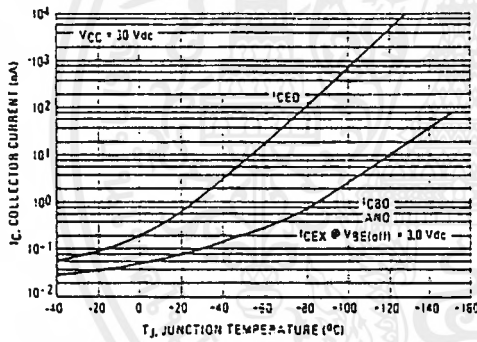
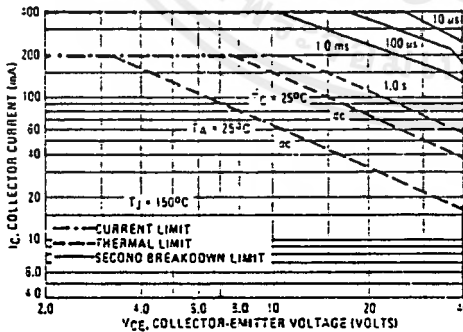


FIGURE 20

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 $T_J(pk) = 150^\circ\text{C}$; T_C or T_A is variable depending upon conditions. Pulse curves are valid for duty cycles to 10% provided $T_J(pk) \leq 150^\circ\text{C}$. $T_J(pk)$ 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.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036 • A SUBSIDIARY OF MOTOROLA INC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MM54C08/MM74C08 Quad 2-Input AND Gate MM54C86/MM74C86 Quad 2-Input EXCLUSIVE-OR Gate

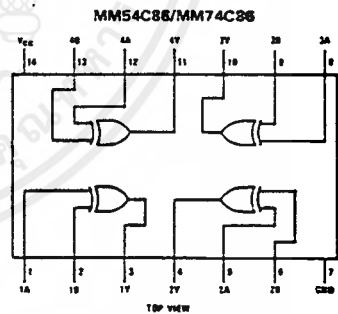
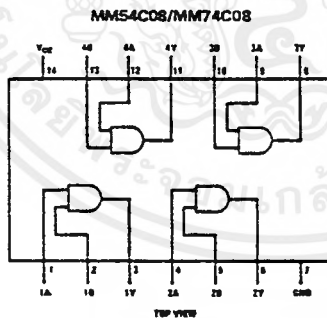
general description

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

MM54C86/MM74C86

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

H = High Level L = Low Level

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

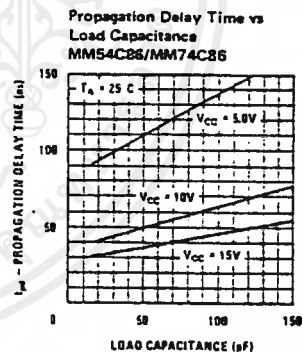
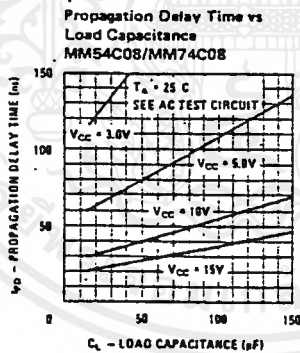
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t_{pd})	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		110 50	185 90	ns
Input Capacitance (C_{IN})	Note 2		5.0		pF
Power Dissipation Capacitance (C_{PD})	Note 3 Per Gate		20		pF

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.

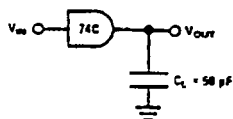
Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

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

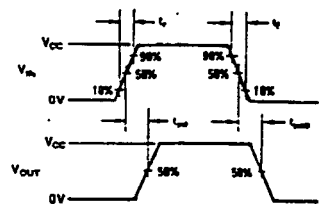


ac test circuit



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

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

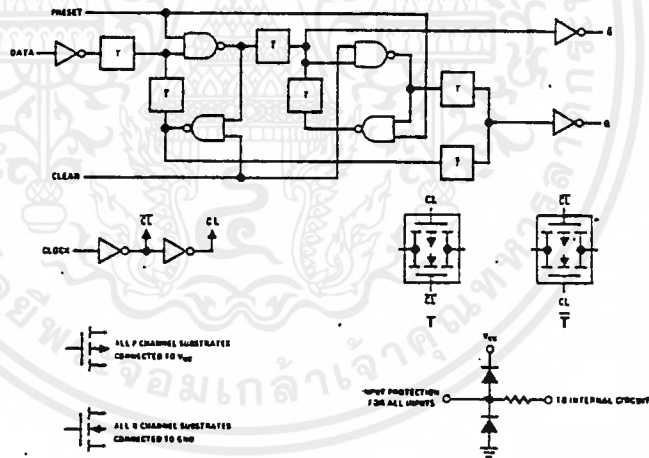
- High noise immunity
- Low power.
- Medium speed operation

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

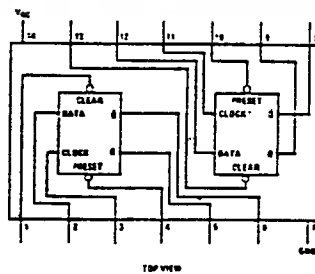
logic and connection diagrams



truth table

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

*No change in output from previous state.



Note: A logic "1" on clear and Q is logic "L".
A logic "1" on preset and Q-bar is logic "L".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K4C74MM/K4C74MM
 MM74C74 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

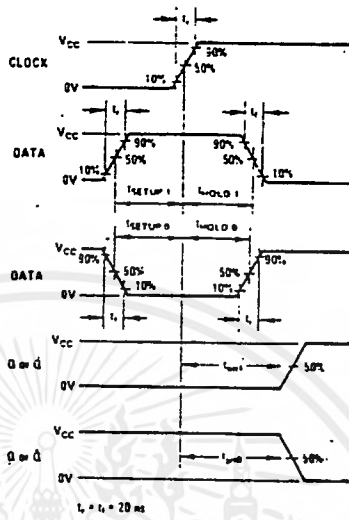
Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS TO CMOS					
Logical "1" Input Voltage $V_{IH(1)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$	3.5 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" $t_{PL(0)}$ or Logical "1" $t_{PH(1)}$ 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	0	0	ns
Minimum Clock Pulse Width ($t_{W(L)} = t_{W(H)}$)	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$	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		MHz
LOW POWER TTL/CMOS INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage $V_{IH(1)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 15$			V
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})	$V_{CC} = 5.0V, V_{IH(1)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-1.75			mA
Output Source Current (I_{SOURCE})	$V_{CC} = 10V, V_{IH(1)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-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

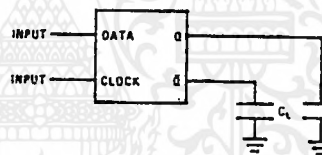
Note 1: These devices should not be connected under power on conditions.

switching time waveforms

CMOS to CMOS

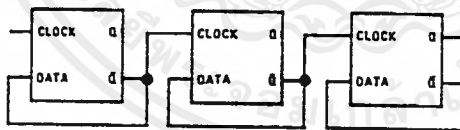


ac test circuit

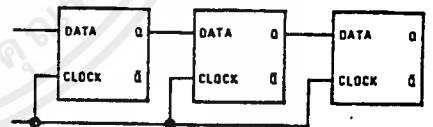


typical applications

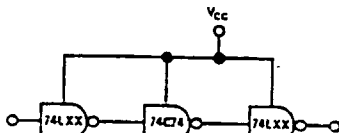
Ripple Counter (Divide by 2ⁿ)



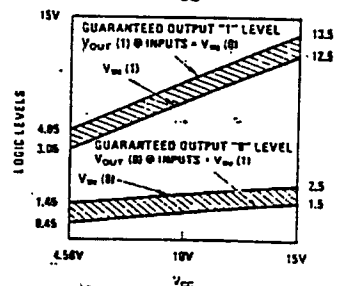
Shift Register



74C Compatibility



Guaranteed Noise Margin as a Function of V_{CC}



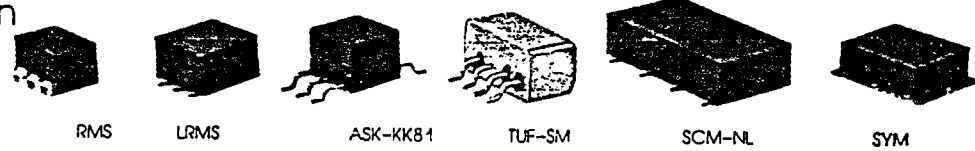
Frequency Mixers

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



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 m			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.				
oat RMS case TT-100	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	•	•
oat LRMS case QQ-130	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	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	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	•	•
oat ASK case KK-81	ASK-1	1-600	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	35	18	26	16	50	30	25	17	15	10	8.25	•	•
oat TUF-SM case NNN-150	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-860DSM	800-1050	DC-250	5.6	.24	7.75	7.75	35 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	27 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	9.25	•	•
oat SCM case YY-101	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	5.25	•	•
	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	•	•
oat SYM case ITT-166	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 ($f_L + f_U/4$).
- σ = Standard deviation.
- 1. For quality control procedures, environmental specifications, and Hi-Rel, MIL and TX description see Table of Contents.
- 2. Absolute Maximum Ratings:
RF power 50 mW, peak IF current 40 mA, see Table of Contents.
- 3. Prices and specifications subject to change without notice.

pin connections

see case style outline drawing

Series	RMS LRMS	SCM			SYM
		-1	-2	-2500	
models	all models			-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



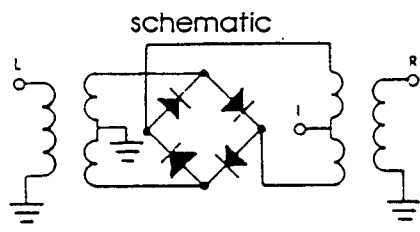
PAM

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB						LO-IF 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.				
ASK-1	1-600	DC-600	5.58	0.6	7.0	8.5	50	30	35	25	30	20	45	35	30	20	25	15	6.95	•	•	
ASK-2	1-1000	DC-1000	5.79	1.0	3.0	9.8	60	40	35	18	26	16	50	30	25	17	15	10	8.25	•	•	
TFM-2	1-1000	DC-1000	5.74	0.7	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	0.7	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	0.6	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	0.5	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	0.6	8.5	9.5	50	45	35	25	30	25	60	40	35	15	25	14	25.45	•	•	
TFM-11	1-2000	5-600	7.16	0.7	8.5	9.0	50	45	35	25	25	10	45	40	27	20	25	20	47.45	•	•	
TFM-12	800-1250	50-90	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	2.0	—	9.0	30	20	30	20	30	20	30	10	30	10	30	10	28.95	•	•	
TFM-4300	300-4300	DC-800	5.87	1.3	—	10.5	30	20	—	—	30	17	15	7	—	—	10	7	38.95	•	•	
LMX-3	0.04-400	DC-400	4.84	0.5	7.0	8.0	50	50	50	35	35	25	45	40	35	25	25	20	25.95	•	•	
LMX-113	5-1000	DC-1000	5.72	0.5	7.0	8.0	50	40	40	25	35	25	45	35	30	30	20	20	16.95	•	•	
LMX-124	0.5-500	DC-500	5.18	0.6	6.5	7.0	50	40	45	25	45	22	45	40	40	30	30	20	27.95	•	•	
LMX-149	10-1500	DC-1500	5.58	0.9	7.5	9.0	55	40	45	35	30	20	50	40	40	25	20	12	29.95	•	•	
LMX-156	800-2500	DC-1500	7.09	0.7	9.0	9.0	35	25	35	25	35	25	22	17	22	17	22	17	44.95	•	•	
PAM-42	2000-4200	DC-1300	8.13	1.4	—	8.5	25 (typ.) 17 (min.)						12 (typ.) 8 (min.)						27.95	•	•	
TUF-1	2-600	DC-600	5.85	0.4	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	0.7	7.5	9.0	58	40	47	30	42	25	50	35	44	20	29	18	5.20	•	•	
TUF-3	0.15-400	DC-400	4.7	0.2	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	0.4	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	0.30	8.6	8.6	33 (typ.) 20 (min.)						29 (typ.) 15 (min.)						16.95	•	•	
TUF-860	800-1050	DC-250	5.6	2.4	7.75	7.75	35 (typ.) 25 (min.)						27 (typ.) 20 (min.)						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	—



NSN GUIDE

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุ...
In Stock...Immediate Delivery
 ไม่จำกัด...

 1-35

plug-in, surface-mount

Frequency Mixers

Models

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

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

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	244.26	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
394.843	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

ϕ detection



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-REL™ MIXERS

5-YR. GUARANTEE *

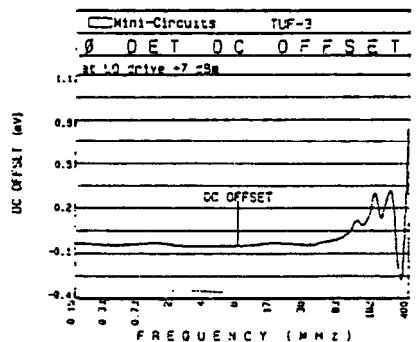
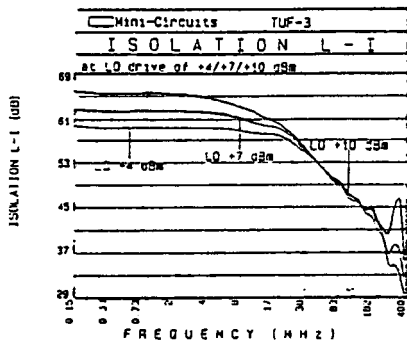
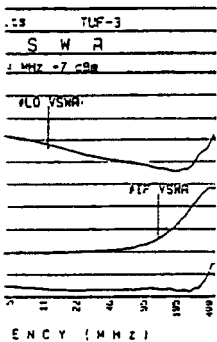
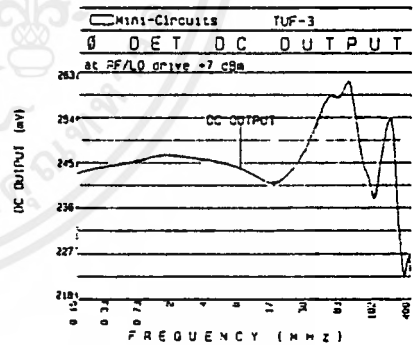
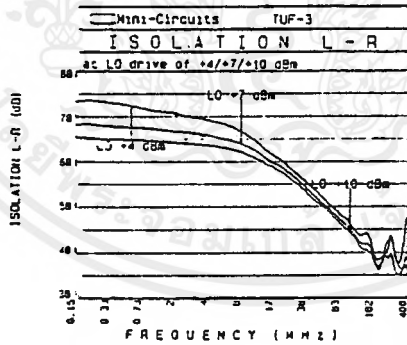
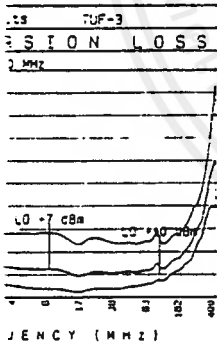
mixer harmonic intermodulation (relative to desired IF output)

Harmonic LO Order										RF CAL	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	58	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	> 77	75	> 77	> 76	> 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	82	74	78
77	> 76	> 76	75	> 77	> 77	> 76	> 77	75	> 76	7	96	83	85	81	75	83	69	79	73	80	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	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}	-18	V
	V _{EE}	-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
	1/gJA	10	mW/°C
Derate above T _A = +25°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



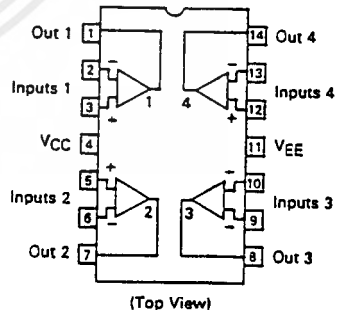
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 626-04 (LF351, LF353 only)

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.

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
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 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 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 ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}$) $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$	AV_{OL}	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	80	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	
Slew Rate ($A_V = -1$)	SR	—	13	—	—	13	—	V/ μs
Gain-Bandwidth Product	GBWp	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz
Equivalent Input Noise Voltage ($R_S = 100\ \Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$)	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

ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA741C	μA741TC
μA741C	μA741RC

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

ORDER INFORMATION

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

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

ORDER INFORMATION

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: $BW(MHz) = \frac{0.35}{Rise\ Time(\mu s)}$

FAIRCHILD • $\mu A741$

$\mu A741$

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

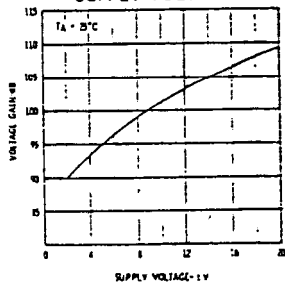
CHARACTERISTICS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M Ω
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			± 15		mV
Large Signal 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 $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$:

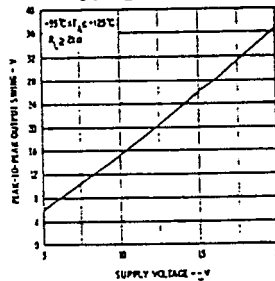
Input Offset Voltage	$R_S < 10\text{ k}\Omega$		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		7.0	200	nA
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		85	500	nA
Input Bias Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		0.03	0.5	μA
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		0.3	1.5	μA
Input Voltage Range		± 12	± 13		V
Common Mode 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 $\mu A741$

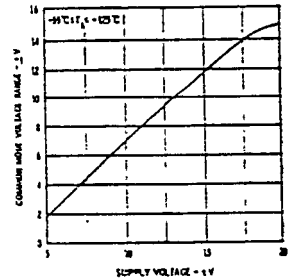
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



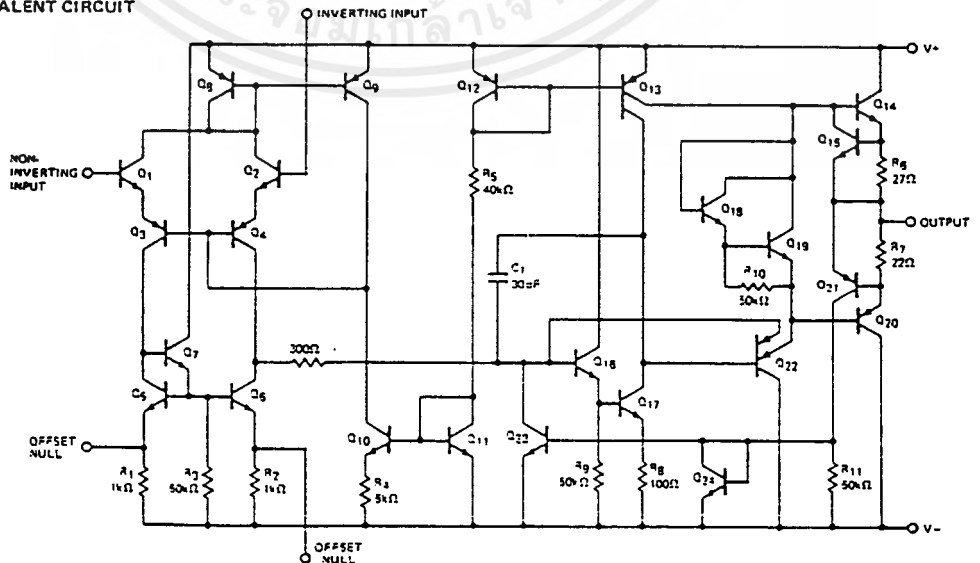
FAIRCHILD • μ A741

μ A741E

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ 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	$\mu V/^\circ C$
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	$V_S = +10, -20; V_S = +20, -10V, R_S = 50\Omega$		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 $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$					
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	$V_S = \pm 20V$			150	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

EQUIVALENT CIRCUIT



FAIRCHILD • $\mu A741$

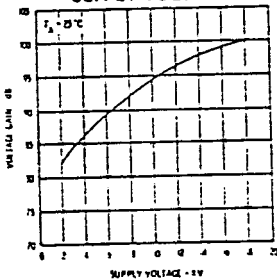
$\mu A741C$

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

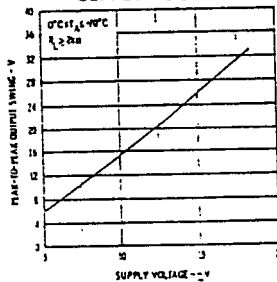
CHARACTERISTICS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M Ω
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			± 15		mV
Input Voltage 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 $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$:					
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 $\mu A741C$

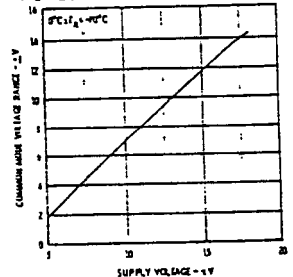
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

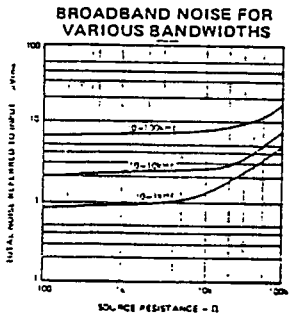
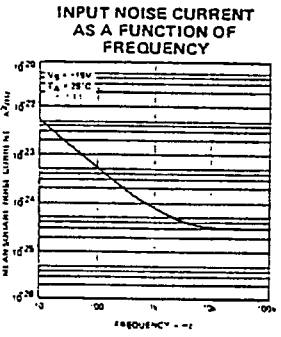
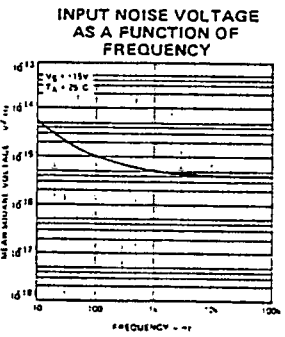
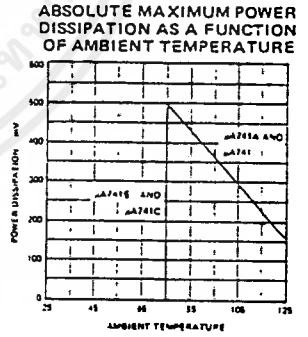
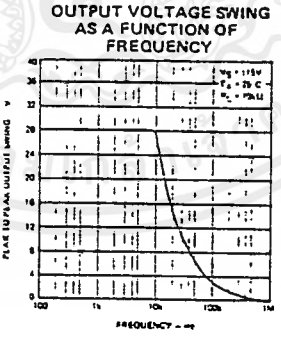
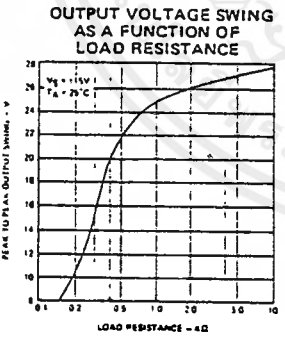
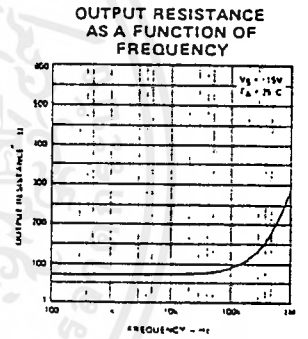
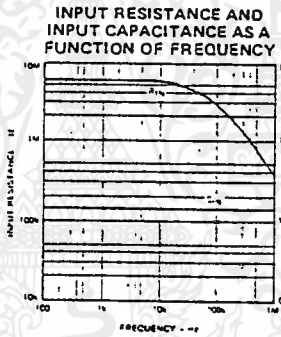
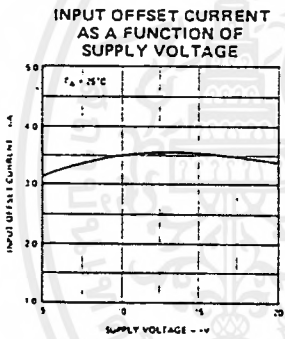
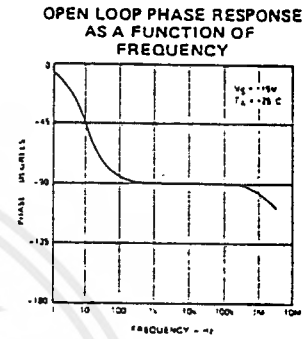
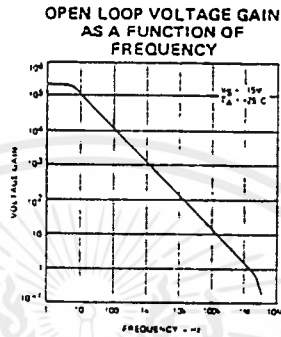
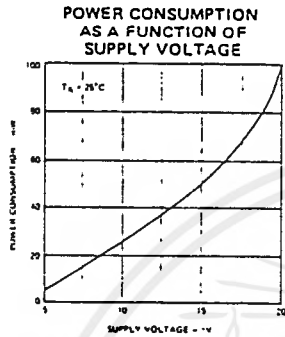


INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



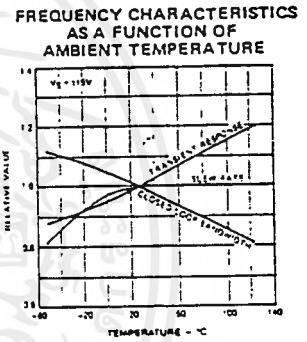
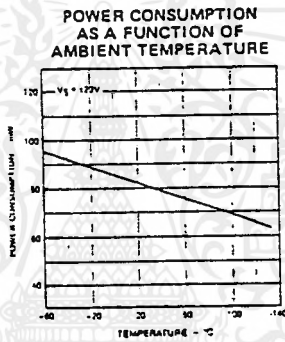
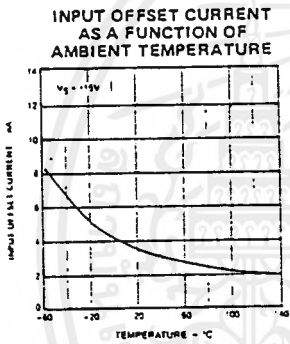
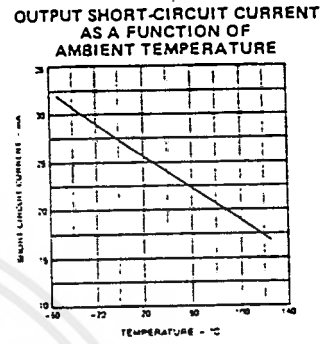
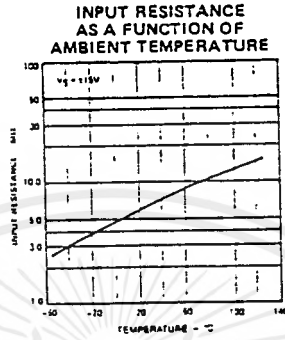
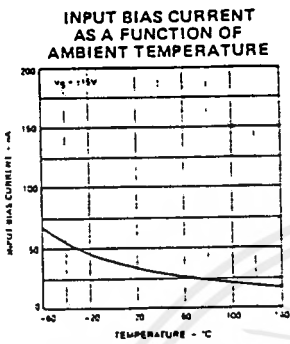
FAIRCHILD • μ A741

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR μ A741A, μ A741, μ A741E AND μ A741C

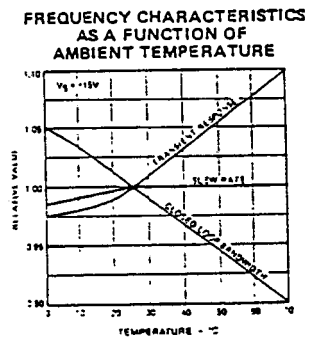
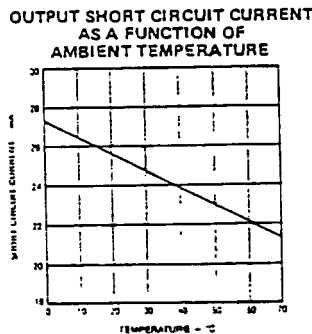
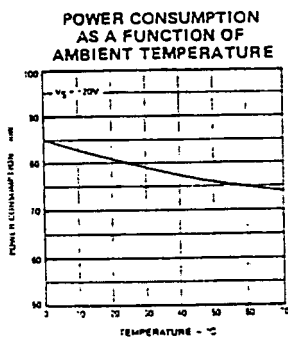
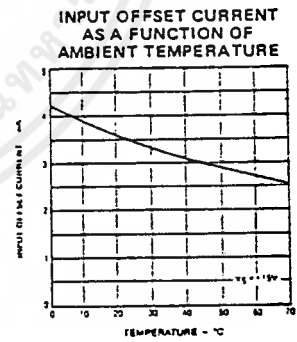
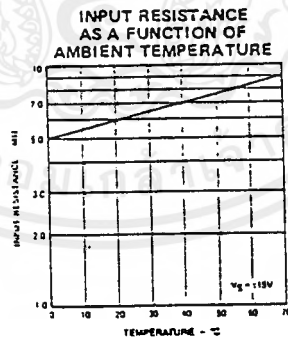
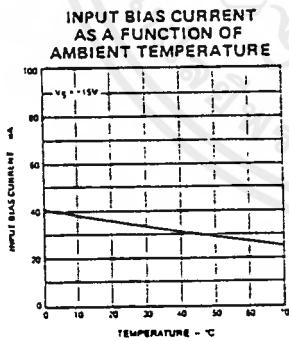


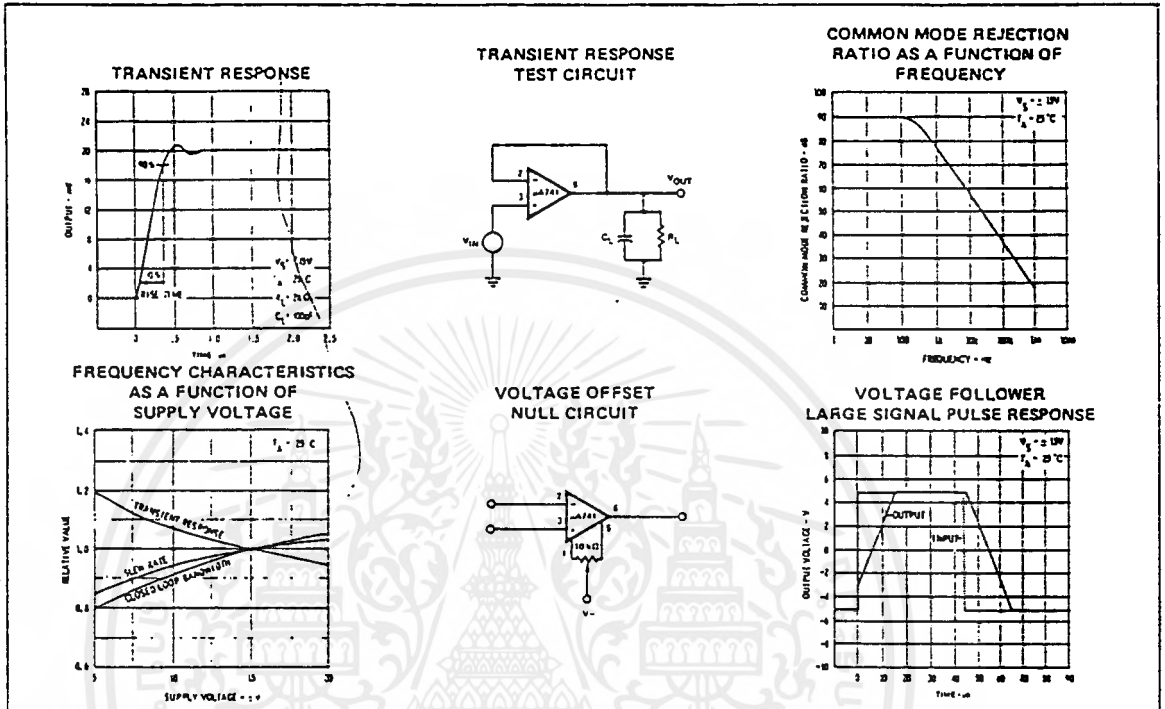
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR μ A741A AND μ A741



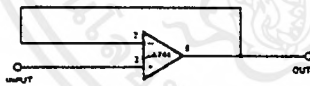
TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR μ A741E AND μ A741C





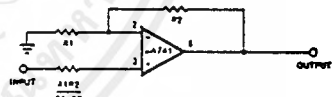
TYPICAL APPLICATIONS

UNITY-GAIN VOLTAGE FOLLOWER



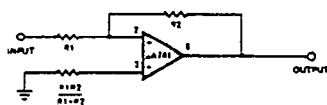
$R_{IN} = 400 \text{ M}\Omega$
 $C_{IN} = 1 \text{ pF}$
 $R_{OUT} << 1 \Omega$
 $B.W. = 1 \text{ MHz}$

NON-INVERTING AMPLIFIER



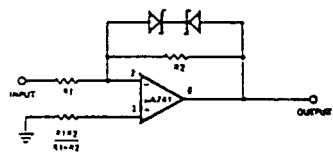
GAIN	R1	R2	BW	R _{IN}
10	1 k Ω	9 k Ω	100 kHz	400 M Ω
100	100 Ω	9.9 k Ω	10 kHz	280 M Ω
1000	100 Ω	99.9 k Ω	1 kHz	80 M Ω

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	100 Ω	10 k Ω	10 kHz	1 k Ω
1000	100 Ω	100 k Ω	1 kHz	100 Ω

CLIPPING AMPLIFIER



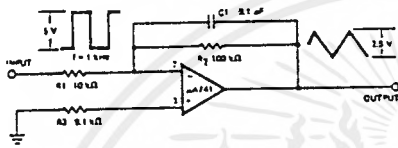
$$\frac{E_{OUT}}{E_{IN}} = \frac{R_2}{R_1} \text{ if } |E_{OUT}| < V_Z + 0.7 \text{ V}$$

where V_Z = Zener breakdown voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

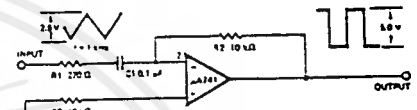
TYPICAL APPLICATIONS (Cont'd)

SIMPLE INTEGRATOR



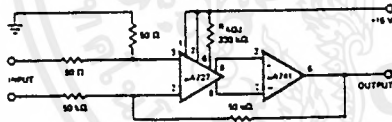
$$E_{OUT} = - \frac{1}{R_1 C_1} \int E_{IN} dt$$

SIMPLE DIFFERENTIATOR



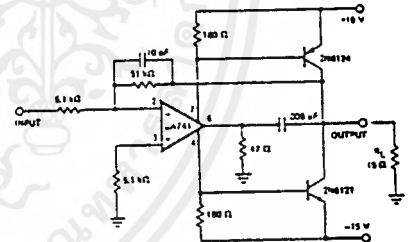
$$E_{OUT} = - R_2 C \frac{dE_{IN}}{dt}$$

LOW DRIFT LOW NOISE AMPLIFIER

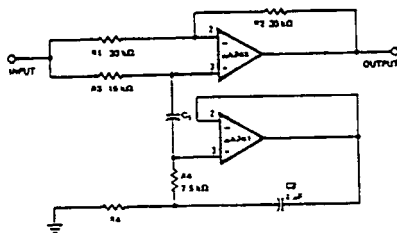


Voltage Gain = 10^3
 Input Offset Voltage Drift = $0.6 \mu V/^\circ C$
 Input Offset Current Drift = $2.0 pA/^\circ C$

HIGH SLEW RATE POWER AMPLIFIER

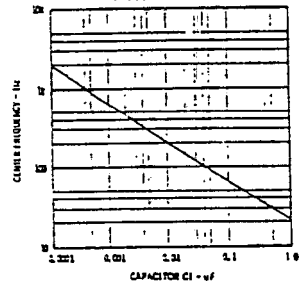


NOTCH FILTER USING THE $\mu A741$ AS A GYRATOR



Trim R3 such that
 $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{2 R_4}$

NOTCH FREQUENCY AS A FUNCTION C¹



กิตติกรรมประกาศ

โครงการเรื่อง เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกต์ซีควอนซ์นี้ จะสำเร็จลุล่วงไปไม่ได้หากไม่ได้รับความช่วยเหลือและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์จากบุคคลหลายๆ ท่าน นับตั้งแต่เริ่มต้นการทำโครงการจนจบจนกระทั่งรายงานฉบับนี้เสร็จสิ้นสมบูรณ์ 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 อิเล็กทรอนิกส์ “ , ฉบับที่ 83 กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ ซีเอ็ดยูเคชั่น
- คอสมันน์ IC นำสน . “ เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ “ , ฉบับที่ 108 กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ซีเอ็ดยูเคชั่น
- สุชาติ กังวารจิตต์ , “ หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุ และระบบสื่อสาร “ , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 10400