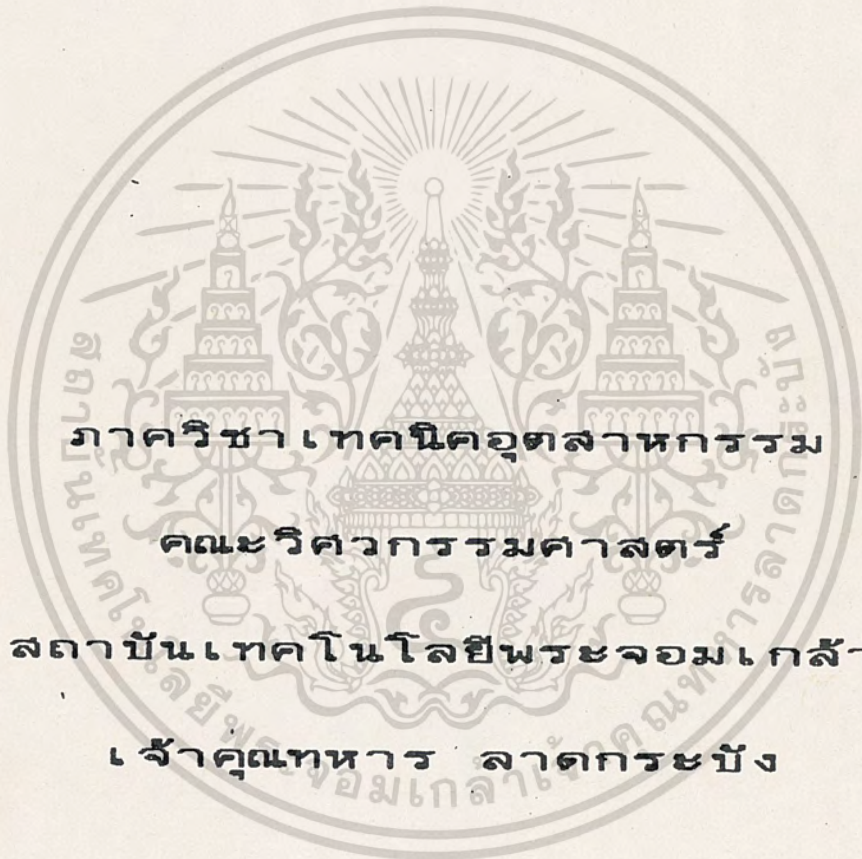




ปริญญาบัตร

เรื่อง F.M. TRANSMITTER 100 W.



ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้สอบเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
อ. ประดิษฐ์ วัชรนิบูลย์ 027909
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ปีการศึกษา 2533

เรื่อง F.M. TRANSMITTER 100 W.

โดย

นายพน	รุ่งโรจน์	31.3616
นายวันชัย	คลองการยิง	31.3623
นายสมศักดิ์	เข้มเพชร	31.3627
นายสมศักดิ์	จันทร์กุล	31.3628
นายสมศักดิ์	อินทกลับ	31.3629
นายเสกสรวรค์	ร่มตาล	31.3633

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. ประดิษฐ์ วัชรนิบลย์

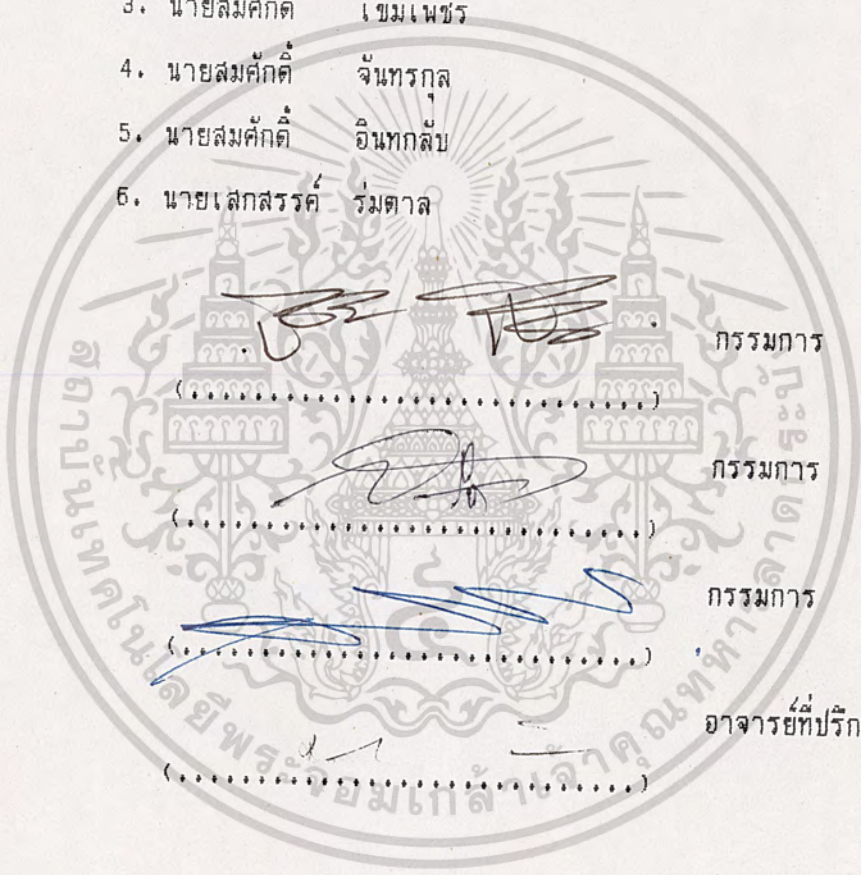
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2533

ภาควิชา เทคโนโลยีวิศวกรรม สาขา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง F.M. TRANSMITTER 100 W.

- ผู้จัดทำ
1. นายพน รุ่งโรจน์
 2. นายวันชัย คล่องการยิ่ง
 3. นายสมศักดิ์ เข้มเพชร
 4. นายสมศักดิ์ จันทรวงศ์
 5. นายสมศักดิ์ อินทกลับ
 6. นายเสกสรรค์ ร่มताल



[Handwritten signatures]
 (.....)
[Handwritten signature]
 (.....)
[Handwritten signature]
 (.....)
[Handwritten signature]
 (.....)

กรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

อาจารย์ที่ปรึกษา

เลขหมู่ T 330 76 w 3
 เลขทะเบียน 027909
 วัน, เดือน, ปี 12 ก.ค. 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

027909

เรื่อง F.M. TRANSMITTER 100 W.

นายพน รุ่งโรจน์
นายวันชัย คล่องการยิ่ง
นายสมศักดิ์ เข้มเพชร
นายสมศักดิ์ จันทกรกุล
นายสมศักดิ์ อินทกลับ
นายเสกสรรค์ ร่มศาล

อ. ประดิษฐ์ วิชรมิขุลย์
อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

โครงการนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะสร้างเครื่องส่ง F.M. ขนาด 100 W (F.M. TRANSMITTER 100 W.) ในระบบ เอฟ.เอ็ม. ย่านความถี่ 87.5-108 MHz ซึ่งเป็นความถี่สำหรับการส่งวิทยุกระจายเสียง โดยการแบ่งออกเป็น ภาค VCO (VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR), ภาค เอฟ เอ็ม สเตอริโอโมดูลิเฟอ์, ภาค SCA (ซึ่งเป็นคลื่นนำที่ย่อย), ภาคขยาย อาร์ เอฟ 15 วัตต์, ภาคขยาย อาร์ เอฟ 100 วัตต์, ระบบสายอากาศแบบวีไดโพล และเครื่องนับความถี่ โดยอาศัยแนวความคิดจากระบบ PLL (Phase lock loop) ซึ่งเป็นวงจรผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรงสูง เพื่อที่จะนำเอามาควบคุมอีกทีหนึ่ง ซึ่งเป็นหลักการสำคัญในการสร้าง F.M. TRANSMITTER 100 W. นี้.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

F.M. TRANSMITTER 100 W.

Mr. POON ROONGROTE
Mr. WONCHAI KHLONGKANYING
Mr. SOMSAK KEMPETCH
Mr. SOMSAK JANTARAKUL
Mr. SOMSAK INDHAGLAB
Mr. SEKSAN ROMTAL

Mr. PRADIT WATCHARAPIBOOL

Advisor

1990

Abstract

The purpose of this project for F.M. TRANSMITTER 100 W. invention. In the F.M. 87.5 - 108 MHz band width system which is the frequency for the broadcasting transmission. Having various stage It's devided for VCO (voltage control oscillator), F.M. Sterio multiplex, SCA which is sub-carrier, R.F. 15 watts amplifier, R.F. 100 watts amplifier, V-dipole system antenna, and frequency counter. PLL(phase lock loop) idea system which has a high frequency accuracy oscillated circuit for controlling. This is the important priciples of F.M. TRANSMITTER 100 W. invention.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กติกกรมประกาศ

ในการทดลองสร้าง F.M. TRANSMITTER 100 พ. นี้ได้รับคำแนะนำ ปรีกษา และช่วยเหลือในการแก้ปัญหาต่าง ๆ จาก อาจารย์ ประคิษฐ์ วัชรพิบูลย์ เป็นอย่างดียิ่ง ซึ่งเป็นผล ทำให้การสร้างได้รับความสำเร็จความรุดม่งหมาย จึงขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ไว้ ณ ที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ		หน้า
บทที่ 1		
1.1	บทนำ	1
1.2	F.M. TRANSMITTER 100W.	2
บทที่ 2		
2.1	MODULATION SYSTEM	3
2.2	FREQUENCY MODULATION	8
2.3	F.M. SIDE BAND ANALYSIS	16
2.4	PHASE LOCK LOOP	24
2.5	F.M. STEREO TRANSMISSION	49
2.6	PRE-EMPHASIS, DE-EMPHASIS	60
2.7	F.M. SCA	62
2.8	ANTENNA	69
2.9	VERTICAL BEAM TITL CONTROL	79
บทที่ 3		
3.1	BLOCK DIAGRAM	87
3.2	CIRCUIT DESCRIPTION	90
3.3	PART LIST	105
บทที่ 4		
4.1	การทดลอง	114
4.2	สรุปผลการทดลอง และวิจารณ์	134
ภาคผนวก	- การปฐมพยาบาลกรณีถูกไฟช็อต	136
	- คู่มือ IC	137
หนังสืออ้างอิง		150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 บทนำ

ในปัจจุบัน ระบบเครื่องส่ง เอฟ.เอ็ม. ย่านการกระจายเสียงส่วนมาก จะเป็นแบบสเคอร์โมดูลิเฟลิกซ์ มีสถานีวิทยุกระจายเสียงเป็นส่วนน้อยที่ยังใช้ระบบโมโนอยู่ เครื่องส่งระบบเอฟ.เอ็ม. มีความจำเป็นที่จะต้องการให้ความถี่ที่ส่งกระจายเสียงอยู่นั้นคงที่ตลอดเวลา และมีความเที่ยงตรงสูงด้วย

F.M. TRANSMITTER 100 W. เป็นเครื่องส่งที่มีคุณสมบัติให้ความเที่ยงตรงทางความถี่ที่แน่นอน ผลที่ได้รับเมื่อใช้เครื่องส่งระบบนี้คือ

1. เป็นวงจรผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรงทางความถี่สูง โดยใช้หลักการ ของ PLL (Phase Lock Loop)
2. ทำให้เลือกตั้งความถี่ (Program) ตั้งแต่ 87.5 - 108 MHz ได้โดยง่าย และสะดวกรวดเร็ว
3. สามารถที่จะใช้ขยายกำลังให้กับเครื่องส่งกำลังสูง ๆ ได้ ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 20 กิโลวัตต์
4. ไม่เกิด SIDE BAND ไปรบกวนสถานีข้างเคียง
5. เป็นเครื่องส่งระบบเอฟ.เอ็ม.สเคอร์โมดูลิเฟลิกซ์ ซึ่งเป็นกระบวน ของระบบการส่งกระจายเสียงโดยใช้แหล่งกำเนิดเสียง 2 แชนแนล สามารถรับฟังจากเครื่อง วิทยุ ใ้ 2 แชนแนลเช่นเดียวกัน
6. สามารถที่จะรับฟังจากระบบ SCA ได้อีกคลื่นหนึ่ง

ฉะนั้น เครื่องส่ง F.M. TRANSMITTER 100 W. จึงเป็นอุปกรณ์สำหรับ การแพร่กระจายคลื่นไปยังเครื่องวิทยุในระบบเดียวกัน ซึ่งเป็นผลดีสำหรับการส่งกระจายเสียง ในระบบ เอฟ.เอ็ม. สเคอร์โมดูลิเฟลิกซ์ พร้อมทั้งส่งระบบ SCA คลื่นพหุย่อยพร้อม ๆ กันไปด้วย เป็น 2 รายการ.

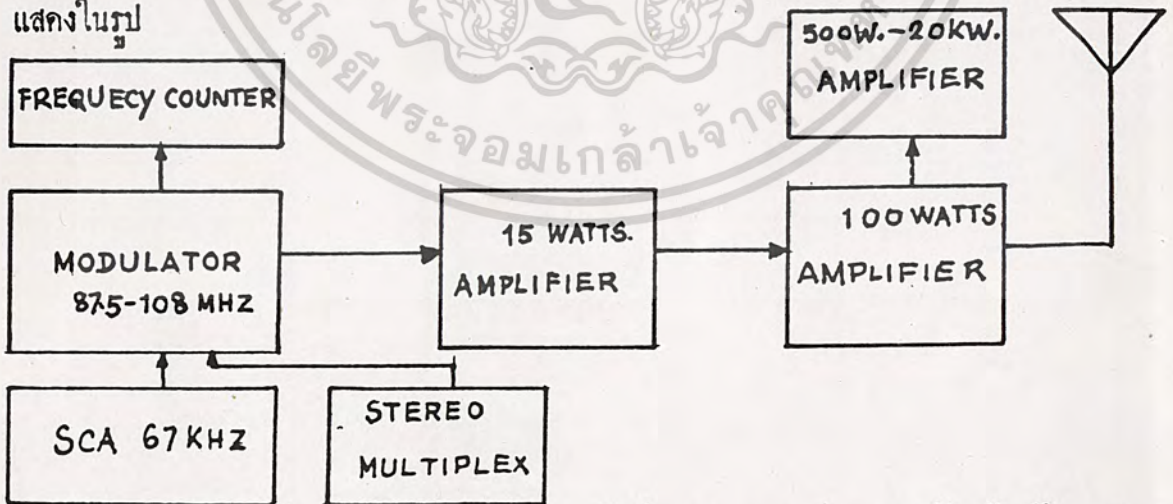
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 F.M. TRANSMITTER 100W.

การส่งกระจายเสียง (Broadcasting) ในระบบเอฟ.เอ็ม ทั้งแต่ ความถี่ 87.5 MHz ถึง 108MHz นั้น อาศัยหลักการส่งกระจายเสียงโดยการนำเอา สัญญาณเสียง และสัญญาณพาหะ (Carrier) มามอดูเลตแบบเอฟ.เอ็ม. (Frequency Modulation) หลังจากนั้นก็จะทำการส่งกระจายเสียงออกอากาศต่อไป

ในระบบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟ.เอ็ม. 100 วัตต์นั้น การมอดูเลตของระบบโดยตรง เกิดขึ้นในภาคที่มีระดับกำลังต่ำ คือ ตั้งแต่ภาค VCO จนนำสัญญาณ COMPOSITE ซึ่งเป็นสัญญาณรวมของแชนแนล ซ้าย และแชนแนล ซวา มาทำการมอดูเลตเข้าที่ภาค VCO นี้ ในวงจร VCO นี้ ก็จะใช้ระบบ PLL (Phase Lock Loop) มาควบคุมแรงไฟที่ VCO อีกทีหนึ่ง จะทำให้เกิดความถี่ที่เที่ยงตรงแน่นอน ภาค VCO นี้ เอาท์พุทที่ออกจากภาคนี้ ก็จะมีกำลังขยาย 100 มิลลิวัตต์ ซึ่งเพียงพอที่จะส่งให้กับภาค 15 วัตต์ ก่อนที่จะขยายสัญญาณออกไบนั้น ก็ มีวงจรกรองฮาร์โมนิกที่ 2 ออกไป เพื่อให้สัญญาณขยายที่ออกไบนั้น มีเพียงความถี่ที่ต้องการเพียงความถี่เดียวเท่านั้น จากเอาท์พุทของภาคขยาย 15 วัตต์ ก็จะนำไปขยายต่อที่ภาคขยาย 100 วัตต์ ที่เอาท์พุทของภาคนี้จะมีวงจรกรองฮาร์โมนิกที่ 2 อีกครั้งหนึ่ง หลังจากนั้นก็จะส่งต่อไปยังสายอากาศแบบวี - โคโรล เพื่อที่จะกระจายคลื่นออกอากาศ

ก่อนที่จะนำเอา F.M. TRANSMITTER 100 W. แบบ STEREO MULTIPLEX ไปใช้งาน จึงจำเป็นต้องทราบถึงวิธีการต่อเครื่องส่งนี้ เข้ากับระบบของการส่งกระจายเสียง ดังแสดงในรูป



ตามรูป จะเห็นว่า เครื่องส่งเอฟ.เอ็ม. 100 วัตต์ นั้นจะสามารถขยายกำลังให้สูงขึ้นได้ โดยการขยายกำลังของคลื่นวิทยุ ให้มีกำลังสูงขึ้น ได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 20 กิโลวัตต์ เพื่อที่จะเอกลำโพงเป็นเอกลักษณ์สงวนไว้สำหรับการใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ขยายกำลังตามของการ แลวส่งสายอากาศต่อไป

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 MODULATION SYSTEM

เครื่องส่งวิทยุ เป็นระบบสื่อสารอย่างหนึ่งที่ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง สะดวกในการใช้งาน การส่งวิทยุ คือ การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณวิทยุไปยังสถานที่แห่งใดก็ได้ ไม่ว่าจะอยู่บนพื้นดิน ใต้น้ำ หรืออวกาศ กระบวนการที่สำคัญที่สุดของเครื่องส่งคือ การมอดูเลต

การมอดูเลต จึงสามารถแบ่งได้เป็น 3 ประเภทใหญ่ๆ คือ

1) Amplitude Modulation (A.M) ขนาดของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ

2) Frequency Modulation (F.M) และ Phase Modulation (PM) ความถี่ของคลื่นพาห้ หรือเฟสของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ ลักษณะของ modulated wave ของ F.M กับ A.M จะคล้ายกัน

3) Pulse Modulation คลื่นพาห้จะเป็นพัลส์สัญญาณจะทำให้คุณสมบัติต่างๆของพัลส์เปลี่ยนแปลงไป เช่น ขนาดของพัลส์ ความกว้างของพัลส์ เป็นต้น

Amplitude Modulation

จากที่กล่าวมาแล้ว ว่าการมอดูเลตแบบ A.M. นั้น ขนาด ของสัญญาณจะทำให้ ขนาด ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงไป สามารถเขียนสมการของ

- A.M Modulated wave

$$V = (V_{cp} + V_s(t) \sin W_c t) \sin W_c t \quad (1a)$$

V = AM Modulated Wave

$V_s(t)$: สัญญาณที่จะส่งออกไปหรือ Modulating Signal ถ้า V_s มี

ความถี่เป็น W_s คาบของ $V_s(t)$ คือ

$$V_s(t) = V_{sp} \sin W_s t \quad (1b)$$

$V_{cp} \sin W_c(t)$: คลื่นพาห้ซึ่งมีความถี่ W_c

โดยการแทนค่าของ $V_s(t)$ ลงใน 1(a) จะได้

สมการของคลื่น AM เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$V(AM) = (V_{cp} + V_{sp} \sin W_s t) \sin W_c t$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกทั้งหมดมีเหตุผลและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ให้ } m = \frac{V_{sp}}{V_{cp}} \text{ ----- 3}$$

จัดรูปสมการ (2) ใหม่ เป็น

$$V(AM) = V_{cp}(1+m \sin W_c t) \sin W_c t \text{ ----- 4}$$

จากความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ

$$\cos(X+Y) - \cos(X-Y) = -2 \sin X \sin Y$$

สมการที่(4) จะเป็น

$$\begin{aligned} V(CM) &= V_{cp}(1+m \sin W_s t) \sin W_c t \\ &= V_{cp} \sin W_c t + \frac{m}{2} V_{cp} (\cos(W_c - W_s)t - \cos(W_c + W_s)t) \text{---5} \end{aligned}$$

ซึ่งค่าต่างๆ จะแสดงให้เห็น สเปกตรัม ความถี่ของคลื่น AM 2 ส่วน

1) เหนือของ W_c เรียกว่า ส่วนของคลื่นพาหุ

2) เหนือของ $W_c + W_m$ และ $W_c - W_s$ เรียกว่าส่วนของ Side Band

$$\text{ซึ่ง : } \frac{m}{2} V_{cp} \cos(W_c + W_s)t \text{ หรือ } \frac{V_{sp}}{2} \cos(W_c + W_s)t \text{ เรียกว่า}$$

LOWER SIDE BAND

$$\text{: } \frac{m}{2} V_{cp} \cos(W_c - W_s)t \text{ หรือ } \frac{V_{sp}}{2} \cos(W_c - W_s)t \text{ เรียกว่า}$$

UPPER SIDE BAND

ซึ่งจะเห็นได้ว่า Modulation Signal ซึ่งเคมมีความถี่ W_s จะถูกเลื่อนความถี่เป็น $W_c - W_s$ และ $W_c + W_s$ เมื่อคลื่นดังกล่าวเดินทางผ่านอากาศไปยังเครื่องรับ วงจรของเครื่องรับ ก็จะทำการเลื่อนความถี่ $W_c + W_s$ ให้กลับมาเป็น W_s ตามเคมวงจรที่ทำหน้าที่ดังกล่าวนี้ เรียกว่า มอดูเลเตอร์

ค่าของ m มีชื่อเรียกว่า Modulation Index ถ้าทำเป็นร้อยละ ก็จะเรียกว่า Percentage of Modulation หรือ % Mod = $\frac{V_{sp}}{V_{cp}} \times 100$ -----(6)

ซึ่ง m จะมีค่าไคร่ระหว่าง 0 - 1 หรือ % Mod จะมีค่าได้ไม่เกิน 100% ถ้า $m=1$ จะทำให้ Modulated Wave ซากหายไปเป็นช่วงๆ จากรูป 3 จะได

$$\frac{1}{2} V_{en}(\max) = \frac{1}{2} V_{en}(\min) + 2V_{sp} \text{ -----(7a)}$$

$$V_{cp} = V_{en}(\max) - V_{sp} \text{ -----(7b)}$$

Frequency Modulation และ Phase Modulation

การมอดูเลตแบบ FM นั้น สัญญาณที่ส่งจะไปที่ความถี่ของคลื่นพาหะ
มีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง ถ้าสัญญาณมีค่าเป็นบวก ก็จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะสูงขึ้น และเมื่อ
สัญญาณเป็นลบก็จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะลดลง หรือในทางตรงกันข้าม นั่นคือ ขนาดของสัญญาณ
จะเป็นตัวทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลง ให้ K_f เป็นค่าคงที่ เรียกว่า Frequency
Deviation Constant ดังนี้

$$K_f = \frac{\Delta f_c}{\Delta V_s} \quad (9)$$

ความถี่ FM Modulated Wave จะเป็น

$$f(FM) = f_c + K_f \Delta V_s = f_c + \Delta f_c \quad (10)$$
 f_c เรียกว่า deviation frequency

สมการ FM Modulated wave คือ

$$V(FM) = V_{cp} \sin(\omega_c t - \frac{\Delta f_c}{\omega_s} \cos \omega_s t) \quad (11)$$

ซึ่งค่า $\frac{\Delta f_c}{\Delta f_s}$ คือ Modulation index ของ FM

ดังนั้น สมการ (11) อาจเขียนในรูปของ

$$V(FM) = V_{cp} \sin(\omega_c t - mf \cos \omega_s t) \quad (12)$$

mf คือค่าของ modulating index สมการที่ (12) นี้ สามารถกระจายอยู่ใน รูป
ของ Bessel Function ได้เป็น

$$V(FM) = J_0(mf) \sin \omega_c t + J_1(mf) V_{cp} \sin(\omega_c + \omega_s)t + \sin(\omega_c - \omega_s)t + J_2(mf) V_{cp} \sin(\omega_c + 2\omega_s)t + \sin(\omega_c + 2\omega_s)t + J_3(mf) V_{cp} \dots (13)$$

ซึ่งจะเกิด Side Band คู่ต่างๆมากมาย ขึ้นอยู่กับค่าของ modulation index (mf)

ซึ่งค่าสเปกตรัมของความถี่ต่างๆจะเป็นไปตามค่าของ $J_0(mf), J_1(mf), \dots$ โดยที่ $J_n(mf)$

คือ Bessel function of the first kind

สำหรับกรณีของ Phase Modulation ก็จะให้ผลเหมือนกันเดียวกับ FM เพราะ

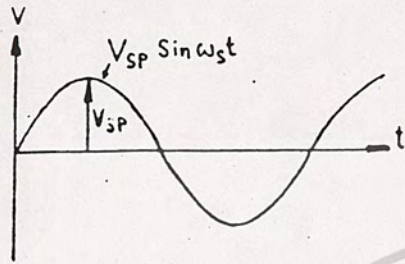
เมื่อเราเปลี่ยนค่าเฟสของคลื่นพาหะ ก็จะมีผลทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลง

ได้ PM อาจเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Indirect FM

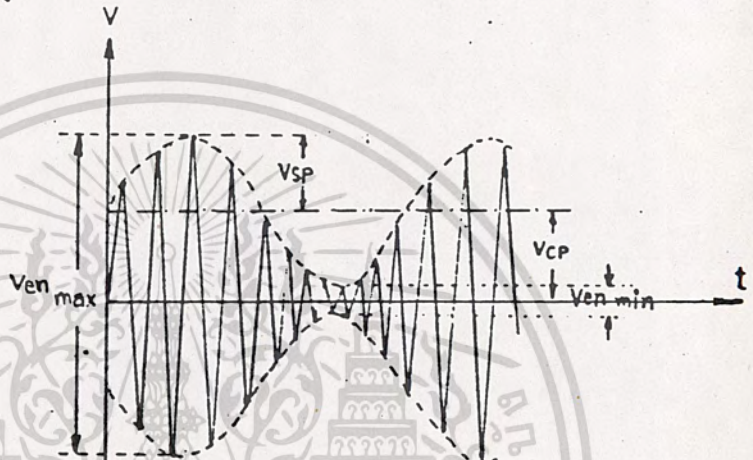
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับครูอาจารย์และบุคลากรศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 7a , 7b และ 6 จะได้

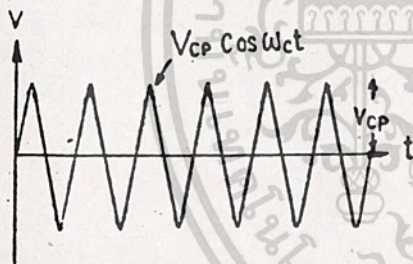
$$\% \text{ Mod} = \frac{V_{en}(\text{max}) - V_{en}(\text{min})}{V_{en}(\text{max}) + V_{en}(\text{min})} \times 100$$



Modulating Signal



AM Modulated wave



Carrier

รูปที่ 3 AM. MODULATED WAVE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3 จะเห็นได้ว่า Frequency Deviation ของ PM จะเปลี่ยน
 Frequency Deviation ของ FM. อยู่ 90° (จาก $\phi = d\theta/dt$) และ Frequency
 Deviation ของ PM จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของ Modulating Signal
 ดังนี้

$$f_{PM} = \phi f_m \cos \omega_m t \quad (11a)$$

โดยที่

$$\phi = K_\phi V_m \quad (11b)$$

ซึ่ง K_ϕ เป็นค่าคงที่ Phase Deviation Constant กานองเดียวกับ k_f
 การที่จะทำให้ Modulating Wave ของ PM เหมือนกับ FM ทำได้โดย
 การผ่านสัญญาณ Modulating Signal ผ่านวงจร Signal Corretion
 network
 โดย Network ดังกล่าวจะทำหน้าที่ 2 อย่างคือ Lag Phase ของ Mod
 lating Signal ไป 90° และลดขนาดของ Modulating Signal
 ความถี่สูง

2.2 FREQUENCY MODULATION

การมอดูเลตสัญญาณ

การมอดูเลตสัญญาณเป็นการส่งข้อมูลในรูปแบบต่าง ๆ ให้เดินทางไปได้ใน ระยะทางไกล ๆ โดยอาศัยสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นตัวนำสัญญาณเสียงนั้น วิธีการนี้อาศัยหลักการ ผสมคลื่นสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกับคลื่นไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณเสียงแล้วส่งสัญญาณออกไป การที่ต้องผสมคลื่นนี้ก็เนื่องมาจากคลื่นเสียงมีความถี่ต่ำ ดังนั้น การส่งสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยตรงย่อม ไม่ไถ่ผล ทั้งนี้ เพราะคลื่นสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่ต่ำ ไม่สามารถเดินทางไกล ๆ ได้ การมอดูเลต จึงมีความจำเป็นโดยการนำคลื่นสัญญาณความถี่สูง หรือที่เรียกว่า คลื่นพาหะเป็นตัวนำสัญญาณคลื่นความถี่เสียง เพื่อที่จะได้สามารถส่งสัญญาณออกไปได้ในระยะทางไกล ๆ คลื่นสัญญาณพาหะที่ใช้ จึงเรียกว่า คลื่นสัญญาณความถี่วิทยุ การมอดูเลตทางความถี่ (FREQUENCY MODULATION) เป็นการมอดูเลตโดยการรวมสัญญาณทั้งสอง เข้าด้วยกัน เกิดสัญญาณใหม่ที่มีความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไป กับค่าแอมพลิจูด (AMPLITUDE) ของสัญญาณความถี่เสียง

การมอดูเลตทางความถี่

ในการมอดูเลตทางความถี่ (FREQUENCY MODULATION) แอมพลิจูด ของคลื่นพาหะจะไม่มีผล หรือไม่มี การเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่ของคลื่นพาหะจะเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยความถี่ จะเกิดการเพิ่มขึ้น หรือลดลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ที่เอามาผสมความถี่ของ คลื่นพาหะขณะที่ยังไม่มีการผสม เรียกว่า ความถี่กึ่งกลาง (CENTER FREQUENCY)

เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่เสียงมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวกจะทำให้ความถี่ ของคลื่นพาหะเพิ่มขึ้น และถ้าสัญญาณความถี่เสียงลดลง ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะลดลงจนกระทั่งสัญญาณความถี่เสียงลดลงถึงศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะ เป็นความถี่กึ่งกลาง

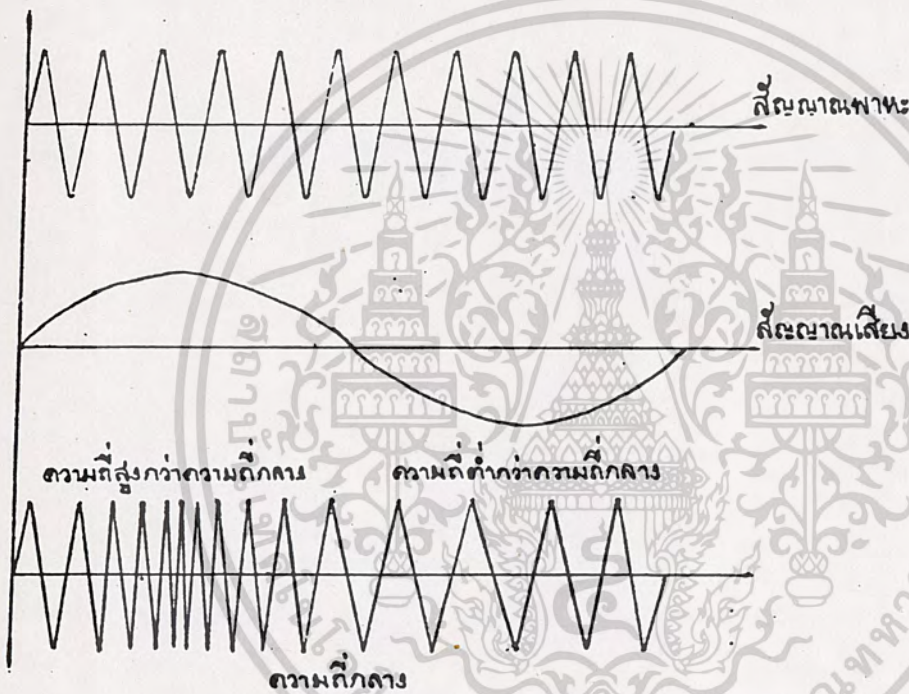
ในทำนองเดียวกัน เมื่อสัญญาณที่ต้องการผสมเป็นลบ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะก็จะลดลง และความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าต่ำสุด เมื่อคลื่นความถี่เสียงมีค่าขนาดลดลงถึงจุด ค่าต่ำสุด ความถี่คลื่นพาหะจะเป็นความถี่กึ่งกลางอีกครั้งก็คือเมื่อสัญญาณความถี่เสียงผ่านครึ่งไซเคิลลบ ไปถึงศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คงเห็นแล้วว่า ความถี่ของคลื่น F.M. จะเปลี่ยนแปลงไปโดยจะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าความถี่กึ่งกลาง ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่เสียง

ความถี่ของคลื่นสัญญาณ F.M. ที่แตกต่างจากความถี่กึ่งกลางมากที่สุด เรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของคลื่นพาหะ (MAXIMUM FREQUENCY DEVIATION OF CARRIER) โดยจะประกอบกับความถี่เบี่ยงเบนไปจากความถี่กึ่งกลางลงไปในทางน้อยกว่า หรือไปในทางเบี่ยงเบนจากความถี่กึ่งกลางในทางมากกว่า



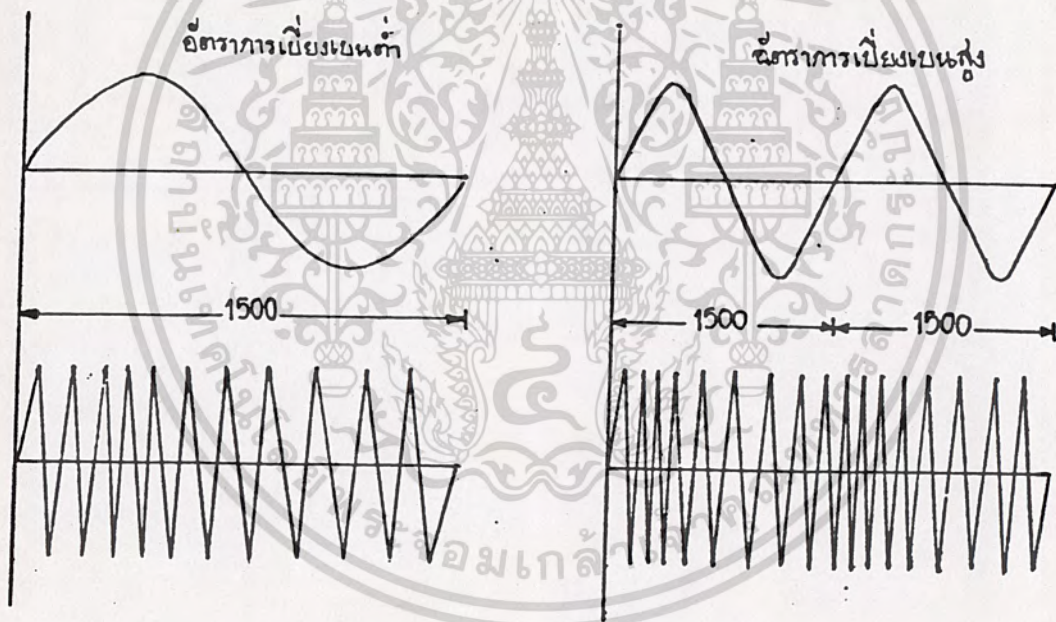
ตัวอย่างเช่น คลื่นสัญญาณเสียงที่ต้องการจะมอดูเลตกับคลื่นพาหะที่มีความถี่ 100 MHz เมื่อมอดูเลตแล้วจะทำให้เกิดคลื่นสัญญาณ F.M. มีความถี่ทางค่าสุดเท่ากับ 99.99 MHz และมีความถี่สูงสุดเท่ากับ 100.01 MHz ทั้งนี้ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดในกรณีนี้จะเท่ากับ 100.01 MHz มีค่าเท่ากับ ± 10 KHz

ในทางตรงกันข้ามคลื่นสัญญาณแรง ๆ ที่เราต้องการนำมอดูเลตกับคลื่นพาหะที่มีความถี่ 100 MHz เท่าเทียม และเป็นผลทำให้คลื่นความถี่ F.M. ที่เกิดขึ้นมีความถี่เบี่ยงเบน จาก 99.95 MHz ถึง 100.05 MHz ทั้งนี้ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าเท่ากับ ± 50 KHz

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าค่าความถี่เบี่ยงเบนจะเป็นตัวบอกแอมปริจูดของสัญญาณที่เรานำมา มอดูเลท คือ ถ้ามีแอมปริจูดมากจะทำให้ค่าความถี่เบี่ยงเบนมีค่ามากด้วย

นอกจากนี้สิ่งที่ควรทำความเข้าใจอีกประการหนึ่ง คือ ค่าอัตราการ เบี่ยงเบน ความถี่ ค่าอัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ (RATE OF FREQUENCY DEVIATION) เป็นตัวบอกให้ทราบว่า การเปลี่ยนแปลงของความถี่ครบหนึ่งรอบรวดเร็วเพียงใด ทั้งนี้ เพราะเมื่อสัญญาณความถี่เสียงเปลี่ยนแปลงแอมปริจูดไปครบ 1 รอบสัญญาณ F.M. ก็จะเปลี่ยนตามไปครบ 1 รอบด้วย ถ้าค่าอัตราการเบี่ยงเบนสูงก็แสดงว่าความถี่ของสัญญาณเสียงสูง ดังนั้น ค่าอัตราการเบี่ยงเบน จึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของสัญญาณความถี่เสียง



เสียงที่เกิดจากคลื่น F.M. นั้น จะมีความถี่หรือค้อยแปรผันตามค่าความถี่ ของสัญญาณ F.M. ส่วนระดับเสียงสูงต่ำนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปตามอัตราของการ เบี่ยงเบนความถี่ ของสัญญาณ F.M. ซึ่งอัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่น F.M. จะแปรไปตามการ เปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณความถี่เสียงนั่นเอง

ในการสร้างคลื่น F.M. นั้น ผลจะทำให้เกิดความถี่หลาย ๆ ความถี่ เช่น เกี่ยว กับสัญญาณ A.M. นั้น ความแตกต่างระหว่างแถบความถี่แถบข้างของระบบ A.M. และ F.M. คือ

ในระบบ ^{AM} F.M. จะมีความถี่แถบข้างเกิดขึ้นเพียงสองความถี่เท่านั้น ความถี่หนึ่งมีค่าเท่ากับ ผลบวกของความถี่พาหะกับความถี่สัญญาณเสียง และอีกความถี่หนึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่ ทั้งสอง ส่วนในระบบ F.M. ความถี่แถบข้างจะเกิดขึ้นมากมายนอกเหนือไปจากที่มีในระบบ A.M.

ดังเช่นตัวอย่าง ถ้านำเอาสัญญาณพาหะมีความถี่ 1 MHz ไปมอดูเลทกับ สัญญาณเสียงที่มีความถี่ 10 KHz จะได้ความถี่แถบข้างมีค่าเท่ากับ 1010 KHz และ 990 KHz นอกจากนี้ยังมีความถี่ 1020 และ 980 KHz 1040 และ 960 KHz และความถี่อื่น ๆ อีกมากที่ถูกสร้างขึ้นมา

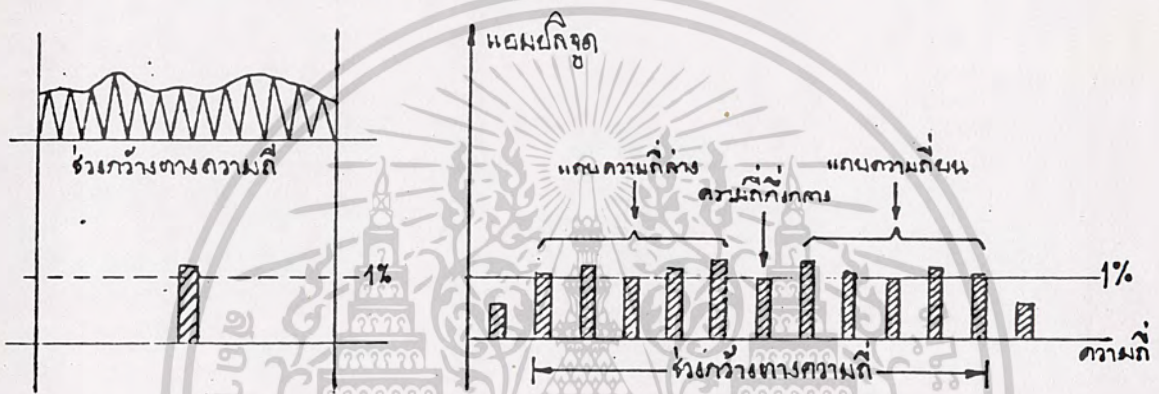
จำนวนความถี่ที่อยู่ในแถบข้างบนนี้จะขึ้นอยู่กับค่าแอมพลิจูด และความถี่ของสัญญาณความถี่เสียง ถ้าค่าแอมพลิจูดใหญ่มาก จำนวนของความถี่ในแถบข้างก็จะประภุมิมากด้วย

ใน F.M. มีส่วนที่แตกต่างจากของ A.M. คือ แถบความถี่ด้านข้างของ A.M. ค่าแอมพลิจูดของความถี่เหล่านี้กำลังงานจะถูกบรรจุกอยู่ในนั้น และจะเป็นอิสระต่อสัญญาณพาหะ ส่วนใน F.M. แถบความถี่ข้างทำให้เกิดกำลังงานจากพาหะ ซึ่งหมายความว่าส่วนของคลื่นพาหะ มีกำลังงานน้อยกว่า หรือแอมพลิจูดเล็กกว่าเมื่อก่อนจะมอดูเลท จำนวนของกำลังงานที่เอาไปจากพาหะไปไว้แถบความถี่ข้างนั้นขึ้นอยู่กับสัญญาณความถี่เสียงและการเบี่ยงเบนทางความถี่ ดังนั้น ถ้าพาหะมีกำลังงานเท่ากับศูนย์ แถบความถี่ก็จะมีค่ากำลังงานเท่ากับศูนย์ด้วยเช่นกัน หรือสรุปได้ว่าพลังงานที่อยู่ในบริเวณแถบข้างนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าของพลังงานที่ความถี่คลื่นพาหะ และแถบความถี่แถบข้างของคลื่น F.M. แตกต่างจาก A.M. และแอมพลิจูดของความถี่เหล่านี้จะไม่เพิ่มขึ้น หรือลดลง อย่างต่อเนื่องด้วย

แต่อย่างไรก็ดี เพื่อหาช่วงกว้างของแถบความถี่นี้จำเป็นจะต้องกำหนดว่าจุดความถี่ใดจึงจะเป็นจุดที่ยังบอกเซคของความถี่ F.M. ทั้งนี้ เพราะความถี่ที่เกิดขึ้นที่แถบข้างจะมีจำนวนมากมายจนไม่สามารถกล่าวถึงไหมดีก แต่ตามมาตรฐานสากลจะสนใจความถี่ของสัญญาณที่อยู่ในแถบข้างที่มีค่ามากกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ ของสัญญาณความถี่เสียง ความถี่ที่เราให้ความสนใจในแถบความถี่ตัวสุดท้ายนี้ เรียกว่า ความถี่แถบข้างปลายบน และความถี่แถบข้างของคลื่น F.M. แตกต่างจาก A.M. และแอมพลิจูดของความถี่เหล่านี้จะไม่เพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างต่อเนื่องด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัด
 แต่อย่างไรก็ดี เพื่อหาช่วงกว้างของแถบความถี่นี้จำเป็นจะต้องกำหนดว่าจุดความถี่ใดจึงจะเป็นจุดที่ยังบอกเซคของความถี่ F.M. ทั้งนี้ เพราะความถี่ที่เกิดขึ้นที่แถบข้างจะมีจำนวนมากมายจนไม่สามารถกล่าวถึงไหมดีก แต่ตามมาตรฐานสากลจะสนใจความถี่ของสัญญาณที่อยู่ในแถบข้างที่มีค่ามากกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ ของสัญญาณความถี่เสียง ความถี่ที่เราให้ความสนใจในแถบความถี่ตัวสุดท้ายนี้ เรียกว่า ความถี่แถบข้างปลายบน และความถี่แถบข้างของคลื่น F.M. แตกต่างจาก A.M. และแอมพลิจูดของความถี่เหล่านี้จะไม่เพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างต่อเนื่องด้วย

ถ้าเท็จจะเป็นจุดที่ยังบอกเซคของความถี่ F.M. ทั้งนี้ เพราะความถี่ที่เกิดขึ้นที่แถบข้างข้าง จะมีจำนวนมากมายจนไม่สามารถกล่าวถึงได้หมด แต่ตามมาตรฐานสากลจะสนใจความถี่ของสัญญาณที่อยู่ในแถบข้างข้างที่มีค่ามากกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ ของสัญญาณความถี่เสียง ความถี่ที่เราให้ความสนใจในแถบความถี่ตัวสุดท้ายนี้ เรียกว่า ความถี่แถบข้างปลายบนและความถี่แถบข้างปลายล่าง (EXTREME LOWER SIDEBAND FREQUENCY) ทั้งนี้ ค่าช่วงกว้างของคลื่น F.M. ก็คือช่วงของความถี่ระหว่างความถี่แถบข้างปลายบน และความถี่แถบข้างปลายล่าง ช่วงกว้างทางความถี่ ของคลื่นสัญญาณ F.M. จึงมีค่ามากกว่าคลื่นสัญญาณ A.M.



เมื่อคลื่นสัญญาณ F.M. มีช่วงความถี่มาก ๆ เราเรียกคลื่นสัญญาณ F.M. นั้นว่า เป็นชนิดแถบกว้าง (WIDE BAND) และ F.M. ชนิดนี้ต้องการคลื่นพาหะที่มีความถี่สูงมาก ๆ มิฉะนั้นจะเกิดการสอแทรกกับสถานีใกล้เคียงได้

ช่วงกว้างทางความถี่ของสัญญาณ F.M. สามารถนำไปดัดแปลงใช้ประโยชน์ได้คือ

1. เพื่อใช้หาความยาวของเสาอากาศ หรือขนาดของห้อง หรือความยาวของการสะท้อนของคลื่น
2. เพื่อใช้หาความกว้างของช่วงคลื่น เพื่อให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ของ เครื่องรับทำงานได้ตลอดช่วงความถี่ของสัญญาณ F.M.

เปอร์เซ็นต์การมอดูเลท

ในการส่งระบบ A.M. เราได้ทราบถึงการหาค่าเปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลทโดยการคิดหาค่าอัตราส่วนของแอมป์ริจูด สัญญาณความถี่เสียงกับสัญญาณความถี่พาหะ ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับระบบ F.M. เปอร์เซนต์การมอดูเลทที่มีความหมายในทำนองเดียวกันแต่ให้ความสนใจทางด้านความถี่โดยการตั้งมาตรฐานว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจนถึงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนก็เรียกว่า ครบ 100 เปอร์เซนต์ ดังนั้น สมมุติว่าค่าการเบี่ยงเบนทางความถี่สูงสุดเป็น 75 KHz และเมื่อป้อนสัญญาณความถี่เสียงมามอดูเลทแล้วให้การเบี่ยงเบนทางความถี่เพียง 37.5 KHz จะหาค่าเปอร์เซนต์การมอดูเลทได้

$$\frac{37.5}{75.0} \times 100 = 50 \%$$

ตามมาตรฐานสากลทั่วไปกำหนดให้การเบี่ยงเบนทางความถี่สูงสุด ทั้งนี้ การเบี่ยงเบนสูงสุดของ F.M. ในระบบวิทยุกระจายเสียงเป็น 75 KHz ดังนั้น สถานีวิทยุ F.M. หนึ่งสถานีจะโคจรกว้างของความถี่เท่ากับ $2 \times 75 = 150$ KHz ทางด้านความถี่เสียง F.M. ในโทรทัศน์กำหนดความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดเพียง 25 KHz ซึ่งเป็น 100 % มอดูเลท ซึ่งจะเท่ากับ 33 % เมื่อเทียบกับ F.M. ในการกระจายเสียงโดยทั่ว ๆ ไป

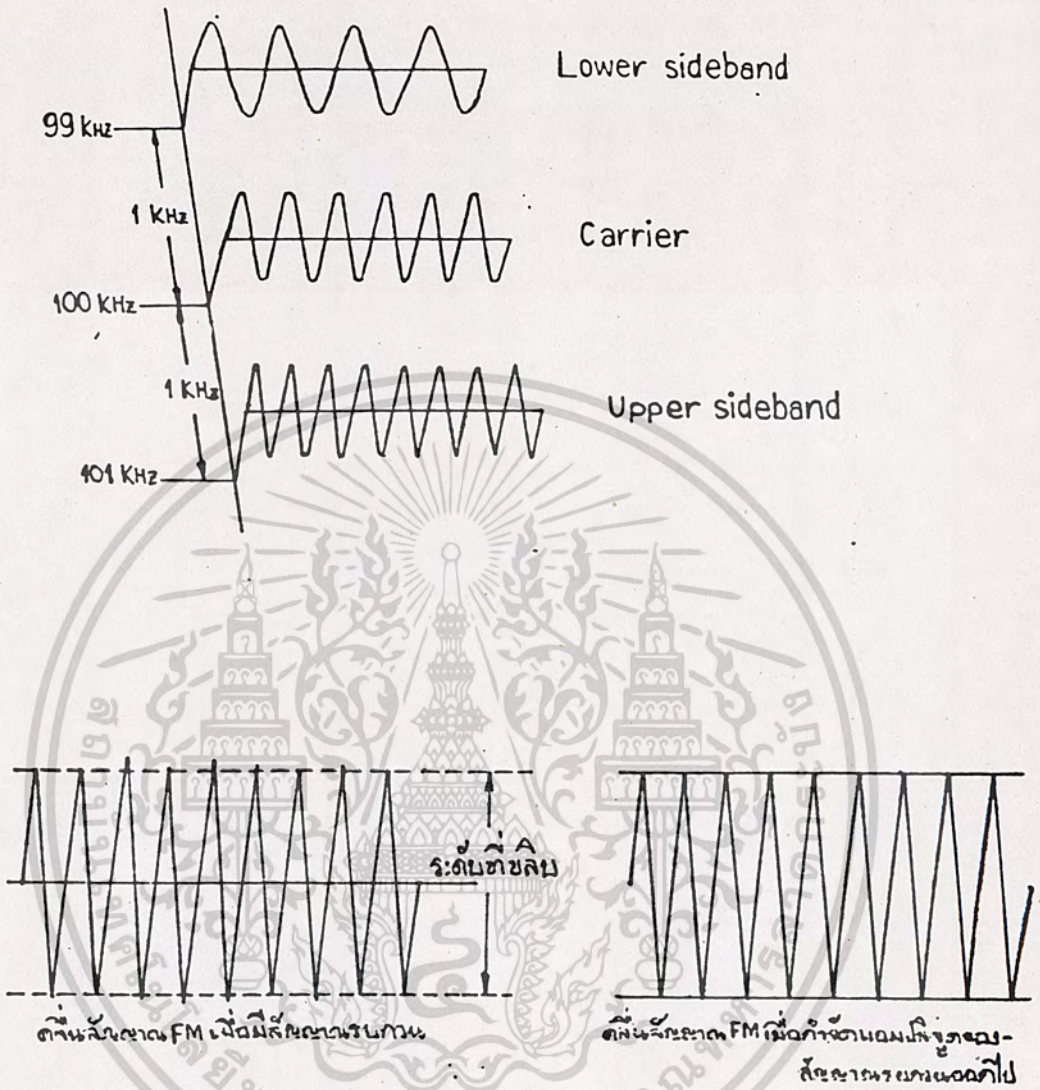
คลื่นข้างเคียง (SIDE BAND)

ความปกติคลื่นที่ถูกมอดูเลทแล้วนั้น เป็นผลรวมของความถี่หลาย ๆ ความถี่ ซึ่งถ้าวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์แล้วย่อมสามารถบอกความถี่ต่าง ๆ นั้นได้ ตัวอย่างเช่น ถ้าคลื่นพาหะ มีความถี่ 100 KHz และความถี่เสียงมีความถี่ 1 KHz เมื่อมอดูเลทแล้วจะเกิดความถี่ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

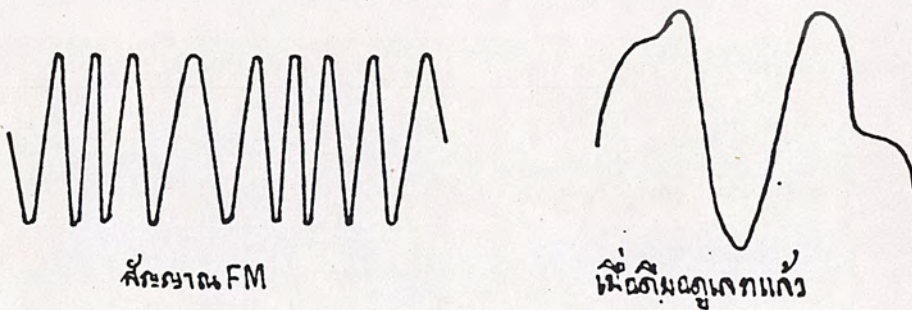
ความถี่เดิม	HARMONIC ที่ 2	ความถี่ผสมบวก	ความถี่ผลต่าง
100 KHz	200 KHz	101 KHz	99 KHz
1 KHz	2 KHz		

ความถี่อื่น ๆ นอกจาก HARMONIC ที่ 2 ก็เกิดขึ้นเหมือนกัน แต่เป็น HARMONIC ที่มีกำลังอ่อนมากจึงไม่นำมาพิจารณา ดังนั้น จึงได้ความถี่ 3 ขนาด ได้แก่ 100 KHz, 101 KHz และ 99 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การมอดูเลตสัญญาณ FM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่เกิดขึ้นใหม่ 2 ความถี่นี้คือ LOWER SIDEBAND กับ UPPER SIDEBAND ซึ่งมีค่าเท่ากับผลต่างกับผลบวกระหว่าง CARRIER FREQUENCY กับ SIGNAL FREQUENCY ดังนี้

UPPER SIDEBAND = CARRIER + AUDIO SIGNAL FREQUENCY

LOWER SIDEBAND = CARRIER - AUDIO SIGNAL FREQUENCY

BANDWIDTH = UPPER SIDEBAND + LOWER SIDEBAND

เนื่องจาก AUDIO SIGNAL ที่ส่งเข้ามามีความถี่ประกอบด้วยคลื่นที่มี ขนาดความถี่หลาย ๆ ความถี่ ดังนั้น ความถี่เสียงแต่ละความถี่ก็ย่อมจะทำให้เกิดความถี่ข้างเคียงขึ้น 1 คู่เสมอ คือ LOWER และ UPPER SIDEBAND ดังนั้น การมอดูเลตด้วยเสียงต่าง ๆ นั้น จึงทำให้เกิดเป็นหมู่หรือกลุ่มของ SIDEBAND ขึ้นจึงทำให้ BANDWIDTH แคบบ้างกว้างบ้าง สลับกันไปตามค่าของความถี่เสียงที่เข้ามามีความถี่ ในระบบ F.M. นี้จะยอมให้มี BANDWIDTH ใก้ไม่เกิน 150 KHz

สัญญาณรบกวน

การมอดูเลต F.M. จะมีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปกับ ขนาดของสัญญาณความถี่ข่าวสาร แต่สัญญาณรบกวนไม่สามารถสอกรแทรกทางด้านความถี่ได้ แต่จะสอกรแทรกทางด้านแอมปริจูด ซึ่งสามารถสร้างวงจรจำกัดขนาดของสัญญาณรบกวน เพื่อตัดขนาดแอมปริจูดของสัญญาณ เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนออกไป วงจรจำกัดขนาดของสัญญาณรบกวนนี้จะทำงานในลักษณะของการคลิปลสัญญาณ

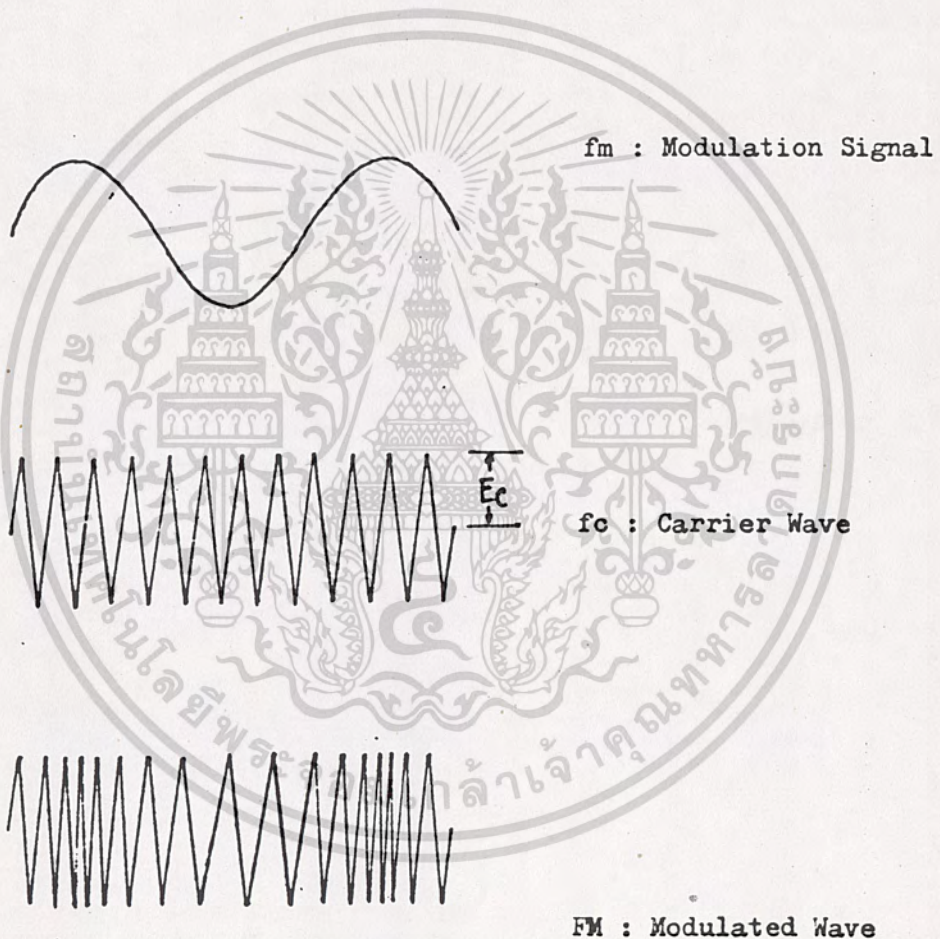
การกิมมอดูเลตสัญญาณ F.M. เป็นการกระห้าย้อนกลับกับการมอดูเลต สัญญาณ กล่าวคือ การกิมมอดูเลตจะเป็นการกิงเอาสัญญาณเสียงที่ทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาหะให้ ออกมาจากสัญญาณพาหะ เพื่อนำสัญญาณเสียงนี้ไปทำการขยายสัญญาณต่อไป

การกิมมอดูเลตก็คล้ายกับการมอดูเลต คือ ถ้าสัญญาณ F.M. มีความถี่สูง สัญญาณเสียงที่ไค้จากการกิมมอดูเลตก็จะเป็นสัญญาณค่านบวก และเมื่อสัญญาณ F.M. มีความถี่ต่ำ สัญญาณเสียงที่ไค้ก็จะเป็นสัญญาณ ค่านลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 F.M. SIDE BAND ANALYSIS

Frequency Modulation (FM) หมายถึงการเปลี่ยนความถี่ของ คลื่นพาห้ ความลึกส่วนหนึ่งของขนาดของสัญญาณที่นำมา Modulate และอัตราซึ่งกำหนดโดยความถี่ของ แหล่ง ก่าเน็คสัญญาณที่นำมา Modulate โดยที่ขนาดของคลื่นพาห้ยังคงมีค่าคงที่มีลักษณะดังรูปต่อไปนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้คลื่นพหุมีสมการเป็น

$$e_c = E_c \sin \phi (t) \dots\dots\dots(1)$$

โดย $\phi (t)$ = Phase Angle ของคลื่นซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามกาลเวลา (t) และ Phase Angle นี้มีความสัมพันธ์กับ Angular Velocity หรือความถี่ (f) ดังนี้

$$\omega = 2 \pi f = \frac{d \phi (t)}{dt} \dots\dots\dots(2)$$

ในการ Mod แบบ FM คลื่นเสียง (Modulating Signal) มีสมการเป็น

$$e_m = E_m \cos 2 \pi f_m t$$

เป็นผลทำให้ความถี่ของคลื่นพหุเปลี่ยนไปเป็น

$$f = f_c + f_d \cos 2 \pi f_m t \dots\dots\dots(3)$$

โดย f_c = เป็นความถี่ของคลื่นพหุขณะยังไม่มีสัญญาณเข้ามา

f_d = Freq. Deviation (มากน้อยแค่ไหนขึ้นอยู่กับ Amplitude ของ AF)

แทนค่า (3) ใน (2) จะได้

$$\frac{d \phi (t)}{dt} = 2 \pi (f_c + f_d \cos 2 \pi f_m t) \dots\dots\dots(4)$$

$$\begin{aligned} \therefore \phi (t) &= 2 \pi (f_c + f_d \cos 2 \pi f_m t) dt \\ &= 2 \pi f_c t + \frac{f_d}{f_m} \sin 2 \pi f_m t + \phi \\ &= \omega_c t + m_f \sin \omega_m t + \phi \dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

๗. ที่นี้

$$m_f = \frac{f_d}{f_m} = \text{Modulation Index}$$

ϕ มุมทางไฟฟ้า เมื่อ $t = 0$ เป็นค่าคงที่จากการ Integral

เพื่อความสะดวกจะตัดทิ้งไป

แทนค่า $\phi (t)$ ลงใน (1) จะได้

$$\begin{aligned} e_c &= E_c \sin (\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) \\ &= C \text{ ซึ่ง Mod แล้ว} \dots\dots\dots(6) \end{aligned}$$

Frequency Spectrum ของคลื่น F.M.

เพื่อจะหาค่า Spectrum เราจะกระจายสมการของคลื่น F.M. นี้ออกเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = E_c \left\{ \sin W_c t \cos (mf \sin W_m t) + \cos W_c t \sin (mf \sin W_m t) \dots\dots\dots (7) \right.$$

จาก Bessel Function

$$\cos (mf \sin W_m t) = J_0 (mf) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n} (mf) \cos 2n W_m t \dots\dots\dots (8)$$

และ

$$\sin (mf \sin W_m t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1} (mf) \sin (2n+1) W_m t \dots\dots\dots (9)$$

แทนค่าสามการ (8), (9) ลงใน (7) และจัดรูปให้ดูง่ายขึ้นเป็น

$$C = E_c \sin W_c t \left\{ J_0 (mf) + 2 J_2 (mf) \cos 2 W_m t + 2 J_4 (mf) \cos 4 W_m t + \dots\dots\dots \right. \\ \left. + E_c \cos W_c t \left\{ 2 J_1 (mf) \sin W_m t + 2 J_3 (mf) \sin 3 W_m t + \dots\dots\dots \right\} \dots\dots (10) \right.$$

จาก $\sin A \cos B = 1/2 \{ \sin (A+B) + \sin (A-B) \}$

$\cos A \sin B = 1/2 \{ \sin (A+B) - \sin (A-B) \}$

แทนค่าใน (10) จะได้

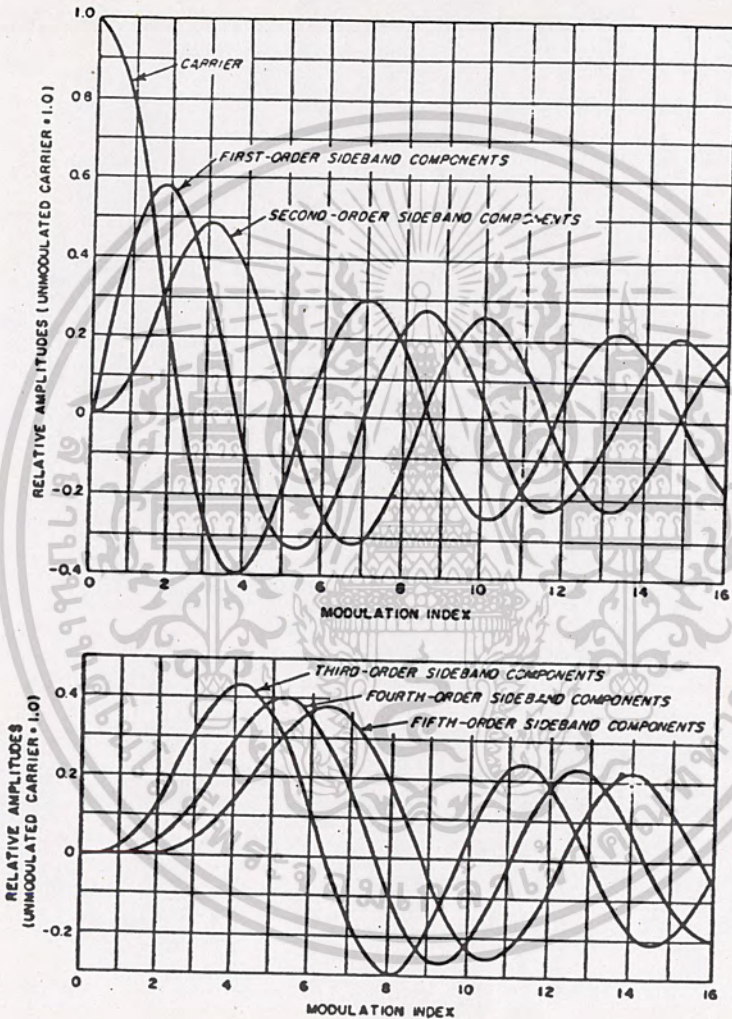
$$C = J_0 (mf) E_c \sin W_c t + J_1 (mf) E_c \{ \sin (W_c + 1 W_m) t - \sin (W_c - W_m) t \} \\ + J_2 (mf) E_c \{ \sin (W_c + 2 W_m) t + \sin (W_c - 2 W_m) t \} \\ + J_3 (mf) E_c \{ \sin (W_c + 3 W_m) t - \sin (W_c - 3 W_m) t \} \\ + J_4 \dots\dots\dots (11)$$

โดย Function $J_n (mf)$ คือ Bessel Function แบบแรกที่เทอม n และแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$J_n (mf) = \frac{m^n f^n}{2^n n!} \left\{ 1 - \frac{m^2 f^2}{2 (2n+2)} + \frac{m^4 f^4}{2 (4) (2n+2) (2n+4)} - \frac{m^6 f^6}{2 (4) (6) (2n+2) (2n+4) (2n+6)} \dots\dots\dots \right\} \dots\dots (12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนที่โรงเรียนวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
การหาค่า $J_n (mf)$ คือกำหนด mf ลงไปแล้วแทนค่า n ซึ่งหมายถึง Sideband
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่ที่ n ที่ค่า m_f จะทำให้ Amplitude ของ Sideband แต่ละคู่ออกมาจาก (12) จะเห็นว่า Sideband มีมากมายถึง Infinity คู่โดยมี Amplitude เปลี่ยนแปลงไปตาม Bessel Function $J_n(m_f)$ ดังแสดงในรูป



รูปแสดง Bessel Function

จากสมการ (12) และรูป Bessel Function จะเห็นว่าใน F.M. ส่วนของ Carrier จะไม่คงที่เปลี่ยนแปลงไปตาม Modulation Index (m_f) ซึ่งเท่ากับ Frequency Deviation หารด้วย Modulation Frequency ในกรณีนี้ $m_f = 2.4$ จะเห็นว่า J_0 (ที่ 2.4) คือไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

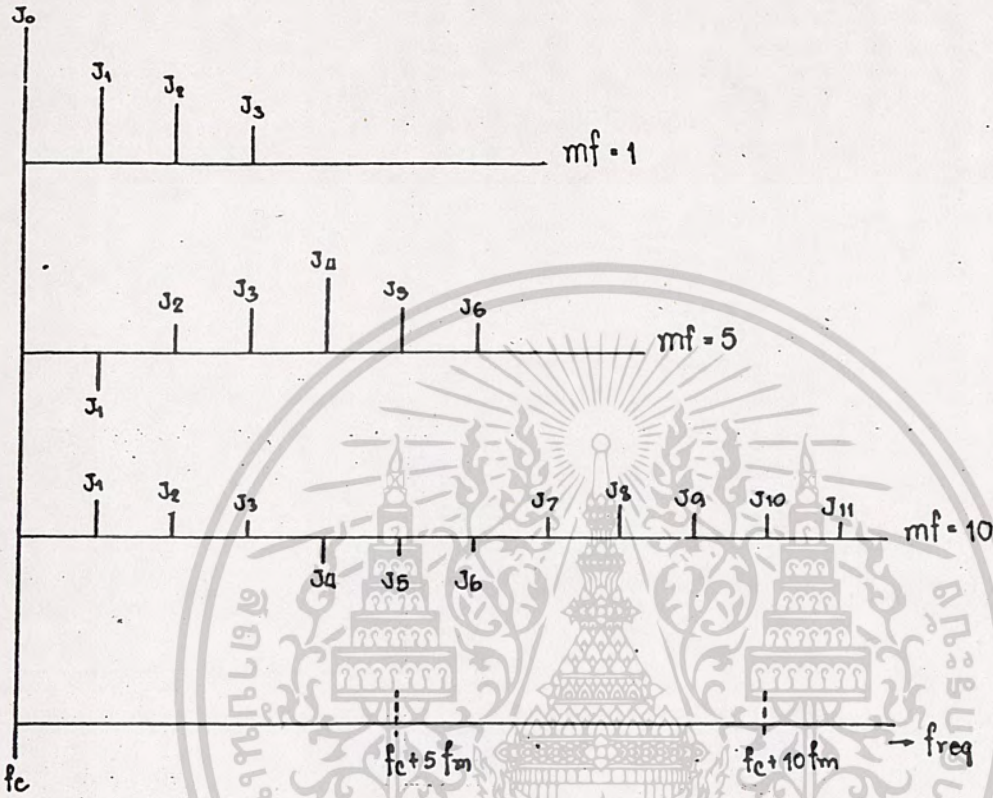
ขนาดของ Carrier จะลดลงเป็นศูนย์ ความจริงของอันนี้ก็ใช้ประโยชน์ได้ในการวัดความถี่ ที่เปลี่ยนไป นั่นคือ จากการใช้คำว่า Carrier มี Amplitude ลดลงเป็นศูนย์ ครั้งแรกเมื่อไร ก็แสดงว่าขณะนี้ Frequency Deviate (เปลี่ยนไป) เป็น 2.4 เท่าของ Frequency ที่เข้าไป Modulate

จากการวางเป็นการแสดงค่าของ Bessel Function หรือ Amplitude ของ Carrier หรือ Sideband คู่ที่ $n = 1, 2, \dots$ ว่าจะมีขนาดลดลงเป็นศูนย์ที่มีค่าเท่าไรบ้าง

n=0	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5
2.408	3.882	5.135	6.379	7.586	8.780
5.526	7.016	8.417	9.760	11.064	12.339
8.654	10.173	11.620	13.017	14.373	15.700
11.794	13.323	14.796	16.224	17.616	18.982
14.931	16.470	17.960	19.410	20.827	22.220
18.071	19.696	21.117	22.583	24.018	25.431
21.212	22.760	24.270	25.749	27.200	28.628

จากรูป Bessel Function จะเห็นว่าที่ mf น้อยกว่า 0.5 จะมี Sideband เพียง 1 คู่ เหมือนกับระบบ A.M. เพราะคู่ที่ถัดไป Amplitude ต่ำมากจนตัดทิ้งไปได้ แต่อย่างไรก็ตาม—โดยใช้ความถี่ fm ความถี่เดียว Mod เข้าไปจะเกิดจำนวนคู่ของ Sideband อย่างมากมาย และอยู่ห่างกันในระยะของ fm ดังรูปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดง Spectrum ทาง LSB และ USB ของคลื่น F.M.

เราสามารถใช่ F.M. Sideband Analyzer มาวัด Spectrum หรือแถวของ Sideband นี้โดยจะปรากฏบนจอของ Scope

จากรูป Bessel Function และรูป Spectrum ทาง Sideband เห็นว่าค่าของ Carrier และ Sideband มีค่าเป็นลบนั้นแสดงถึง Phase ของมันกลับกัน 180 องศาใน Spectrum Analyzer ซึ่งแสดงเฉพาะความสูงเท่านั้น Spectrum ทุกวันจึงอยู่ด้านบนเสมอ และจาก (11) ถ้าดูเฉพาะขนาดของ Sideband (โดยใช้ Carrier Frequency เป็นศูนย์กลาง) จะ Symmetry กันทั้ง Lower Sideband (LSB) และ Upper Sideband

หมายเหตุ ถ้าใช้ Maximum Frequency Deviation = Δf

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และ Actual Frequency Deviation = f_d
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ Modulation Degree = $k_f = \frac{f_d}{A_f} \dots\dots\dots(12)$

เช่นในการส่งกระจายเสียงระบบ F.M. ให้ $A_f = 75 \text{ KHz}$ ถ้าเราใช้ Audio Amplitude ทำให้ $f_d = 75 \text{ KHz}$ เท่าที่ Limit ก็จะได้ Modulation Degree = 1 หรือก็คือ 100 % Modulation เมื่อเทียบกับ A.M. จาก (12)

Modulation Index = $m_f = \frac{A_f}{f_m} k_f = \frac{A_f}{f_m} \cdot \frac{f_d}{A_f}$

หรือก็คือ = $\frac{f_d}{f_m}$

NECESSARY BANDWIDTH สำหรับคลื่น F.M.

เมื่อ Modulation Index มีค่าต่ำ ๆ Bandwidth ใน F.M. จะเป็น 2 เท่า ของความถี่สูงสุดที่เข้ามา Mod ($2 f_m$) เหมือนใน A.M.

แต่ความปกติแล้ว Sideband จะมีได้ถึง Infinity ทุกอย่างก็ตาม ในทางปฏิบัติ คือผลจริง ๆ แล้ว ส่วนใหญ่ของพลังงานของ Sideband จะมียู่ในย่านหนึ่ง เท่านั้น ลองพิจารณาโดยใช้ Single Sinusoidal Wave Mod เข้าไปทำให้เกิด Sideband ได้ N คู่ พลังงานถึง N คู่นี้กับพลังงานทั้งหมดเทียบกันจะได้

$$A = \frac{\sum_{-N}^N J_n^2(m_f)}{\sum_{-N}^N J_n^2(m_f)}$$

แต่จากสมการของ Bessel Function ได้ว่า

$\sum_{-N}^N J_n^2(m_f) = 1$ (J_0 ให้สูงสุด = 1 และพลังงานทั้งหมดรวมกัน

= 1)

ดังนั้น $A = \sum_{-N}^N J_n^2(m_f)$

ถ้าสมมติว่า N มีค่าเท่ากับ m_f แทนค่าลงไป

[คือ $2 (J_1^2 + J_2^2 + \dots\dots J_n^2)$] จะได้ $A = 0.95$

หรือก็คือใน Bandwidth ของ $2 f_d$ นี้ 95 % ของพลังงานทั้งหมดจะถูกส่งออกไปหรือพลังงานทั้งหมดจะไปอยู่ใน Sideband ถึง 95 % ที่กล่าวนี้หมายถึง Single Sinusoidal Wave แต่ถ้าใช้ Rectangular Wave โดยที่ Bandwidth เกินนี้พลังงานจะลดลงเหลือ เพียง 80 % เท่านั้น แต่ถ้ามอง Sideband ถึงคู่ที่ $(m_f + 1)$ พลังงานจะเพิ่มเป็น 93 % ฉะนั้นใน

การหา Bandwidth เราจึงคิดถึงคู่ที่ $(m_f + 1)$ และ Bandwidth นี้เรียกว่า Necessary

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bandwidth

จาก Curve ของ Bessel Function หรือ Frequency Spectrum จะเห็นว่า Relative Amplitude ของ Sideband คู่ที่ $(mf + 1)$ จะน้อยกว่า 0.15 และ คู่ที่ $(mf + 2)$ จะน้อยกว่า 0.05 ดังนั้น โดยการดู Spectrum เราจะคิด Power ถึง Sideband คู่ที่มี Amplitude ค่าเป็น 10 % ของ Carrier ขณะที่ยังไม่ได้ถูก Mod

ตัวอย่าง เช่น ถ้า Max. Frequency Deviation = 75 KHz

และ Max. Modulating Frequency = 15 KHz

$$\therefore mf = \frac{75}{15} \text{ KHz} = 5$$

ดังนั้น Bandwidth จะมีถึง $5 + 1 = 6$ คู่

$$\begin{aligned} \text{ซึ่ง Bandwidth} &= 2(5 + 1) \times 15 \text{ KHz} \\ &= 180 \text{ KHz} \end{aligned}$$

ในการส่งกระจายเสียงแบบ F.M. นั้น FCC (Federal Communication Commission) ได้กำหนดไว้ว่า

1. Maximum Frequency Deviation = ± 75 KHz
2. Bandwidth = 200 KHz (รวม Guardband ซ้ำละ 25 KHz ทั่วย)
3. Frequency Stability ของ Carrier = 2 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

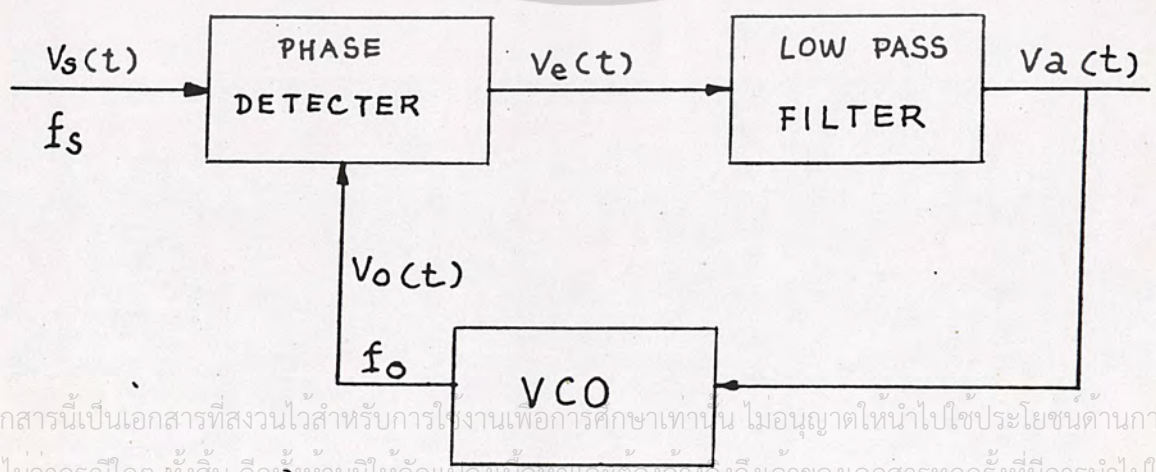
2.4 PHASE LOCK LOOP

PLL (PHASE LOCK LOOP) เป็นอิเล็กทรอนิกส์เซอร์โว ซึ่งสามารถควบคุม ออสซิลเลเตอร์ให้ผลิตความถี่หรือซิงค์ กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา เมื่อเฟสของความถี่ จาก ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยน แสดงว่าสัญญาณที่เข้ามาความถี่เปลี่ยนไป เอาท์พุทจากเฟสล็อคเตอร์ จะมี ค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลง ควบคุมให้ออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ให้ตรง และล็อคกับสัญญาณที่เข้ามา ทั้งนี้ โวลเตจเฉลี่ยที่ได้จากเฟสล็อคเตอร์ไปควบคุมออสซิลเลเตอร์ จึงเป็นฟังก์ชันของความถี่ของสัญญาณ ที่เข้ามา นั่นคือ หากสัญญาณที่เข้ามาเป็น F.M. (Frequency Modulated) แล้ว เอาท์พุทที่ ได้จากเฟสล็อคเตอร์ผ่าน LPF (LOW PASS FILTER) จะเป็นสัญญาณ Demodulated นั้นเอง

ในปัจจุบัน การพัฒนาทางด้านเซมิคอนดักเตอร์ ทำให้วงจร PLL ที่ซับซ้อนสามารถบรรจุอยู่ในไอ.ซี เล็ก ๆ เพียงตัวเดียว เมื่อใช้งานก็เพียงต่ออุปกรณ์ภายนอกไม่กี่ตัว ทำให้ง่าย สะดวก และประหยัด เป็นอย่างยิ่ง

หลักการของ PLL

หลักการเบื้องต้นของ PLL (PHASE LOCK LOOP) ก็มาจากระบบการป้อนกลับ ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญสามส่วน ทั้งบล็อกโคจรแกรม รูปที่ 1 คือ PHASE DETECTOR, LOW PASS FILTER และ VCO (VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1 แสดงบล็อกโคจรแกรมของวงจร PLL

ในขณะที่ไม่มีความถี่ป้อนเข้ามา v_d จะเท่ากับศูนย์ และ VCO ผลิตความถี่แบบที่เรียกว่า FREE - RUNNING เท่ากับ f_o เมื่อมีอินพุต V_s ป้อนเข้ามามีความถี่เท่ากับ f_s วงจรเฟสล็อกเกอร์ จะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา กับสัญญาณจาก VCO ถ้า f_s และ f_o แยกต่างกันได้ v_e (ERROR VOLTAGE) จากเอาต์พุตของ เฟสล็อกเกอร์ ผ่าน LPE (LOW PASS FILTER) เป็น v_d ไปเข้า VCO ปรับความถี่ f_o ให้เท่ากับ f_s และเมื่อ f_o เท่ากับ f_s ก็คือสภาวะล็อกหรือซิงค์ เอาต์พุตจากเฟสล็อกเกอร์ v_e จะเป็นศูนย์ และ v_d ก็เท่ากับศูนย์ด้วย

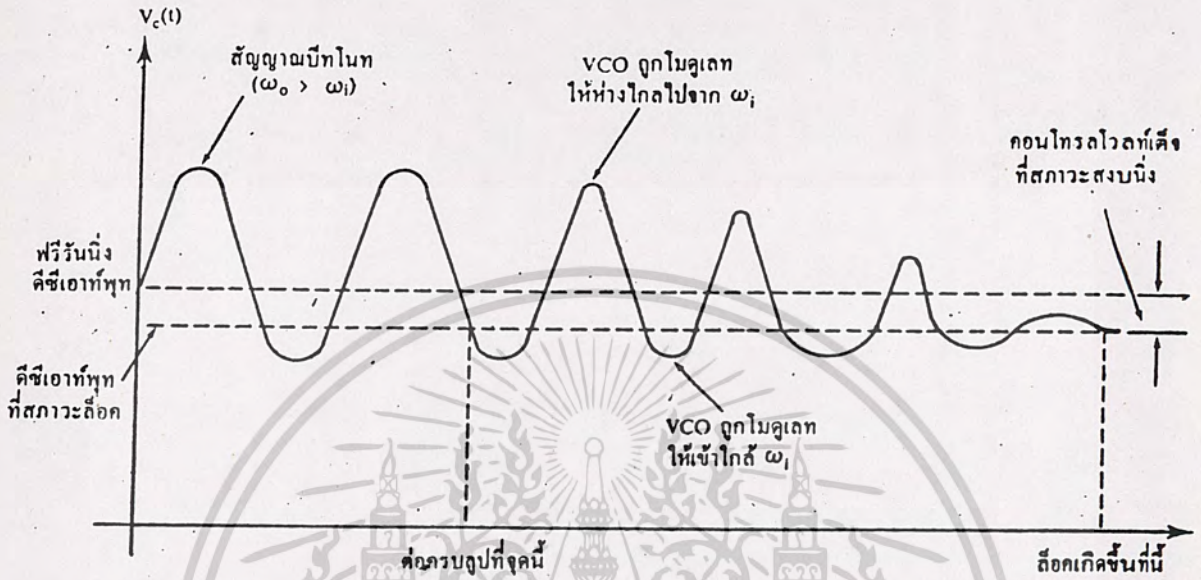
ในเรื่องของ PLL มีค่าอยู่สองค่าที่มักเข้าใจสับสนกันบ่อย ๆ คือคำว่า LOCK RANGE กับคำว่า CAPTURE RANGE ซึ่งมีความหมายแตกต่างกันดังนี้

LOCK RANGE หมายถึง ย่านความถี่ที่ใกล้เคียงกับ f_o ซึ่ง PLL ยังสามารถล็อกกับสัญญาณที่เข้ามาได้ ค่าของ LOCK RANGE จะลดลงเมื่อเกณฑ์การขยายทั้งหมดของ PLL ลดลง

CAPTURE RANGE หมายถึง บริเวณแถบความถี่ที่ใกล้เคียงกับ f_o ที่ PLL เริ่มล็อกกับสัญญาณที่เข้ามา ค่าของ CAPTURE RANGE ขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของ LPF คือจะลดลงหากแบนด์วิดท์แคบ และโดยปกติ CAPTURE RANGE จะมีค่าน้อยกว่า LOCK RANGE

การ CAPTURE สัญญาณอินพุต

คุณสมบัติที่สำคัญในการทำงานของระบบเฟสล็อกคือ กระบวนการ แคปเจอร์ (CAPTURE PROCESS) เป็นกระบวนการที่จะทำให้ระบบกลับมาซึ่งการล็อกกับสัญญาณอินพุต โดยที่ลูปจะเริ่มคืนจากสภาวะ FREE RUNNING กระบวนการแคปเจอร์นี้เป็นกระบวนการที่ค่อนข้างยุ่งยาก และมีลักษณะเป็นนอนอิมิเตอร์ ซึ่งจะได้อธิบายถึงคุณสมบัติของกระบวนการนี้ต่อไป



รูปที่ 2 แสดง ERROR VOLTAGE ซึ่งขณะในระหว่างเวลากระบวนการแคปเจอร์ขึ้นแรกสมมุติว่า พิกแบ็คลูปของระบบเฟสล็อคถูกล็อกซากระหว่างลูปลิเตอร์เอาท์พุท และคอนโทรลอินพุทของ VCO ซึ่งจะทำให้ v_d มีค่าเป็นศูนย์ และ VCO จะออสซิลเลทอย่างค่อเนื่องที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ค่อจากนั้นสมมุติว่าสัญญาณอินพุทถูกป้อนให้ลูปลิเตอร์ที่ความถี่ ω_i ซึ่งเป็นความถี่ที่ไกลเคียงกับ ω_0 แต่ไม่เท่ากับ ω_0 ในกรณีนี้ เฟสลิเตอร์มีฟังก์ชันเหมือนกันมีลิตหลายเออร์หรือมิกเซอร์ ดังนั้น เอาท์พุทโวลท์เจทที่ได้จากเฟสลิเตอร์จะเป็น COMPONENT ของสองความถี่มีผลบวกของความถี่

$$W_{sum} = \omega_0 + \omega_i \dots\dots\dots(1)$$

และผลต่างของความถี่

$$AW = \omega_0 - \omega_i \dots\dots\dots(2)$$

คามปกคิแบนค่วิคท์ของ LPF จะแคบมาก พอที่จะกรองเอาคอมโปเน้นท์ผลบวกของความถี่ออกไปได้อย่างสมบูรณ์ ถ้า ω_i มีค่าไกลเคียงกับค่า ω_0 ดังนั้น ผลต่างของความถี่ $(\omega_i - \omega_0)$ จะมีค่าน้อยมาก และมีค่าอยู่ในพาสแบนด์ของโลว์พาสลูปลิเตอร์ และไปปรากฏที่เอาท์พุทของ ลูปลิเตอร์ ในลักษณะของบิตโนท (beat note) ถูกคลื่นซายน์ ถูกคลื่นนี้อยู่ทางซ้ายมือของรูปที่ 2 ซึ่งแสดง

ว่า $\omega_0 > \omega_i$ การนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปสมมุติว่ารูปถูกค่อให้ครบรูปอย่างทันทีทันใด โดยการค่อโลว์พาส ฟิลเตอร์ เอาที่พุดเข้ากับขั้วคอนโทรลอินพุทของ VCO ซึ่งจะทำให้ความถี่ของ VCO ถูกโมดูเลทด้วยบิทโนท หรือผลต่างของสัญญาณ เมื่อเกิดการโมดูเลชันดังกล่าวความถี่บิทโนท A_w จะกลายเป็นฟังก์ชัน ที่แปรไปตามเวลา คือ A_w จะแปรค่าสลับกันไประหว่างมีค่าเข้าใกล้ความถี่อินพุทและมีค่า ห่างไกล ไปจากความถี่อินพุท ดังนั้น เออร์เรอร์โวลท์เตจที่ได้รับการฟิลเตอร์แล้วจะมีความถี่ เท่ากับ ผลต่าง ของความถี่ VCO และสัญญาณอินพุท และโวลท์เตจนี้ จะมีความถี่เปลี่ยนแปลงสลับกันไป คือ ความถี่จะลด ลงในช่วงครึ่งไซเกิลลบ และความถี่จะเพิ่มขึ้นในช่วงครึ่งไซเกิลบวก ดังนั้น ภายใต้สภาวะนี้บิทโนท จะมีลักษณะไม่สมมาตร และดูเหมือนกับอนุกรมของยอกแหลมกึ่งแสดงในส่วนกลางของรูปที่ 2 เรา จะสังเกตได้ว่าส่วนของบิทโนทที่มีอนุเลให้ VCO มีความถี่เข้าใกล้กับสัญญาณอินพุทจะมี ลักษณะที่ กลมมนกว่าส่วนของบิทโนทที่มีอนุเลให้ VCO มีความถี่ห่างไกลจากสัญญาณอินพุทจะมีลักษณะ เป็น ยอกแหลมมากกว่า เนื่องจากความไม่สมมาตรนี้ ลูกคลื่นของบิทโนทจะประกอบคี่ซีโวลท์เตจ ซึ่งจะ ไปขับให้ความถี่ของ VCO มีค่าเข้าสู่สัญญาณอินพุท เมื่อ VCO มีแนวโน้มเข้าสู่ ω_1 ความถี่ ของ บิทโนทจะลดลงอย่างรวดเร็ว ความไม่สมมาตรก็จะเพิ่มขึ้น และในที่สกกก็จะเข้าสู่ค่าคี่ซีที่มีค่า คงที่ อย่างรวดเร็ว ในช่วงเวลาขณะหนึ่งรูปก็จะเข้าสู่สภาวะลอคเมื่อความถี่ของ VCO เท่ากับ ω_1 อย่างแน่นอน ระบบก็จะเข้าสู่การลอคผลต่างของความถี่ A_w จะมีค่าเท่ากับศูนย์ และคงเหลือ แต่ คี่ซีโวลท์เตจที่เอาที่พุดของรูปฟิลเตอร์คี่ซีโวลท์เตจนี้เกิดขึ้นจากผลต่างของเฟส B_c ระหว่างเอาที่ พุดของ VCO และสัญญาณอินพุท สมมุติว่า รูปฟิลเตอร์มีอัคราขยายคี่ซีเป็นหนึ่งใน และเฟสดี เท็ค เอร์มีคอนเวอร์ชันแกน K_d (โวลท์/เรเดียน) ERROR VOLTAGE ที่สถานะคงที่นี้จะมีค่าเป็น

$$V_c = V_c(t) \Big|_{\text{สถานะคงที่}} = -K_d \theta_e \dots\dots\dots(3)$$

เครื่องหมายลบในสมการ (3) เนื่องมาจากเราได้สมมุติไว้ในตัวอย่างของรูปที่ 2 ว่า $\omega_0 \neq \omega_1$ ซึ่งจะทำให้คี่ซีโวลท์เตจลบที่ขั้วคอนโทรลอินพุทของ VCO เพื่อไปเลื่อน ω_0 ให้ไปเท่ากับ ω_1

เวลาทั้งหมดที่ใช้ไปเพื่อให้ระบบเฟสลอครูปเกิดการลอคเราเรียกว่า "พูลอินไทม์" พูลอินไทม์จะขึ้นอยู่กับเฟสเริ่มต้น และผลต่างของความถี่ระหว่างสองสัญญาณ และยังขึ้นอยู่กับอัครา-ขยายรูปและคุณสมบัติของรูปฟิลเตอร์

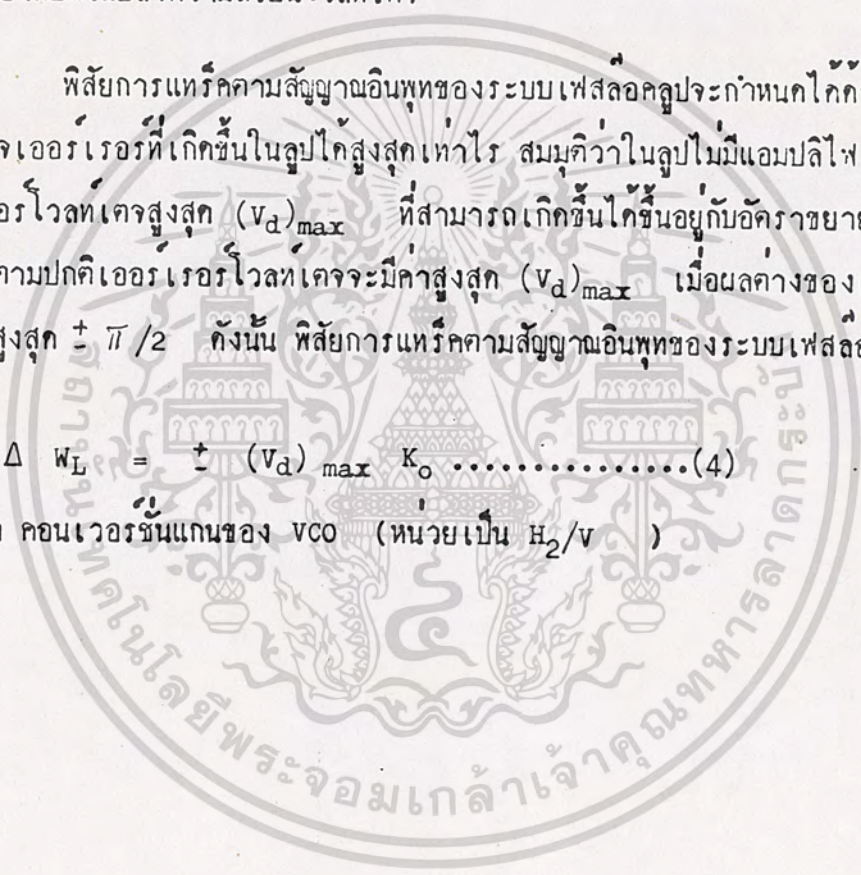
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... จุกประสงค์หลักของรูปฟิลเตอร์ คือ การกรองเอาคอมโปเน้นต์ต่าง ๆ ซึ่งเป็น... ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

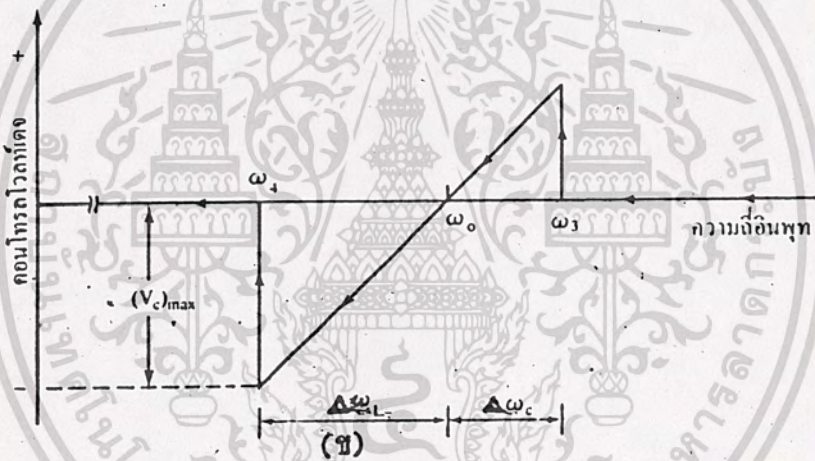
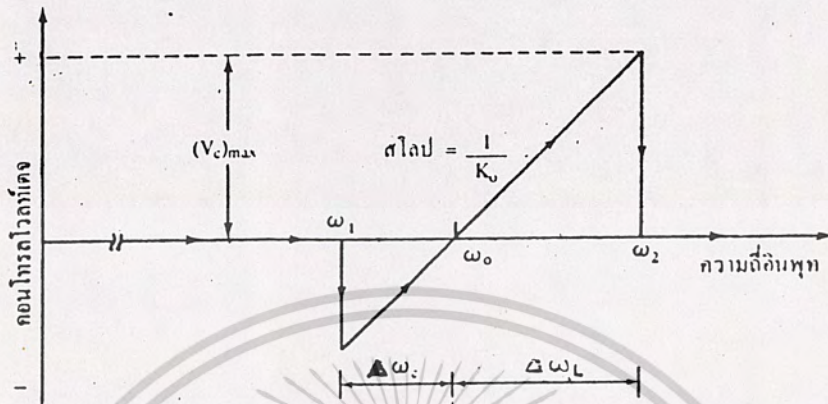
อย่างช้า ๆ ของสัญญาณอินพุตได้ด้วยการเพิ่มเฟสเออร์เรอร์ θ_e ระหว่าง VCO และ สัญญาณอินพุตจากนั้นเฟสเออร์เรอร์ ที่เพิ่มขึ้นนี้จะถูกแปลงไปเป็นคิซีเออร์เรอร์โวลต์เคจ V_d ด้วย เฟสคิเท็คเคอร์เออร์เรอร์โวลต์เคจนี้จะไปรักษาให้ความถี่ของ VCO เคลื่อนไปเท่ากับความถี่ของ สัญญาณอินพุต ขณะที่ระบบเฟสล็อคคูลูปแตร็คความถี่สัญญาณอินพุตคูลูปเออร์เรอร์โวลต์เคจ V_d จะมีค่า เป็น สักส่วนโดยตรงกับผลค่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต f_i กับความถี่ฟรีรันนิง f_o ของ VCO หรือกล่าวอย่างหนึ่งได้ว่าขณะที่ระบบเฟสล็อคคูลูปแตร็คความถี่สัญญาณอินพุตเอาท์พุทโวลต์เคจของคูลูป จะมีฟังก์ชันเหมือนกับตัวแปลงความถี่เป็นโวลต์เคจ

พิสัยการแตร็คความถี่สัญญาณอินพุตของระบบเฟสล็อคคูลูปจะกำหนดได้ด้วยการพิจารณาว่า โวลต์เคจเออร์เรอร์ที่เกิดขึ้นในคูลูปโกล์สูงสุกเท่าไร สมมติว่าในคูลูปไม่มีแอมพลิไฟเออร์ ปริมาณของเออร์เรอร์โวลต์เคจสูงสุก $(V_d)_{max}$ ที่สามารถเกิดขึ้นได้ขึ้นอยู่กับอัคราขยายของเฟสคิเท็คเคอร์ K_d ความปกคิเออร์เรอร์โวลต์เคจจะมีค่าสูงสุก $(V_d)_{max}$ เมื่อผลค่างของเฟส θ_e มีค่าอยู่ที่ค่างจ่ากัสูงสุก $\pm \pi/2$ ดังนั้น พิสัยการแตร็คความถี่สัญญาณอินพุตของระบบเฟสล็อคคูลูปจะมี ค่าเป็น

$$\pm \Delta f_L = \pm (V_d)_{max} K_o \dots\dots\dots(4)$$

เมื่อ K_o คือ คอนเวอรชันแกนของ VCO (หน่วยเป็น H_2/V)





รูปที่ 3 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์

- ก. เมื่อความถี่อินพุตเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ
- ข. เมื่อความถี่อินพุตลดลง

รูปที่ 3 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์ของระบบ เฟสล็อกคูล

สมมุติว่า อินพุต เป็นสัญญาณลูกคลื่นซายน์ ซึ่งความถี่ของมันจะกวาดไปอย่างช้า ๆ ใ้ในช่วง พิสัย
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เพื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
 ความถี่ที่กว้างขึ้นแรก ความถี่อินพุตจะกวาดไปจากความถี่ค่า ผ่านพิสัยแคปเจอร์และพิสัย การลอค
 เมื่อกว้างขึ้นเรื่อยๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุใดก็ตามที่นำเอาเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

สัญญาณที่ไม่ต้องการและมีความถี่ห่างไกลจากความถี่พรีรันนิ่งของ VCO คุณลักษณะดังกล่าวนี้แสดงถึงคุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนของระบบเฟสล็อกคูลูหรือกล่าวอีกอย่างหนึ่งได้ว่า ระบบเฟสล็อกคูลูจะมีคุณลักษณะในการแคปเจอร์เฉพาะสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่พรีรันนิ่งของ VCO ซึ่งหมายความว่าผลค้างของความถี่ Δf จะต้องมีค่าโดยประมาณ อยู่ในในแบนด์วิคท์ของลูปฟิลเตอร์

ฟังก์ชันที่สำคัญอีกอันหนึ่งของโลว์พาสฟิลเตอร์ คือ มันจะเป็นตัวเก็บความจำได้ในช่วงเวลาสั้น ๆ ของระบบเฟสล็อกคูลู เพื่อช่วยให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณได้ใหม่ อย่างรวดเร็ว ถ้าระบบหลุดออกจากการล็อกในช่วงเวลาสั้น ๆ เนื่องจากการรบกวนในชั่วขณะ หรือกล่าวอีกอย่างหนึ่งได้ว่า โลว์พาสฟิลเตอร์จะบังคับให้เออร์เรอร์โวลต์เคจ $V_e(t)$ เปลี่ยนแปลงไป คามเวลาอย่างช้า ๆ และในกรณีนี้ถ้าระบบเฟสล็อกคูลูหลุดจากการล็อกเพียงชั่วขณะ เนื่องจากนอยส์หรือสัญญาณรบกวน ความถี่ของ VCO จะไม่เปลี่ยนแปลงไปมากนักในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังกล่าว ดังนั้น ในสภาวะนี้จะช่วยให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณอินพุตได้ใหม่อย่างรวดเร็วทันทีทันใดเมื่อเวลาไถ่ผ่านไปชั่วขณะแล้ว

สรุปได้ว่า โลว์พาสลูปฟิลเตอร์จะทำหน้าที่ลททอนคอมโปเน้นท์ความถี่สูง ของเออร์เรอร์โวลต์เคจในระบบเฟสล็อกคูลูโลว์พาสฟิลเตอร์ ก่อให้เกิดผลที่สำคัญคือการแคปเจอร์และคุณสมบัติการตอบสนองชั่วขณะของระบบการลคแบนด์วิคท์ของฟิลเตอร์ จะมีผลเกิดขึ้นต่อการ ทำงานของระบบดังต่อไปนี้

1. กระบวนการแคปเจอร์จะช้าลงไป และพูลอินโทมจะเพิ่มขึ้น
2. พิสัยการแคปเจอร์จะลดลง
3. ทันทีที่ลูปเกิดการลค คุณสมบัติของเฟสล็อกคูลูเกี่ยวกับการกำจัด สัญญาณรบกวนจะเกิดผลคือ เออร์เรอร์โวลต์เคจที่เกิดจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลททอนลงไปโดยโลว์พาสฟิลเตอร์
4. ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบเฟสล็อกคูลูต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ อินพุตอย่างทันทีทันใด ภายในพิสัยการแคปเจอร์จะไค้เป็นลักษณะ อันเคอร์แคมป์ (UNDERDAMPED)

คุณสมบัติการแทรกความถี่สัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเอาไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของระบบเฟสล็อคคูลไปยังความถี่สูง และจากนั้นกวาดย้อนกลับไปยังความถี่ต่ำ ส่วนสเกล ทางก้าน แกนตั้งเป็นค่าของเออร์เรอร์โวลท์เทจที่ผ่านลูปฟิลเคอร์แล้ว V_C และสมมุติว่า V_C มีคุณสมบัติ ของการคอนโทรลเป็นลิเนียร์ คือ ความถี่เอาท์พุทของ V_C จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนที่ลิเนียร์กับการ เพิ่มขึ้นของคอนโทรลโวลท์เทจ

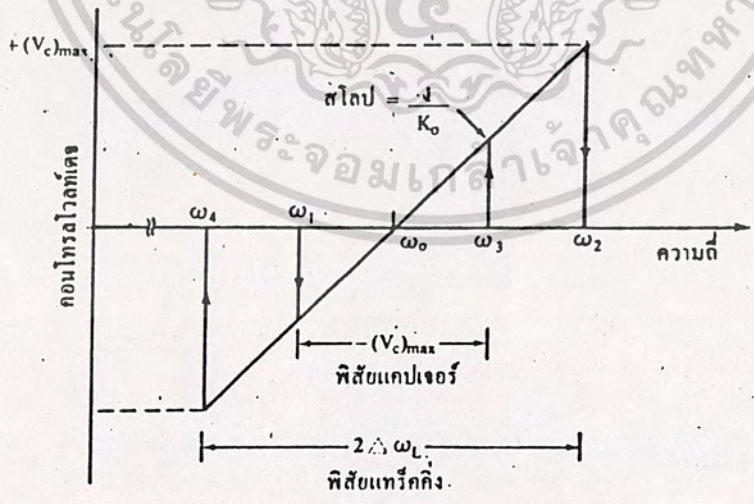
คุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลท์เทจของระบบเฟสล็อคคูลแสดงไว้ในรูปที่ 3 (ก) เมื่อความถี่อินพุทเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ (ข) เมื่อความถี่อินพุทลดลงอย่างช้า ๆ ความกว้าง ของ ความถี่ระหว่าง ω_1, ω_3 เท่ากับพิสัยแคปเจอร์และความกว้างของความถี่ระหว่าง ω_2, ω_4 เท่ากับพิสัยการแทรกคามสัญญาณอินพุทของระบบ นั่นคือ

$$\omega_3 - \omega_1 = 2 \Delta \omega_C \dots\dots\dots(5)$$

และ

$$\omega_2 - \omega_4 = 2 \Delta \omega_L \dots\dots\dots(6)$$

ในรูปที่ 4 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลท์เทจของระบบ เฟสล็อคคูลที่สมบัตกันระหว่างคุณสมบัติของพิสัยแคปเจอร์ และพิสัยการลอคที่แสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 4 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลท์เทจของระบบเฟสล็อคคูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4 แสดงถึงคุณสมบัติรวมในการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์ เจจของระบบเฟสล็อกคูลูป จากรูปที่ 4 คุณสมบัติการตอบสนองของระบบเฟสล็อกคูลูปเบื้องต้นสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

1. ระบบเฟสล็อกคูลูปแสดงคุณสมบัติการเลือกเฟ้นความถี่ และการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์ เจจ ซึ่งมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่พรีรันนิ่ง ω_0 ของ VCO
2. ระบบสามารถจะแคปเจอร์ (ได้มาซึ่งการล็อก) กับสัญญาณที่มีความถี่อยู่ ภายในพิสัยแคปเจอร์เท่ากับ $2 \cdot 4\omega_0$ และมีศูนย์กลางอยู่ที่ ω_0
3. ทันทีที่ระบบเกิดการลอคมันจะสามารถแทรกตามสัญญาณอินพุตได้ตลอดช่วงพิสัยการลอค $2 \cdot 4\omega_L$ และมีศูนย์กลางอยู่ที่ ω_0
4. สโลปของคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์ เจจ จะเท่ากับส่วนกลับ ของอัตราขยายการแปลงโวลต์ เจจไปเป็นความถี่ของ VCO

รูปที่ 3 และ 4 ยังแสดงถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญบางอย่างในการออกแบบ ระบบเฟสล็อกคูลูป พิสัยการลอค $= (v_d)_{\max} K_0$ ตามสมการ (4) ดังนั้น เราสามารถจะเพิ่ม $(v_d)_{\max}$ ได้ด้วยการเพิ่มแอมพลีไฟเออร์เข้าไปในลูบของเฟสล็อกคูลูปเบื้องต้น เพื่อเพิ่มอัตราขยายโวลต์ เจจในลูบป้อนกลับ พิสัยการลอคจะเพิ่มขึ้นเป็น $= A (v_d)_{\max} K_0$ เมื่อ A คืออัตรา ขยายโวลต์ เจจของแอมพลีไฟเออร์ เมื่อระบบเฟสล็อกคูลูปอยู่ในสภาวะลอค v_d จะมีค่าเป็นคิซีโวลต์ เจจ ดังนั้น ลูปฟีดแบคจะไม่มีผลกระทบต่อพิสัยการลอค

ความถี่พรีรันนิ่ง ω_0 ของ VCO จะเป็นตัวกำหนดความถี่ศูนย์กลางของ พิสัยแคปเจอร์และพิสัยการลอค ดังนั้น ความเที่ยงตรงและเสถียรภาพของความถี่พรีรันนิ่ง ω_0 ของ VCO มีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากเรามักจะออกแบบให้พิสัยแคปเจอร์และพิสัยการลอคมี ช่วงแคบมาก ๆ ดังนั้น ความต้องการเกี่ยวกับความเที่ยงตรงและเสถียรภาพของพิสัยทั้งสอง กังกล่าวจึงกลายเป็นปัญหาขึ้นมา

คุณสมบัติการคอนโทรล VCO มีความสำคัญอย่างยิ่งดังแสดงในรูปที่ 4

- ก. คุณสมบัติการแปลง $F - V$ ของระบบ PLL
- ข. สโลปของโวลต์ เจจเอาต์พุตของระบบ PLL ($1/K_0$)
- ค. ความเป็นลิเนียร์ของคุณสมบัติการแปลง $F - V$ ของระบบ PLL

ดังนั้น เราสามารถสรุปได้ว่า : คิซีรูปแทน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับบุคลากรในหน่วยงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของลูปฟิลเตอร์

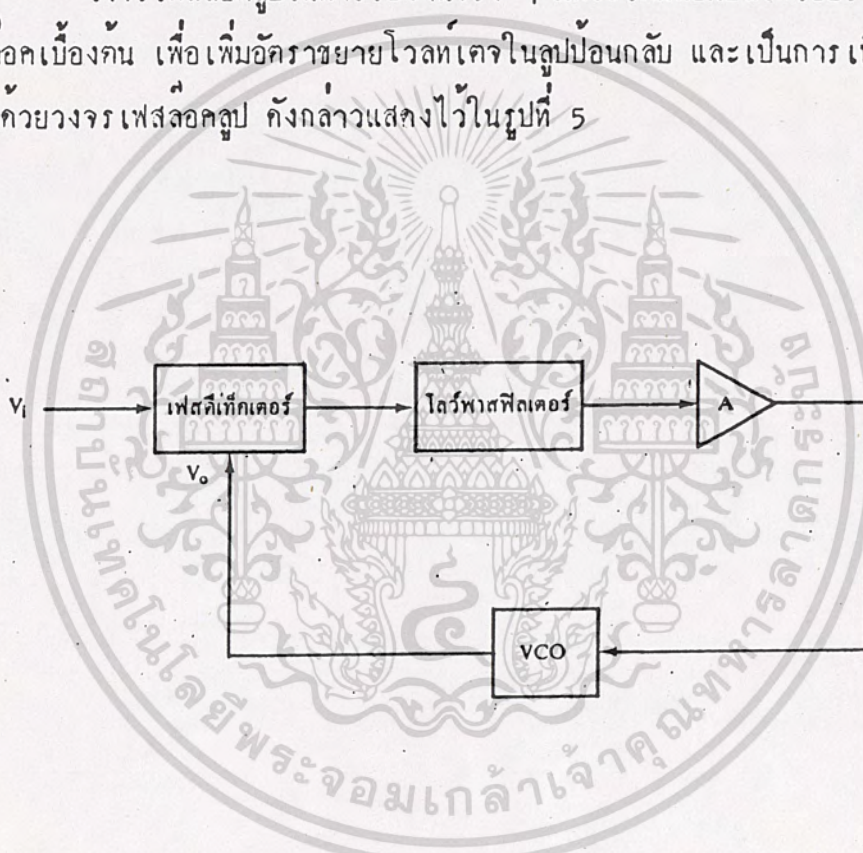
เสถียรภาพของ VCO

คุณสมบัติของคอนโทรล VCO

ค่าเหล่านี้จะเป็นพารามิเตอร์พื้นฐานในการออกแบบวงจร

พิสัยการลอค

วงจรเฟสล็อคคูปในการใช้งานจริง ๆ มักจะเพิ่มแอมพลิไฟเออร์เข้าไปในลูป ของ วงจรเฟสล็อคเบื้องต้น เพื่อเพิ่มอัตราขยายโวลต์เกจรในลูปป้อนกลับ และเป็นการเพิ่มพิสัยการลอค- ให้กับระบบค้ววงจรเฟสล็อคคูป ดังกล่าวแสดงไว้ในรูปที่ 5



รูปที่ 5 ระบบเฟสล็อคคูป

เมื่อระบบเฟสล็อคคูปเข้าสู่สภาวะลอคกับความถี่อินพุท เราจะได้ว่า

$$W = W_i = W_o + K_o V_c \dots\dots\dots(7)$$

และ

$$V_c = (W_i - W_o) / K_o = K_d A (\theta_c - \pi/2) \dots\dots\dots(8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เหมือนยูติเตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ A คือ อัตรารายยวโวลต์เตจของแอมพลิไฟเออร์ จากสมการ (8) เราจะได้ว่า

$$\phi - \pi/2 = (W_i - W_o) / K_o K_d A \dots\dots\dots(9)$$

ดังนั้น เมื่อระบบลอคอยู่กับสัญญาณอินพุท ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุทโวลต์เตจกับ เอาท์พุทโวลต์เตจของ VCO จะมีค่าเท่ากับ θ_c และเราจะหาความต่างเฟสนี้ได้เป็น

$$\theta_c = \frac{\pi}{2} \frac{W_i - W_o}{K_o K_d A} \dots\dots\dots(10)$$

และค่าดีของสัญญาณทั้งสองจะซึ่งใครในสัณทีย่างเที่ยงตรง เอาท์พุทโวลต์เตจที่ได้ออกจากเฟสดีเท็คเตอร์จะมีค่าแมกนิจูดสูงสุดเมื่อ $\phi = \pi$ และ 0 เรเดียน คือ :

$$V_d (\max) = \pm K_d (\pi/2) \dots\dots\dots(11)$$

ในเวลาเดียวกันเราจะได้อคอนโทรลโวลต์เตจที่มีค่าสูงสุดสอคล้องกับค่า $V_d (\max)$ เพื่อ ไปขับ VCO จะมีค่าเท่ากับ

$$V_c (\max) = \pm (\pi/2) K_d A \dots\dots\dots(12)$$

ค่าดีของ VCO จะสวิงไคสูงสุดเท่ากับ

$$\begin{aligned} (W - W_o)_{\max} &= K_o V_c (\max) \\ &= \pm K_o K_d (\pi/2) A \dots\dots\dots(13) \end{aligned}$$

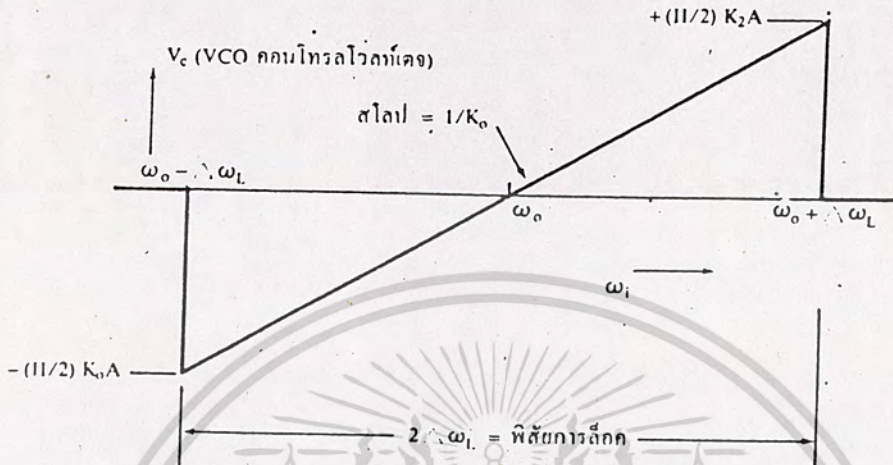
ดังนั้น พิสัยสูงสุดของค่าดีสัญญาณอินพุทที่ระบบเฟสลอคสามารถกว้างรักษาการลอคได้ คลอค พิสัยสูงสุดนี้จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} W_i &= W_o \pm K_o K_d (\pi/2) A \\ &= W \pm \Delta W_L \dots\dots\dots(14) \end{aligned}$$

เมื่อ $2 \Delta W_L$ จะเท่ากับพิสัยการลอคและไคเป็น

$$\text{พิสัยการลอค} = 2 \Delta W_L = K_o K_d A \pi \dots\dots\dots(15)$$

เราจะสังเกตุไคว่าพิสัยการลอคจะมีค่าแห่งที่สมมาตรกันเมื่อถือเอาฟรีรันนิ่งฟรีควนซี (W_o) ของ VCO เป็นหลักศูนย์กลาง



รูปที่ 6 พิสัยการลอคของระบบเฟสลอคคูลูป

ในรูปที่ 6 แสดงถึงกราฟของคอนโทรลโวลต์เตจ V_c ของ VCO ต่อ ความถี่ของสัญญาณอินพุต ω_i ความถี่ที่อยู่นอกพิสัยการลอคของระบบความถี่ของ VCO ไม่สามารถ จะซิงโครไนส์กับความถี่อินพุตได้ ผลของความค่างเฟสจะมีค่าเท่ากับ

$$\theta_c = (\omega_i t + \theta_i) - (\omega_0 t + \theta_0) \dots\dots\dots(16)$$

$$= (\omega_i - \omega_0) t + (\theta_i - \theta_0) \dots\dots\dots(17)$$

และความค่างเฟสนี้จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วคือเวลา อัตราการเปลี่ยนแปลงของ θ_c ต่อเวลาจะเท่ากับ

$$\frac{d \theta_c}{d t} = \omega_i - \omega_0 \dots\dots\dots(18)$$

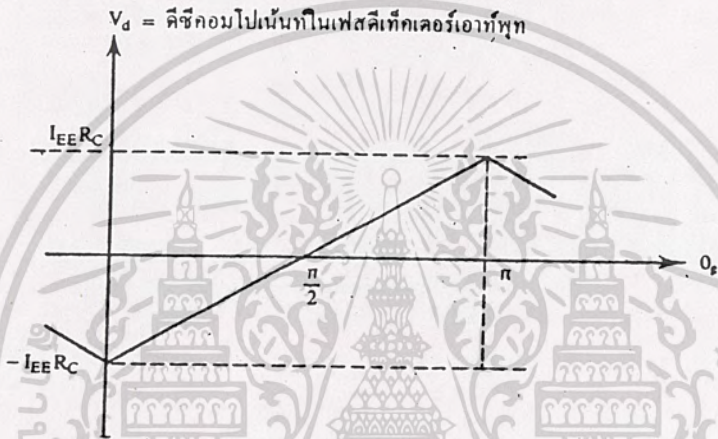
ดังนั้น เอคท์พุทโวลต์เตจของเฟสดีเท็คเตอร์จะเปลี่ยนค่าไปอย่างรวดเร็ว ต่อเวลาและจะถูกลอคหอนแมกนิจูดลงอย่างมากด้วยโวลท์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งจะยังให้เหลือโวลต์เตจ ที่มีแมกนิจูดเพียงเล็กน้อยที่จะไปขับ VCO และความถี่ของ VCO จะกลับคืนไปยังฟรีรันนิ่งเฟรเควนซี ω_0 เกิม ทั้งนี้ เราจะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่อยู่นอกเหนือพิสัยการลอคของระบบคอนโทรลโวลต์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคจรของ VCO จะลดลงเป็นศูนย์

เมื่อ VCO ลอดคกับสัญญาณอินพุท เราจะได้ว่า

$$\theta_c = \frac{\pi}{2} \frac{f_i - f_o}{K_d K_o A} \dots\dots\dots(19)$$



รูปที่ 7 แสดงคุณสมบัติเอาท์พุทของเฟสคีเทคเคอร์กับเฟสเออ์เรอ์ เราจะสังเกทไค้ว่า เมื่อ $f_i = f_o$ โวลท์เคจรของ VCO จะมี "เฟสควอคราเจอร์" (Phase quadrature) คีอ มีเฟสคางไปจากเฟสของสัญญาณอินพุทโวลท์เคจร 90° เมื่อ f_i เคลื่อนไปทงค้ำนสูงกว้ำ f_o มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค้ำสูงสุด 180° ที่เหนือสุคของพิสัยการลอด และถ้ำ f_i เคลื่อนไปทงค้ำนค้ำกว้ำ f_o มุมของเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ 0° ที่ล่ำงสุคของพิสัยการลอด คังแสดงในรูปที่ 7

พิสัยแคปเจอร์

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการลอดคจะคองอยู่บนหลักการที่ว้ำระบบเฟสลอดคูล (PLL) เอกสารนี้คีนเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคางงำนเพื่อการศึกษาเทอนั้น ไม่อนุญาตให้ นำไปไซประโยชน์ดำนการค้ำไม่วำกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีคทังห้ำมให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้ำอิงถึงเจ้ำของเอกสารทุกคั้งที่มีการนำไปไซ

จะมีสภาวะล็อคอยู่กับสัญญาณอินพุทแล้ว ในตอนนี้เราจะไ้สัง เกตุถึงสถานะของลูปที่มีสภาวะ เกิม
ไม่ล็อคกับสัญญาณอินพุทเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อคลูปสามารถล็อคกับสัญญาณอินพุท ใน
ช่วงความถี่ที่กว้างกว่าได้ ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า "พิสัยแคปเจอร์" หรือ "พิสัยแอกควิซิชั่น"

เมื่อระบบเฟสล็อคลูป (PLL) มีสภาวะเกิมระบบไม่ล็อคกับสัญญาณอินพุทความถี่
ของ VCO จะอยู่ที่ฟรีรันนิ่งฟรีควেনซี ω_0 มุมของความค่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุทและ โวลท์
เกจของ VCO จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} \theta_c &= (\omega_i t + \theta_i) - (\omega_0 t + \theta_0) \\ &= (\omega_i - \omega_0) t + \Delta \theta \dots\dots\dots(20) \end{aligned}$$

และค่าของ θ_c จะไม่คงที่ แต่จะเปลี่ยนแปลงต่อเวลากว้ยอัตราความเร็ว $d\theta_e/dt = \omega_i - \omega_0$
ดังนั้น เอาท์พุทโวลท์เกจขางเฟสดีเทคเตอร์จะไม่มีส่วนของคิซึคอมโปเนนท์ แต่จะให้เอชี่โวลท์เกจ
กับลูกคลื่นสามเหลี่ยมที่มีพิคแอมพลิจูด $K_d (\pi/2)$ และความถี่พื้นฐาน $(\omega_i - \omega_0)$

ถ้าโลว์พาสฟิลเตอร์เป็นวงจรร RC โลว์พาสฟิลเตอร์ง่าย ๆ และมี ทรานสเฟอร์
ฟังก์ชันเป็น

$$\begin{aligned} F(j\omega) &= \frac{1}{1 + j\omega T} \\ &= \frac{1}{1 + j(\omega/\omega_1)} \dots\dots\dots(21) \end{aligned}$$

เมื่อ $T = RC$ และ $\omega_1 = 1/RC$ ดังนั้น จุดจำกัคความถี่ $f_1 = 1/2 T RC$ ที่สภาวะ
 $(\omega/\omega_1)^2 \gg 1$ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์จะมีค่าประมาณ

$$F(j\omega) = \omega_1 / j\omega \dots\dots\dots(22)$$

และ

$$F(j\omega) = \omega_1 / \omega \dots\dots\dots(23)$$

เทอมความถี่พื้นฐานที่เป็นอินพุทให้กับโลว์พาสฟิลเตอร์ โดยมาจากเฟสดีเทคเตอร์
จะเป็นค่าขลางของความถี่

$$\Delta \omega = (\omega_i - \omega_0) \text{ ถ้า } \Delta \omega > 3 \omega_1$$

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของ LPF จะมีค่าโดยประมาณเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการศึกษาระดับปริญญาโทและปริญญาเอกให้... (24) ค่า

$$IF^2(\omega) \approx \frac{\omega_1}{\Delta \omega} = \frac{\omega_1}{(\omega_i - \omega_0)}$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะได้อัตราการกวาดความถี่สำหรับขั้ว VCO จะมีค่าเป็น

$$V_c = V_d / F (w) / A \dots\dots\dots(25)$$

และ

$$V_c (max) = \pm K_d (\pi / 2) (w_1 / \Delta w) A \dots\dots\dots(26)$$

ควมผลของ $V_c (max)$ จะทำให้ความถี่ของ VCO เปลี่ยนไปสูงสุดเท่ากับ

$$\begin{aligned} (w - w_0)_{max} &= K_o V_c (max) \\ &\cong \pm K_o K_d \frac{\pi}{2} A \frac{w_1}{\Delta w} \dots\dots\dots(27) \end{aligned}$$

เพื่อที่จะจับ (acquisition) ความถี่สัญญาณอินพุตให้ได้ เราจะคงให้ $w = w_i$ ดังนั้น พิสัยสูงสุดของความถี่สัญญาณอินพุตที่ระบบ PLL สามารถจับหรือยึกระยะความถี่ที่กว้างกว่าได้ไกลออก ช่วงมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} (w_i - w_0)_{MAX} &\cong \pm K_o K_d \frac{\pi}{2} A \frac{w_1}{\Delta w_c} \\ &= \Delta w_c \dots\dots\dots(28) \end{aligned}$$

เมื่อ $\Delta w_c = (w_i - w_0)_{max}$ ดังนั้น จากสมการ (28) เราจะได้ว่า

$$(\Delta w_c)^2 \cong K_o K_d (\pi / 2) A w_1 \dots\dots\dots(29)$$

เนื่องจาก

$$\Delta w_1 = K_o K_d (\pi / 2) A \dots\dots\dots(30)$$

ดังนั้น

$$(\Delta w_c)^2 \cong w_1 \Delta w_L \dots\dots\dots(31)$$

และ

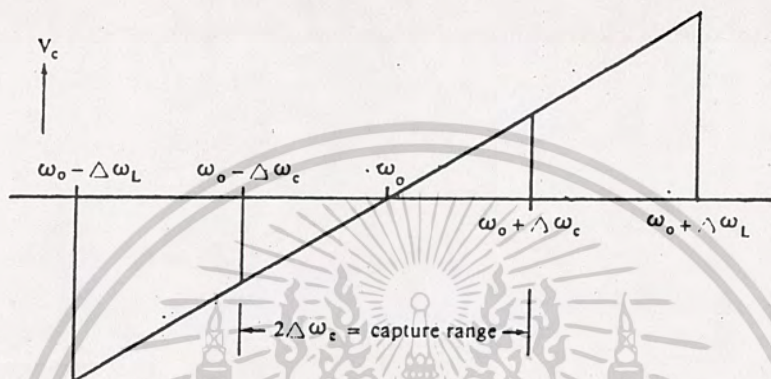
$$\Delta w_c \cong \pm w_1 \Delta w_L \dots\dots\dots(32)$$

ดังนั้น ระบบ PLL สามารถจะแคปเจอร์ (Capture) สัญญาณอินพุต ได้ตลอด พิสัยความถี่นี้ พิสัยแคปเจอร์มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} \text{พิสัยแคปเจอร์} &= 2 \Delta w_c \\ &= 2 \sqrt{w_1 \Delta w_L} \dots\dots\dots(33) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีทั่ว ๆ ไป $\Delta \omega_L \gg \omega_1$ เราจะสังเกตได้ว่าพิสัยแคปเจอร์จะมีค่าหนึ่งที่ สม่ำครกัน
เมื่อยึดฟรีรันนิ่งฟรีควেনซีของ VCO เป็นศูนย์กลาง



รูปที่ 8 แสดงพิสัยแคปเจอร์ของระบบเฟสล็อกคูล

ในรูปที่ 8 แสดงถึงกราฟของคอนโทรลโวลท์เทจของ VCO, V_c คือความถี่ของ สัญญาณอินพุท พร้อมทั้งแสดงถึงพิสัยแคปเจอร์และพิสัยการล็อก

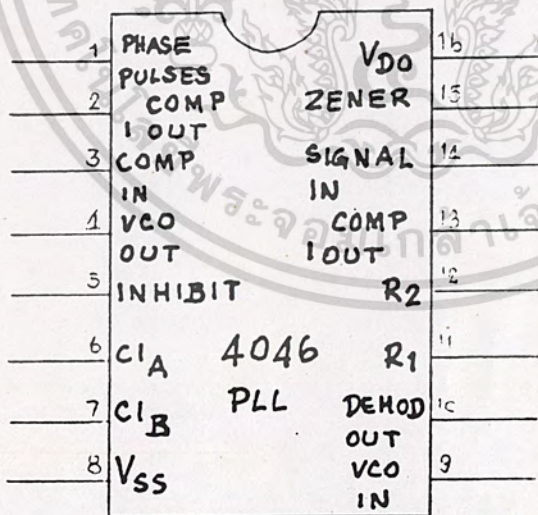
ในระบบเฟสล็อกคูลต้องการพิสัยแคปเจอร์ที่มีความกว้างมากบนจุดยืนของ ความ สามารถในการล็อกกับสัญญาณอินพุท อย่างไรก็ตาม พิสัยแคปเจอร์ที่มีความกว้างมาก ๆ จะทำให้ ระบบ PLL อ่อนต่อสัญญาณรบกวนควยสัญญาณที่ไม่ต้องการ NOISE สำหรับระบบ PLL ที่สามารถ กำจัดสัญญาณรบกวน และนอยส์ได้สูงสุจะคองมีพิสัยแคปเจอร์แคบ ในกรณีทั่วไประบบ PLL จะ เลือกพิสัยแคปเจอร์ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้คุณสมบัติที่คั้งสองอย่าง คือ กำจัดสัญญาณรบกวนได้คิและ สามารถล็อกกับสัญญาณอินพุทได้ในช่วงความถี่กว้าง

แต่ในบางกรณีที่ระบบ PLL ไม่สามารถเลือกพิสัยแคปเจอร์ที่เหมาะสมได้ เรา จะคองคั้งแบนค้วคัทของโลว์พาสฟิลเตอร์ให้มีค่ามากไว้ก่อนในตอนแรก ให้ลูปสามารถเริ่มคั้น แคล เจอร์สัญญาณอินพุทได้เมื่อลูปสามารถแคลเจอร์สัญญาณอินพุทได้แล้ว และระบบ PLL ก็จะถูก ล็อก กับ สัญญาณอินพุทคอกจากนั้น เราจึงคองยกเลิกแบนค้วคัทของโลว์พาสฟิลเตอร์ลงทีละนอย วิธีการจะ ช่วยลดค

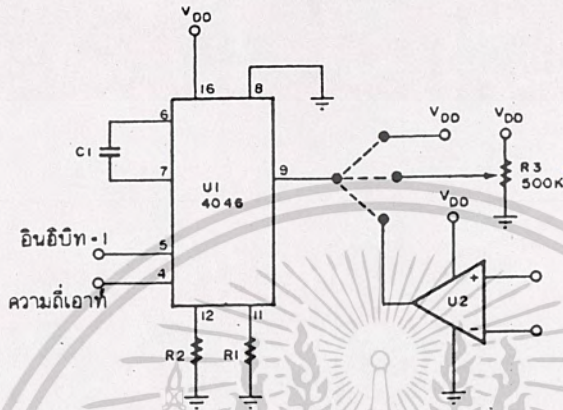
ผลของสัญญาณรบกวนและนอยส์ ลักษณะเด่นของระบบ คือ รูปสามารถจะกำร้งรักษาการลอคกับสัญญาณอินพุทได้ แม้ว่าสัญญาณอินพุทจะอยู่ในสภาวะที่มีนอยส์รบกวนมาก คือ มีอัตราส่วนของ ซิกแนลค่อนอยส์มีค่าน้อยกว่าหนึ่งก็ตาม ระบบ PLL มักนิยมใช้งานประเภทที่สัญญาณอินพุทมีระดับ ค่าเช่น ระบบสื่อสารของดาวเทียม เป็นต้น

การใช้งานเฟสลอคคูลูปประเภทซีมอส

โวลท์เทจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ (VCO) เป็นหัวใจของวงจร PLL โดย 4046 เมื่อใช้เป็นเสมือนวงจรออสซิลเลเตอร์ จะมีข้อที่สำคัญหลายอย่าง เช่น ทึงกำลัง งานค่าอย่างมาก ซึ่งอาจจะลดลงได้อีก โดยการกินสัญญาณของอินพุท การดึงความถี่กระทำได้ด้วย ความต้านทาน และคาพาซิเตอร์เพียงตัวเดียว ทิวคี่ไซเกิล 50 % ฟอร์ควอร์ซีโมดูเลชันมีความเป็นลิเนียร์สามารถจะออฟเซ็ทความถี่ได้ และให้ความถี่สูงสุดที่สูงกว่า 1.3 MHz บล็อกไดอะแกรมของ PLL 4046 แสกงก้งในรูปที่ 9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูปที่ 10 เราสามารถหาความถี่เอาต์พุตได้

$$f = \frac{K \cdot \left[\frac{(V_{CO_{in}} - 1.65)}{R_1} + \frac{(V_{DD} - 1.35)}{R_2} \right]}{(C_1 + 32) (V_{DD} + 1.6)}$$

เมื่อ f คือค่าความถี่เอาต์พุตที่มีหน่วยเป็น MHz

$$5.0 \leq V_{DD} \leq 15.0$$

$$1.65 \leq V_{CO_{in}} \leq V_{DD} - 1.35$$

$$R_1 > 0.005 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 < 10 \text{ M}\Omega$$

$$C_1 > 50 \text{ PF}$$

$$K = 0.95 \quad V_{DD} = 5 \text{ โวลต์}; \quad K = 0.95 \quad V_{DD} = 10 \text{ โวลต์}; \quad K = 1.08$$

$$V_{DD} = 15 \text{ โวลต์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ หมายเหตุ เราสามารถให้ V_{CO} เริ่มต้นจากศูนย์โวลต์ถึง V_{DD} โดยไม่ เกิด
 ไม้วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเสียหาย อย่างไรก็ตาม ไอ - ซี อาจพังหรือเสียได้หาก R_1 หรือ R_2 มีค่าน้อยกว่า 500 Ω

ถ้ามีหนังสือคู่มือของ CMOS จะใช้กราฟในหนังสือคู่มือแทนการคำนวณ หากความถี่สูงสุดการคำนวณและกราฟเป็นเพียงแนวทางการหาความถี่เอาต์พุตเท่านั้นในทางปฏิบัติจริง ๆ เราต้องใช้ทริคที่ปรับได้กว้างเพื่อให้ได้ค่าความถี่ที่ละเอียด และเนื่องจากความถี่จะถูกรบกวนจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันแหล่งจ่าย ดังนั้น มันจะต้องได้รับการเรีคุณเลขเป็นอย่างดี

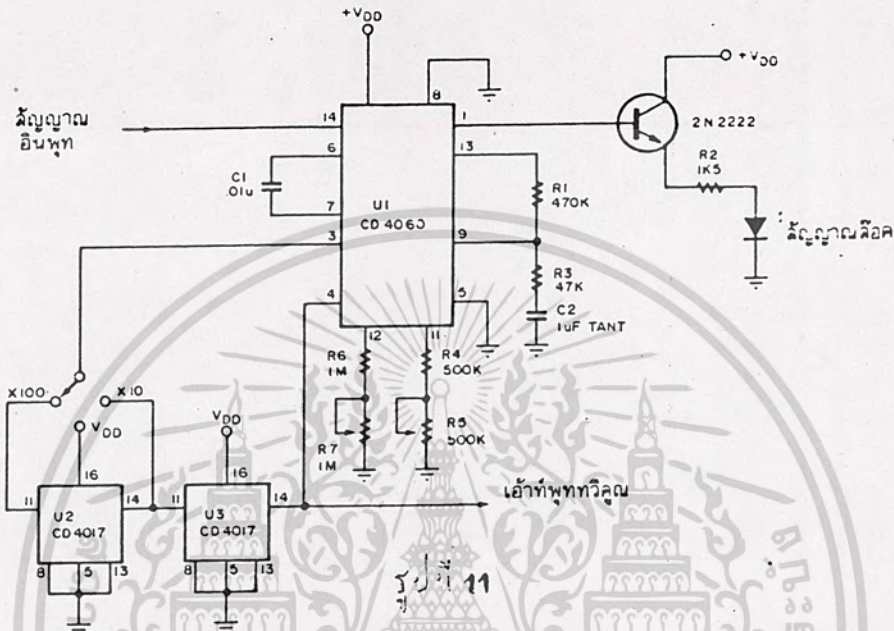
ออสซิลเลเตอร์อาจถูกตั้งให้มีความถี่คงที่ได้ด้วยการต่อขา 9 เข้ากับ V_{DD} (ดังแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 10) เมื่อใช้ R_1 และ C_1 เพื่อการตั้งความถี่เป็นกรณีพิเศษ ถ้าหากต้องการมอดูเลชันเราควรใช้สัญญาณที่มี PEAK แกว่งอยู่ระหว่าง V_{DD} กับกราวด์ ซึ่งกระทำได้โดยใช้พ้อหรือออปแอมป์สำหรับการมอดูเลตความถี่ในกรณีหลังสัญญาณที่ได้จากออปแอมป์เป็นสัญญาณมอดูเลต และควรมีสัญญกลางที่ $V_{DD} / 2$ เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุต

ข้อสุดท้ายที่ต้องคำนึงถึง คือ ความสามารถของออสซิลเลเตอร์ที่ถูกตั้งไว้ที่ ความถี่ค่าที่ต่ำที่ไม่ใช่ศูนย์ เมื่ออินพุตควบคุมอยู่ที่ศูนย์ โวลท์ความถี่ต่ำสุดจะตั้งได้ด้วย R_2 เพราะว่า VCO เป็นหัวใจของการใช้งานต่าง ๆ ทั้งหมด เราจะต้องหาค่าวิธีปรับความถี่เอาต์พุตให้ ถูกต้องด้วยการใช้สูตรคำนวณ หรือกราฟของบริษัทผู้ผลิตหาค่าโดยประมาณของ R_1 , C_1 และ R_2 สำหรับการเลือกความถี่ เราจะตรวจสอบความถี่เอาต์พุตที่ได้จากอินพุตของ VCO (ขา 9) กับ กราวด์ และปรับค่า R_2 เพื่อให้ได้ความถี่ต่ำสุด ถ้าเราไม่ใช่ R_2 ความถี่เอาต์พุตจะเป็นศูนย์ และ คืออินพุตของ VCO เข้ากับ V_{DD} แล้วปรับค่า R_1 เพื่อให้ได้ความถี่สูงสุด โดยไม่ต้องยุ่งเกี่ยวกับ R_2 เลย ในตอนต้น ออสซิลเลเตอร์ได้รับการปรับเป็นที่เรียบร้อยแล้ว การใช้งานของวงจร ที่จะได้กล่าวต่อไปจะใช้ขั้นตอนที่กล่าวแล้วนี้เมื่อมีการปรับออสซิลเลเตอร์

ฟรีควเอนซีมีเคอร์แบบแปลงความถี่เพิ่มขึ้น

ฟรีควเอนซีมีเคอร์มีประโยชน์อย่างมากสำหรับเป็นเครื่องมือตรวจสอบความถี่ และส่วนมากจะใช้งานในย่านความถี่ RF การวัดสัญญาณออกที่ปลาย ๆ ความถี่ค่าให้ถูกต้อง จะพบว่าความละเอียดไม่พอเพียง หรือเกทโทมค้ายาวมากเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 11 เป็นการง่ายที่จะคูณความถี่ด้วย 10 หรือ 100 หัวใจของวงจรคือ PLL ที่มีความถี่ของ VCO ครอบคลุมความถี่จาก 1 ถึง 11 KHz และใช้ได้กับความถี่อินพุตจาก 10 ถึง 110 Hz ในย่าน x 100 และ ความถี่จาก

100 ถึง 1100 Hz ในย่าน X 10



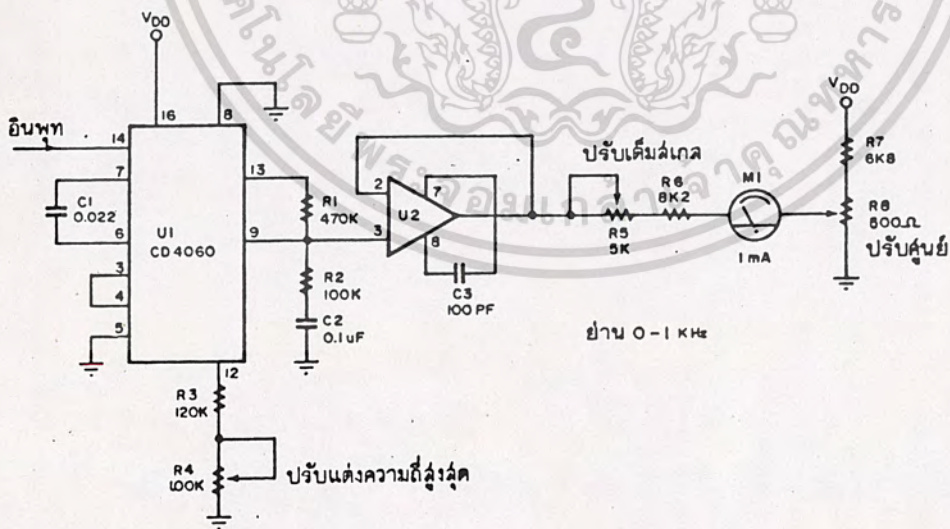
การทำงานของวงจรจะอธิบายได้ดังต่อไปนี้ : สมมุติว่า สัญญาณ 50 Hz ป้อนเข้าที่อินพุทขา 14 PLL จะปรับแรงดันควบคุมของมันไปจนกว่าจะได้สัญญาณที่มีความถี่เท่ากับที่คอมพาราเตอร์ อินพุทขา 3 แต่ความถี่นี้จะถูกหารด้วย 100 (แสดงโดยสวิตช์ที่อยู่ในตำแหน่ง x 100) หารด้วยค่าที่เตอร์ ÷ 10 สองตัวต่อเนื่องกัน ดังนั้น VCO จะมีความถี่อยู่ที่ 5 KHz เนื่องจากความถี่จะอยู่ในย่านของ VCO 1 - 11 KHz (ตามที่ตั้งได้โดย R₁, R₂ และ C₁) PLL จะอยู่ในสภาวะการลอค ถ้าหากสวิตช์เปลี่ยนตำแหน่งไปอยู่ที่ x 10 จากนั้น VCO จะมีความถี่อยู่ที่ 500 Hz ซึ่งอยู่นอกย่าน

เพื่อการระมัดระวังการใช้งานคือสภาวะที่อยู่นอกเหนือย่านการลอคเราจะใช้ LED ซึ่งขั้วอิมิตเตอร์พอลโลเวอร์คือจากเฟส - พัลส์ (ขา 1) เอาท์พุทเมื่อ PLL อยู่ในย่านที่เหมาะสม ดังนั้น PLL จะคงการลอคไว้ได้ LED ก็จะสว่าง เมื่อ PLL ไม่อยู่ในสภาวะลอคไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LED ก็จะใช้ เนื่องจากเราใช้ความถี่อินพุตค่าสัญญาณอินพุตจะคงใช้ขั้วที่ระดับของ CMOS และ เป็นลูกคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีเวลาการสลับขึ้นของลูกคลื่นเร็ว เราอาจใช้วงจรมิติทริกเกอร์เมื่อเราใช้ สัญญาณอินพุต เป็นลูกคลื่นซายน์

วงจรถ่ายแปลงความถี่เป็นแรงดัน

เนื่องจากความถี่ของ VCO มีความสัมพันธ์โดยตรงกับแรงดันควบคุมและ ความถี่ ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตด้วย เมื่อ PLL อยู่ในสภาวะล็อก แรงดันควบคุมจะ แทร็คตามความถี่อินพุตซึ่งเป็นลักษณะของการแปลงความถี่เป็นแรงดัน โดยไม่ต้องใช้วงจรถ่ายแปลง ยกกว่าที่ใช้อยู่ในรูปที่ 12 ซึ่งมีชิ้นส่วนน้อยที่สุด และราคาที่ไม่แพง ด้วยการปรับโหมมิ่งรีซิสเตอร์ R_1 เพื่อให้ได้ความถี่สูงสุด ที่ต้องการตามที่ใ้กล่าวมาแล้วในตอนต้น เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ ปรับ มิเตอร์เอาท์พุทให้อ่านค่าเป็นศูนย์ และเมื่อป้อนแหล่งกำเนิดภายนอก (ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ สูง สุด) เข้าที่อินพุต และปรับโหมมิ่งค่าไอสูงที่สุด และเพื่อป้องกันการโหลด (Loading) ของ วงจรถ่ายแปลงความถี่ค่าของ PLL เราจะใช้โอปแอมป์ CA 3130 ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมากเป็น บัฟ เฟอร์ให้กับแรงดันฟิลเตอร์ ทำให้เอาท์พุทสามารถแกว่งไกวจาก V_{DD} ถึง V_{SS}

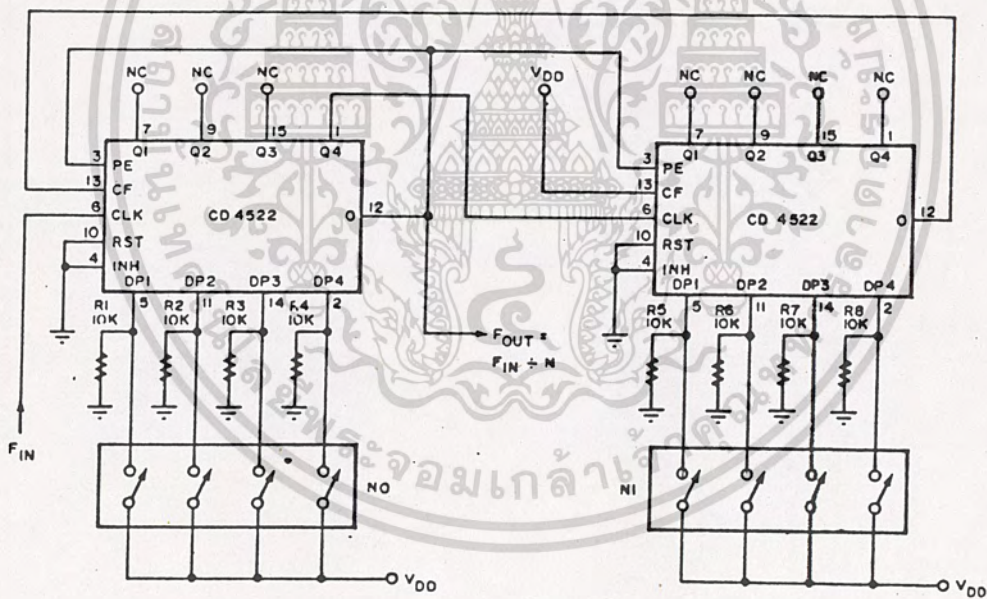


ย่าน 0-1 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

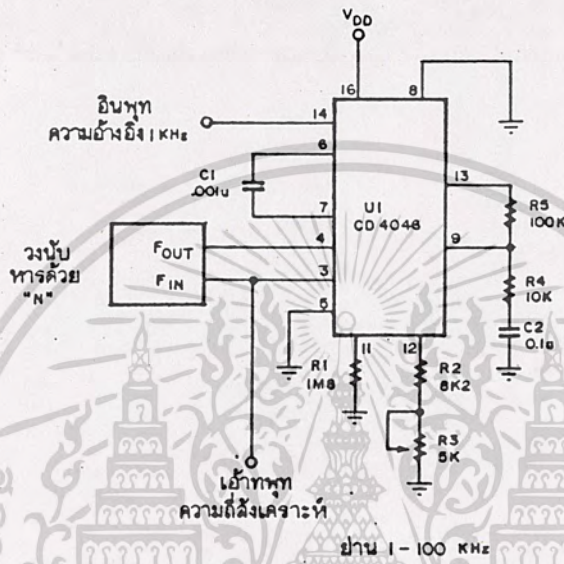
การสังเคราะห์ความถี่

ในรูปที่ 13 แสดงถึงวงจรเทคเคาท์เลอร์ 2 ตัว ใช้ไอซีเบอร์ CD 4522 ซึ่งอาจจะถูกกำหนดไว้ก่อนล่วงหน้าที่จะหารด้วยเลขจำนวนใด ๆ ระหว่าง 1 และ 99 ด้วยสวิทช์ที่ปรับได้ด้วยมือ ช่วงของตัวหารอาจจะขยายได้ถึง 256 ด้วยการใช้ไอซีเบอร์ CD 4522 ด้วย CD 4526 ไอซี CD 4522 และ CD 4526 เป็นวงจรเคาน์เตอร์ CMDS แบบโปรแกรมได้ ซึ่งสามารถหาค่าความถี่ได้ง่าย โดยการหารความถี่อ้างอิงลงด้วย BCD หรือรหัสไบนารีซึ่งปรากฏบนอินพุตควบคุม D_1, D_2, D_3 และ D_4 ดังนั้น ความถี่อ้างอิงหลักที่มีความละเอียดสูงที่สุดที่หารด้วยตัวเลขใด ๆ จะมีความถี่ถูกต้องเที่ยงตรงเหมือนเดิม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

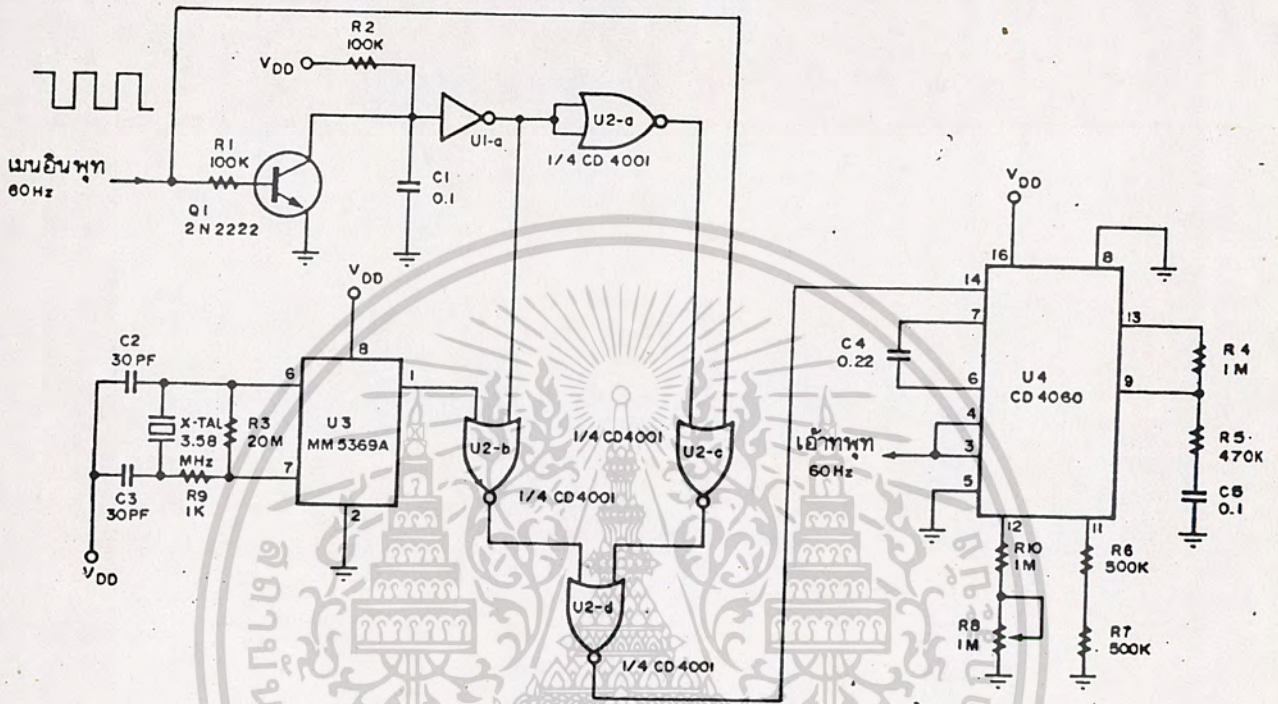
วงจรนี้ใช้สำหรับทำให้ได้ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่อ้างอิงหลักในทำนองเดียวกัน เมื่อต้องการ ความถี่ สูงขึ้นการคูณความถี่อาจจะกระทำได้ง่ายด้วย PLL ดังแสดงในรูปที่ 14



วงจรเฟสล็อคจะถูกใส่เข้าไปในรูปการป้อนกลับ ดังนั้น ความถี่ที่ปรากฏที่ขา 3 จะต่ำกว่าความถี่เอาต์พุทของ VCO (ขา 4) ด้วยปริมาณ "N" เท่าสถานะการล็อคจะคงอยู่ ได้ ถ้าหากเอาต์พุทของ VCO มีความถี่สูงกว่าความถี่อินพุทเป็น "N" เท่า

วงจรนี้สามารถสังเคราะห์ความถี่ใด ๆ ที่อยู่ภายในย่านการล็อคได้ แต่ ความถี่ ไม่สามารถจะถูกคูณด้วยค่าสูง ๆ ได้ และจะเกิดกระเพื่อมที่อินพุทควบคุมของ VCO เพิ่มมากขึ้น - เมื่อ N เพิ่มขึ้น เมื่อ N มีค่าสูงขึ้นมา ความถี่เอาต์พุทอาจมีความแน่นอนในช่วงเวลาสั้น ๆ เลว ลง สำหรับการทำงานของวงจรที่เหมาะสม ตัวเก็บประจุทุกตัวในวงจรควรมีค่าสัมประสิทธิ์ ของ อุณหภูมิค่า และ เป็นแบบมีการรั่วไหลต่ำ การปรับแต่งวงจรกระทำได้เฉพาะในช่วงความถี่สูงสุดและ ค่าสุดเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กับเบ็ดขึงค้อสซึเลเคอร์

มีวงจรที่คล้ายกับการกำเนิดสัญญาณนาฬิกาในเวลาทีแท้จริง (REAL TIME) ซึ่งอาจจะซิงค์เข้ากับควมถี่หนึ่ง ไฟกระแสดลัับ 60 Hz และจะสามารถสวิตช์ไปยังอีกควมถี่หนึ่งได้ เมื่อควมถี่เดิมหายไป ด้วยระบบ PLL เป็นการง่ายที่จะซิงค์ทั้งสองควมถี่โดยปราศจากการ สูญหายไป แม้แต่เพียงไซเกิลเดียว ในการสับเปลี่ยนควมถี่ทั้งสอง

รูปที่ 15 แสดงการทำงานทั้งกล่าว ควมถี่หลักจะทำให้ ω_1 นำกระแสซึ่งจะทำให้ C_1 คายประจุ เมื่ออินพุทโวลทเคจรค้กับเส้นอ้างอิง ศูนย์ในระหว่างแกละครั้งไซเกิลทรานซิลไมวารณึใดๆ ทั้งสิ้น อีกนึ่งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและตองอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกคร้งที่มีการนำไปไซ

เคอร์จะหยุดนำกระแส และ C_1 จะเริ่มคืนประจุผ่าน R_2 แต่เนื่องจากเวลาคงที่ของ R_2/C_1 จะมีค่าค่อนข้างยาวกว่าครึ่งคาบ เวลาของความถี่หลัก จุดกึ่งเส้นศูนย์จตุรต์ก็มาจะมาถึง ก่อนที่ C_1 จะมีการประจุใ้พอเพียงที่จะทำให้ขั้วขั้วทรินเกอร์ U_1 มีการเปลี่ยนสถานะ ดังนั้น เอาท์พุทของ ขั้วขั้วทรินเกอร์จะมีโลจิกเป็น "1" ครบเท่าที่ความถี่หลักจะอยู่ที่สถานะที่มีค่าสูง (ON) ครบเท่าที่โลจิก "1" ยังอยู่ที่เอาท์พุทของ U_{1-a} ความถี่หลักจะผ่านไปไ้ และโลจิก "0" จะเป็นตัวไป เปิดเกทให้อีกความถี่หนึ่งผ่านไปไ้ อีกความถี่หนึ่ง จะถูกกำเนิดจากคริสตอลไกรโม่เบส และมี ไอ ซี MM 5369 A เป็นวงจร ทารความถี่ 358 MHz ให้เหลือเท่ากับ 60 Hz

ความถี่ที่ผ่านเกทและที่ไ้รับเลือกจะถูกป้อนเข้ายังอินพุทของ PLL เพื่อให้ การ คอบสนองไ้คี่ที่สุด PLL ควรจะไ้รับการปรับเพื่อให้ช่วงความถี่สูงสุด และช่วงความถี่สูงสุด มีค่า อยู่ไ้ไกลกับความถี่อ้างอิงมากที่สุด (64 และ 56 Hz ตามลำดับ)

เมื่อความถี่ของไฟฟ้กระแสสลับจ่ายมาความสายส่งกำลังวงจร PLL ก็จะมีลอคกับ ความถี่ของไฟตามสายดังกล่าว เมื่อกระแสไฟเข้าสลับความสายส่งเสีย (หยุดจ่าย) วงจร PLL จะ ทำงานอิสระในช่วงเวลาอันสั้น แล้วเปลี่ยนไปยังอีกความถี่หนึ่งไปปรากฏที่เอาท์พุท ดังนั้น การซิงค์ ความถี่ของวงจร PLL จะไม่มีการซาดหายของความถี่แม้แต่เพียงไซ้เกิดเกี่ยว ที่ความถี่เอาท์พุท

2.5 F.M. STEREO TRANSMISSION

การส่ง เอฟ. เอ็ม. สเตอริโอ ในการฟังเสียงให้สมบูรณแบบ คือ เกิดความรู้สึกเกี่ยวกับทิศทางของเสียงที่มาจา เป็นต้องใช้สัญญาณเสียงอย่างน้อยสองชุดแยกจากกัน จึงเกิดปัญหาในการส่งสัญญาณสองชุดแยกกัน เข้าไปในเครื่องส่งวิทยุเครื่องเดียว ในการแก้ปัญหา โดยการสร้างสัญญาณสเตอริโอโมดูลิเฟอิกซ์ ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดทางลักษณะของสัญญาณ วิธี การส่งการรับรวมทั้งสัญญาณต่างๆที่เกี่ยวข้อง และสัญญาณรบกวน (NOISE) ที่เกิดขึ้น ในระบบเอฟ. เอ็ม.

การได้ยินแบบสเตอริโอ

หูของมนุษย์มีลักษณะพิเศษอย่างหนึ่ง คือ นอกจากจะรับฟังเสียงให้ เกิดความรู้สึกถึงการได้ยินแล้ว ยังสามารถทำให้ทราบถึงทิศทางและตำแหน่งแหล่งกำเนิดเสียงที่ได้ยิน อีกด้วยจากการที่หูมีอวัยวะรับฟังเสียงสองชุดอยู่ที่บริเวณศีรษะข้างซ้าย และข้างขวา ทำให้เสียงจากแหล่งกำเนิดต่างๆมาถึงหูในเวลาไม่พร้อมกัน ดังนั้น หูทั้งสองจะรู้สึกความไม่เท่ากันของความดังของเสียง และความแตกต่างในเวลาที่เสียงมาถึงหู แล้วบอกถึงความรู้สึกในทิศทางและระยะทางได้

จากคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้นนี้ ในระบบของเครื่องเล่นไฮไฟ ถ้ามีลำโพงสองชุดวางอยุ่คานหนาทางซ้ายและขวาของผู้ฟัง เป็นระยะทางเท่าๆกัน ถ้ามีเสียงดังออกมาจากลำโพงซ้ายข้างเดียว หูคานซ้ายจะได้ยินก่อน และรู้สึกดังกว่าข้างขวา จึงบอกถึงความรู้สึกว่าเสียงดังมาจากคานหนาซ้าย ถ้าลำโพงคานขวาเริ่มดังขึ้นบ้างด้วยสัญญาณที่เหมือนกัน หูจะรู้สึกว่าแหล่งกำเนิดเสียง เคลื่อนมาทางขวามีนิทหนอย และถ้าลำโพงทั้งสองดังเท่ากัน เสียงที่เข้าหู ทั้งสองดังเท่ากันในเวลาพร้อมกัน หูจะรู้สึกว่า เสียงมาจากคานตรงหน้าทั้งที่ความจริงไม่เป็นเช่นนั้น ฉะนั้น โดยอาศัยสัญญาณเพียงสองชุดพอเขาที่ลำโพงดังแล้ว หูยังสามารถรู้ได้ว่าเสียง มาจากแหล่งต่างๆ หรือเคลื่อนที่ไปมาได้ การได้ยินโดยหูทั้งสองเกี่ยวกับทิศทาง หรือมุมเช่นนี้ เรียกว่า การได้ยินแบบสเตอริโอ (Stereophonic Hearing)

สรุปในการผลิตสัญญาณเสียง เพื่อให้เกิดความรู้สึกทางสเตอริโอ สามารถใช้ ลำโพงเพียงสองตัวคานซ้ายและคานขวา โดยอาศัยความแตกต่างของความดังเสียง ความแตกต่างทางเวลารวมทั้งความแตกต่างทางเฟสของสัญญาณ ทั้งนี้ ความแตกต่างทางความดังของเสียงทำ ให้รู้สึกถึงทิศทาง และตำแหน่งของแหล่งกำเนิดเสียง ในขณะที่ความแตกต่างของเวลา บอกถึง

ระยะห่าง เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณสเตอริโอ

สัญญาณเสียงต่างๆไม่ว่าจะอยู่ตำแหน่งไหน จะถูกจัดออกเป็นสองกลุ่ม โดยการใช้ไมโครโฟนอย่างน้อยสองตัว เรียกว่า สัญญาณซ้าย (Left Signal) หรือสัญญาณ L กับสัญญาณขวา (Right Signal) หรือสัญญาณ R สัญญาณทั้งสองแยกออกจากกัน ถ้าจะทำการขยายสัญญาณก็ต้องใช้ภาคขยายสองชุดแยกจากกัน ถ้ารวมกันเมื่อไร จะกลายเป็นสัญญาณเสียงแบบทิศทางเดียว (Monoraul Signal) ในสมัยแรกของการส่งสัญญาณสเตอริโอชายชวนใช้เครื่องส่งวิทยุเอ.เอ็ม.จำนวนสองเครื่อง มีความถี่คลื่นพาห์ต่างกัน เครื่องหนึ่งใช้ส่งสัญญาณซ้าย ขณะที่อีกเครื่องหนึ่งทำการส่งสัญญาณขวาทางด้านเครื่องรับก็ใช้จำนวนสองเครื่อง รับสัญญาณจากเครื่องส่งซ้ายกับขวาวางละเครื่อง ผู้ฟังนั่งระหว่างกลางด้านหน้าของเครื่องรับทั้งสอง แยกการส่งระบบนี้ถือว่าสิ้นเปลืองมาก ทั้งค่าใช้จ่ายและความถี่ของคลื่นพาห์ และข้อเสียที่สำคัญของระบบการส่งแบบนี้คือถ้ามีเครื่องรับวิทยุเครื่องเดียวจะรับสัญญาณได้เพียงสัญญาณซ้ายหรือขวาเท่านั้น ข้อความที่สัมพันธ์กันระหว่างสัญญาณทั้งสองจะสูญหายไป ในบางครั้งฟังแล้วอาจไม่รู้เรื่องก็ได้

ความต้องการของผู้ฟัง ในระบบการฟังแบบสเตอริโอ นั้น ต้องการระบบการส่งสัญญาณสเตอริโอที่มีคุณสมบัติดังนี้

1. ขณะรับฟังการส่งแบบสเตอริโอ ถ้ามีเครื่องรับธรรมดา ก็สามารถรับฟังสัญญาณสเตอริโอได้ โดยการรับได้ทั้งสัญญาณซ้ายและขวารวมกัน คือ ได้ยินแบบโมโนโฟนิค
2. จากเครื่องรับธรรมดา ถ้าต้องการรับสัญญาณสเตอริโอแล้ว ให้ได้ยินแบบสเตอริโอ ก็จะสามารถรับได้โดยเปลี่ยนแปลงเพิ่มเติมที่เครื่องรับเพียงเล็กน้อย และทำได้ง่ายโดยไม่ต้องใช้ช่างเป็นพิเศษ

3. เครื่องรับสำหรับรับสัญญาณสเตอริโอ นั้น สามารถรับสัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งในแบบโมโนโฟนิคได้ โดยได้ยินแบบโมโนโฟนิคธรรมดา

สัญญาณสเตอริโอ ประกอบด้วยสัญญาณต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. สัญญาณซ้ายหรือสัญญาณ L

เป็นสัญญาณเสียงที่มีย่านความถี่เสียง 50 HZ ถึง 15 KHZ ซึ่งเป็นย่านความถี่เสียงที่ใช้กับการส่งในระบบเอฟ.เอ็ม.ปกติ

2. สัญญาณขวาหรือสัญญาณ R

เป็นสัญญาณเสียง เช่นเดียวกับสัญญาณ L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานราชการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

3. สัญญาณรวมซ้ายขวา หรือสัญญาณ L+R

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดจากการนำสัญญาณซ้าย และสัญญาณขวา มารวมกันโดยตรง จึงมีย่านความถี่ตั้งแต่

50 HZ ถึง 15KHZ เหมือนเดิม จุดประสงค์ของการรวมสัญญาณซ้ายขวานี้ เพื่อให้เครื่องรับเอฟ.เอ็ม.ธรรมดา รับเอาสัญญาณส่วนนี้ ออกไปรับฟังแบบโมโนโไฟค

4. สัญญาณผลต่างระหว่างชายกับขวา หรือสัญญาณ L-R

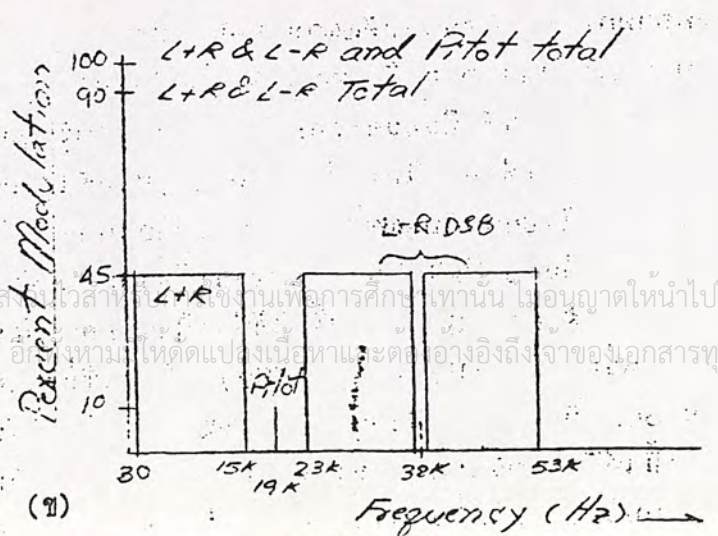
เกิดขึ้นจากการนำสัญญาณซ้ายกับขวามารวมกัน แต่ขณะนี้สัญญาณขวาจะถูกเลื่อนเฟสไป 180° ก่อนนำมารวมกัน ผลจึงเสมือนว่า สัญญาณคานซ้ายมีขนาดถูกหักกลางควยสัญญาณคานขวา ส่วนย่านความถี่ยังคงอยู่ในย่านความถี่ 50 HZ ถึง 15KHZ สัญญาณ L-R นี้ ถูกนำไปผสมทางขนาด กับคลื่นพาหรง (Subcarrier) ความถี่ 38 KHZ แบบตัดความถี่พาหรงไปเหลือแต่ไซด์แบนด์ คานบน และคานล่าง (สัญญาณ L-R Double Sidebands Carrier Suppressed) หลังจากการมอดูเลชั่นเชิงขนาดนี้ ย่านความถี่จะเป็น 23 - 53 KHZ ยกเว้นส่วนที่เป็น 38 KHZ จะหมดไป เหตุที่ต้องให้สัญญาณ L-R ซึ่งมีย่านความถี่เดียวกัน ดังนั้น หลังจากการมอดูเลชั่นสัญญาณ ทั้งสองจึงมีความถี่แยกจากกันเกิดขาด (Frequency Multiplexing)

5. สัญญาณไพล๊อต (Pilot Signal)

เป็นคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ 19 KHZ ใช้สำหรับส่งไปให้วงจรเทคเตอร์ทางด้านเครื่องรับทำการตีเทค หรือแปลสัญญาณได้อย่างสอดคล้องกับเครื่องส่ง (Synchronize) คือทำการแยกเสียงสัญญาณซ้ายและขวา ออกจากสัญญาณสเตอริโอได้อย่างถูกต้อง ให้สังเกตควยว่า คลื่นพาหรง 38 KHZ มาจากแหล่งกำเนิดเดียวกันกับสัญญาณไพล๊อต 19 KHZ นี้

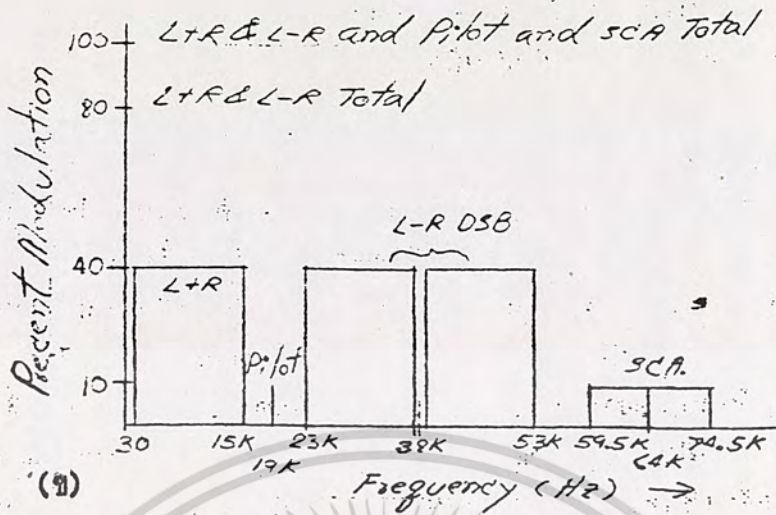
สัญญาณทั้งหมดเป็นสัญญาณรวม (Composite Signal) และโดยที่สัญญาณ L-R ถูกมัลติเพล็กซ์ หรือถูกแยกทางความถี่จากสัญญาณ L+R เมื่อทำสัญญาณรวมนี้ ไปทำการมอดูเลชั่นเชิงความถี่ จึงเรียกระบบสเตอริโอแบบนี้ว่า เอฟ.เอ็ม.สเตอริโอมัลติเพล็กซ์ (F.M. Stereo Multiplex) และเพื่อใหมองเห็นสัญญาณรวมสำหรับ F.M.สเตอริโอได้เด่นชัดยิ่งขึ้นจึงเขียนสัญญาณนี้ออกมาในรูปของย่านความถี่ที่สัญญาณจะครอบคลุมไปถึงดังรูปที่ 1

ตามรูป 1 ก. ขนาดของสัญญาณ L+R และ L-R ไซด์แบนด์ จะทำให้เกิดการมอดูเลชั่น 45% (ความถี่เบี่ยงเบน 75 KHZ = 100% มอดูเลชั่น ในขณะที่สัญญาณไพล๊อตมีขนาด 10%



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อธิบายเพิ่มเติมเกี่ยวกับเนื้อหาและตัวอย่างอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข)



ข. มีสัญญาณพิเศษอีกอย่างเพิ่มเข้ามาคือสัญญาณ SCA (Subsidiary Communication Authorization หรือ Subsidiary Carrier Assignment) เนื่องจากย่านความถี่ของสัญญาณสเตอริโอ ซึ่งเป็นรายการหลักใช้ความถี่สูงสุดเพียง 53 KHZ ในขณะที่ คลื่นพาห้หลัก (Main Carrier) ยอมให้เกิดความถี่เบี่ยงได้ถึง ± 75 KHZ จึงยังมีช่องว่างสำหรับความถี่พาห้รอง ใส่เข้าไปอีก (ช่วง 53 - 75 KHZ) ดังนั้น เราจึงสามารถใช้สัญญาณเสียง ซึ่งเป็นรายการย่อยผสมทางความถี่กับคลื่นพาห้รอง (ปกติ 67 KHZ) เกิดความถี่เบี่ยงแบบ ± 7 KHZ ซึ่งเป็นผลให้สัญญาณ SCA นี้ มีย่านความถี่จาก 60 - 74 KHZ วิธีการเช่นนี้ ก็เป็นวิธีของการมัลติเพล็กซ์คล้ายกันกับที่เกิดขึ้น ในสัญญาณ L-R ธรรมดา ในรูป ข. นอกจากสัญญาณสเตอริโอที่ใช้สำหรับรายการหลักแล้ว ยังมีสัญญาณ SCA สำหรับรายการย่อยส่งไปพร้อมกัน รายการหลังนี้นิยมใช้กับรายการที่เป็นคนตรีส่งออกไป สำหรับผู้ที่มีอุปกรณ์พิเศษสำหรับเลือกเอาเฉพาะสัญญาณ SCA เท่านั้น ในเครื่องรับสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ จะมีวงจรคัดสัญญาณ SCA ทิ้งไป เพื่อไม่ให้รบกวนกับสัญญาณสเตอริโอที่ต้องการ

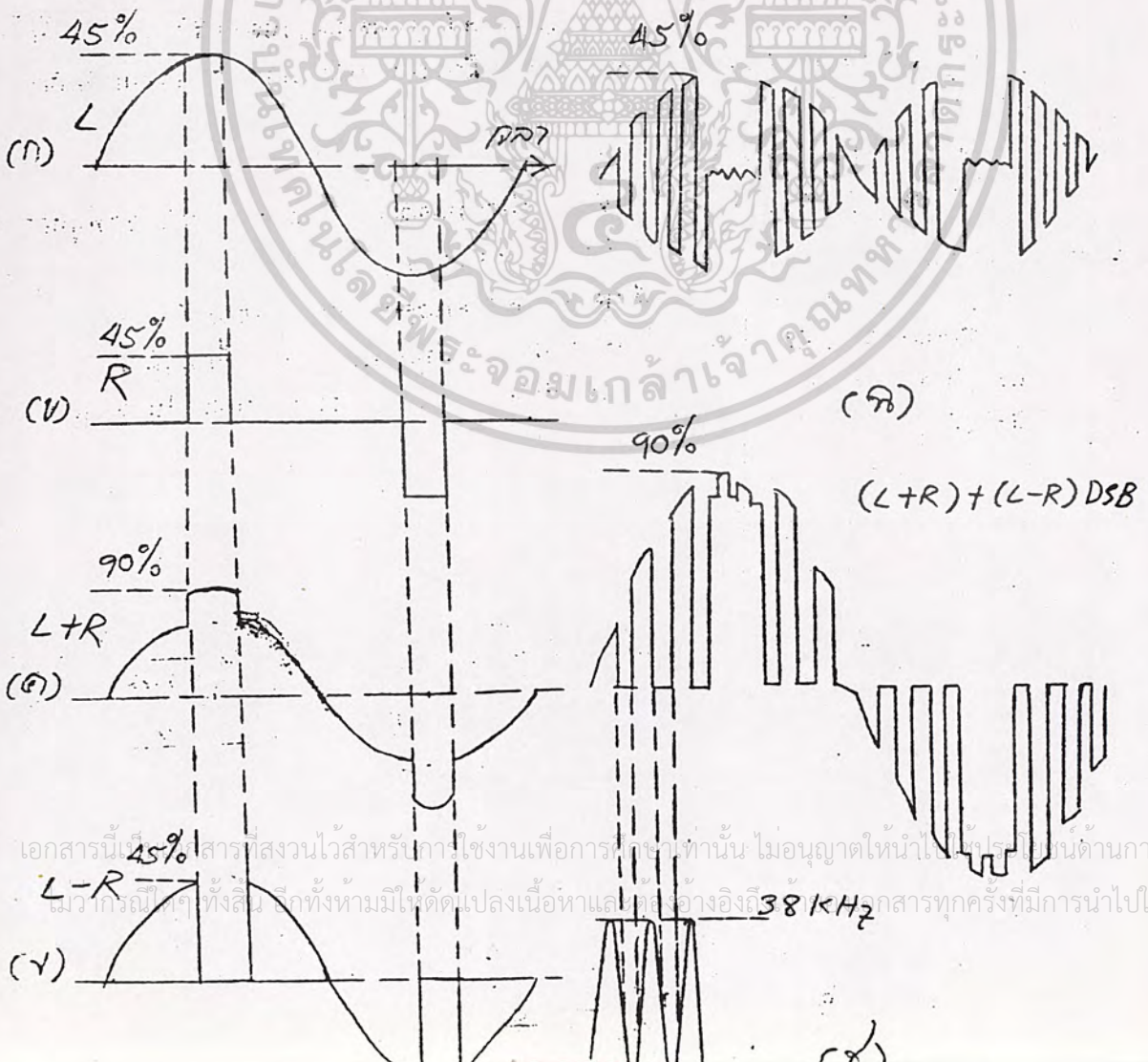
ในกรณีเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟ.เอ็ม. ส่งรายการเป็นแบบโมโนโไฟนิกสัญญาณเสียงจะคลุมย่านความถี่เพียง 50-HZ ถึง 15 KHZ สามารถส่งสัญญาณ SCA เพิ่มขึ้นได้อีกเป็นรายการย่อยสำหรับ SCA ที่ 1 กับ SCA ที่ 2 (คลื่นพาห้รอง 41 KHZ กับ 67 KHZ) ในกรณีนี้ขนาดของสัญญาณโมโนโไฟนิกจะเป็น 70% ส่วน SCA ทั้งสองจะเป็นอย่างละ 15% ทางด้านผู้รับจึงสามารถเลือกรับรายการจากเครื่องส่งวิทยุนี้ ได้ถึงสามรายการในเวลาเดียวกัน จากข้างต้นนี้ให้สังเกตดูว่า ขณะที่สัญญาณเสียงส่งแบบโมโนโไฟนิกจะมีขนาดสูงกว่าที่ส่งแบบสเตอริโอ ดังนั้น

ในการรับฟังแบบสเตอริโอ คุณสมบัติที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณต่อเสียงรบกวน (Signal to noise Ratio) จะดีกว่าแบบสัญญาณที่เป็นโมโนโทคิก

รูปคลื่นของสัญญาณสเตอริโอโมดูลิเฟอเคชัน

สมมติว่าสัญญาณเสียงทางซ้าย หรือสัญญาณ L มีรูปคลื่นเป็นรูปไซน์ ความถี่ใด ความถี่หนึ่งในย่านความถี่เสียง รูปที่ 1(ก) ประกอบ ส่วนสัญญาณ R หรือสัญญาณขวา เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม รูป(ข) เมื่อนำสัญญาณ L และ R มารวมกันจะได้ดังรูป(ค) ซึ่งในรูป(ง) เป็นการรวมสัญญาณ L กับสัญญาณ R ที่ถูกกลับเฟสไป 180° กลายเป็นสัญญาณ L-R และเมื่อนำไปทำการมอดูเลชันเชิงขนาดกับความถี่พาห้อย่อย 38 KHZ ในรูป(ข) โดยใช้มาลาตามมอดูเลเตอร์ก็จะได้สัญญาณ L-R ไซค์แบนด์คู่ แต่คลื่นพาห้อย่อยถูกตัดออกไป มีรูปคลื่นดังรูป (จ)

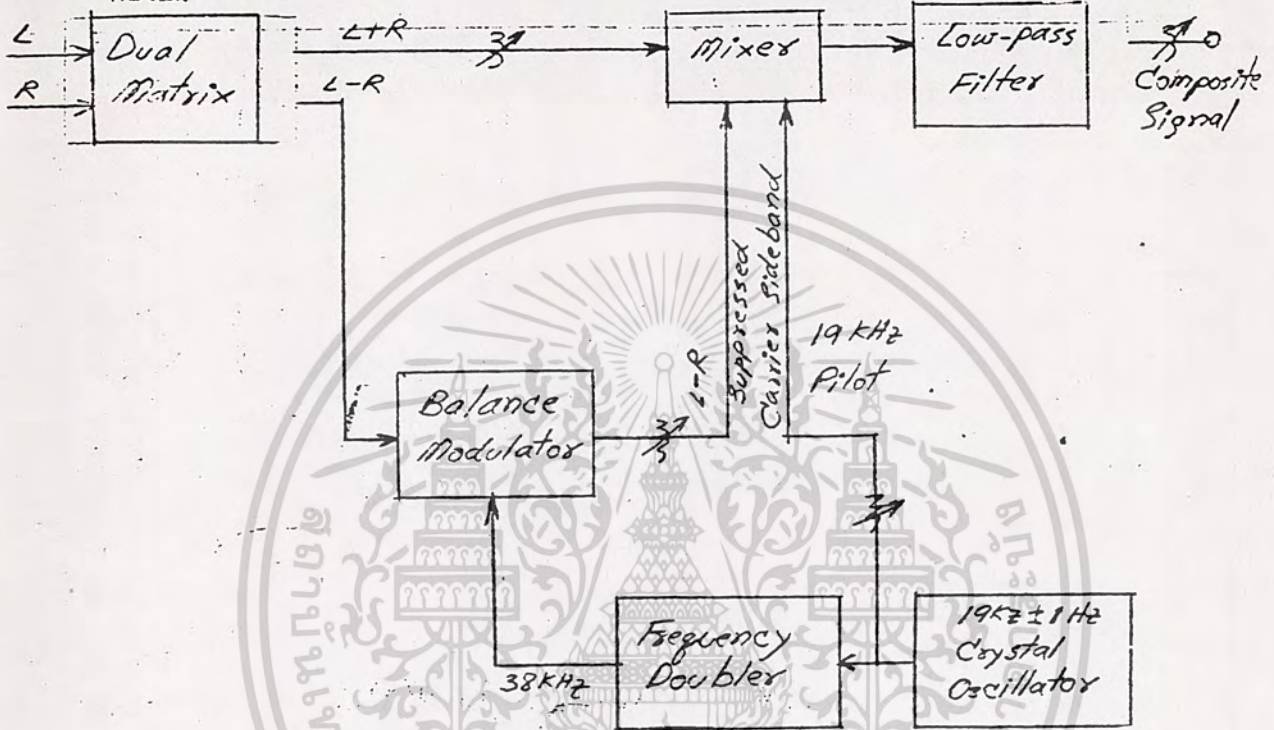
เมื่อนำสัญญาณในรูป(ค) และ(จ) มารวมกัน จะเกิดเป็นสัญญาณรวม หรือสัญญาณสเตอริโอโมดูลิเฟอเคชัน ดังในรูป(ฉ) แต่ในความเป็นจริงแล้วจะต้องรวมเอาความถี่ 19 KHZ หรือสัญญาณไฟลอคเข้าไปด้วย ที่ไม่นำไปรวมด้วยก็เนื่องจาก เมื่อดึงทางค่านรับแล้วสัญญาณไฟลอคจะถูกแยกออกไปอีกส่วนหนึ่งต่างหาก เพื่อสร้างเป็นความถี่พาห้อย่อย 38 KHZ ขึ้นมาใหม่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปปรับใช้ในด้านการค้า
 แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ก็ทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาแล้ว ทำซ้ำ อังอิง 38 KHZ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผลิตสัญญาณสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์

สัญญาณซ้ายและขวา ก่อนส่งไปเข้าเอฟ.เอ็ม.มอดูเลเตอร์ จะผ่านกรรมวิธีให้เป็นสัญญาณสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์เสียก่อน ตามรูปที่ 2 เป็นการผลิตสัญญาณสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ แบบหนึ่งในจำนวนหลายๆแบบ ทุกๆแบบจะมีหลักการเหมือนกัน แต่ละภาคในเครื่องผลิตสัญญาณมีหน้าที่ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2 การผลิตสัญญาณสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์

1. ภาคผลิตสัญญาณผลบวกและผลต่าง

วงจรแมทริกซ์ (Matrix) ทำหน้าที่รวมสัญญาณ L และ R ให้เอาพุออกมาสองทาง (Dual Matrix) เป็น L+R และ L-R

2. มอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์คลื่นพาห้ (Balanced Modulator) ที่รับสัญญาณ L-R จะมาทำการมอดูเลชันแบบเอ.เอ็ม. กับคลื่นพาห้ร่ง 38 KHZ แต่เนื่องจากการบาลานซ์ของวงจรทำให้คลื่นพาห้ร่งหายไป มีแต่ไซด์แบนด์ทั้งสอง

3. ออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 19 KHZ

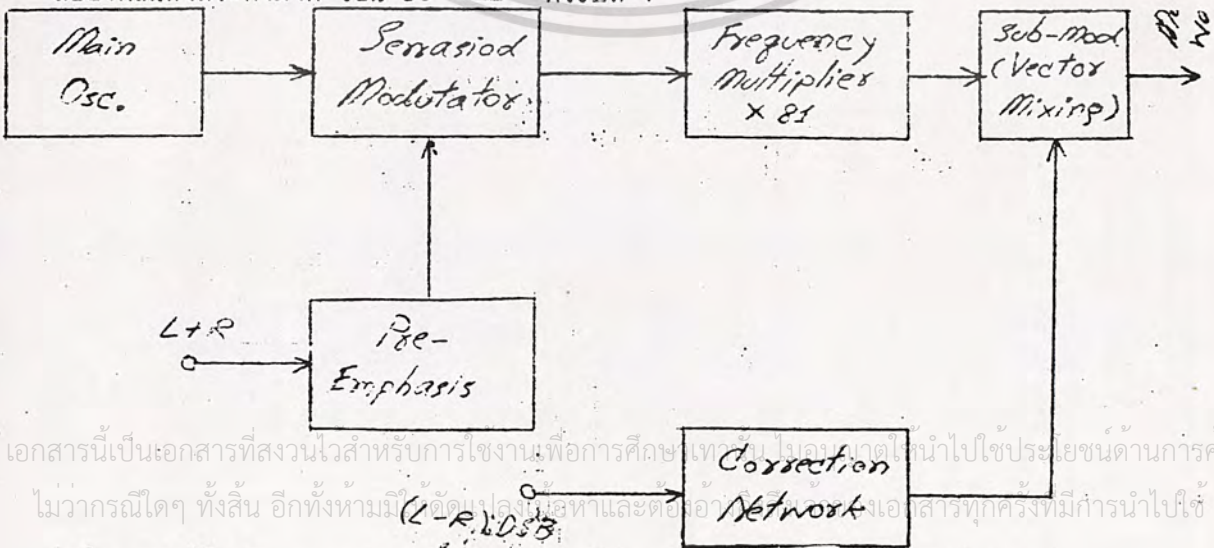
เป็นออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ถูกควบคุมด้วยผลึกแร่ความถี่ 19 KHZ สำหรับเป็นสัญญาณไฟล๊อค จากความถี่นี้จะมีส่วนหนึ่งแยกเข้าไปยังวงจรทวีคูณ ความถี่สองเท่า ได้ความถี่ 38 KHZ ออกมาสำหรับเป็นคลื่นพาห้ร่ง ให้กับบาลานซ์ออสซิลเลเตอร์ ในเครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์บางแบบจะสร้างความถี่ 38 KHZ โดยตรง จากนั้นจึงผ่านวงจรหารความถี่ได้ 19 KHZ สัญญาณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ล้วนห้ามมิให้ตัดแปลงแก้ไขหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ไฟล๊อคออกมา จะเป็นวิธีไหนก็ตามสำคัญอยู่ที่ว่า ความถี่ 19 KHZ และ 38 KHZ จะตองมาจาก จุด

กำเนิดเดียวกัน ทั้งนี้เนื่องด้วยเฟสของสัญญาณทั้งสอง จะต้องเหมือนกันตลอดเวลา เพื่อให้การแยกสัญญาณซ้ายและขวา เป็นไปอย่างสมบูรณ์ที่สุด

4. ภากรวมและกรองสัญญาณ

ทำหน้าที่รวมสัญญาณ L+R , L-R ไซค์แมนต์ละ 19 KHZ ให้ออกมาเป็นสัญญาณรวม(Composite Signal) แต่เนื่องจากสัญญาณ(L-R) ไซค์แมนต์จากมาลาบซ์ มอทกุเลเตอร์รูปคลื่น มีลักษณะคล้ายพัลส์ นอกจากประกอบด้วยไซค์แมนต์สูงและบนแล้ว มันยังเกิดการโมดิคออกมาอีกด้วย ย่านความถี่ที่จะเกินจาก 25 - 53 KHZ หน่วยกรองความถี่ต่ำ (Lowpass filter) จะยอมให้เฉพาะความถี่ต่ำกว่า 53 KHZ เท่านั้นผ่านออกไปได้ แต่การที่มีหน่วยกรองความถี่ต่ำนี้ จะทำให้เฟสของความถี่ต่างๆที่ผ่านตัวหน่วยกรองนี้ มีเฟสเลื่อนไม่เท่ากัน โดยเฉพาะ 19 KHZ กับคลื่นพาห้วง 38 KHZ ฉะนั้น นอกจากจะมีตัวปรับขนาดของสัญญาณต่างๆ แล้ว จะมีการปรับเฟสของไฟลิตอกสนเข้าตัวรวมสัญญาณ(Mixer) เพื่อชดเชยกับเฟส ที่เลื่อนไปในหน่วยกรองความถี่ต่ำ ผลก็คือในสัญญาณรวมสุดท้ายเฟสของไฟลิตอก 19 KHZ กับ 38 KHZ ก็มีโอกาสดตรงกันได้

เครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอมีลักษณะเป็นสัญญาณรวมที่ออกมาสามารถนำไปทำการมอดุเลชันกับรีแอกแตนซ์ มอดุเลเตอร์ในระบบเอฟ. เอ็ม. วีบีตรังโคเดส แต่กับระบบมอดุเลชันเชิงเฟสหรือเอฟ. เอ็ม. ทางอ้อม ดังที่บอกกล่าวมาแล้วว่า ความถี่ของคลื่นลาห์ในตอนเริ่มแรกหรือที่มอดุเลเตอร์มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับความถี่สูงสุด 53 KHZ ของสัญญาณรวม เครื่องผลิตสัญญาณรวมหรือสเตอริโอมีลักษณะที่จะใช้กับเครื่องส่งแบบเอฟ. เอ็ม. ทางอ้อม จะต้องแยกสัญญาณ L+R ออกไปต่างหากจากสัญญาณไฟลิตอก และสัญญาณ(L-R) ไซค์แมนต์ จากนั้นสัญญาณ L+R จะไปทำการมอดุเลชันกับเฟสมอดุเลเตอร์แบบโคเดสหนึ่ง เช่น เซอราลอยคมอดุเลเตอร์ ขณะนี้ความถี่ของคลื่นพาห้วงจะต่ำมาก เช่น 80 KHZ ดังรูปที่ 4



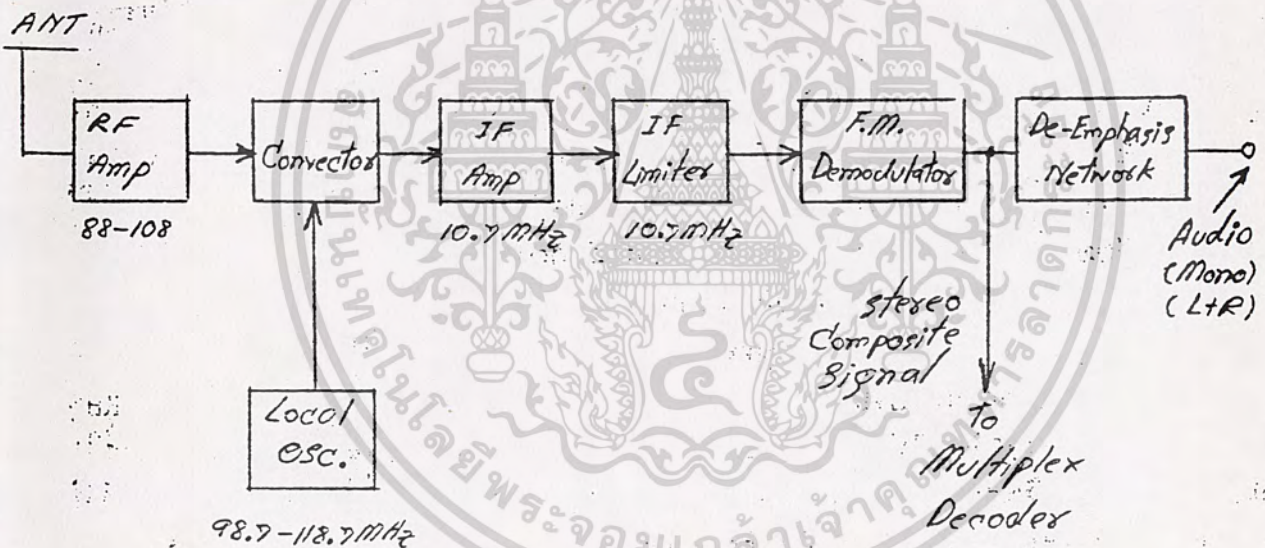
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่ควรนำเข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิ (L-R) 0.058

รูปที่ 4 วิธีป้อนสัญญาณสเตอริโอมีลักษณะเป็นสัญญาณรวมที่ออกมาสามารถนำไปทำการมอดุเลชันกับรีแอกแตนซ์ มอดุเลเตอร์ในระบบเอฟ. เอ็ม. ทางอ้อม

ส่วนสัญญาณไฟลิต 19 KHZ กับ L-R ไซเคิลแนทจะถูกส่งเข้าไปยังมอดูเลเตอร์รอง (Sub-modulator) ในที่นี้เป็นแบบ Vector Mixing ส่วนคลื่นพาหะที่มาเข้ามอดูเลเตอร์รองนี้ก็คือ คลื่นพาหะแรก (80KHZ) ที่ถูกผสมมาแล้วครึ่งหนึ่ง แต่ก่อนจะมาถึงไคผ่านวงจรทวีคูณความถี่ จนความถี่สูงขึ้นถึงขนาดหนึ่ง ในที่นี้เป็น 7 MHz หลังมอดูเลเตอร์รองก็จะไคคลื่นเอฟ.เอ็ม. ที่มีสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ผสมอยู่

การรับสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์และแยกสัญญาณซ้ายขวา

ก่อนจะกล่าวถึงการแยกสัญญาณซ้ายขวา โดยตัวถอดรหัสมัลติเพล็กซ์ (Multiplex Decoder) ลองพิจารณาคูการรับสัญญาณเอฟ.เอ็ม. สเตอริโอ โดยเครื่องรับวิทยุ เอฟ.เอ็ม. ขรรมการร่วมกับตัวถอดรหัสมัลติเพล็กซ์ เริ่มจากสัญญาณที่เข้าทางสายอากาศของเครื่องรับดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 แสดงเครื่องรับวิทยุเอฟ.เอ็ม. ก่อนที่จะมีการแยกสัญญาณซ้ายขวา

ภาค RF ทำการเลือกคลื่นที่ต้องการ ซึ่งอยู่ในย่านความถี่ 88 - 108 MHz แล้วทำการขยาย โดยมีความถี่คอสมอนอยู่ ในย่านจำกัดขนาดหนึ่ง แต่ละสถานีมีแถบกว้างของความถี่ ประมาณ 300 KHZ ถ้ากว้างเกินไปจะทำให้การรับแต่ละครั้ง มีสถานีข้างเคียงแทรกเข้ามาได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ออสซิลเลเตอร์ภายในเครื่อง (Local Oscillator) ร่วมกับตัวเปลี่ยนความถี่ ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาใช้ (Converter) ทำงานคล้ายกับระบบเอ.เอ็ม. ฉะนั้นเมื่อตั้งความถี่ของออสซิลเลเตอร์ให้สูง

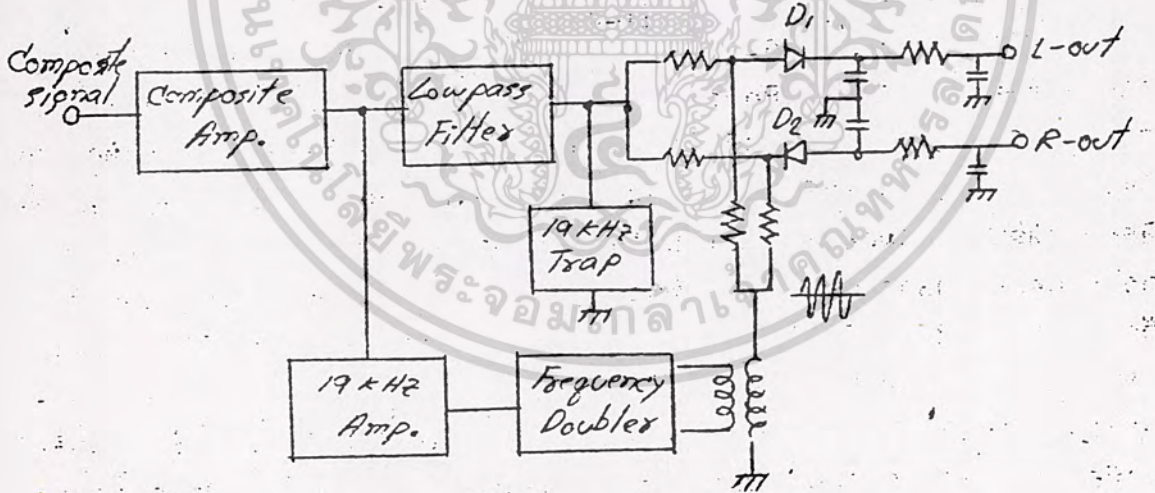
กว่าความถี่ RF ที่รับเข้ามา 10.7 MHz ความถี่ผลทางหรือไซด์แบนด์กลาง ซึ่งในที่นี้ จะเรียกว่า สัญญาณความถี่ปานกลาง (Intermediate frequency) หรือเรียกย่อว่าสัญญาณ IF จะได้รับออกจากตัวเปลี่ยนความถี่ จากนั้นสัญญาณไอเอฟ. จะถูกขยายจนได้ความแรงที่มีขนาดพอเหมาะ ส่งไปให้ภาคขจัดสัญญาณรบกวน (Limiter) ทำหน้าที่ตัดสัญญาณต่างๆที่เข้ามารบกวน สัญญาณ ไอเอฟ. เอ็ม. ทางขนาด (เกิดเป็นคลื่น เอ. เอ็ม. อยู่บนคลื่น ไอเอฟ. เอ็ม.) ให้หมดไป ภาคแปลงสัญญาณหรือ คีมออคูลูเลเตอร์ซึ่งอาจจะเป็น Discriminator หรือ Ratio Detector หรือแบบใดๆ ก็ได้ที่รับรุกรการ เปลี่ยนแปลงทางความถี่ของสัญญาณไอเอฟ. แล้วแปลงออกมาอยู่ในรูป ของโวลต์เคจ เหมือนกับสัญญาณที่เข้าไปผสม หรือฝากมากับคลื่นพาห้จากเครื่องส่ง ที่จุดนี้ จึงเป็นสัญญาณ ที่ประกอบด้วย L+R ซึ่ง เป็นสัญญาณเสียงความถี่สูงสุด 15 KHZ ร่วมกับ (L-R) ไซด์แบนด์ความถี่ 23 - 53 KHZ นอกจากนี้ ยังมี 19 KHZ สัญญาณไฟล๊อคกับสัญญาณ SCA (ถ้ามี) ในเครื่องรับ ไอเอฟ. เอ็ม. ขรรมคา ท้องการสัญญาณเสียงความถี่สูงสุด 15 KHZ แต่เพียงอย่างเดียว ฉะนั้น ก่อนจะเอาสัญญาณเสียงไปใช้ จะต้องกรองเอาความถี่อื่นๆที่สูงกว่า 15 KHZ ทิ้งไป วงจร ดีเอมฟาซิส (De-emphasis) ซึ่งประกอบด้วย R กับ C ประกอบกันเป็นวงจรมานความถี่ต่ำ ทำหน้าที่เป็นตัวลดขนาดของสัญญาณความถี่สูง เพื่อชดเชยกับวงจรมานความถี่สูง (Pre-emphasis) ทางด้านเครื่องส่ง จึงทำหน้าที่กรองความถี่สูงเกิน 15KHZ ทิ้งไปอีกหน้าที่หนึ่ง ถ้าเอาสัญญาณหลังจากผ่านวงจรีดีเอมฟาซิสไปให้ตัวถอดรหัสสเตอริโอเฟล็กซ์ ก็ไม่สามารถให้สัญญาณ ซ้ายขวาออกไปได้ จึงต้องเอาสัญญาณที่จุดก่อนเข้าวงจรีดีเอมฟาซิส ถ้าเป็นจูนเนอร์จุดนี้ คือ MPX OUT ตัวถอดรหัสสเตอริโอเฟล็กซ์ หรือที่เรียกกันว่า Multiplex Stereo Adapter จะรับสัญญาณสเตอริโอเฟล็กซ์จากจุด MPX.OUT แล้วผ่านกรรมวิธีแยกสัญญาณซ้ายขวาออกมา กรรมวิธีการแยกนี้มีอยู่สองแบบด้วยกัน แบบแรก เรียกว่า วิธีการทางแมทริกซ์ แบบที่ 2 เป็นวิธีการสวิตชิง หรือแบบการแบ่งเวลา (Time Division)

วิธีการแยกโดยใช้วงจรมแมทริกซ์เป็นกรรมวิธีที่สวนทาง หรือตรงข้ามกับการ ทำสัญญาณรวมสเตอริโอทางด้านเครื่องส่ง ตามรูปที่ 6 แสดงถึงการแยกทีละขั้นตอนจนออก เป็นสัญญาณซ้ายและขวา เริ่มต้นควยการที่สัญญาณรวมถูกขยายให้มีขนาดเหมาะสมแล้วแยกไปทางวงจรมานความถี่ต่ำ จึงมีเฉพาะสัญญาณ L+R ซึ่งมีความถี่ไม่เกิน 15 KHZ ออกไปเข้าวงจรมแมทริกซ์ อีกทางหนึ่ง สัญญาณรวมผ่านไปยังวงจรมกรองเฉพาะย่านความถี่ (Band Pass Filter) 23 - 53 KHZ เอาพห้จึงมีเฉพาะ (L+R) ไซด์แบนด์ และที่จุดนี้คลื่นพาห้ร่ง 38 KHZ ซึ่งถูกตัดออกไปตั้งแต่ตอนเริ่มต้นของการส่งจะถูกสร้างขึ้นมาจากออสซิลเลเตอร์ที่ถูกบังคับด้วยสัญญาณไฟล๊อค 19 KHZ หรือโดยการทวีคูณความถี่ 19 KHZ ให้เป็น 38 KHZ ก็ได้ความถี่ 38 KHZ นี้จะถูกใส่เข้าไปใหม่ให้กับ (L-R) ไซด์แบนด์ คราวนี้ (L-R) นอกจากจะมีไซด์แบนด์ แล้วยังมีคลื่นพาห้ร่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

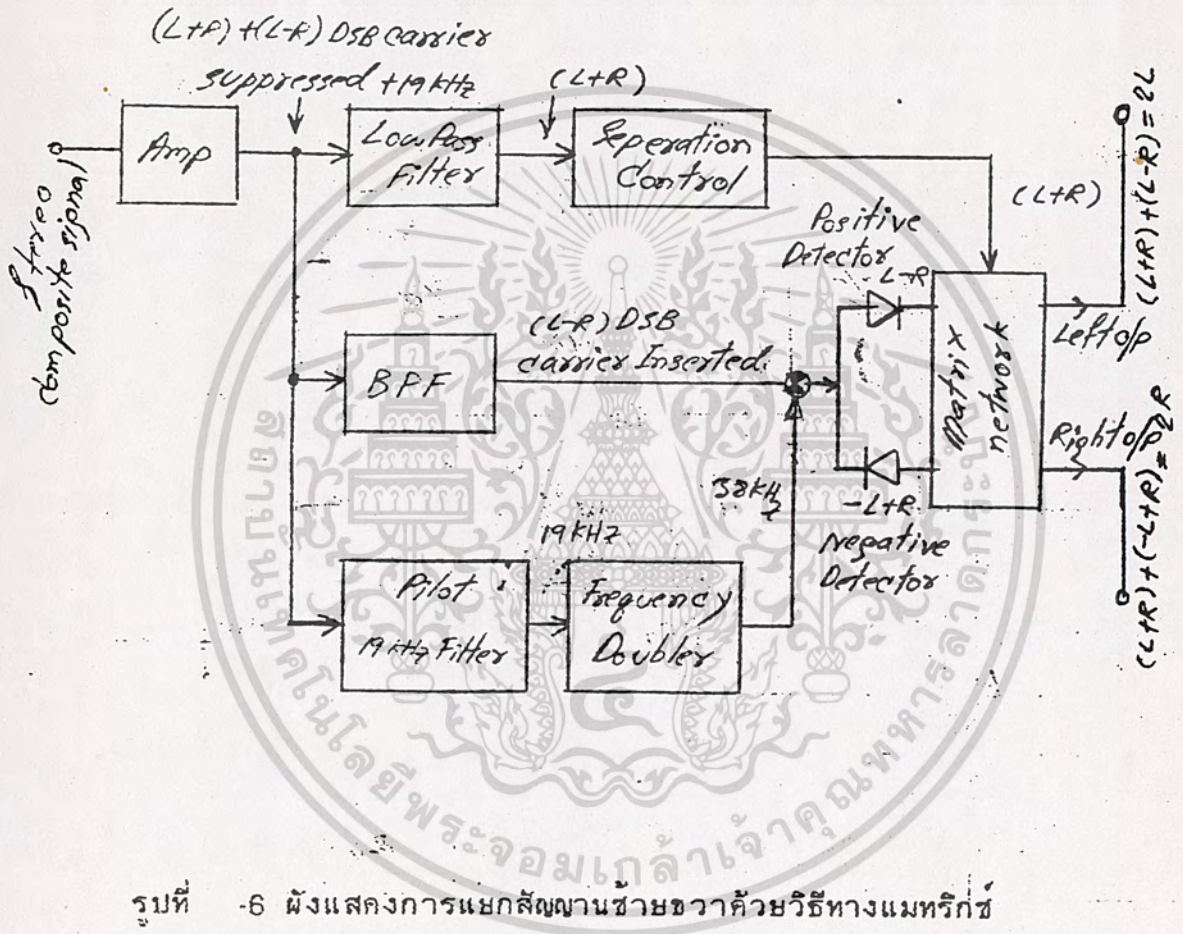
อีกควย สัญญาณ L-R ขณะนี้จึงเหมือนกับสัญญาณที่ผสมกับคลื่นพาห์แบบเอ.เอ็ม.ปกติ จะเห็นว่า สามารถที่จะแยก L-R นี้ ออกจากคลื่นพาห์ได้อย่างง่ายโดยการใส่ไดโอดสี่ตัวในทรี ใส่อีกสองตัวกัน เพื่อให้เกิดเป็น L-R และ -(L-R) หรือเท่ากับ R-L บ้อนไปยังวงจร แมทริกซ์ ที่วงจรแมทริกซ์ส่วนของสัญญาณ L+R กับ L-R จะมารวมกันเป็น $L+R+L-R = 2L$ หรือได้สัญญาณซ้ายอย่าง เดียวกันออกไปทางหนึ่ง ในขณะที่อีกส่วนหนึ่งของสัญญาณ L+R จะไป รวมกับ R-L เกิดเป็น $L+R+R-L = 2R$ หรือได้สัญญาณขวาอย่าง เดียวออกไป อีก ทางหนึ่ง สัญญาณซ้ายและขวา ที่ถูกแยกออกมา นี้ ก่อนจะนำไปใส่จะต้องผ่านวงจรดีเอ็มฟาซิชั่น เช่น เดียวกันกับเครื่องรับเอฟ. เอ็ม.ธรรมดา ซึ่งสัญญาณซ้ายขวาจะแยกกันอย่าง เด็ดขาดแค่นั้น (Separation Ratio) กระทำได้โดยการควบคุมขนาดของสัญญาณ L+R ที่จะไป รวมกับสัญญาณ L-R และ R-L นั่นคือขณะที่ขนาดบางส่วนหักล้างกันจะได้เป็นศูนย์ อย่าง แท้จริง

วิธีการแยกสัญญาณอีกแบบหนึ่ง คือ แบบวิธีการแบ่ง เวลาหรือสวิตชิง เป็นวิธีการ ที่ อาศัยลักษณะของสัญญาณรวมที่ เหมือนกับการแบ่ง เวลาส่ง คือ สัญญาณซ้ายจะส่งออกมาช่วง เวลาหนึ่ง แล้วหายไป จากนั้นสัญญาณขวาจะส่งไปบ้างกลับกันไปมา หลักการของตัวถอดรหัสมัลติเพล็กซ์แบบ นี้ แสดงในรูปที่ 7



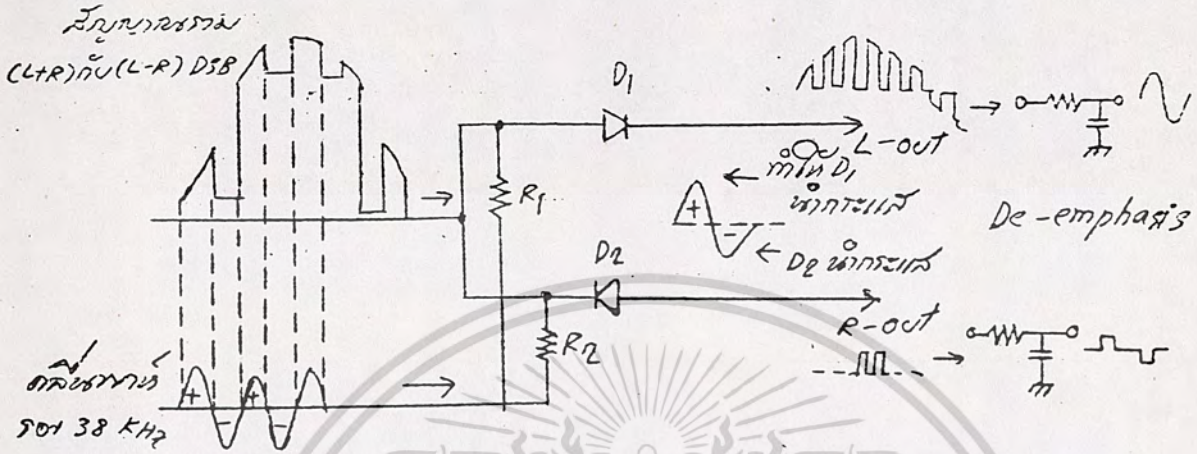
รูปที่ 7 ยังแสดงตัวถอดรหัสมัลติเพล็กซ์ แบบแบ่ง เวลา

สัญญาณรวมหลังจากถูกขยายแล้ว จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองความถี่ เลือกเอา เฉพาะสัญญาณ (L+R) และ (L-R) ไซค์แมนต์ออกไป ส่วนสัญญาณไฟลิต 19 KHZ และความถี่อื่นนอกจากนี้จะไม่ผ่านออกไป สัญญาณรวมนี้ถูกส่งต่อไปยังอิล็คทรอนิคส์สวิตซ์ ในที่นี้ ใสไดโอด เป็นสวิตชิง การ เปิดปิดของสวิตซ์ถูกควบคุมด้วยโวลเตจความถี่ 38 KHZ ที่ได้จาก 19 KHZ เช่นเดียวกับ ที่กล่าวมาแล้ว



รูปที่ 6 ผังแสดงการแยกสัญญาณสเตอริโอด้วยวิธีทางแมทริกซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8 การทำงานของไดโอดสวิตช์ D_1 และ D_2

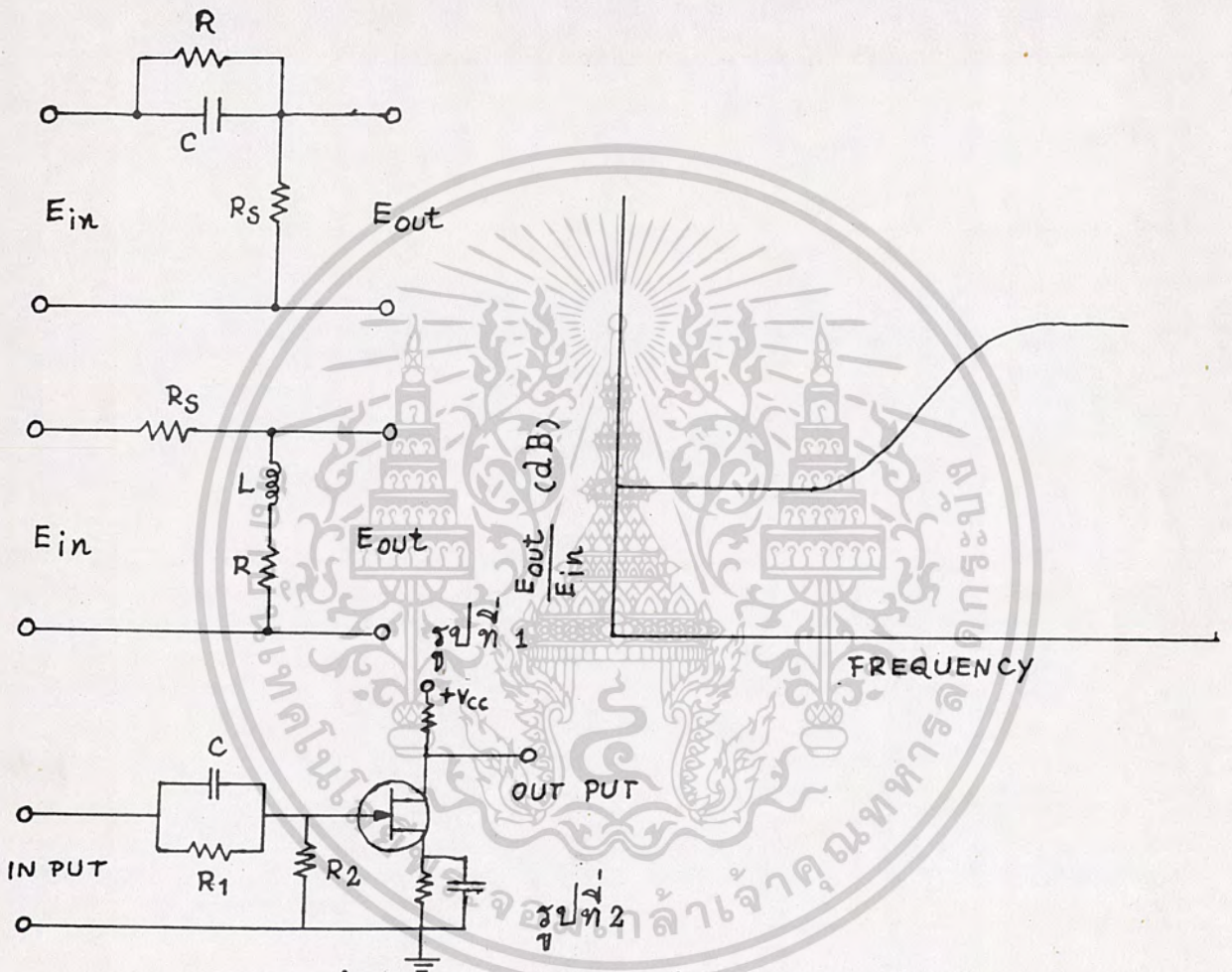
ในช่วงไซเคิลบวกของคลื่นนำทาง 38 KHZ ไดโอด D_1 นำกระแสสัญญาณรวมที่มาถึงไดโอดทั้งสองจึงผ่านทางไดโอด D_1 เท่านั้น ออกไปทาง L-out put (ซึ่งในช่วงเวลาของไซเคิลบวกของ 38 KHZ นี้ จะมีเฉพาะสัญญาณ L เท่านั้น) ทำนองเดียวกันในช่วงไซเคิลลบของ 38 KHZ ไดโอด D_2 เท่านั้นที่นำกระแสยอมให้สัญญาณรวม ซึ่งในช่วงเวลานี้จะมีเฉพาะสัญญาณ R เท่านั้น ที่ผ่านออกไปทาง R-out put ตามรูปที่ 8 จะเห็นว่าหลังจากผ่านไดโอด D_1 และ D_2 สัญญาณซ้ายและขวา หรือ L และ R ยังมีลักษณะเป็นพัลส์อยู่ เมื่อนำวงจรรีโอมเพาซิช ซึ่ง เป็นวงจรความถี่ค่าจึงจะได้สัญญาณซ้าย และขวาที่สมบูรณ์ใกล้เคียงหรือเหมือนกับที่ส่งมามากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 PRE-EMPHASIS, DE-EMPHASIS

PRE - EMPHASIS

เสียงรบกวนต่าง ๆ ที่ผสมมากจะปรากฏอยู่ร่วมกับคลื่นเสียงในระยะความถี่สูงๆ วิธีแก้ไขในเครื่องส่ง เอฟ.เอ็ม. อีกวิธีหนึ่งก็คือ การยกระดับเสียงความถี่สูง ๆ ให้มี ความแรงสูงขึ้น ซึ่งเรียกว่า วิธี ปริเอมเพซิส (Pre - emphasis) ดังแสดงในรูปที่ 1



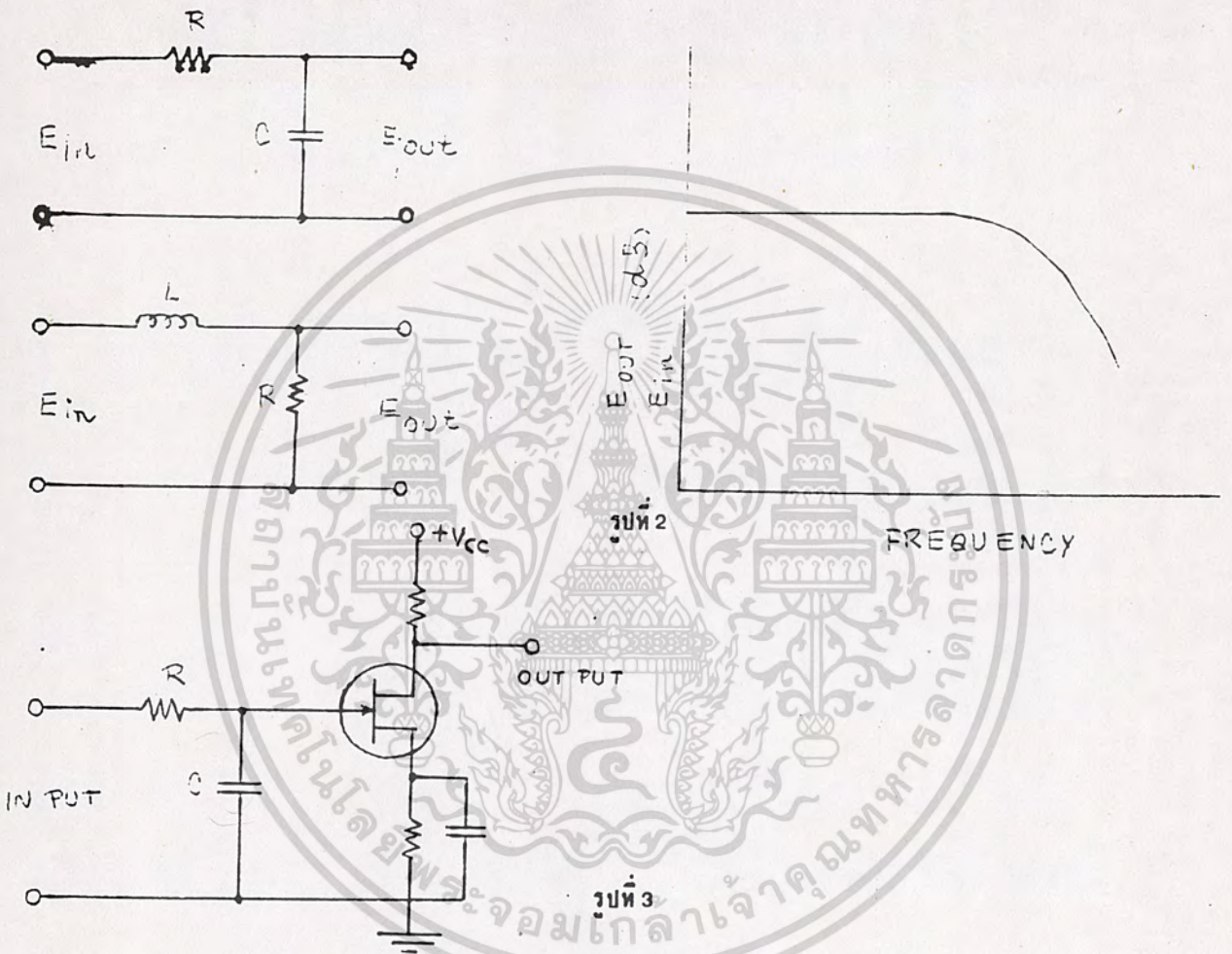
ตามรูปที่ 2 เป็นวงจรปริเอมเพซิสทั่ว ๆ ไป วงจรหนึ่ง ใช้วงจร RC คู่ขนานกัน (R_1 กับ C ทั้งรูป) และอนุกรมกับตัวต้านทานอินพุท R_2 ต่อเข้ากับภาควิทยุติการส่ง ความถี่เสียง เมื่อความถี่อินพุทเพิ่ม ค่า X_C ลดลงทำให้เกิดการตกคร่อมแรงดันคร่อม R_2 มาก เป็นผลให้มีการขยายอย่างมากที่ความถี่สูง

DE - EMPHASIS

เมื่อสัญญาณจากเครื่องส่งวิทยุมาถึงเครื่องรับวิทยุ จะต้องมีวิธีการลดเสียงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานในเชิงพาณิชย์เท่านั้น เมื่อเผยแพร่ให้ผู้อื่นใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูง ๆ ให้ค่าลงเป็นระดับเดิมเท่ากับที่ส่งออกมาจากห้องส่งวิทยุกระจายเสียง วิธีการนี้ เรียกว่า ดีเอมเฟซิส (De - emphasis) ตามรูป 2 ซึ่งจะเป็นผลทำให้เสียงรบกวนต่าง ๆ ที่ปนมากับคลื่นเสียงความถี่สูง ๆ ถูกทำให้มีพลังอ่อนลงลงเป็นอย่างมาก ส่วนคลื่นเสียงความถี่สูง ๆ นั้น เนื่องจากถูกทำให้มีพลังสูงด้วยวิธีปริเอมเฟซิสจากเครื่องส่งวิทยุมาแล้ว



ทั้งนั้นจึงถูกลดลงมาเพียงระดับเดิมก่อนใช้วิธีปริเอมเฟซิส

ตามรูปที่ 3 เป็นวงจร ดีเอมเฟซิส (De - emphasis) ทั่ว ๆ ไป มักจะใช้ตัวต้านทานตัวหนึ่งต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ แล้วต่อเข้ากับภาคแรงดัน ทั้งนั้นในการทำงาน เมื่อความถี่ยิ่งสูงขึ้น ค่า X_C ก็จะลดลง ทำให้มันถูกลดวงจรลงกราวนั้น อัตราการขยายมีค่าน้อยลง
 หนึ่ง เพื่อให้ได้สัญญาณที่เหมือนเดิม จะต้องใช้วงจรปริเอมเฟซิส และวงจรดีเอมเฟซิส ที่มีค่า Time Constant เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้

2.7 F.M.SCA.

SCA ย่อมาจากคำว่า Subsidiary Communication Authorization เป็นกฎระเบียบอันหนึ่งของ FCC ที่อนุญาตให้มีการใช้ระบบสื่อสารด้วยคลื่นพหุย่อยกับสถานี เครื่องส่งวิทยุ เอฟ.เอ็ม. ได้ การสื่อสารด้วยคลื่นพหุย่อยนี้ เครื่องรับทั่ว ๆ ไปไม่สามารถรับฟังได้จำเป็นต้องมีเครื่องรับเฉพาะหรือวงจรเพิ่มเติมเข้าไป เพื่อให้รับฟังได้ ซึ่งจะเป็นการแพร่สัญญาณ ด้วยวัตถุประสงค์พิเศษมิใช่กันทั้งระบบ เอ.เอ็ม. - เอฟ.เอ็ม. หรือ ทีวี เช่น ใช้ส่งเสียงเพลงเบาๆ สำหรับร้านอาหาร หรือห้างสรรพสินค้าส่งเสียงข่าวคแทรก หรือเสียงพากย์ภาษาต่างประเทศให้แก่ภาพยนตร์โทรทัศน์ ส่งข้อมูลดิจิทัล ส่งภาพ หรือใช้ในการส่งข้อมูลคำสั่ง เพื่อการควบคุม การจ่ายไฟฟ้าความจุย้อยต่าง ๆ และบริการพิเศษอื่น ๆ มากมาย การส่งกระจายเสียงด้วยคลื่นพหุย่อยนี้ เริ่มต้นครั้งแรกตั้งแต่ปี พ.ศ.2493 นับถึงวันนี้ก็ 40 ปีแล้ว

คลื่นพหุย่อย คือ เป็นคลื่นพหุที่แทรกไปกับคลื่นที่จะนำไปมอดูเลตกับคลื่นพหุหลัก โดยไม่มีการรบกวนกัน ตัวอย่างเช่น เรากำลังเปิดวิทยุรับฟังสถานี เอฟ.เอ็ม. ด้วยความถี่ 87.5 MHz ความถี่นี้ก็คือคลื่นพหุหลักที่ทำหน้าที่นำเอาสัญญาณเสียงมายังเครื่องรับของผู้ฟัง

ในระบบ เอฟ.เอ็ม. (Frequency Modulation) คลื่นเสียงจะถูก มอดูเลตเข้ากับคลื่นพหุเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่เสียง คลื่นเสียงที่จะนำมามอดูเลตนี้มีความถี่อย่างสูง ก็เพียง 15000 Hz เทียบกับความถี่ 87,500,000 Hz ของคลื่นพหุแล้วต่างกันลิบลับ เราสามารถที่จะนำคลื่นที่มีความถี่สูงกว่าคลื่นเสียงมอดูเลตกับคลื่นพหุได้อีก ความถี่ของคลื่นพหุย่อย สูงกว่าความถี่ของคลื่นเสียง จึงไม่เกิดการรบกวนกัน เราสามารถนำเอาความถี่เสียงจากแหล่งอื่น มามอดูเลตเข้ากับคลื่นพหุย่อยนี้ก่อนแล้วจึงค่อยนำคลื่นที่มอดูเลตแล้วนี้ มามอดูเลตกับคลื่นพหุหลักพร้อม ๆ กับคลื่นเสียงปกติ ในระบบ F.M. SCA ใช้ความถี่คลื่นพหุย่อยเท่ากับ 67 KHz (57 KHz หรือ 92 KHz ก็มี) สำหรับความถี่เสียงที่จะนำมามอดูเลตกับคลื่นพหุย่อยจะถูกจำกัด ให้มีความถี่สูงสุด ค่าลงอยู่แค่เพียงไม่เกิน 5,000 Hz เท่านั้น

สัญญาณ เอฟ.เอ็ม. นั่นก็คือ สัญญาณความถี่วิทยุที่ซึ่งความถี่ชั่วขณะถูกกำหนด โดยการมอดูเลต การเบี่ยงเบนความถี่ไปจากคลื่นพหุของสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. ขึ้นอยู่กับระดับ สัญญาณ หรือแอมพลิจูด Amplitude และความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตตามมาตรฐานที่ใช้กัน กำหนดค่าเบี่ยงเบน ความถี่ที่ใช้กับสถานีเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบ เอฟ.เอ็ม. ไว้ที่ ± 75 KHz ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ 100 %

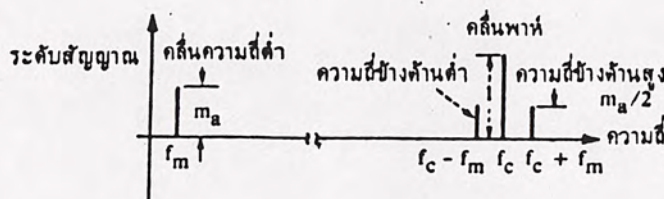
ค่าเบี่ยงเบนความถี่ ± 75 KHz นี้ สัญญาณเสียงที่นำมามอดูเลตทั้งที่ ความถี่ต่ำเพียง 20 Hz หรือสูงกว่า 15 KHz ก็สามารทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนขนาดนี้ได้ เพราะตัวแปร ที่มีผลต่อการเบี่ยงเบนมากกว่า คือ รัศมีของสัญญาณ คือถ้าความถี่เสียงมีรัศมี 1 โวลต์ ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนไป ± 75 KHz รัศมีสัญญาณ 0.1 โวลต์ ก็จะทำให้ได้ค่าเบี่ยงเบน ± 7.5 KHz ไม่ว่าจะเป็นความถี่เท่าใด สำหรับอัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนกับความถี่ของสัญญาณที่นำมา มอดูเลต เรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) ใช้สัญลักษณ์ว่า μ

$$\mu = \frac{\text{ค่าเบี่ยงเบน}}{\text{ความถี่ที่มอดูเลต}}$$

ในสถานีส่งทั่วไปที่ความถี่มอดูเลต 1 KHz เปอร์เซนต์มอดูเลต 50 % (เท่ากับค่าเบี่ยงเบน 37.5 KHz) มีค่าดัชนี หรือ $\mu = 37.5$ (37.5 KHz / 1 KHz)

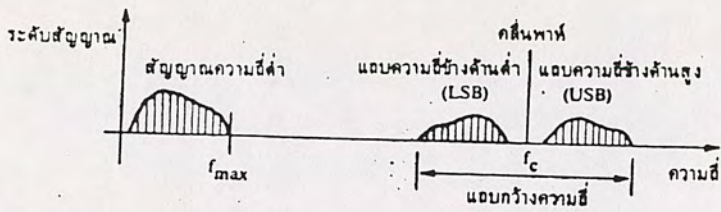
แถบกว้างความถี่ หรือแบนด์วิธ ของสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. ที่ครอบคลุมออกไป ถ้าดูอย่างผิวเผินก็น่าจะเท่ากับค่าเบี่ยงเบนความถี่จากสุดก้นต่ำถึงสุดก้นสูง (ค่าเบี่ยงเบน ± 75 KHz ก็คือแถบกว้าง 150 KHz) แต่ความจริงไม่ได้เป็นเช่นนั้น แถบกว้างความถี่ที่ตรงการจะสูงกว่าค่าเบี่ยงเบนจากยอดถึงยอดถึงกล่าว อันเนื่องมาจากการเกิดแถบความถี่ข้าง หรือ ที่เรียกว่า ไชด์แบนด์ (Side band)

ในการมอดูเลตแบบ เอ.เอ็ม. (Amplitude Modulation) ผลที่ได้ จากคลื่นพาห้และคลื่นที่นำมามอดูเลตมีอยู่ทั้งหมด 4 องค์ประกอบ คือตัวคลื่นสัญญาณความถี่ต่ำที่ นำมา มอดูเลต, คลื่นพาห้ผลรวมของคลื่นพาห้ และคลื่นความถี่ต่ำ และสุดท้ายผลต่างของคลื่นพาห้กับ คลื่น ความถี่ต่ำ สมมติว่าคลื่นพาห้มีความถี่เท่ากับ f_c คลื่นความถี่ต่ำที่จะนำมามอดูเลตที่มีความถี่ f_m ผลได้จะเป็นดังรูปที่ 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 1 แสดงองค์ประกอบทางความถี่ของการประทับคลื่นทางความสูงหรือมอดูเลตแบบ
ไม่วารณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
เอเอ็ม (Amplitude Modulation) ถัดกันจะนำมานมอดูเลตความถี่เดียว

และถ้าสัญญาณความถี่ต่ำเป็นคลื่นที่ประกอบด้วยความถี่จำนวนมาก ก็จะมีลักษณะดังรูปที่ 2

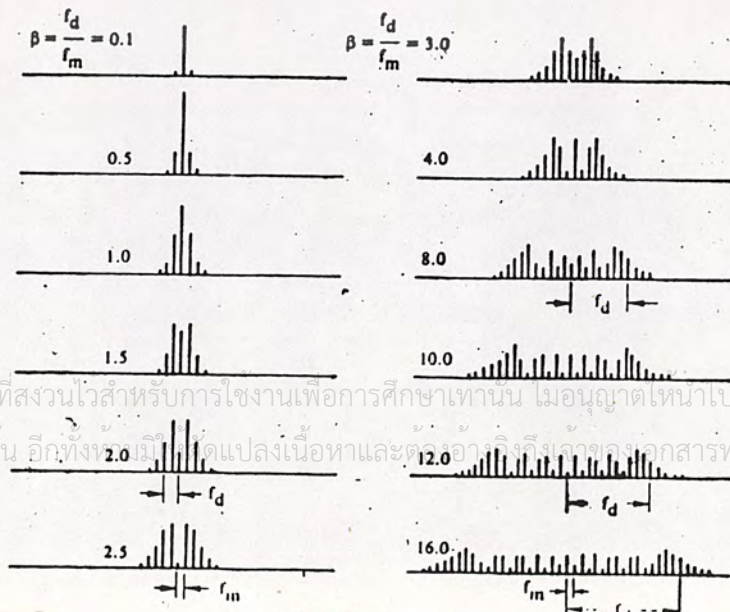


รูปที่ 2 แสดงองค์ประกอบสัญญาณเอเอ็ม เมื่อสัญญาณความถี่ก่อนการมอดูเลตมีความซับซ้อนขึ้น

จะพบว่าในระบบ เอ.เอ็ม. แถบกว้าง ความถี่ที่เกิดขึ้นมีค่าสูงสุดเท่ากับขอบเขตของความถี่ ค่านข้าง ซึ่งจะเท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณที่นำมามอดูเลตเท่านั้น หรืออีกนัยหนึ่ง แถบความถี่ของการมีค่าแปรไปตามความถี่สูงสุดของสัญญาณมอดูเลต

แต่ในระบบนั้น การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation) ก่อให้เกิดความถี่ค่านข้างที่ห่างกันเท่ากับ ความถี่มอดูเลตกระจายออกไปทั้งค่านสูง และค่านต่ำไม่มีที่สิ้นสุดแต่ถ้าระดับของสัญญาณจะค่อย ๆ ต่ำลง เมื่อห่างจากคลื่นพาห้หรือออกไปแถบกว้างความถี่ที่ต้องการ จึงพิจารณาในเฉพาะช่วงที่ระดับสัญญาณมีนัยสำคัญสูงก็เพียงพอ

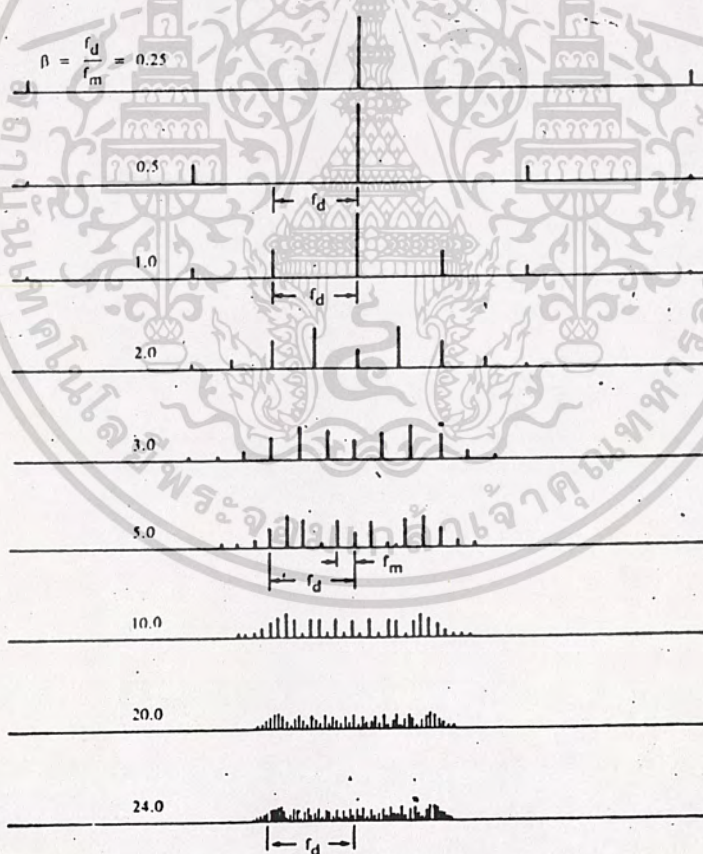
ตามที่ได้อธิบายไปแล้วในตอนต้นว่าความถี่ชั่วขณะของคลื่นพาห้จะแปรไปตามความแรงของสัญญาณที่นำมามอดูเลต หรือความเบี่ยงเบนความถี่แปรตามความแรงสัญญาณมอดูเลต โดยจะเห็นได้ชัด จากรูปที่ 3 ซึ่งแสดงองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. เมื่อความถี่ มอดูเลต (f_m) คงที่ แต่ค่าเบี่ยงเบนความถี่ (f_d) แยกต่างกัน โดยเปรียบเทียบที่ค่าดัชนี $\beta = f_d/f_m$ (ค่า β ที่แตกต่างกันนี้ก็เนื่องจาก f_d แปรไป และเหตุที่ f_d แปรไปก็เพราะแปรตาม ความแรงของสัญญาณที่นำมามอดูเลตหรือแอมพลิจูดของ f_m นั่นเอง)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและตัวอักษรอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. เมื่อกำหนดความถี่มอดูเลตคงที่ (ความถี่เทียวก) แต่ขนาดเปลี่ยนไป ระยะห่างซีกเท่ากับค่าความถี่มอดูเลต จะเห็นว่าเมื่อสัญญาณ มอดูเลตแรงขึ้น ความถี่จะกระจายออกไปกว้างขึ้น

ส่วนในรูปที่ 4 เป็นองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. เมื่อกำหนดความแรงของสัญญาณมอดูเลตคงที่ (ค่าเบี่ยงเบนความถี่คงที่) แต่เปลี่ยนความถี่ไป ซึ่งที่ความถี่ มอดูเลตสูง ๆ (ค่ากัชนีค่า) ความถี่ด้านข้างจะอยู่ห่างจากคลื่นท่ามาก และจะชิดเข้าใกล้กันมากขึ้น เมื่อความถี่ต่ำลง ความถี่ด้านข้างที่มีนัยสำคัญสูงจะอยู่ไกลออกไป ในกรณีความถี่สูง ๆ จะเห็นได้ว่า อยู่ไกลกว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ (f_d) ดังนั้นแถบกว้างความถี่ที่ต้องการจึงจำเป็นต้องกว้างกว่า ค่าเบี่ยงเบนความถี่ ยอดถึงยอด (มากกว่า 2 เท่าของ f_d) ตามที่ไถ่กล่าวไปแล้ว



รูปที่ 4 เมื่อกำหนดขนาดของสัญญาณมอดูเลตให้คงที่ (ซึ่งเป็นผลให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ f_d คงที่) แต่เปลี่ยนความถี่ไป ความถี่ด้านข้างที่เกิดขึ้นที่มีนัยสำคัญสูงจะอยู่ไกลออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้โทษแก่ผู้ใช้งานและผู้เผยแพร่เอกสารนี้ ไม่สามารถฟ้องร้องดำเนินคดีได้

ส่วนที่ว่าขนาดของความถี่ค่านข้างแต่ละจุดที่สูงบ้าง ค่าบ้างไม่ค่อยแน่นอนนั้น เป็นพฤติกรรมอย่างหนึ่งของการมอดูเลททางความถี่ ในรูปที่ 4 ถ้าเอาองค์ประกอบของทุกความถี่ มาวางซ้อนเข้าด้วยกัน ก็จะไคภาพรวมของสัญญาณความถี่ เอฟ.เอ็ม. จะเห็นไคชัดเจนขึ้นว่า ถ้าต้องการรายละเอียดของสัญญาณความถี่สูงครบถ้วน แถบกว้างความถี่ก็คองกว้างขึ้น ในทางปฏิบัติ จะใช้ค่าแถบกว้างความถี่เท่ากับ 2 เท่าของค่าความถี่เบี่ยงเบนบวกกับค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณที่นำมามอดูเลทก็พอเพียง

สัญญาณ เอฟ.เอ็ม.

สัญญาณ เอฟ.เอ็ม. สเตอริโอที่ทำการส่งกระจายเสียงกันในเวลาที่มี องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. ประกอบด้วย

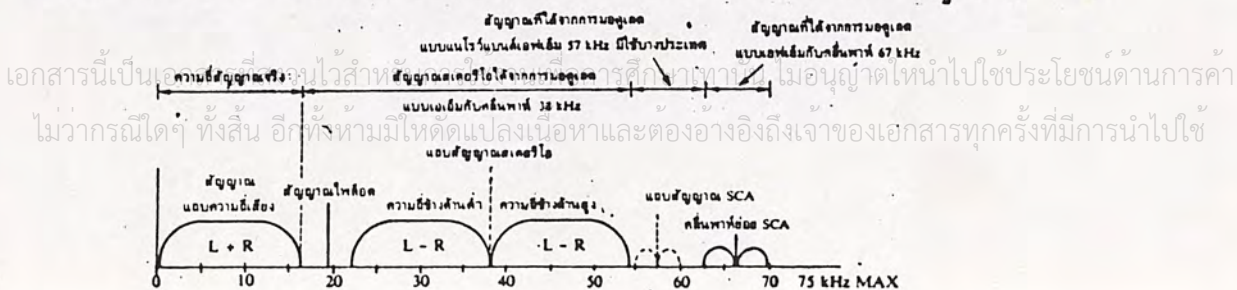
1. แถบสัญญาณความถี่เสียง (0 - 15 KHz) เป็นสัญญาณเสียงโมโนที่ เกิดจากการรวมสัญญาณทั้งซีกซ้ายและซีกขวาเข้าด้วยกัน (L+R) ซึ่งสามารถรับไคด้วยเครื่องรับ เอฟ.เอ็ม. ระบบโมโนทั่วไป

2. แถบสัญญาณสเตอริโอ (19 KHz และ 23 - 53 KHz) ประกอบด้วย คลื่นพาห้สัญญาณไฟลอค (Pilot) ความถี่ 19 KHz กับสัญญาณผลต่างระหว่างซีกซ้ายและซีกขวา (L-R) ที่มอดูเลทกับคลื่นพาห้ย่อย 38 KHz แบบคัมเบิ้ลโซคแมนคัพเพรสแคเรียร์ คือมีแค่ความถี่ ค่านข้างแค่คลื่นพาห้โมมี เนื่องจากถูกกรองออกไปก่อนส่งออกอากาศ ที่เครื่องรับจะนำคลื่นสัญญาณ ไฟลอคมาทวี 2 เท่าเป็น 38 KHz เป็นคลื่นพาห้ของสัญญาณสเตอริโอเพื่อทำการไคเท็คคอปไป

แถบสัญญาณสเตอริโอที่เป็น (L-R) ที่ไคจะถูกนำไปรวมกับแถบค่านข้าง ของสัญญาณ (L+R) ทั้ง 2 ค่าน เพื่อให้ไคสัญญาณซีกซ้าย และซีกขวาแยกจากกัน

3. สัญญาณ SCA (มีคลื่นพาห้อยู่ที่ 67 KHz หรือ 92 KHz ก็มี) แถบสัญญาณ SCA จะมอดูเลทกับคลื่นพาห้ 67 KHz นี้ด้วย ระบบ เอฟ.เอ็ม. ที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ ไม่เกิน ± 7.5 KHz ซึ่งความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงจะถูกจำกัดไว้แค่ 5 KHz การคอบสนองความถี่ จึงไม่คั้นก กล่าวง่าย ๆ ก็คือเสียงไม่เป้นไฮฟายนั้นเอง

สัญญาณทั้งหมดนี้มีความถี่แตกค่างกัน ซึ่งรวมกันเป็นสัญญาณที่จะนำไปมอดูเลท กับคลื่นพาห้หลักของความถี่สถานีเครื่องส่งด้วยระบบ เอฟ.เอ็ม. อีกทีหนึ่งตามรูปที่ 5



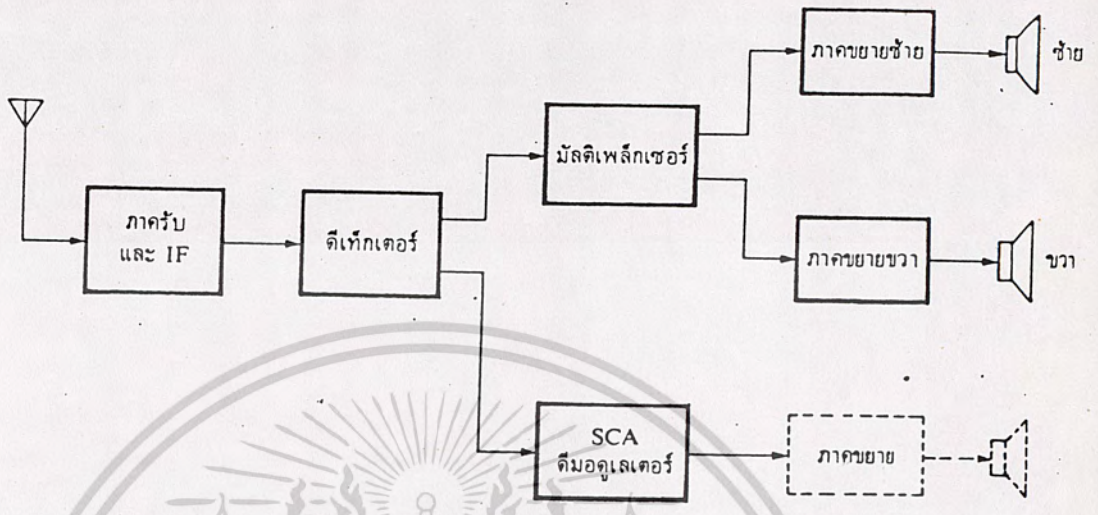
ความรูปที่ 5 นี้เป็นองค์ประกอบของคลื่นทั้งหมดนี้ก่อนนำไปมอดูเลตซึ่งจะอยู่ในขอบเขต 75 KHz อันเป็นค่าเบี่ยงเบนสูงสุดของสถานี เอฟ.เอ็ม. ทั่วไป (ความจริงสูงกว่านี้ก็ได้เช่นกรณี 92 KHz เนื่องจากที่กล่าวมาแล้ว คือ ค่าเบี่ยงเบนความถี่จะขึ้นอยู่กับความแรงของ สัญญาณ แต่ทั้งนี้จะทำให้คองไซด์แแถบกว้างความถี่มากขึ้น) เพราะฉะนั้นการแพร่สัญญาณในระบบ SCA ก็เพียงแค่มิเครื่องกำเนิดความถี่ 67 KHz แล้วก็มอดูเลตแบบ เอฟ.เอ็ม. สัญญาณมอดูเลตแล้วก็ เอาไปฝากมอดูเลตเข้ากับสถานีเครื่องส่ง เอฟ.เอ็ม. ใด ๆ ก็ได้ ไม่จำเป็นต้องใช้เครื่องส่งของตัวเอง แต่อย่างใด แต่ว่าการที่แทรกคลื่นพหุย่อยอื่น ๆ เข้าไปก็มิผลเสียอยู่บ้าง ซึ่งจะเป็นเหตุให้ เปรอร์-เซนต์การมอดูเลตของสัญญาณก็เกิดคองสกลงไป อย่างในกรณี SCA ก็จะไปกินที่แถบความถี่ เกือบเสีย 10 % จากทั้งหมด 75 KHz ซึ่งเป็นการลดความแรงของสัญญาณหลักลงไปบ้าง แต่ก็เพียงเล็กน้อยเท่านั้น คือ ประมาณ 1 dB

สำหรับสัญญาณ SCA เอง เนื่องจากมีเปอร์เซนต์มอดูเลตได้เพียง 10 % ของสัญญาณ เอฟ.เอ็ม. ปกติ อันหมายถึง ความแรงสัญญาณเท่ากับ 10 % ของสัญญาณปกติด้วย ซึ่งอ่อนมาก เป็นเหตุให้มีสัญญาณรบกวนไ้มาก และยังอาจถูกรบกวนจากสัญญาณจากสถานีเครื่องส่งทั้งหมดที่ตัวเองอาศัยมา และจากสถานีเครื่องส่งข้างเคียง นอกจากนี้ยังมีโอกาสจางหายวูบ ๆ วาบ ๆ ซึ่งในปัจจุบันนี้ทั้งระบบส่ง และเครื่องรับที่คองการคุณภาพ จึงจำเป็นต้องมีการออกแบบเป็น อย่างที่สำหรับเครื่องรับนั้นต้องออกแบบเป็นพิเศษ ก็จะสามารถให้คุณภาพในการรับสัญญาณที่ทีได้เพียงพอ ที่จะนำมาใช้ ในการส่งข้อมูลดิจิทัล วิทยุคมนาคม นอกเหนือไปจากการแพร่สัญญาณเสียงธรรมดา

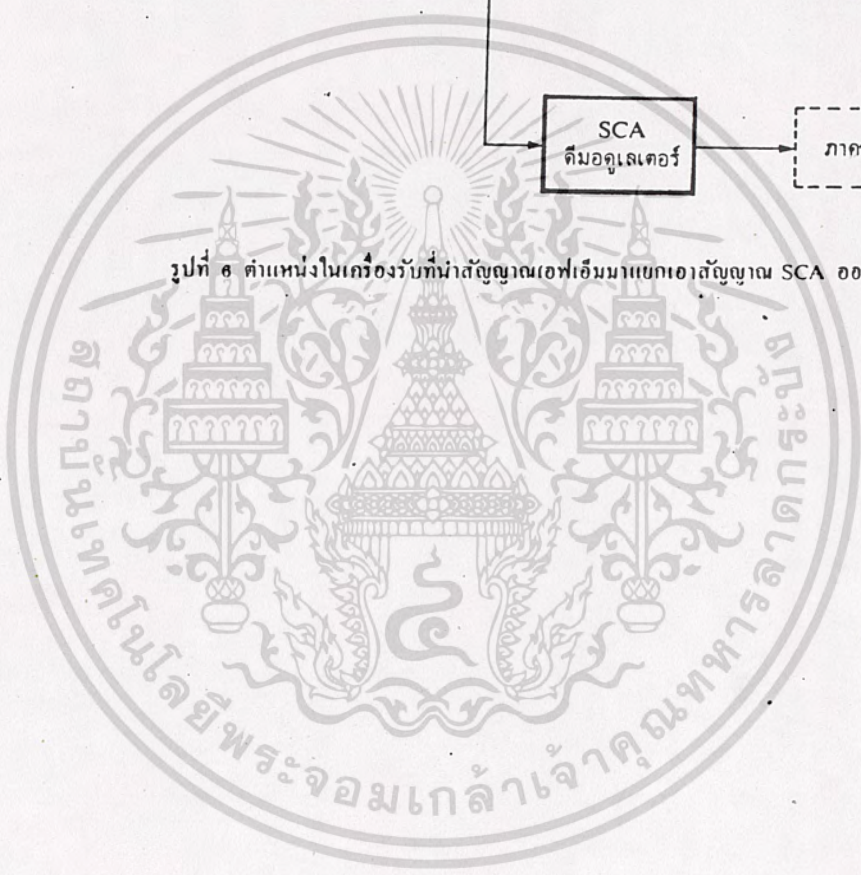
เนื่องจากการส่งสัญญาณ SCA เป็นการแอมแปงไปกับคลื่นปกติ ดังนั้น เครื่องรับทั่วไปจึงไม่สามารถรับฟังได้ ถึงแม้จะรับคลื่นจากสถานีเครื่องส่งที่ว่่านนั้นอยู่ก็ตาม จำเป็นต้องมีวงจรมาทำหน้าที่ลอกเอาสัญญาณ SCA นี้ ออกมาจากสัญญาณปกติอีกทีหนึ่ง เรียกว่า คีมมอดูเลตอร์

การลอกสัญญาณ SCA จากสัญญาณปกติก็ทำได้โดยนำสัญญาณที่ไ้จากการ ก็เทคแบบ เอฟ.เอ็ม. ก่อนที่จะส่งไปภาคมัลติเพล็กซ์ (ซึ่งปกติก็จะไ้สัญญาณทั้งหมดความรูปที่ 5) มาทำการรูนเอาความถี่ 67 KHz ออกมาแล้วจึงทำการก็เทคแบบ เอฟ.เอ็ม. อีกทีหนึ่ง เพื่อ แยกเอาสัญญาณที่มอดูเลตมากับคลื่นพหุย่อยออกมาความรูปที่ 6 เป็นผังแสดงวงจรเครื่องรับ เอฟ.เอ็ม. และตำแหน่งที่แยกเอาสัญญาณมาผ่านวงจร SCA ออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๘ ตำแหน่งในเครื่องรับที่นำสัญญาณเอฟเอ็มมาแยกเอาสัญญาณ SCA ออกมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 ANTENNA

สายอากาศสำหรับการส่งกระจายเสียงระบบ FM. ตามมาตรฐานสากล สายอากาศมีโพลโลเซชันตามแนวราบ ในขณะที่สายอากาศในระบบเอ.เอ็ม. เป็นแบบแนวตั้ง หรือแนวตั้ง ถึงแม้ว่าสายอากาศเอฟ.เอ็ม.จะรวมถึงตัวเสาหรือหอคอย (tower) แต่ก็เป็นเพียงเครื่องช่วยยึดส่วนของตัวกระจายคลื่นเท่านั้น แต่ในระบบเอ.เอ็ม.นั้นหอคอยเป็นตัวกระจายคลื่นโดยตรง มีบางสถานีที่ส่งทั้งระบบเอ.เอ็ม.และเอฟ.เอ็ม. ก็จะใช้ตัวหอคอยเป็นตัวกระจายคลื่นทางแนวตั้งสำหรับการส่งเอ.เอ็ม. ในขณะเดียวกัน ก็ใช้หอคอยนี้ เป็นตัวยึดหรือใช้สำหรับ ทั้งสายอากาศของระบบเอฟ.เอ็ม. มีสถานีเครื่องส่งวิทยุเอฟ.เอ็ม.บางสถานีส่งคลื่นที่มีโพลโลเซชันทั้งแนวราบและแนวตั้ง การส่งแนวตั้งออกไปด้วย ก็เพื่อช่วยให้การรับวิทยุเอฟ.เอ็ม.ในรถยนต์ได้ดีขึ้น ซึ่งรวมไปถึงเครื่องรับวิทยุเอฟ.เอ็ม.ขนาดเล็กๆที่ใช้สายอากาศภายในตัวเป็นแบบแท่งหรือเส้นลวดเส้นเดียว

ตัวกระจายคลื่นของสายอากาศเอฟ.เอ็ม.ปกติจะโคเป็นโคโพล ที่มีการคักแปลงวางซ้อนกันเป็นชั้นๆ เพื่อให้เกิดการขยายทางกำลังส่ง (Antenna Power Gain) เท่าที่พอต้องการ กำลังขยายสำหรับโคโพลที่วางตามแนวราบแล้วตั้งซ้อนขึ้นไป ตามแนวตั้งดังใน ตารางที่ 1

BAYS	POWER GAIN
1	0.9
2	1.6-2.0
3	3.0
4	3.7-4.1
5	5.1
6	6.0-6.3
7	7.0-7.3
8	7.3-8.3

ตามรูปเป็นกำลังขยายของสายอากาศที่จำนวนชั้นของโคโพลต่างๆกัน

เมื่อเอากำลังขยายเหล่านี้ คูณเข้ากับกำลังส่งที่ป้อนให้กับสายอากาศ ค่าที่ออกมาจะบอกถึงค่าแสดงผลของกำลังออกอากาศ (effection radiated Power:ERP) ของสถานีส่งวิทยุเอฟ.เอ็ม.นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารการแพร่กระจายกำลังส่งของเอฟ.เอ็ม.นั้นเกิดขึ้นในย่านความถี่ที่ใช้ประโยชน์ร่วมกันระหว่างสถานีวิทยุสมัครเล่นและสถานีวิทยุทางการค้า ไม่ควรใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางการรับฟังจึงกำหนดแค เส้นลวดสายคา

$$D = 1.22 (\sqrt{ht} + \sqrt{hr}) \quad \text{ไมล์}$$

หรือ $= 1.22 (\sqrt{ht}$ เมื่อ hr ต่ำกว่า ht มากๆ

เมื่อ ht เป็นความสูงของเสาอากาศส่งเป็นฟุต

hr เป็นความสูงของเสาอากาศรับเป็นฟุต

ในทางปฏิบัติเมื่อจะวัดแรงของสนามไฟฟ้าที่รับได้ สายอากาศทางบ้านรับจะคล้องส่งพอสมควร โดยใช้โครงเหล็กสูงเป็นตัวช่วยวัดความสูงของสายอากาศทางบ้านส่งนั้น วัดจากพื้นดินถึงตัวกระจายคลื่นที่แสดงผลเป็นศูนย์กลางการกระจายคลื่น (effectior radiating center)

เสาอากาศส่งที่โหลค่าแสดงผลของกำลังออกอากาศสูงคือ มีการขยายกำลังสูงจะทำให้ระยะการรับฟังสัญญาณเอฟ. เอ็ม. ขยายไกลออกไปมากกว่าค่าตามทฤษฎี หรือจากสูตรข้างต้น ตัวอย่างเช่น เสาส่งสูง 500 ฟุต ส่วนเสารับสูง 50 ฟุต ระยะทางสุดสายตา

$$D = 1.22 (\sqrt{500} + \sqrt{50})$$

$$= 1.22 \times (29.4)$$

$$= 35.9 \text{ ไมล์}$$

นั่นคือ ระยะที่จะรับได้เป็น 35.9 ไมล์ แต่เมื่อใช้เครื่องส่ง 10 KW. กับสายอากาศที่มีการขยายกำลัง 12 เท่า โดยความสูงเสาเข็ม 500 ฟุต ปรากฏว่าสัญญาณที่ระยะไกลออกไป 88 ไมล์ มีความแรงถึง 20 ไมโครวัตต์ต่อเมตร ซึ่งเป็นความแรงที่สูงพอสำหรับเครื่องรับเอฟ. เอ็ม. ปัจจุบัน ใช้ในบริเวณสถานีส่งเอฟ. เอ็ม. มีไม่มากนัก

ความเข้มสนามไฟฟ้าในที่ไม่มีสิ่งกีดขวาง (free-space field intensity)

หาได้จาก

$$e = \sqrt[7]{Pr/d}$$

เมื่อ e เป็นความเข้มสนามไฟฟ้าที่ไม่มีสิ่งกีดขวางเป็นวัตต์ต่อเมตร

Pr เป็นค่าแสดงผลของกำลังออกอากาศ เป็นวัตต์

d ระยะเป็นเมตร (1 ไมล์ = 1610 เมตร)

สมมติว่า สายอากาศแบบ 1/2 โคโพล กระจายกำลังส่งออกมา 1KW. ถ้าหาความเข้มสนามไฟฟ้าที่ระยะห่าง 1 ไมล์ จะได้

$$e = \sqrt[7]{1000/1610}$$

$$= 0.1374 \text{ v/m}$$

$$= 137.4 \text{ mv/m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังขยาย(เนททอนกำลัง)ของสายอากาศทั้งหลายนั้นสัมพันธ์กับ 1/2โคโพลเสมอคือ

นำมาเทียบกับ จากตัวอย่างนี้ จะเห็นว่า ความถี่ของสถานีส่งจะไม่เกี่ยวกับความเข้มสนามไฟฟ้าเลย แต่ในทางปฏิบัตินั้น จะต้องพิจารณา ผลกระทบจากพื้นดิน และความเข้มสนามไฟฟ้า ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ด้วย ในกรณีเช่นนี้ สูตรโคชประมาณสำหรับหาความเข้มสนามไฟฟ้าจะกลายเป็น

$$e = \frac{3.2 a \times h \times \sqrt{Fr}}{d^2 \lambda}$$

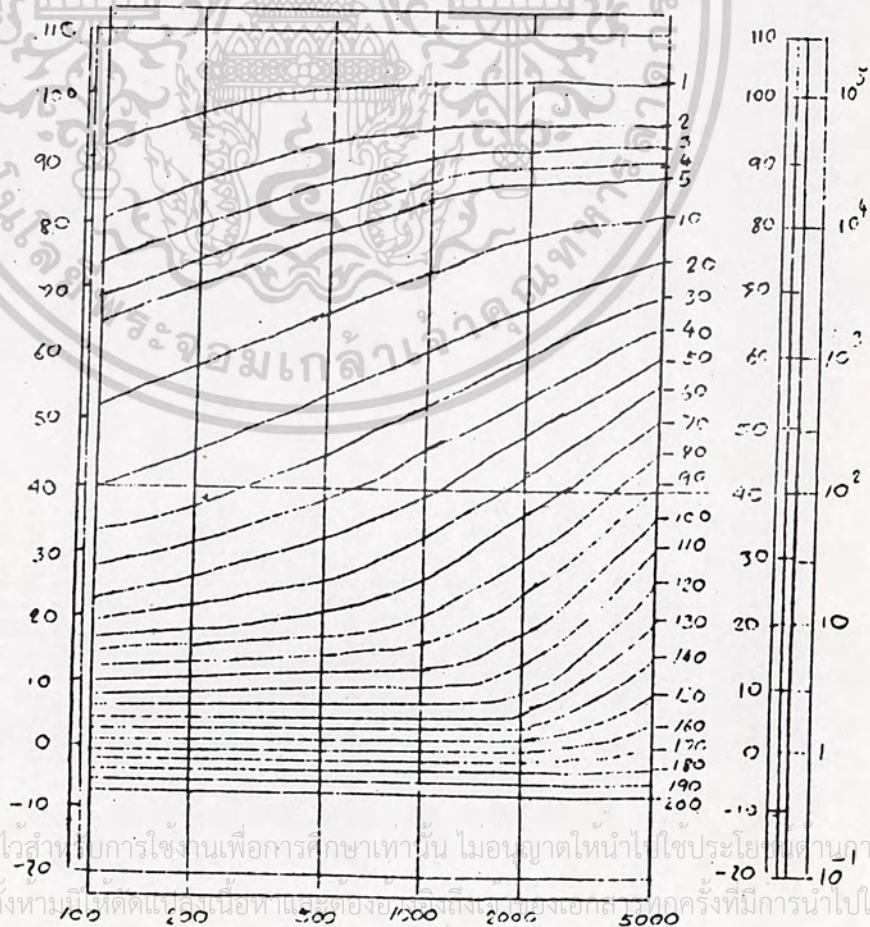
- เมื่อ a เป็นความสูงของเสาอากาศด้านส่งเป็นฟุต
- h เป็นความสูงของเสาอากาศด้านรับเป็นฟุต
- d ระยะทาง เป็นไมล์
- λ ความยาวคลื่นเป็น เมตร

Fr ค่าแสดงผลของกำลังออกอากาศเป็นวัตต์

e ความเข้มสนามไฟฟ้า เป็นไมโครโวลต์ต่อเมตร

ให้สังเกตว่า λ เป็นตัวหาร ดังนั้น ความยาวคลื่นยิ่งสั้น ความแรงของสนามไฟฟ้าที่รับก็ยิ่งแรงมากขึ้น สูตรนี้เป็นการชดเชยโดยคร่าวๆ ค่าความยาวประสิทธิผลของสายอากาศ (effective antenna length = λ / π) ซึ่งสำหรับสายอากาศ $\frac{1}{2} \lambda$ โทโพล จะแปรผกผันกับความถี่

Field Strength in dBu for One kilowatt Radiated Power



Transmitting Antenna Height in feet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีที่ตัดแต่งของเนื้อหาและต้องยอมรับความผิดหากมีการนำออกไปใช้

ตามรูปใช้สำหรับหาค่าความแรงสนามไฟฟ้าที่กำหนด หรือค่าแสดงผลของกำลังอากาศ
ที่ทองการ เพื่อให้ได้เกิดความแรงสนามไฟฟ้าที่กำหนดไว้ ณ ระยะทางขนาดหนึ่งที่สูงของ เสา
อากาศส่งขนาดต่างๆ ในดั่งนี้วัดโดยใช้เสาอากาศรับสูง 30 ฟุต

ตัวอย่าง สำหรับการใช้ตามรูป เพื่อหาค่าคะแนนที่โดยประมาณที่มีความ
แรงของสนามไฟฟ้าตามที่กำหนด หิจารณาปัญหาต่อไปนี้

สมมติว่า ทองการหาระยะทางจากสายอากาศ โดยใช้เส้นโค้ง 1000 ไมโครวัตต์
ต่อเมคร เมื่อสายอากาศสูง 500 ฟุตเหนือระดับพื้นราบเฉลี่ย ในขณะที่กำลังส่งออกอากาศ
แสดงผล 1 KW. ระยะทางนี้อาจจะแตกต่างกันไปบ้างในแต่ละทิศทาง เว้นแต่ว่า พื้นจะท้องราบ
เรียบมาก ให้สังเกตด้วยว่า ค่า 1000 uv/m เท่ากับ +60dB ให้ลากเส้นตรงระหว่างค่า 60 dB
ทางขวาและซ้ายของผังทำเครื่องหมายที่เส้นโค้ง 500 ฟุต ตัดกับเส้นตรงที่ลากไว้จากตัวอย่างนี้
ระยะทางที่ได้จากเส้นโค้ง 1000 uv/m จะมีค่าประมาณ 15 ไมล์

จากกราฟในรูปแสดงขึ้นจากการสมมติกำลังส่งมีขนาด 1 KW. ถ้าจะใ้แผนผังนี้ กับ
กำลังส่งที่ต่างไปจากนี้ ให้เอาค่า dBK (กำลังส่งใดๆเทียบกับ KW.) ของกำลังส่งที่ไหลบออกจาก
ค่า dBu ของสัญญาณ ณ ความแรงที่หมายไว้ จากนั้นก็ใช้ค่าที่ได้ใหม่นี้กับวิธีการดังกล่าวแล้วข้างต้น
ในการหาค่ากำลังออกอากาศแสดงผล จำเป็นต้องสร้างสนามไฟฟ้าที่มีความเข้ม 50 uv/m (34dBu)
ที่ระยะ 50 ไมล์ จากเสาอากาศสูง 500 ฟุต ณ จุดตัด 50 ไมล์ บนเส้นโค้ง 500 ฟุตของสาย
อากาศ ลากเส้นขนานผ่านจุดนี้ไปตัดกับเส้นความแรงสนามทางคานซ้ายมือ จะได้ค่า 32 dBu
ซึ่งเป็นความแรงที่ได้จากเครื่องส่งกำลังออกอากาศ 1 KW. แต่ความแรงที่เรากำหนดไว้ทองการ
34 dBu ซึ่งต่างกัน 2 dB เมื่อเรารวมจำนวน dB เกียวกันนี้กับ 1 KW.ERP จะได้ ERP
2 dBK หรือ 1585 วัตต์

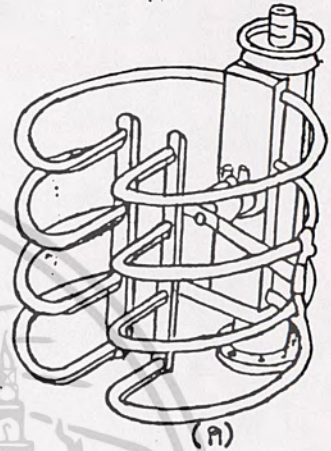
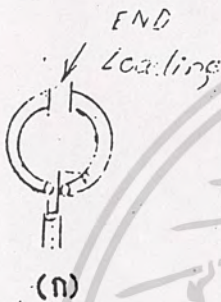
$$(2 \text{ dBK} = 10 \log \frac{1.585 \text{ KW.}}{1 \text{ KW.}})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบของสายอากาศส่ง เอฟ. เอ็ม.

สายอากาศเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟ. เอ็ม. ที่นิยมใช้กันอยู่มี 3 แบบ
 ด้วยกัน คือ

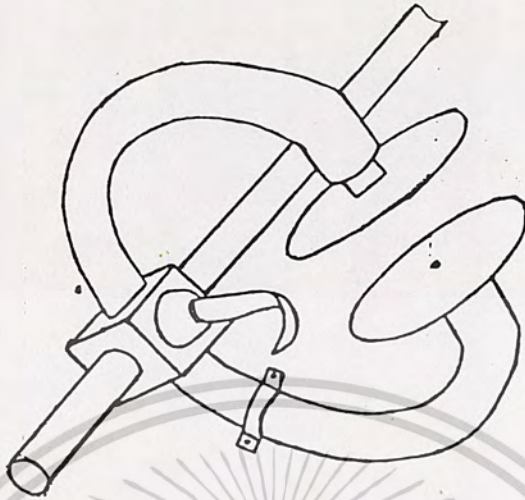
1. Stacked ringed dipole
2. Curved dipole
3. V - dipole



- (ก) Collins circuit dipole
 (ข) A shunt - fed dipole
 (ค) RCA dipole ring
 ซึ่งเป็นลักษณะของ Shunt - fed dipole

โดยมูลฐานแล้ว สายอากาศแบบ Collins และ RCA ตามรูป (ก)
 และ (ค) เป็นแบบ Shunt - fed dipole ดังรูป (ข) สายตัวนำภายในของ
 สายโคแอกเซียล ต่ออยู่ที่จุดบนก้านหนึ่งของ $\lambda/2$ เพื่อให้มีที่แทนขั้วต่อกัน สายอากาศทั้งหมด
 ของระบบเอฟ. เอ็ม. ในยานการกระจายเสียง จะปรับไว้ที่ความถี่เฉพาะตัว ส่วนความกว้าง ของ
 แถบความถี่ที่จำเป็น (necessary bandwidth) นั้น กระทำได้โดยทำให้โคโพลมีค่า Q ต่ำ
 ลงเช่นใช้ท่อกลมมีเส้นผ่าศูนย์กลางใหญ่ ตามรูปที่ 1 หรือเป็นแบบวงแหวนผ่าศูนย์กลางแล้วต่อดังกัน
 ตามรูป (ค) โครงสร้างที่มีลักษณะดังกล่าวนี้ ทำให้ตัวสายอากาศเองยึดติดกับสายส่งโคแอก
 เซียลแบบแข็ง ซึ่งป้อนสัญญาณให้แต่ละโคโพลโดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

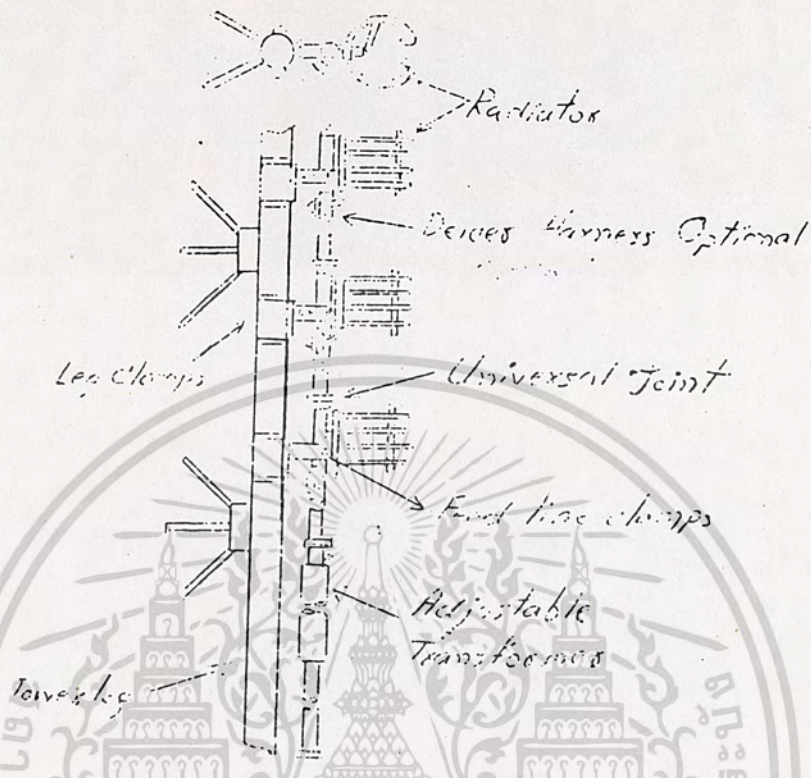


รูปที่ 1 สายอากาศส่ง FM. แบบ Collins

เพื่อให้รูปแบบการกระจายคลื่นไปทุกทิศทางที่จำเป็น โคโลลแบบ Collins จะถูก
โค้งเป็นวงแล้วใส่โหลดไว้ที่ปลาย (end-loaded) ค่าความจุตรงปลายจะทำให้กระแสลอค
ความยาวของสายอากาศสม่ำเสมอขึ้น ความยาวทางกายภาพของสายอากาศ จะสั้นกว่า $\frac{1}{2} \lambda$
ใน free space เพราะมีการใส่โหลดที่ปลายสายไว้แล้ว ฉะนั้น การกระจายคลื่นตามแนว
ราบจะสม่ำเสมอขึ้น ส่วนแผนแคปาซิแทนท์ ที่ที่ปลายของโคโลลแบบโค้งกลมนี้ สามารถปรับ
ระยะห่างได้ เพื่อให้ได้รีโซแนนซ์วิกฤต (critical resonance)

รูปที่ 2 เป็นตัวอย่างการจักเรียง RCA dipole rings หลายชุด แต่ละชุดประกอบด้วย
วงแหวนสำหรับกระจายคลื่น 4 วงด้วยกันซึ่งเป็นแบบพื้นฐาน สายอากาศมาตรฐานนี้

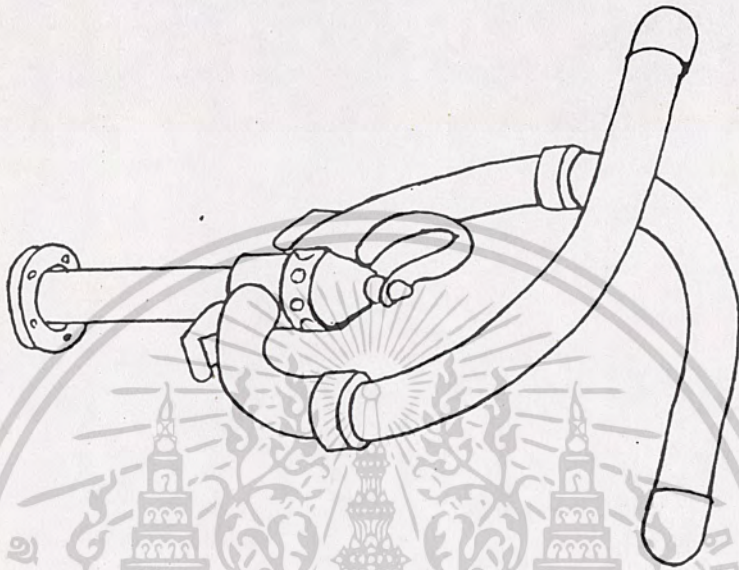
จาก 0.9 ถึง 16.5 การปรับแต่งให้เข้ากับความถี่ในย่าน 88 ถึง 108 MHz กระทำ
มาจากโรงงาน ในการส่งคลื่น FM.มาตรฐาน และการส่งแบบ Multiplexing สำหรับ
เสาอากาศแบบนี้ Voltage Standing-wave ratio สามารถทำได้ขนาด 1.1:1
สายอากาศแบบนี้เรียก RCA Type BFA ซึ่งเป็นสายอากาศ FM.ย่านกว้าง ถ้าติดตั้งอยู่บน
ยอดเสา รูปแบบการกระจายคลื่น จะเป็นแบบกระจายไปทุกทิศทางตามแนวราบ ถ้าไม่มีสิ่งกีดขวาง
(free space) จะเป็นวงกลมภายใน 1 dB รูปแบบการกระจายคลื่นจะเปลี่ยนไปจาก
รูปวงกลม เมื่อตัวสายอากาศติดตั้งอยู่บนยอดเสา โดยมีลักษณะขึ้นอยู่กับแบบ และขนาดของเสาปกติ
เขาจะแนบกับในแถวของตัวสายอากาศติดตั้งอยู่บนยอดของเสาเหนือสายรั้งเสา เมื่อเสาเป็น
แบบ guyed tower แต่ทำไม่ได้ เมื่อสายรั้งอยู่ในบริเวณเดียวกับตัวสายอากาศ สายรั้ง



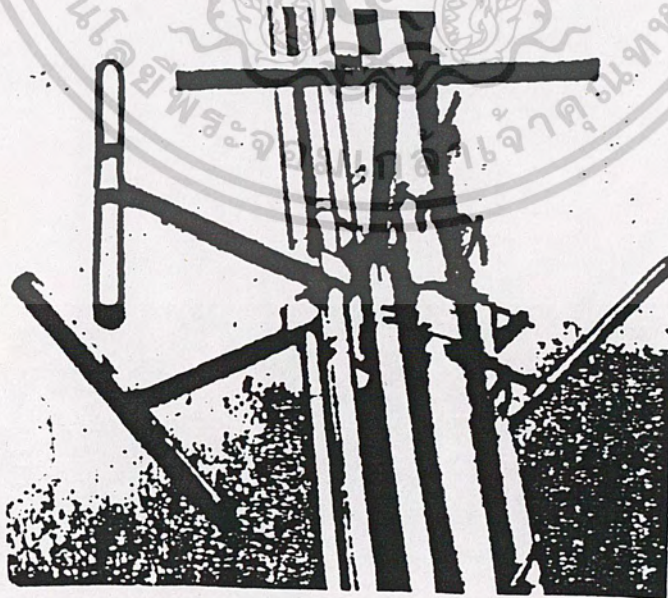
รูปที่ 2 สายอากาศแบบ RCA dipole 3 ชั้น ติดกันกลางของตัวเสาส่ง

จะตอกยึดเป็นช่วงโดยต่อกวายนวนทุกๆ 3.5 ฟุต สำหรับระยะทางอย่างน้อย 14 ฟุต

ในกรณีที่ต้องการส่งคลื่นโพลาไรเซชัน แนวตั้งและแนวนอน ออกไปพร้อมๆกันหรือ เรียกว่า circular polarization จะไม่นิยมใช้ตัวกระจายคลื่นที่โพลาไรเซชัน แต่ละแบบแยกกันเป็นสองชุด แต่จะใช้ตัวกระจายคลื่นเพียงชุดเดียว ออกแบบให้การกระจายคลื่นออกไป เป็นแบบ circular polarization ได้เลย ในรูปที่ 3 ซึ่งเป็นตัวอย่างของตัวกระจาย คลื่นกึ่งกลวง



รูปที่ 3 สายอากาศ FM. ที่ให้ circular polarization



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4 สายอากาศ FM. แบบ Directional Dual Polarized รั้งที่มีการนำไปใช้

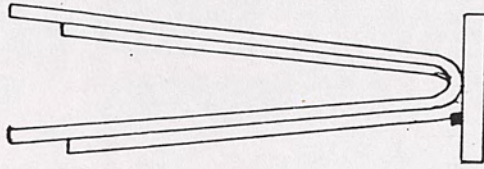
ตามรูปที่ 4 เป็นสายอากาศสำหรับการส่งกระจายเสียงระบบเอฟ.เอ็ม. ซึ่งมีส่วนประกอบ ดังนี้

- driven horizontal element 2 อัน
- driven vertical element 1 อัน
- parasitic reflector 1 อัน



รูปที่ 5 สายอากาศ FM. แบบ Circularly Polarized

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



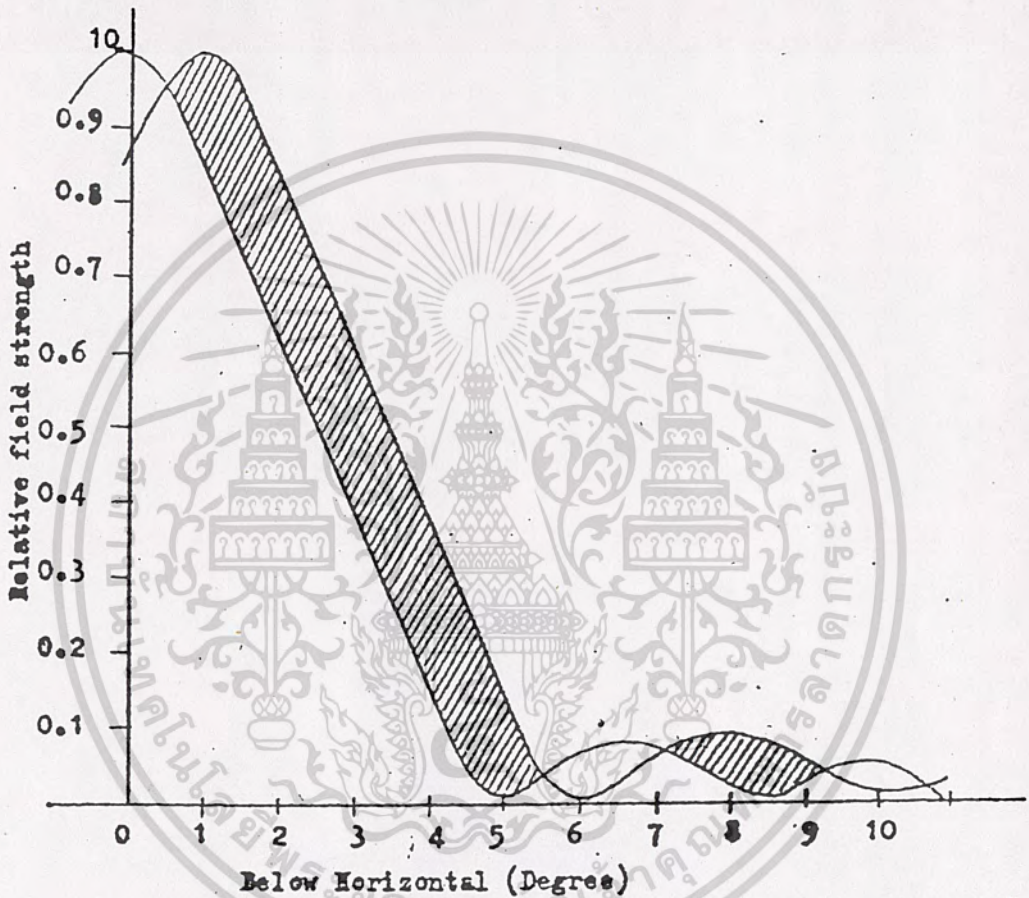
รูปที่ 6 สายอากาศแบบ วี-โคโกล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 VERTICAL BEAM TILT CONTROL

การ Tilt ทิศทางการกระจายคลื่นในแนว Vertical ของเส้นสายอากาศเครื่องส่ง หรือที่เรียกว่า Beam Tilt ไปสู่เขตบริการ จะสามารถให้พลังงานในการส่งออกอากาศ ครอบคลุมพื้นที่ได้ทีละจุด เพื่อป้องกันมิให้พลังงานเหล่านั้นสูญหายไป ในอากาศ โดยไม่เกิดประโยชน์



รูป ๒ ผลของ Beam Tilt (Vertical Radiation Pattern)

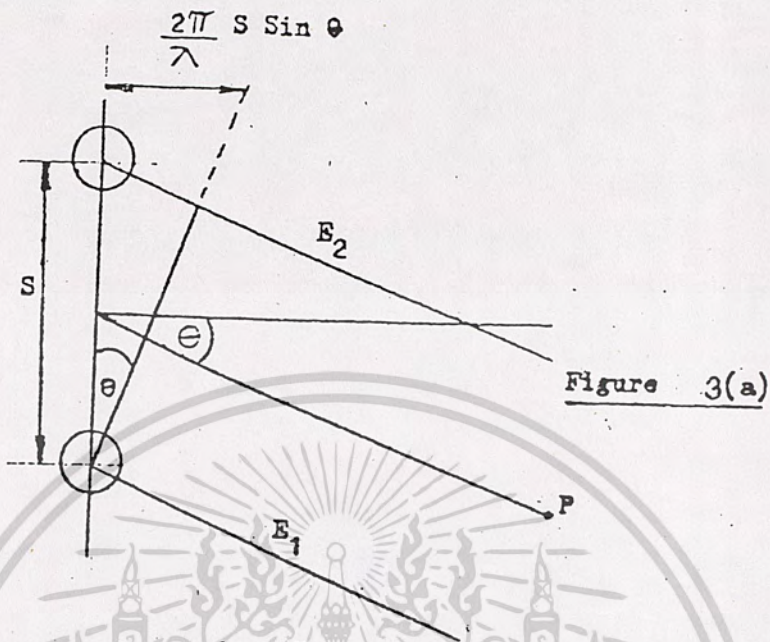
จากรูป ๒ Tilt angle มีค่า ๑ องศา ส่วนของเส้น curve ที่ขีดเส้นไว้ คือพื้นที่เขตบริการที่เพิ่มขึ้น ความ Tilt โดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่า ๑ องศา ยกเว้นสถานีเครื่องส่งกำลังต่ำ ๆ บางครั้ง Beam Tilt อาจจะมีมากถึง ๕ หรือ ๖ องศา

วิธี Beam Tilt มี ๒ วิธี คือ

- ๑. Electrical method ใช้น้ำหนักย่าน VHF เมื่อค่า ๑ น้อย ๆ

- ๒. Mechanical method ใช้น้ำหนักย่าน UHF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า หลักการของ Electrical method สำหรับสายอากาศที่มี ๒ Element ไม่วากกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูป ๓ (a) ระยะห่างของ Radiator E_1 และ E_2 เป็น S Tilt angle = θ
 ต้องการให้ Beam Tilt ไปยังจุด P
 Path length difference
 $\Delta S = S \sin \theta$
 Phase difference
 $\Delta \phi = \frac{S \sin \theta}{\lambda} \cdot 2\pi$
 $= \frac{2\pi}{\lambda} S \sin \theta$

๓ (a) Fundamental Sketch of 2 Element Array

ดังแสดงในรูป ๓ (b) โดยการจัดให้ Feeder line ที่ป้อนให้กับ l_1 และ l_2 ยาวไม่เท่ากัน เพื่อเป็นการชดเชย path difference จะให้ Beam Tilt ไปสู่ P ตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

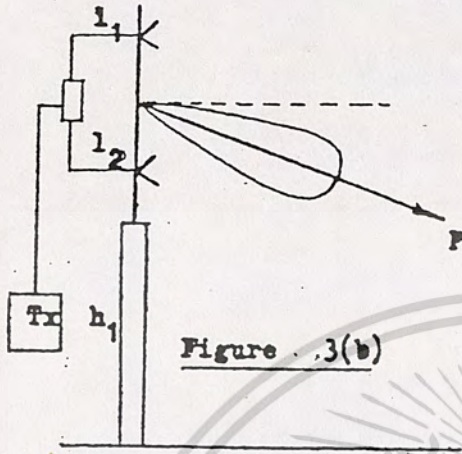


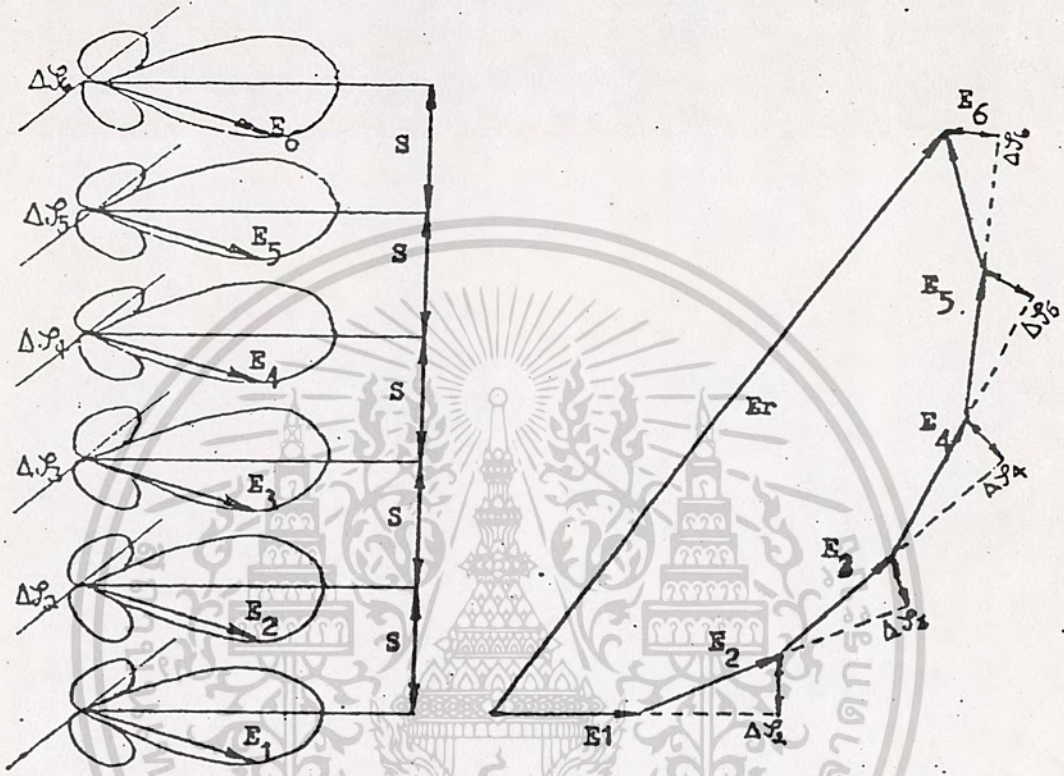
Figure 3(b)

โดยทั่วไป การทำ Beam Tilt จะทำให้ power gain ลดลงบ้างประมาณ 6% หรือประมาณ 0.15 dB เมื่อ Tilt angle เท่ากับ 4 องศา

๓. Null Point และ Null Fill

เมื่อต้องการเพิ่ม Gain ของสายอากาศเครื่องส่ง เพื่อขยายขอบเขตการให้บริการ จำเป็นต้องเพิ่มจำนวนสายอากาศ โดยการ stack กันจะทำให้ความเข้มของการกระจายคลื่นใน ระนาบ Vertical สูงขึ้น (เมื่อก่อนการกระจายคลื่นในระนาบ Vertical แคบลง) จะได้ gain สูงขึ้นโดยไม่ทำให้ Polar diagram ทางระนาบ Horizontal เปลี่ยนไป

แต่การเพิ่มจำนวนสายอากาศ stack กันมาก ๆ จะทำให้ Main Beam อยู่ในแนวระนาบ เมื่อให้มุม Tilt เล็ก ๆ และเมื่อเครื่องรับอยู่ในระยะทางไกลมาก ๆ กำลังงานที่ได้จากแต่ละ Element จะรวมกันเสมือนอยู่ที่ Phase เดียวกัน แต่ความหน่วง Tilt เมื่อระยะทางของเครื่องรับใกล้ ๆ และเสาอากาศสูง ๆ ความแตกต่างของ path length ของแต่ละ Radiator จะเกิดขึ้น และจะทำให้ Phase ของแต่ละ Radiator แตกต่างกันมากขึ้น



รูป ๕ แสดงผลรวมของสัญญาณที่เครื่องรับ E_r จาก $E_1 \dots \dots \dots E_6$
 ภาย Phase ที่เท่ากัน

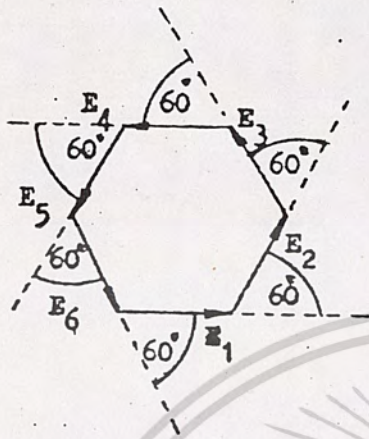
จากรูป ๕ แสดงการ Stack สายอากาศ 6 Element ภายกับ
 E_r ที่ได้ จะน้อยกว่าเดบิวททางทิศทางของ E_1 ถึง E_6

ถ้าหากเพิ่มมุม Tilt θ มากขึ้น จะทำให้ Phase Difference
 มากขึ้น เช่นในกรณีของ สายอากาศที่ stack กัน 6 Element

ถ้าหาก Phase difference $\Delta\psi = 60^\circ$ แล้ว ค่า $E_r = 0$

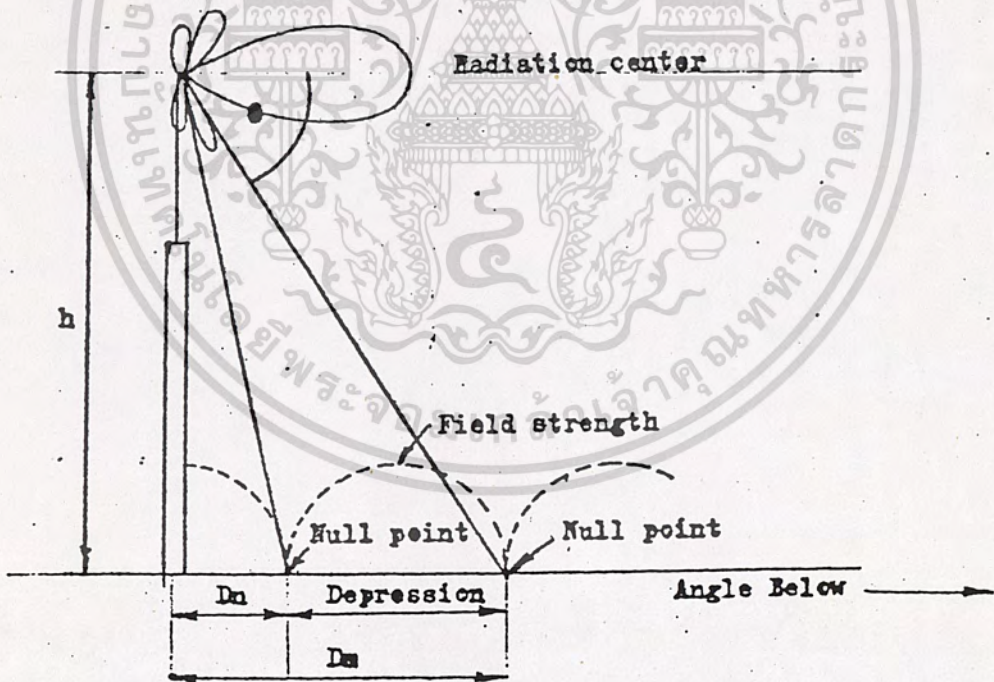
ถึงรูป ๕

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ศึกษารูป ๒.๕ ซึ่งจะเกิดขึ้นได้ เมื่อผลรวมของ
 Phase difference 360° หรือ $360 \cdot k$
 เมื่อ k เป็น ค่าจำนวนเต็มจะได้
 $n \cdot \Delta \phi = 360 \cdot k$
 หรือ $\sin \theta = \frac{\lambda}{s} \cdot \frac{k}{n}$
 เมื่อ n : จำนวน Element หรือ Radiator
 $k = 1$: null จุดแรก
 $k = 2$: null จุดที่สอง เรื่อย ๆ ไป

รูป ๕ การเกิด Null point
 อันเนื่องมาจาก Tilt angle



รูป ๖ Effect Vertical pattern null ระยะใกล้ ๆ

เมื่อมีสายอากาศ จำนวน N stack และ สายอากาศแต่ละขบวนมีระยะห่างเท่ากัน ใ้รับ
 Power ทั่ว Phase ทั่วกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ Directivity ทาง Vertical plane

$$D(\theta) = \sin \frac{N \frac{\pi}{\lambda} S \sin \theta}{N \sin \left(\frac{\pi S}{\lambda} \sin \theta \right)} \quad F(\theta)$$

เมื่อ $F(\theta)$ เป็น Directivity ของสายอากาศแต่ละแบบ
 S เป็นระยะห่าง

ถ้า $\sin \left(\frac{\pi S}{\lambda} \sin \theta \right) = 0$

จะได้ $\theta = \sin^{-1} \frac{\lambda}{S}$
 สามารถหาระยะห่างของ Null Point : D_N

$$D_N = h \frac{NS}{n\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{n}{NS\lambda} \right)^2}$$

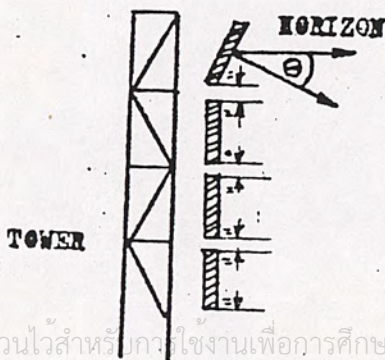
เพื่อป้องกันไม่ให้เกิด Null point ในวาทกรณีใด ๆ จึงนำเอาวิธีที่เรียกว่า "Null Fill-in" มาใช้ เพื่อให้มีความเข้มของสัญญาณพอเพียงสำหรับเครื่องรับ ณ จุดที่เคยเป็น Null มาก่อน และการ Null Fill-in ที่ดีที่สุดจะก่อให้เกิด Field Strength เกือบเท่ากันทุกแห่งในขอบเขตการให้บริการ

มีวิธีการ Null Fill-in อยู่หลายวิธี ซึ่งอาจจะแบ่งได้ดังนี้

ก. Mechanical Arrangement

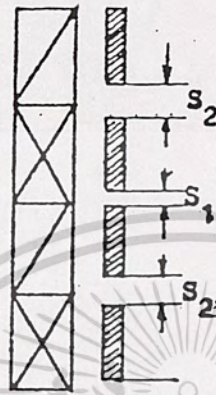
โดยการให้แต่ละ stack ของสายอากาศได้รับ Power ที่ phase เดียวกัน

ข. Tilt สายอากาศแนวเฉียงหรือหลายแนว เช่น ตัวอย่างในรูป ๔.๗



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒. จักรยะห่างของแต่ละ stack ในแนว Vertical ให้ไม่เท่ากัน



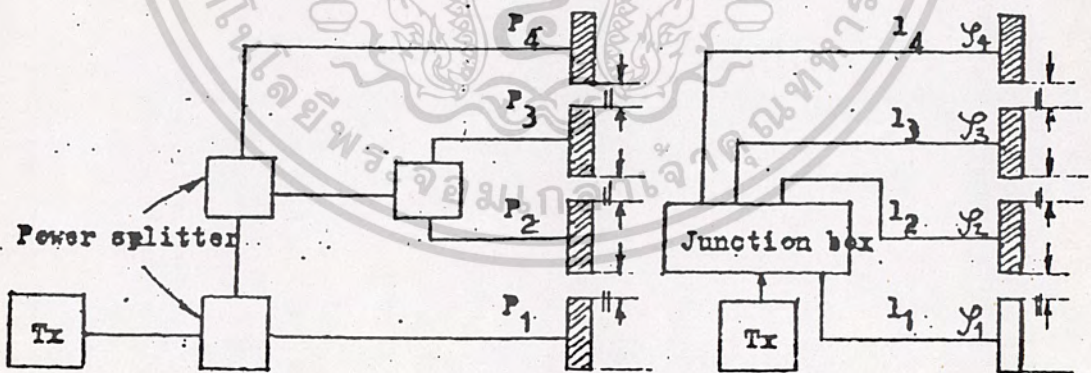
รูป ๘

๓. Electrical Arrangements

โดยให้สายอากาศแต่ละแผง มีระยะห่างเท่ากัน และอยู่ในแนว Vertical

๑. โดยการจ่าย Power ให้สายอากาศแต่ละแผงไม่เท่ากัน (รูป ๙)

๒. โดยการจ่าย Power ให้สายอากาศแต่ละแผงด้วย Phase ที่ต่างกัน (รูป ๙.๑๐)



รูป ๙

รูป ๙.๑๐

วิธีการทั้งหมดที่กล่าวมา วิธีจัด Phase เป็นวิธีนิยมใช้อย่างแพร่หลาย..

กว่าวิธีอื่น ๆ เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๔ Type of Television Transmitting Antenna

การส่งวิทยุ โทรทัศน์ ในย่านความถี่ 40 MHz ถึง 900 MHz ใช้สายอากาศหลายชนิดด้วยกัน ดังแสดงในตาราง

Antenna Type	VHF	UHF
Dipole antenna	1. Super Gain 2. 4 Dipole with Reflector 3. Skew Antenna 4. Yagi Antenna	1.4- Dipole with Reflector 2. Yagi Antenna
Slot antenna	1. Slot Antenna 2. Travelling wave Slot antenna 3. Slot Ring Antenna	1. Slot Antenna 2. Omnidirect antenna 3. Coaxial antenna 4. Slot Excited corner Reflector

Datwing

1. Super-turnstile

สำหรับในประเทศไทย สายอากาศเครื่องส่งโทรทัศน์ในย่าน Band III ส่วนใหญ่

จะเป็นแบบ 4 - Dipole with Reflector

โดยทั่วไปสายอากาศในย่าน VHF - TV จะมี Power gain ในย่าน

8 - 13 dB ส่วนในย่าน UHF - TV จะอยู่ในย่าน 13 - 15 dB

๕ Dipole Antenna with Reflector

สายอากาศแบบ Dipole with Reflector มีหลายแบบ ตามรูป ๔.๑๑

๑. ประกอบด้วย $\frac{1}{2}$ dipole with Reflector

๒. ประกอบด้วย $\frac{1}{2}$ dipole 2 ชุด พร้อม Reflector

๓. ประกอบด้วย $\frac{1}{2}$ dipole 4 ชุด พร้อม Reflector

3.1 BLOCK DIAGRAM

การที่จะทราบถึงการทำงานของวงจร F.M. TRANSMITTER 100 W. นั้น ว่าเป็นระบบการทำงานเป็นอย่างไร จึงมีความจำเป็นที่จะต้องศึกษาระบบต่างๆของวงจรเสียก่อน จากรูป บล็อกโคอะแกรม จะเห็นส่วนต่างๆของวงจรเครื่องส่งวิทยุ ซึ่งเป็นหลักการทำงานของเครื่องส่งระบบ F.M. TRANSMITTER 100 W. แบ่งการทำงานของระบบออกได้เป็นส่วนๆ ดังต่อไปนี้

F.M. STEREO MULTIPLEX

ภาค F.M. STEREO MULTIPLEX เป็นภาคที่นำสัญญาณเสียงทางกันซ้าย และทางกันขวา มารวมกันที่ภาค AUDIO MATRIX โดยสัญญาณคลื่นเสียง BASE BAND อยู่ในย่านความถี่ 50 HZ ถึง 15 KHZ ซึ่งเป็นสัญญาณเสียง สัญญาณสเตอริโอ (19 KHZ, 23 KHZ และ 53 KHZ) ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาห้สัญญาณไหลออก ความถี่ 19 KHZ กับสัญญาณผลต่างระหว่างซ้ายกับขวา (L-R) ที่มอดูเลต กับคลื่นพาห้ย่อย 38 KHZ แบบกับเมื่อใช้กับแอมป์ มีแอมป์ความถี่ด้านข้างแต่คลื่นพาห้ไม่มี เนื่องจากถูกกรองออกไปก่อนส่งออกอากาศ เมื่อรวมสัญญาณ L - R และ L + R แล้ว ก็เป็นสัญญาณ COMPOSITE SIGNAL เพื่อที่จะส่งต่อไปยังภาค F.M. MODULATOR

F.M. MODULATOR

เป็นภาคที่ทำกรผสมสัญญาณจากภาค F.M. STEREO MULTIPLEX เข้ากับคลื่นวิทยุแบบ FREQUENCY MODULATION ที่วงจร VCO (VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR) VCO คือ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เปลี่ยนความถี่ โดยการใช้นแรงไฟ ที.ซี. มาควบคุม โดยอาศัยอุปกรณ์ VARCTOR DIODE ซึ่งมีคุณสมบัติเปลี่ยนค่า คาปาซิแทนซ์ ไล่ตามแรงไฟไบอัส เมื่อเรานำ VARACTOR DIODE ไปที่ตัว คาปาซิแทนซ์ ในวงจรพ่วงค์ ความถี่ RESONANT ของวงจรพ่วงค์ ก็จะเปลี่ยนไป ตามแรงไฟ ที.ซี. ของวงจร VCO

FREQUENCY COUNTER

เป็นภาคที่ใช้ในการแสดงผลของความถี่คลื่นวิทยุกระจายเสียงย่านความถี่ ตั้งแต่ 87.5 ถึง 108 MHZ ซึ่งใช้สำหรับตรวจสอบความถี่ที่จะออกอากาศได้อย่างถูกต้อง

SCA. (SUBSIDIARY COMMUNICATION AUTHORIZATION) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ภาคคลื่นพาห้ย่อย ในระบบเอฟเอ็ม คลื่นเสียงจะถูกมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห้ โดย

โดยการทำให้ความถี่คลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่เสียง คลื่นเสียงที่นำมามอดูเลตนี้มีความถี่
อย่างสูงก็เพียง 15 KHZ ในระบบเอฟ.เอ็ม. SCA ใช้ความถี่คลื่นพาห์ย่อยเท่ากับ 67 KHZ

15 WATTS AMPLIFIER

เป็นภาคที่ขยายความถี่จากภาค F.M. MODULATOR ให้สูงขึ้นจาก
มิลลิวัตต์ ไทกลายเป็น 15 วัตต์ แล้วผ่านวงจรฮาร์โมนิกฟิลเตอร์ เพื่อกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก
ไป เหลือแต่ความถี่ที่ต้องการผ่านไปเท่านั้น

100 WATTS AMPLIFIER

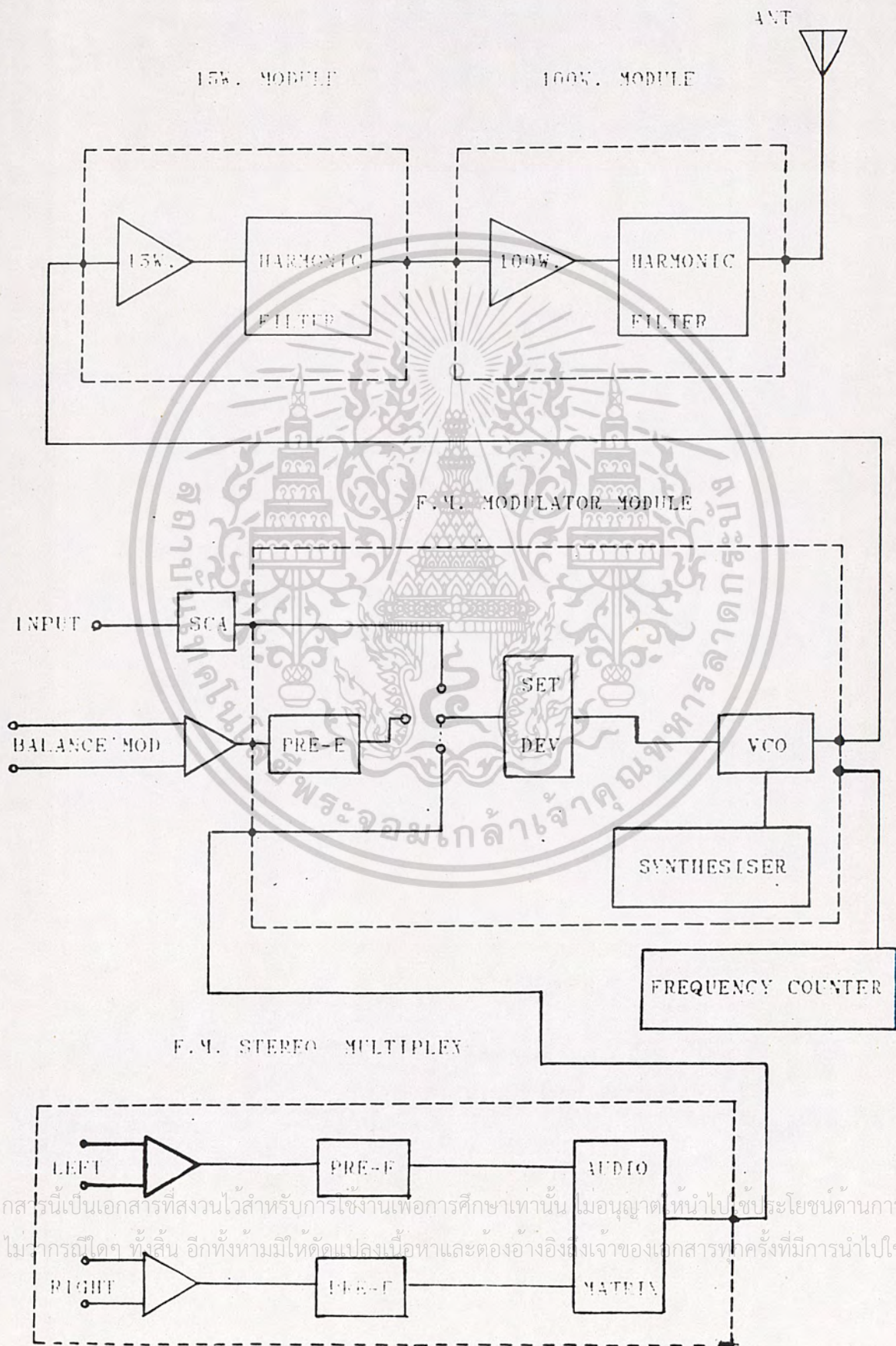
เป็นภาคที่ขยายกำลังของคลื่นวิทยุให้สูงขึ้น โดยมีอินพุท เท่ากับ 15 วัตต์ เพื่อผ่าน
วงจรขยาย 100 วัตต์ แล้วก็มีกำลังสูงขึ้นเป็น 100 วัตต์ แล้วก็ผ่านวงจรฮาร์โมนิกฟิลเตอร์ เช่น
เดียวกับภาคขยายกำลังคลื่นวิทยุ 15 วัตต์ แล้วส่งต่อไปยังสายอากาศ เพื่อทำการกระจายคลื่น

ANTENNA

เป็นระบบสายอากาศแบบวิกิโพล ซึ่งเป็นสายอากาศที่ใช้งานทั่วไปในระบบเอฟ.
เอ็ม.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 CIRCUIT DESCRIPTION

เมื่อได้ทราบถึงหลักการโดยทั่วไปของ F.M. TRANSMITTER 100 W. แล้วจาก BLOCK DIAGRAM ว่ามีการทำงานอย่างไร คราวนี้มากลึงวงจรต่างๆ จะทำงานกันอย่างไรบ้าง

F.M. STEREO MULTIPLEX

จากวงจรสัญญาณเสียง (AUDIO SIGNAL) จะเข้ามาทาง T_1 และ T_2 เป็นสัญญาณเสียงทางคานซ้าย (LEFT) และสัญญาณเสียงทางคานขวา โดย T_1 และ T_2 เป็น MATCHING TRANSFORMER ที่มีอินดักแทนทางคานไพรมารี 600 โอห์ม คานเซคันดารี 600 โอห์ม ผ่านวงจรปรับแอมป์ R_1, C_1 และ R_2, C_2 ต่อ COUPLING C_4 ไปยังวงจร BALANCE โดยที่ IC_1 เป็น $L + R$ ต่อไปยัง COMPOSITE SIGNAL เพื่อต่อไปยังภาค VCO ส่วน IC_{22} นั้น เป็น $L - R$ ซึ่งจะทำการต่อไปยังภาค AUDIO MATRIX ที่ IC_2 ในภาค AUDIO MATRIX นี้จะประกอบด้วยสัญญาณไหล้อต ซึ่งมีขั้นตอนในการผลิตความถี่ขึ้นมากดังนี้ คือ ภาคออสซิลเลเตอร์ จะใช้ X-TAL ความถี่ 3.8 MHz กำเนิดความถี่ โดยใช้ IC_5 จากเอาพุท IC_5 ต่อไปยังวงจรหารความถี่ลง 5 ที่ IC_6 เป็นความถี่เท่ากับ 760 KHZ หาร 10 ที่ IC_7 จะได้ความถี่ 76 KHZ เมื่อได้ความถี่ 76 KHZ แล้วก็ผ่านวงจรอีกที่ IC_4 ก็จะได้สัญญาณไหล้อต 19 KHZ ออกมา พร้อมทั้งสัญญาณ 38 KHZ สัญญาณ 38 KHZ ก็จะไปยังวงจร MATRIX IC_3 ที่ขา 8 ส่วนสัญญาณไหล้อต 19 KHZ ก็ส่งเข้าไปที่อินพุทของ IC_3 หรือที่ COMPOSITE SIGNAL

F.M. MODULATOR

สัญญาณจาก BALANCE MONO, SCA, F.M. STEREO MULTIPLEX สัญญาณเหล่านี้จะสามารถเลือกผ่าน IC_1 จะมี VR. สำหรับปรับ DEVIATION SET ซึ่งจะปรับสัญญาณจาก IC_1 ให้ได้ 75% แล้วส่งต่อไปยังภาคอินพุทของ VCO ต่อไป เพื่อที่จะผสมสัญญาณเสียงกับคลื่นวิทยุโดยผ่าน IC_2 โดยการทำงานของ X-TAL ความถี่ 1 MHz เป็นความถี่อ้างอิงภาคออสซิลเลเตอร์ ใช้ IC_{19} เป็นตัวกำเนิดความถี่ ต่อไปยัง IC_{18} ใช้ประโยชน์เพื่อหารความถี่ลงให้เหลือ 6.25 KHZ ให้ตัดเป็นความถี่อ้างอิงในระบบ PLL (PHASE LOCK LOOP) เมื่อมีการทำงานในระบบ PLL แล้ว PROGRAM สามารถเลือกหาความถี่ได้ตั้งแต่ 87.5 ถึง 108 MHz

โดยที่ DIP SWITCH ก็จะได้ RF. OUT PUT ออกที่ IC 6 ซึ่งมีกำลังเสียง 100 มิลลิวัตต์
เท่านั้น

SCA

มี IC 1 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ 67 KHZ ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ที่ VR.7
(FREQUENCY ADJUST) โดยที่สัญญาณเสียงจะเข้ามาที่ R 2 ส่งไปยัง IC 1 ซึ่งภายใน IC
จะผสมสัญญาณเสียงกับคลื่นวิทยุแบบเอฟ.เอ็ม. แล้วจะได้นิวสัญญาณเอาพุท ออกมาที่ R 19 แล้วก็
จะนำไปที่ ภาค F.M. MODULATOR เพื่อที่จะฝากคลื่นพาห้อย 67 KHZ นี้ไปกับคลื่นปกติ

15 WATTS AMPLIFIER

สัญญาณ IC 6 ภาคเอาพุทของ VCO นั้นจะมาเข้าที่อินพุทของ 15 WATTS AMPLIFIER
จะผ่าน R 1 เข้าของ BASE ของ Q 1 ซึ่งจะ COUPLING ที่ COLLECTOR ของ Q 1 โดยผ่าน
C 6 และไปเข้าขาเบสของ Q 2 ซึ่งจะเป็นตัวขยายกำลัง 15 วัตต์ โดยมี C 17 ที่เป็นตัวปรับ ฮาโมนิค
ที่สองออกไป เพื่อลดความถี่ที่ของการเพี้ยน

100 WATTS AMPLIFIER

ทางด้านอินพุท ผ่าน C 1 มี C 2 ต่อดงกราว์เพื่อที่จะปรับค่า C 2 นี้ ให้เที่ยงค้ เพื่อที่
จะขยายกำลังต่อไป ต่อไปยัง Q 1, Q 2 ซึ่งต่อกันแบบขนานอยู่ แล้วที่เอาพุทของ Q 1, Q 2 นี้
ก็จะมี C 10 ไว้รับฮาร์โมนิคที่ลดเทออร์ ผ่านวงจร π มี T 1 สำหรับ LINK ไปยังวงจร REFLECT
และ POWER เอาพุท เพื่อที่จะได้คลื่นที่ออกไปยังสายอากาศ และวัดกำลังของเครื่องส่งซึ่งมี VR 2
และ VR 3 ไว้สำหรับปรับเสถียรของมิเตอร์ จากวงจรนี้จะได้ออกกำลังขยาย อาร์.เอฟ. 100 วัตต์

ANTENNA

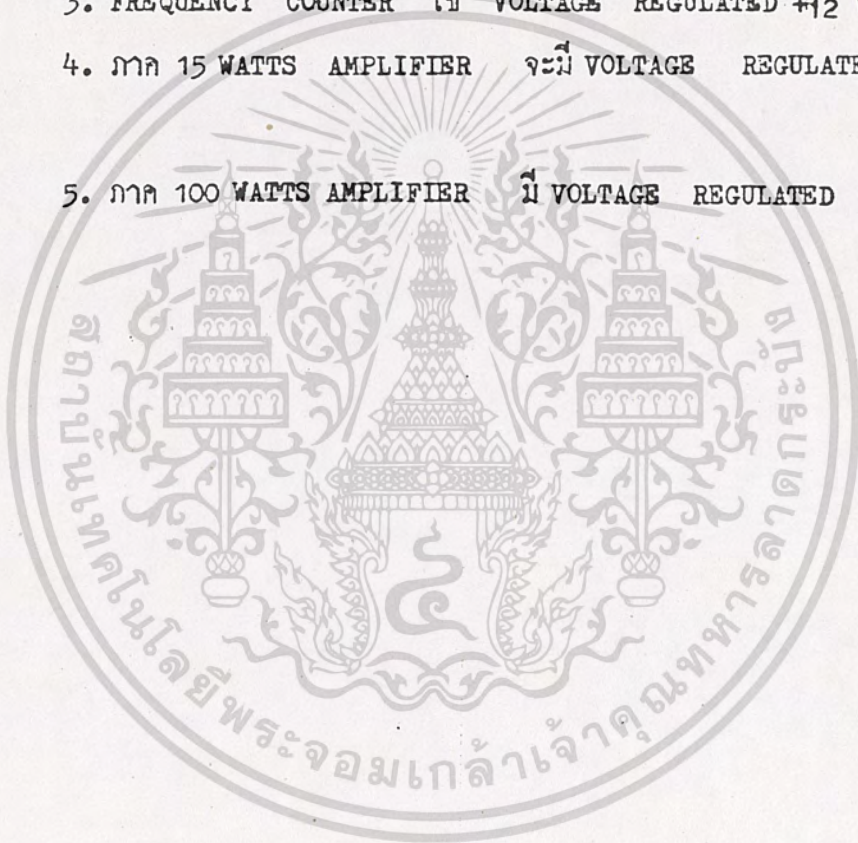
เป็นสายอากาศแบบ วี-โคโหล ซึ่งปรับปรุงมาจากแบบโคโหลนั่นเองสายทรานสมิทชัน
ให้สาย 50 โอห์ม เบอร์ RG -8 เพื่อใช้เชื่อมต่อระหว่างเครื่องส่งกับระบบสายอากาศ โดยปรับ
เครื่องส่งเพื่อให้ได้กำลังออกอากาศได้มากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

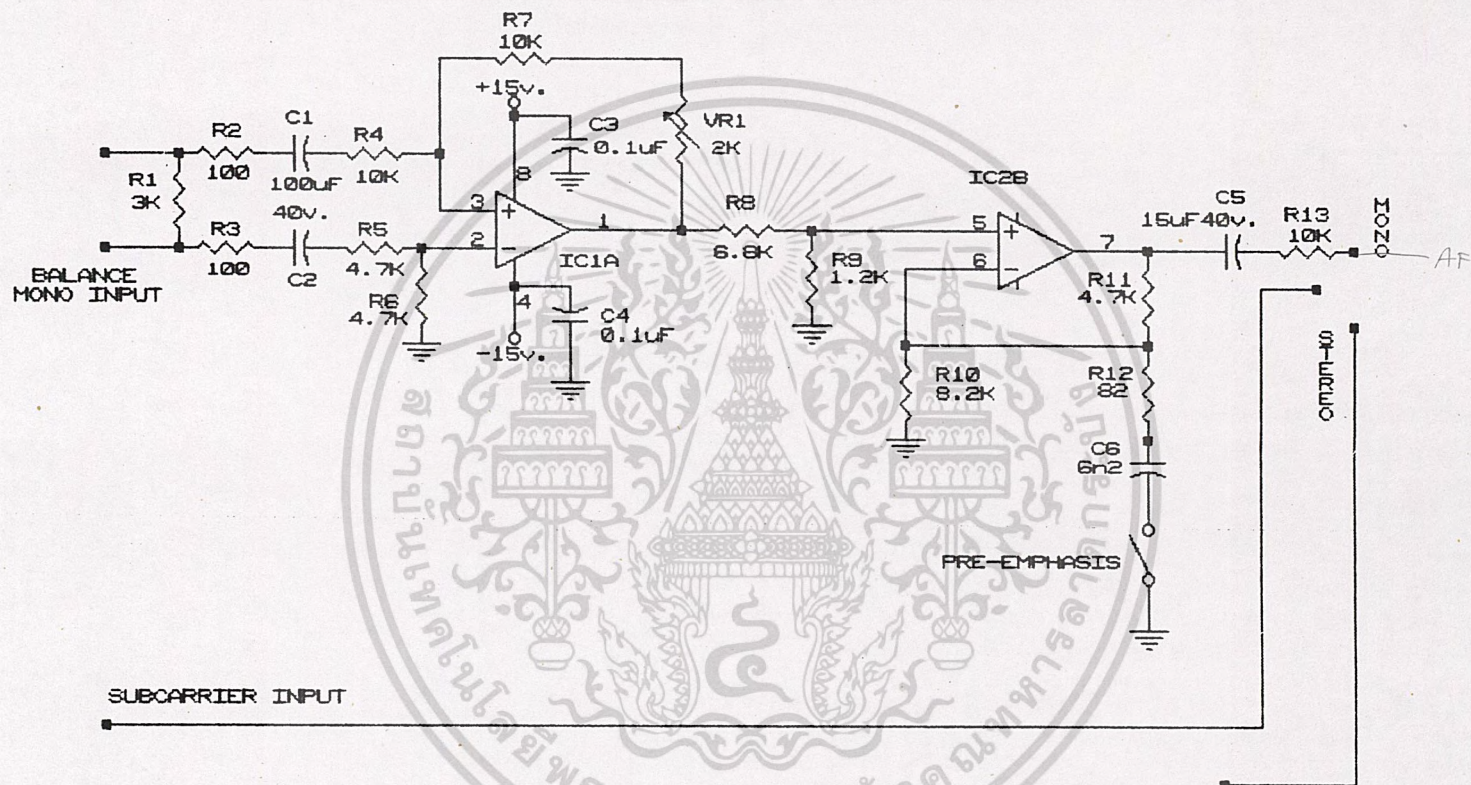
POWER SUPPLY

ภาคจ่ายไฟสามารถใช้ได้ทั้งไฟฟ้า 120 VAC และ 220 VAC ซึ่งสามารถแยกออกเป็นส่วนๆ ได้ดังนี้

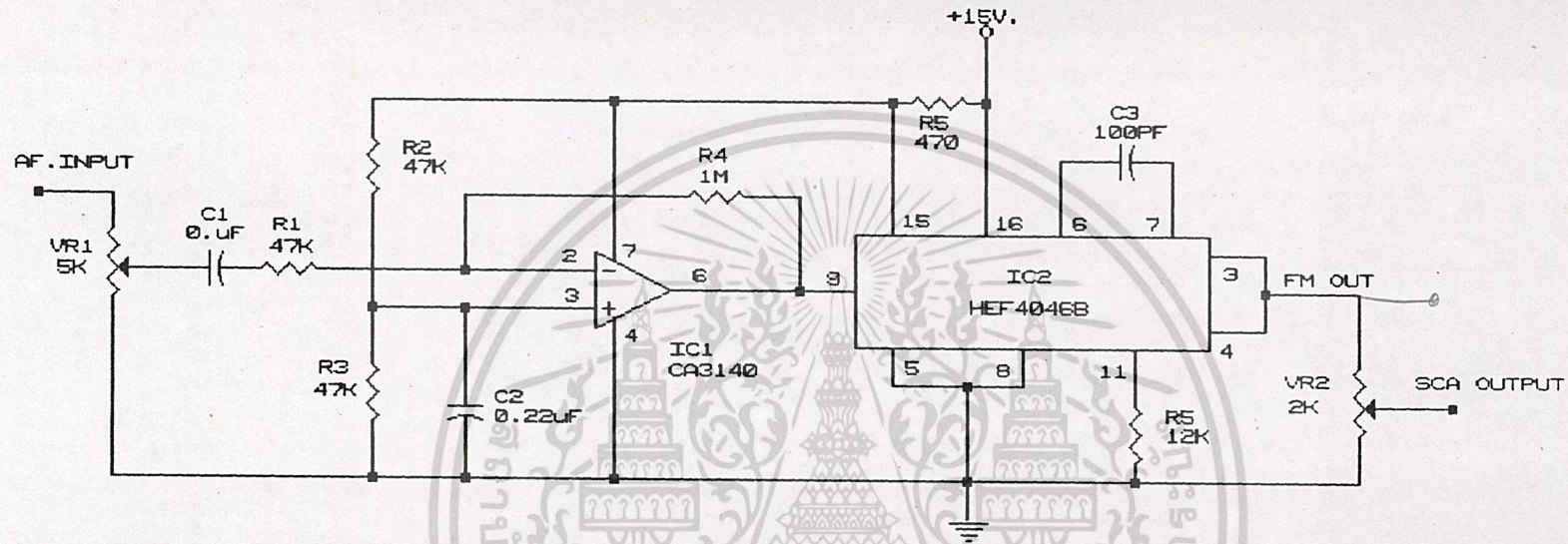
1. ภาค F.M. STEREO MULTIPLEX จะมี VOLTAGE REGULATED อยู่ 3 จุด คือ +15 V, -15V และ + 12 V
2. ภาค F.M. MODULATOR จะมี VOLTAGE REGULATED อยู่ 2 จุด คือ +15 V , -15 V
3. FREQUENCY COUNTER ใช้ VOLTAGE REGULATED +12 V.
4. ภาค 15 WATTS AMPLIFIER จะมี VOLTAGE REGULATOR + 20V และ +34V
5. ภาค 100 WATTS AMPLIFIER มี VOLTAGE REGULATED อยู่จุดเดียว คือ +28V.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

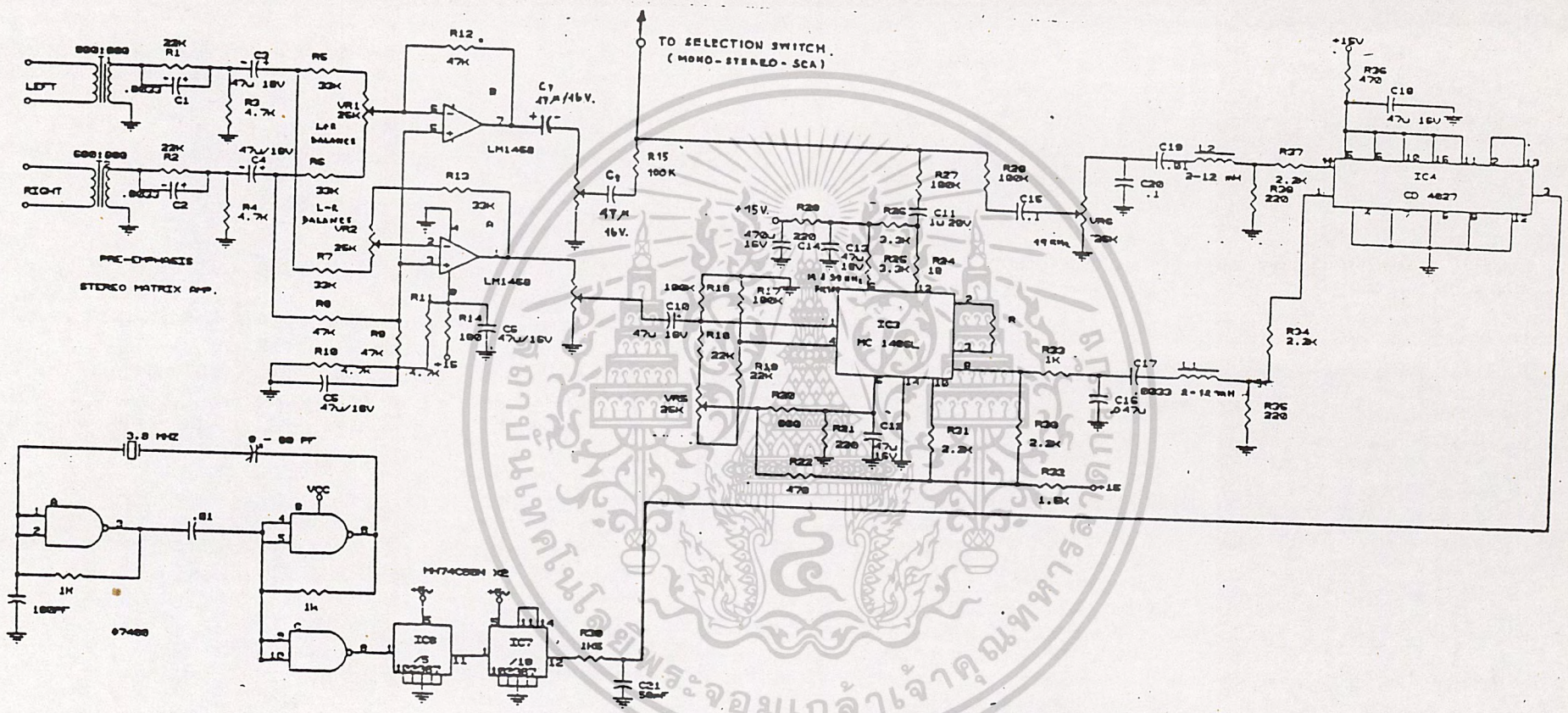


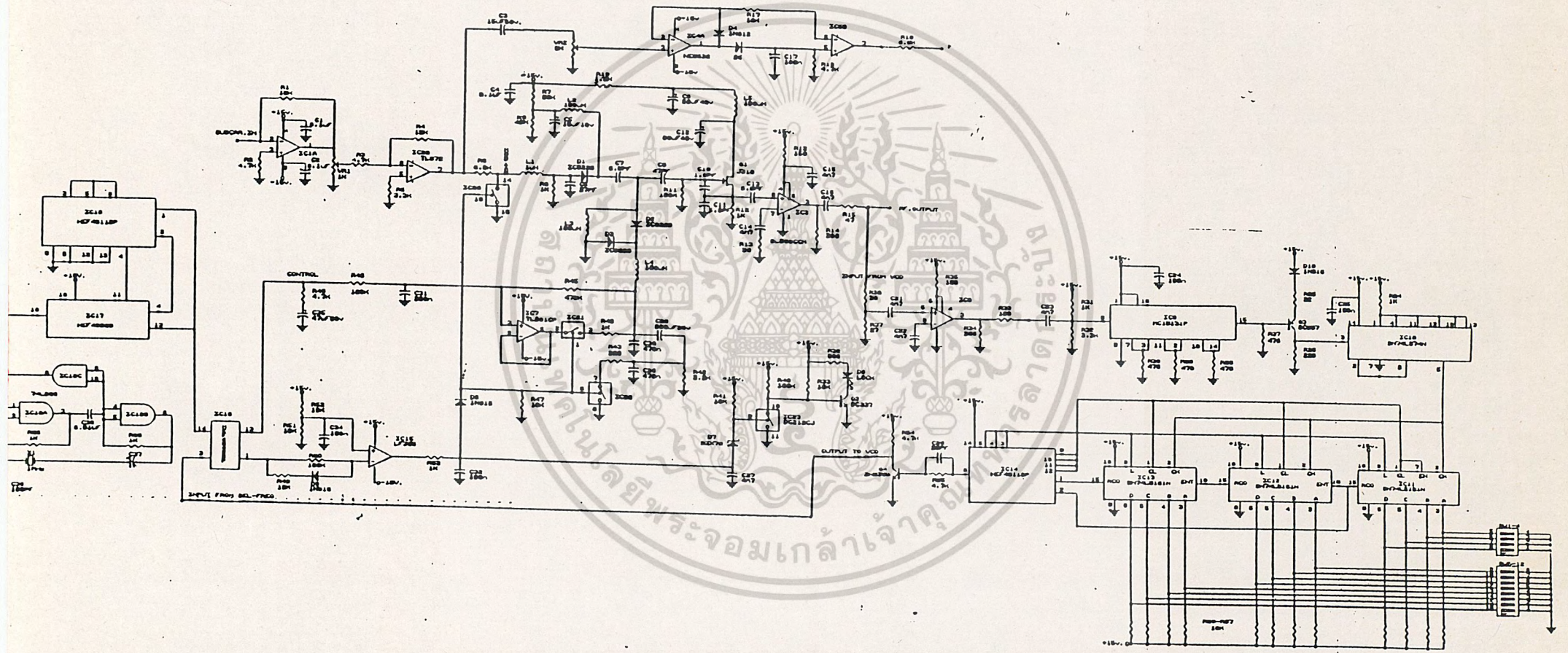
Title		BALANCE MONO CIRCUITS	
Size	Document Number	REV	
A			
Date:	January 1, 1980	Sheet	of 1



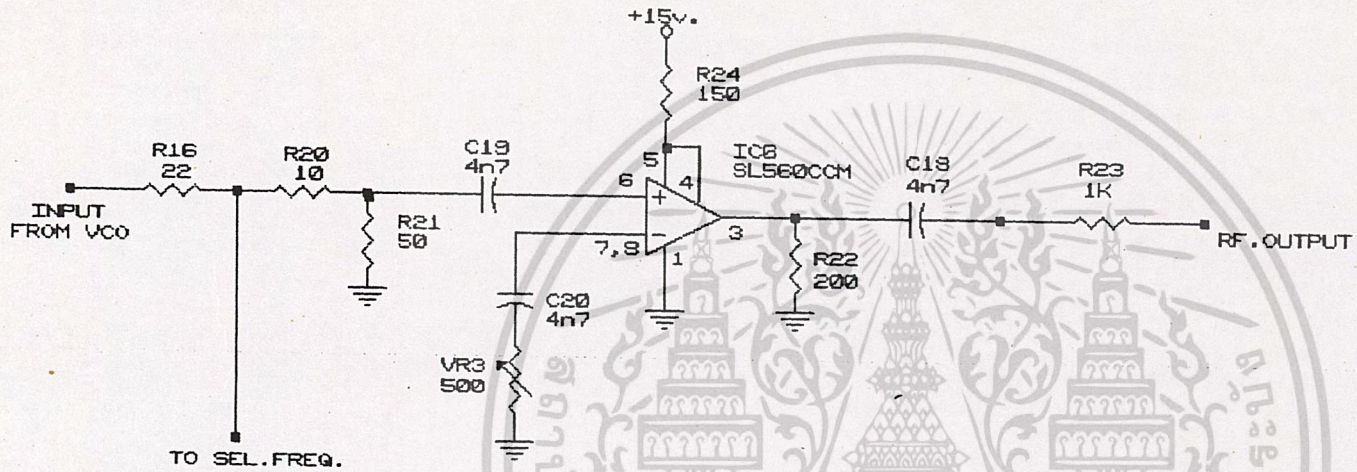
SCA (ทวีจรพสมสลับทางความถี่ (FM) ที่ความถี่ 67 KHz)

MOD

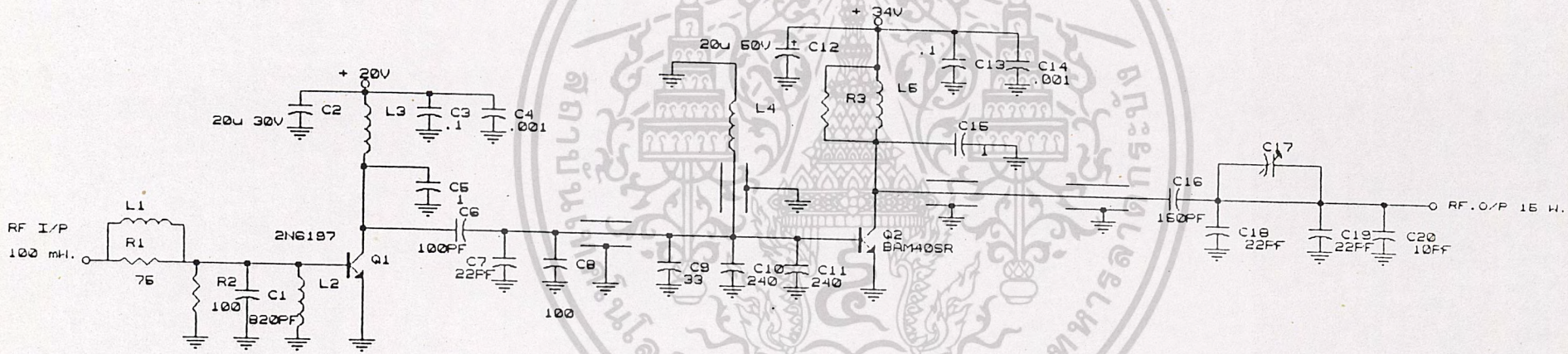




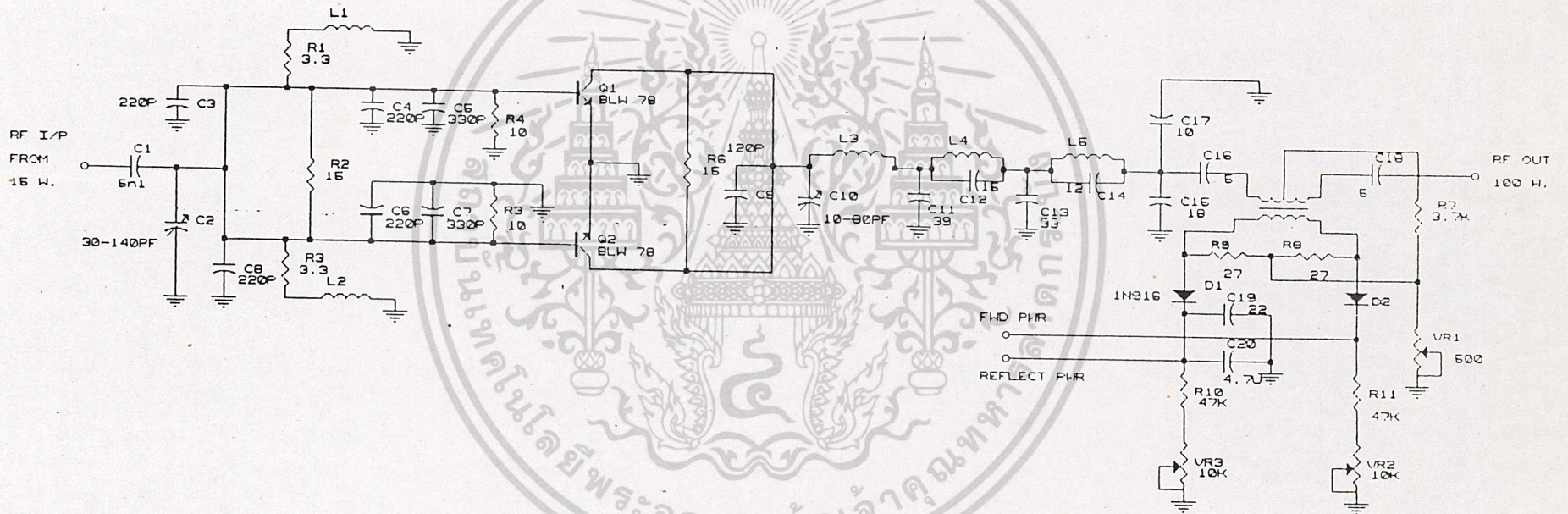
VCO AND FREQ. PROGRAM



Title		RF.OUTPUT 100mW	
Size Document Number		REV	
A	PROJECT #II	001	
Date: November 9, 1990		Sheet 2 of	

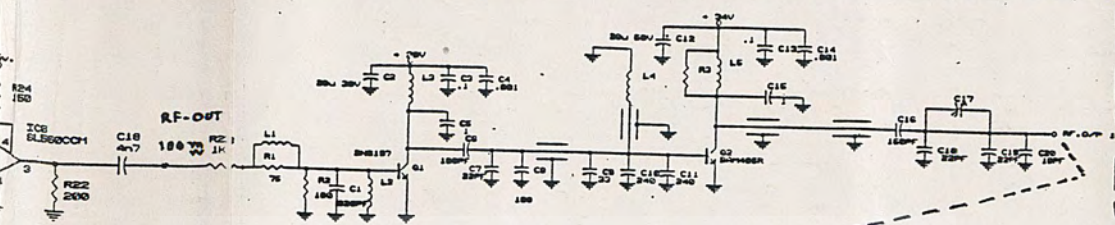


RF. AMPLIFIER - 15 W.



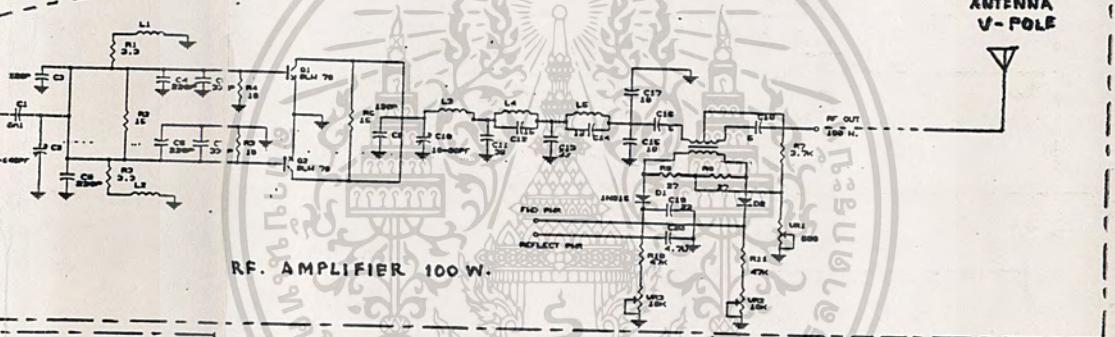
RF. AMPLIFIER -100W.

RF. AMPLIFIER AND ANTENNA



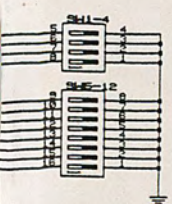
TD - RF. AMP - 100 W.

RF. AMPLIFIER - 15 W.



RF. AMPLIFIER 100 W.

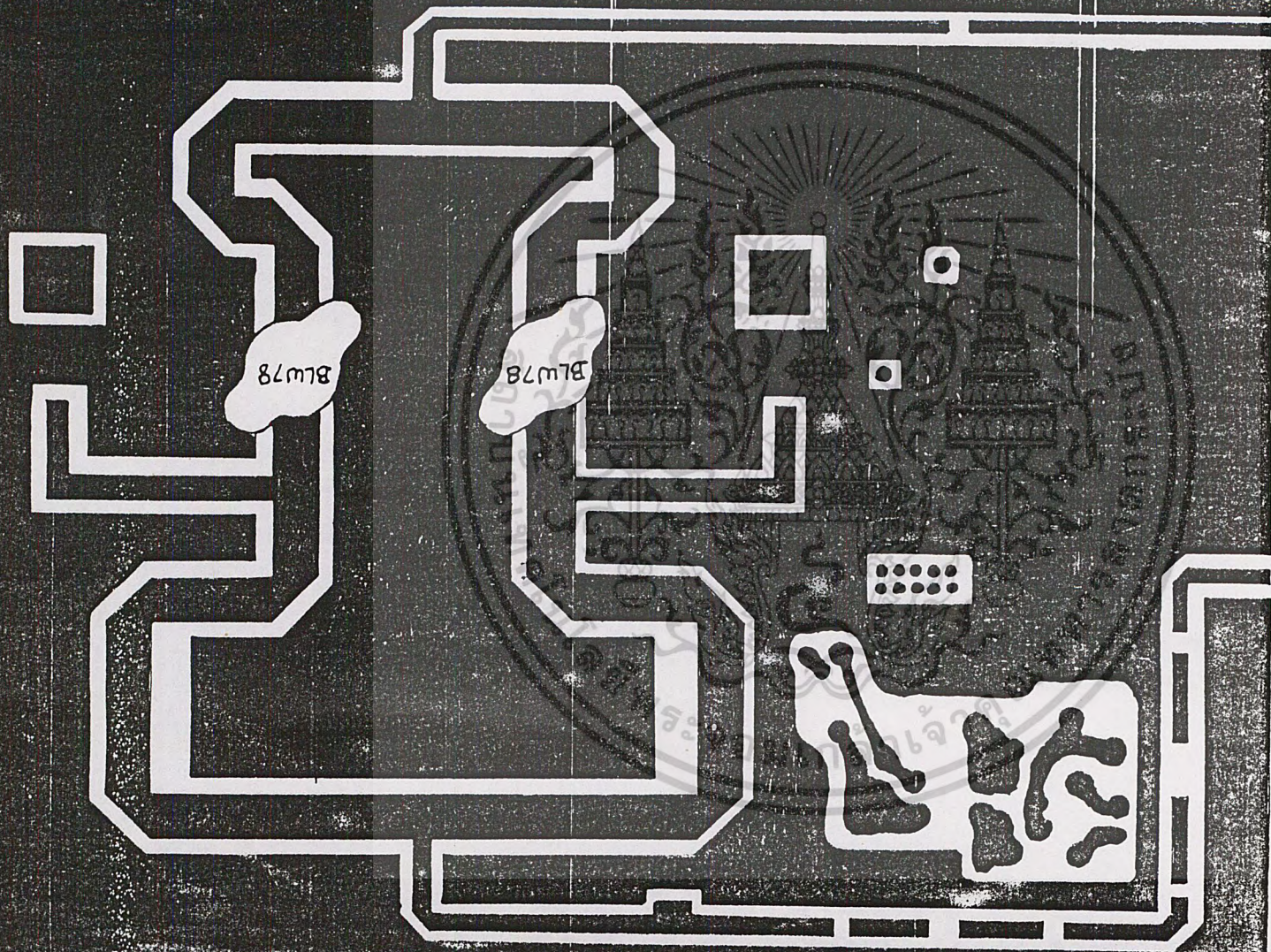
ANTENNA V-POLE



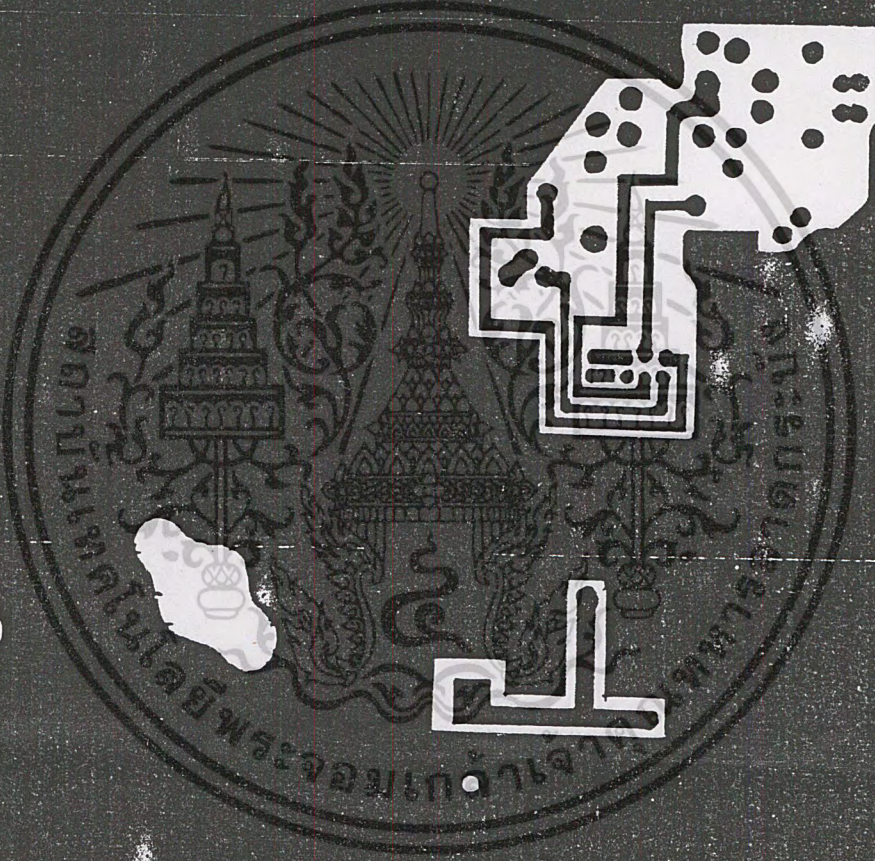
TITLE		
FM. TRANSMITTER - 100 W		
SIZE	DOCUMENT Number .	REV.
DATE : NOVEMBER 1, 1990 Sheet of 1		

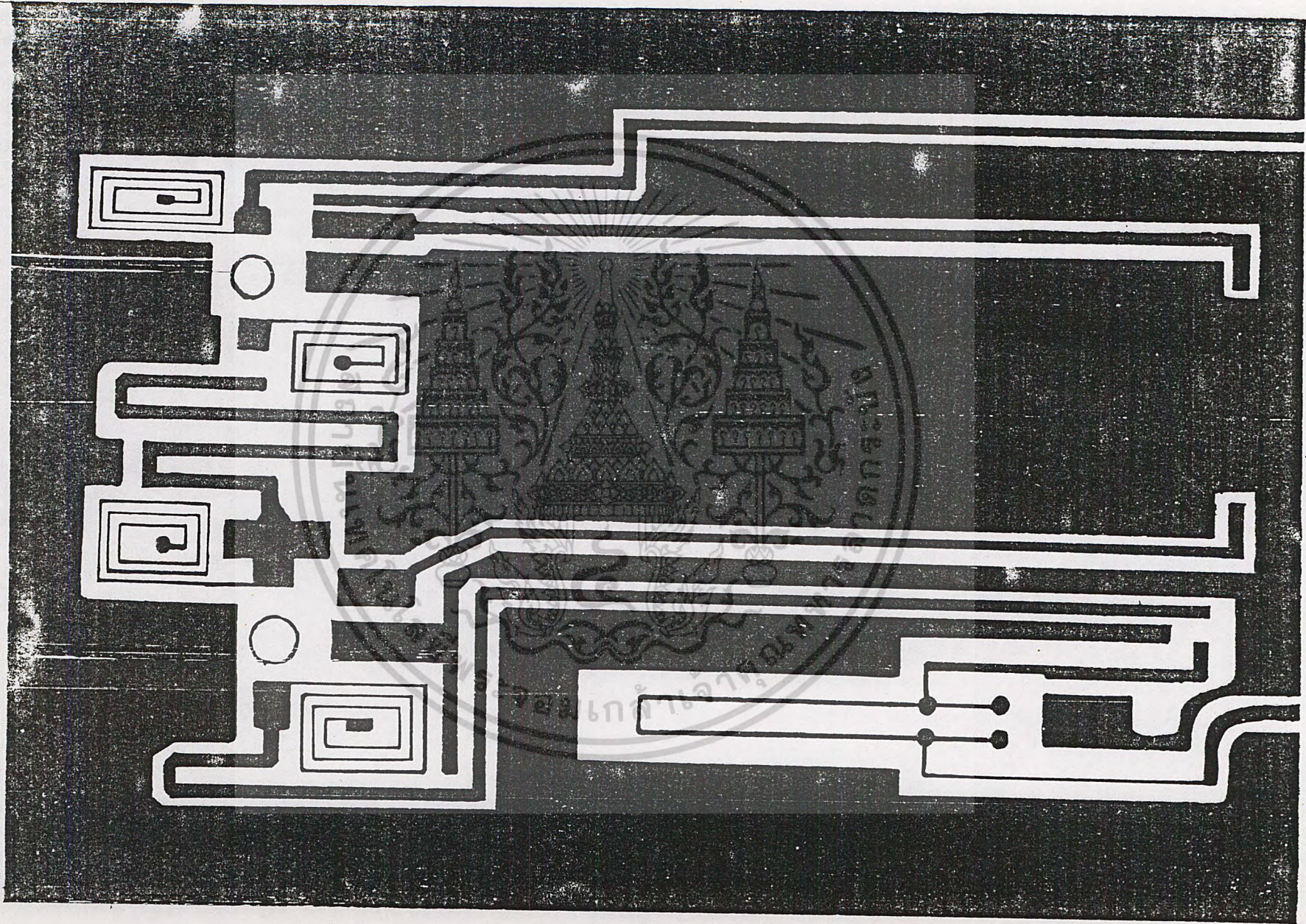
R.F. IN PUT

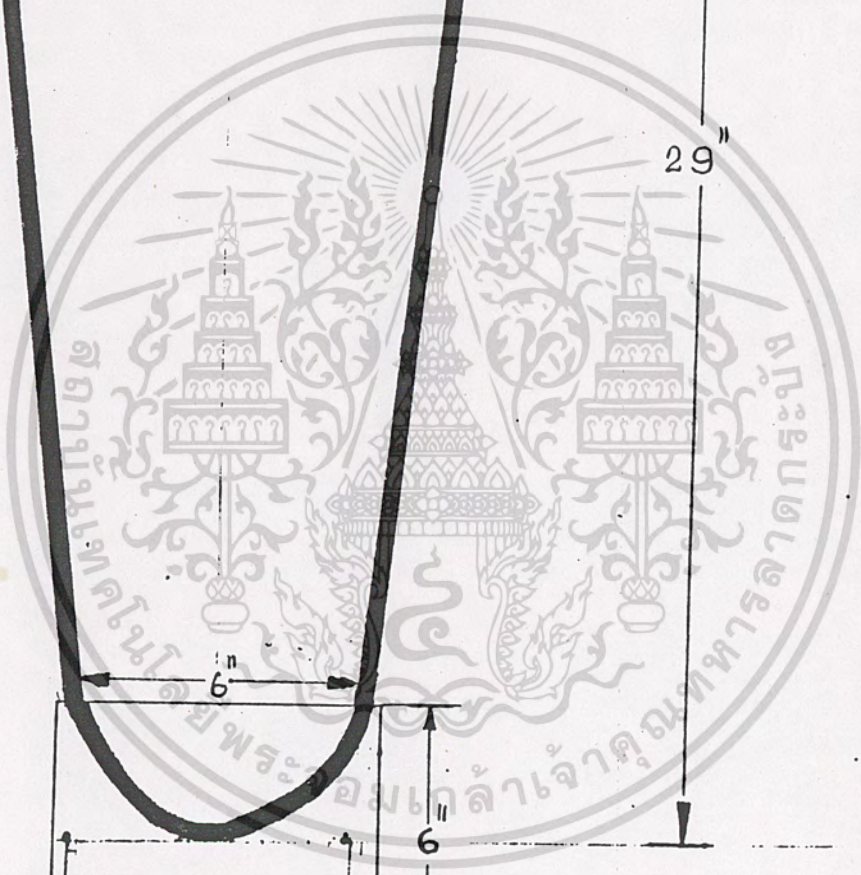
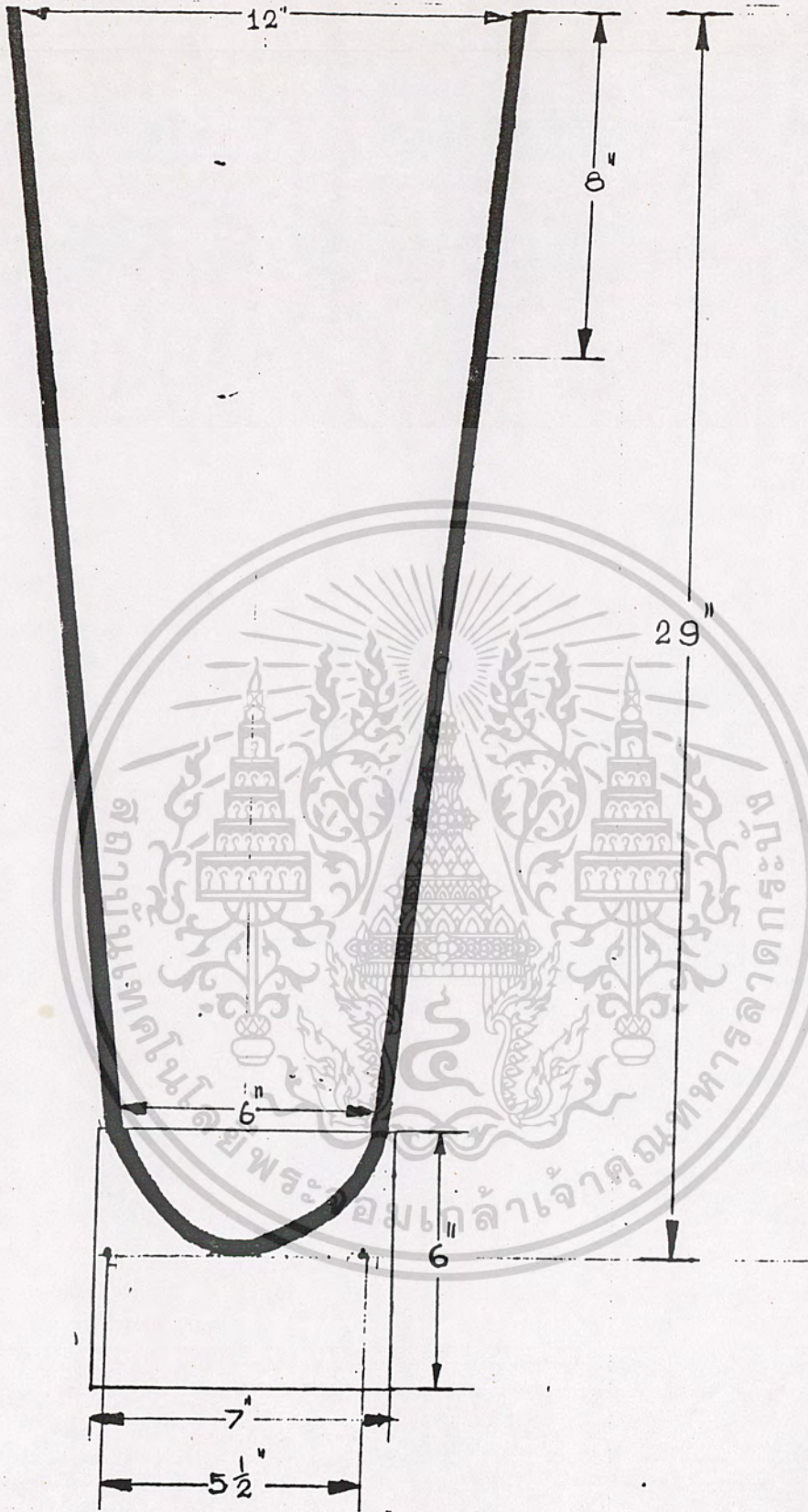
R.F. OUT PUT
(100W.)



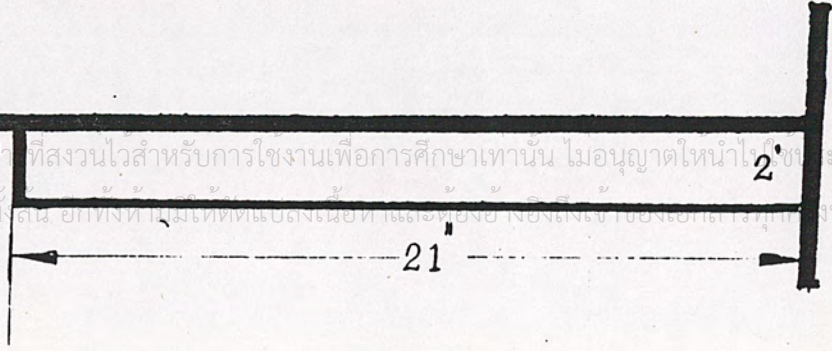
101







เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต
 ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่พิมพ์โดยกรมส่งเสริมการศึกษานอกระบบ ซึ่งขอสงวนสิทธิ์ในการนำไปใช้



PART LISTBALANCE MONO

<u>REF. SYMBOL</u>	<u>DESCRIPTION</u>
C1 THRU C2	CAP. 100 μ F 40V
C3 THRU C4	CAP, MICA 0.1 μ F 100V
C5	CAP. 15 μ F 40V
C6	CAP, MICA 6.2nF 100V
R1	RES 3K OHM 1/4W 5%
R2 THRU R3	RES 100 OHM 1/4W 5%
R4 THRU R7	RES 10K OHM 1/4W 5%
R5 THRU R6	RES 4.7K OHM 1/4W 5%
R8	RES 6.8K OHM 1/4W 5%
R9	RES 1.2K OHM 1/4W 5%
R10	RES 8.2K OHM 1/4W 5%
R11	RES 4.7K OHM 1/4W 5%
R12	RES 820 OHM 1/4W 5%
VR1	POT 2K OHM 1/4W 10%
IC1 THRU IC2	IC, TL072

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STEREO MATRIX AMP.

<u>REF. SYMBOL</u>	<u>DESCRIPTION</u>
C1 THRU C2	CAP, MICA 0.0033 F 100V
C3 THRU C9	CAP, 47 μ F 16V ELECTROLYTIC
C10	CAP, 47 μ F 16V ELECTROLYTIC
C11	CAP, 1 μ F 16V ELECTROLYTIC
C12 THRU C13	CAP, 47 μ F 16V ELECTROLYTIC
C14	CAP, 470 μ F 16V ELECTROLYTIC
C15 THRU C20	CAP, MICA 0.1F 100V
C16	CAP, MICA 0.047 μ F 100V
C18	CAP, 47 μ F 16V ELECTROLYTIC
C19	CAP, MICA 0.01 μ F 100V
C21	CAP, MICA 56 PF 100V
C22	CAP, SILVER MICA 47 PF 1%
VC23	TRIMMER, 7-100 PF
R1 THRU R2	RES 22K OHM 1/4W 5%
R18 THRU R19	RES 22K OHM 1/4W 5%
R3 THRU R4	RES 4.7K OHM 1/4W 5%
R10 THRU R11	RES 4.7K OHM 1/4W 5%
R5 THRU R7	RES 33K OHM 1/4W 5%
R7 THRU R13	RES 33K OHM 1/4W 5%
R8 THRU R9	RES 47K OHM 1/4W 5%
R10 THRU R11	RES 4.7K OHM 1/4W 5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R11	RES 100 OHM 1/4W 5%
R15 THRU R17	RES 100K OHM 1/4W 5%
R27 THRU R28	RES 100K OHM 1/4W 5%
R29	RES 680 OHM 1/4W 5%
R21	RES 220 OHM 1/4W 5%
R22	RES 170 OHM 1/4W 5%
R23	RES 1K OHM 1/4W 5%
R24	RES 10 OHM 1/4W 5%
R25 THRU R26	RES 3.3K OHM 1/4W 5%
R29 THRU R38	RES 220 OHM 1/4W 5%
R30 THRU R31	RES 2.2K OHM 1/4W 5%
R32 THRU R39	RES 1.5 K OHM 1/4W 5%
R33 THRU R37	RES 2.2K OHM 1/4W 5%
R41	RES 1M OHM 1/4W 5%
VR1 THRU VR5	POT 1M OHM .5W 10%
IC1 THRU IC2	IC, CM 1458
IC3	IC, MC 1496 L
IC4	IC, CD 4027
IC5	IC, 7400
IC6 THRU IC7	IC, MM 74C90N
T1 THRU T2	TRANSFORM MATCHING
	600:600 OHM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วาทกรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR

<u>REF. SYMBOL</u>	<u>DESCRIPTION</u>
C1 THRU C4	CAP, MICA 0.1 μ F 100V
C3	CAP, 15 μ F 50V ELECTROLYTIC
C5	CAP, 15 μ F 16V ELECTROLYTIC
C6	CAP, MICA 27PF 100V
C7 THRU C13	CAP, MICA 6.8PF 100V
C8 THRU C30	CAP, MICA 47PF 100V
C9	CAP, 50 μ F 40V ELECTROLYTIC
C10	CAP, MICA 1.8PF 100V
C11	CAP, SILVER MICA 5.6PF 100V
C14 THRU C21	CAP, MICA 47nF 100V
C17 THRU C34	CAP, MICA 100nF 100V
C26	CAP, MICA 22PF 100V
C28	CAP, MICA 470nF 100V
C29	CAP, 500nF 25V ELECTROLYTIC
C31	CAP, MICA 220nF 100V
C35	CAP, 47F 50V ELECTROLYTIC
C36	CAP, MICA 47PF 100V
VC37	TRIMMER 7-100 PF
L1	INDUCTANCE 1 μ F
L2	INDUCTANCE NO. 122 5 TURNS
L3 THRU L5	INDUCTANCE 100 μ F
D1 THRU D3	VARACTOR DIODE EC 822B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรถือโดยทั่วไป
 ไม่ควรถือโดยทั่วไป อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D4 THRU D5	DIODE 1N 912
D6 THRU D10	DIODE 1N 912
D8	LED ,BI-COLOR GRN
R1	RES 10K OHM 1/4W 5%
R2 THRU R3	RES 4.7K OHM 1/4W 5%
R4	RES 12K OHM 1/4W 5%
R5 THRU R32	RES 3.3K OHM 1/4W 5%
R6 THRU R19	RES 6.8K OHM 1/4W 5%
R7	RES 82K OHM 1/4W 5%
R9, R12, R21, R31, R44	RES 1K OHM 1/4W 5%
R10, R53, R70	RES 1.2K OHM 1/4W 5%
R11, R40, R46, R50	RES 100K OHM 1/4W 5%
R13	RES 30K OHM 1/4W 5%
R14, R22, R34	RES 200 OHM 1/4W 5%
R15	RES 47 OHM 1/4W 5%
R16, R25	RES 220HM 1/4W 5%
R18	RES 4.7M OHM 1/4W 5%
R20	RES 10 OHM 1/4W 5%
R21	RES 50 OHM 1/4W 5%
R23, R43	RES 220 OHM 1/4W 5%
R27, R28, R29, R30, R68	RES 470 OHM 1/4W 5%
R33	RES 100 OHM 1/4W 5%
R35	RES 150 OHM 1/4W 5%
R36	RES 39 OHM 1/4W 5%
R37	RES 27 OHM 1/4W 5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยัดเข้ามาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าการ R36 ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงแหล่งที่มาของการนำไปได้

R38	RES 600 OHM 1/4W 5%
R39, R47, R49, R51, R52	RES 10K OHM 1/4W 5%
R42	RES 2.2K OHM 1/4W 5%
R45	RES 470K OHM 1/4W 5%
R48, R54, R55	RES 4.7K OHM 1/4W 5%
R56 THRU R67	RES 10K OHM 1/4W 5%
R69	RES 10M OHM 1/4W 5%
VR1	POT 1K OHM .5W 10%
VR2	POT 5K OHM .5W 10%
VR3	POT 500 OHM .5W 10%
SW.1	DIP SWITCH 8 POLL
SW.2	DIP SWITCH 4 POLL
IC1 THRU IC2	IC, TL 072
IC3, IC6	IC, 560 CCM
IC4 THRU IC5	IC, NE 5532
IC7	IC, TL 081CP
IC9	IC, MC 10131P
IC10	IC, SN 74LS74M
IC11 THRU IC13	IC, SN 74LS161M
IC14, IC18	IC, HEF 4011 BP
IC15	IC, LF 356
IC16	IC, HEF 4046 BP
IC17	IC, HEF 1020 L
IC19	IC, 7400
IC20 THRU IC23	IC, DG212C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q1	XSTR, J310
Q2	XSTR, BC 337
Q3	XSTR, BC 337
Q4	XSTR, 2N 2369A
X-TAL	CRYSTAL 1MHZ

15 WATTS. AMPLIFIER

<u>REF.</u>	<u>SYMBOL</u>	<u>DESCRIPTION</u>
C1		CAP, MICA 82 PF 100V 5%
C2, C12		CAP, 20 μ F 50V ELECTROLYTIC
C3, C13		CAP, MICA 0.1 μ F 100V 5%
C4, C14		CAP, MICA 0.001 μ F 100V 5%
C5, C15		CAP, MICA 1PF 100V 5%
C6, C8		CAP, MICA 100PF 100V 5%
C7, C18, C19		CAP, MICA 22PF 100V 5%
C9		CAP, MICA 33PF 100V 5%
C10 THRU C11		CAP, MICA 240PF 100V 5%
C20		CAP, MICA 20PF 100V 5%
R1		RES 75 OHM 1/4W 5%
R2		RES 100 OHM 1/4W 5%
R3		RES 50 OHM 1/4W 5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น
 ไม่ควรนำออกนอกสถานที่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 หากต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายเอกสาร
 โทร. 0-2-253-1111 หรือ 0-2-253-1112

Q1

INDUCTANCE 0.1 μ F

XSTR, 2N6197

XSTR, BAW 405F

100 WATTS. AMPLIFIER

<u>REF. SYMBOL</u>	<u>DESCRIPTION</u>
C1	CAP, CHIP CONDENSER 5.1nF
VC2	VARIABLE CONDENSER 30-140PF
C3, C4, C6, C8	CAP, CHIP CONDENSER 220PF
C5, C7	CAP, CHIP CONDENSER 330PF
C9	CAP, CHIP CONDENSER 120PF
VC10	VARIABLE CONDENSER 10-80PF
C11	CAP, CHIP CONDENSER 39PF
C12	CAP, CHIP CONDENSER 15PF
C13	CAP, CHIP CONDENSER 33PF
C14	CAP, CHIP CONDENSER 12PF
C15	CAP, CHIP CONDENSER 18PF
C16, C18	CAP, CHIP CONDENSER 5PF
C17	CAP, CHIP CONDENSER 10PF
C19	CAP, CHIP CONDENSER 22PF
C20	CAP, CHIP CONDENSER 4.7PF
R1, R3	RES 3.3 OHM 1/2W 5%
R2, R6	RES 15 OHM 1W 5%
R4, R5	RES 10 OHM 1W 5%
R7	RES 3.9K OHM 1W 5%
R8 THRU R9	RES 10 OHM 1W 5%
R10 THRU R11	RES 47K OHM 1W 5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

VR1

POT 500 OHM .5W 5%

VR2 THRU VR3

POT 10K .5W 10%

Q1, Q2

XSTR, BLW 78



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

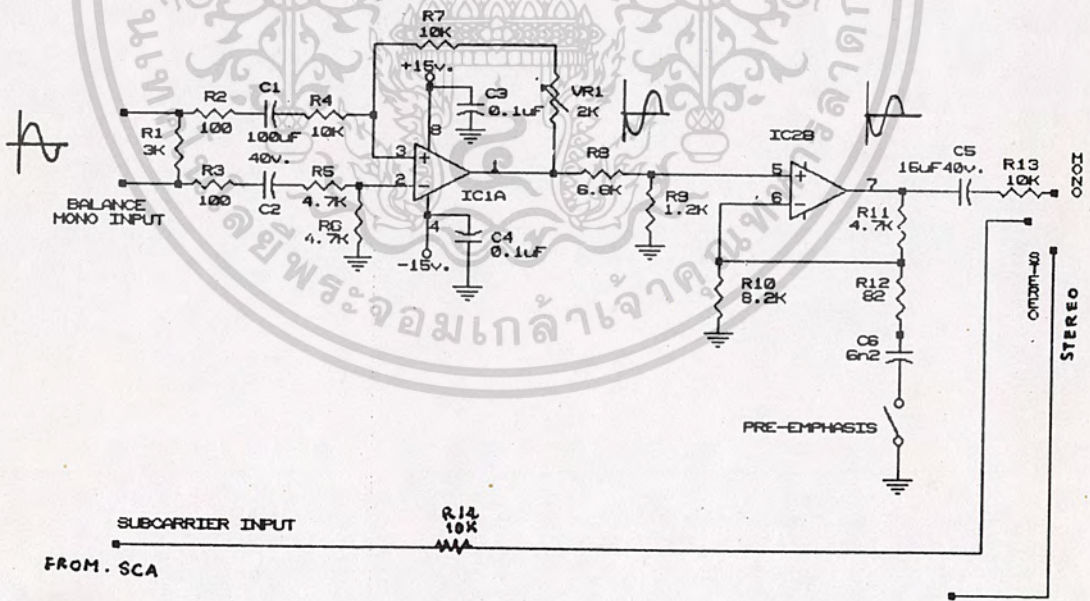
บทที่ 4

การทดลอง

ในการทดลองนี้ แบ่งออกเป็นภาคๆดังนี้

4.1 ภาค Balance Mono

ถ้าต้องการส่งสัญญาณเสียงแบบโมโน (เป็นสัญญาณรวมข้างซ้าย และขวา) เมื่อป้อนสัญญาณชายัน้แวลความถี่ 1 KHz เข้าที่อินพุทของ บาลานซ์มอด ผ่านวงจรบาลานซ์สัญญาณก็จะเข้าที่ IC.1 โดยมี VR.1 เป็นตัวปรับเกนที่การขยาย สัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจะต่างเฟส และสัญญาณนี้จะผ่านเข้า IC.2 เอาท์พุทที่ได้จะอินเฟส ที่เอาท์พุทของ IC.2 จะมีวงจร ปริแอมฟาซิส เพื่อยกระดับสัญญาณเสียงให้สูงขึ้นก่อนผ่านเข้าสู่สวิทช์เลือกสัญญาณเพื่อทำการมอดคูลเลทต่อไป.

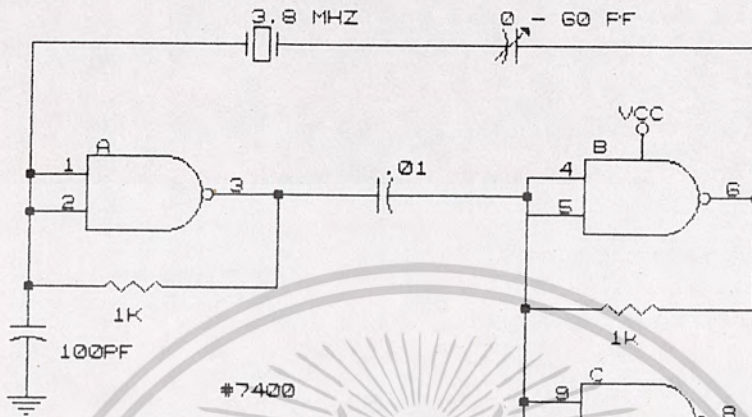


ภาค Balance Mono

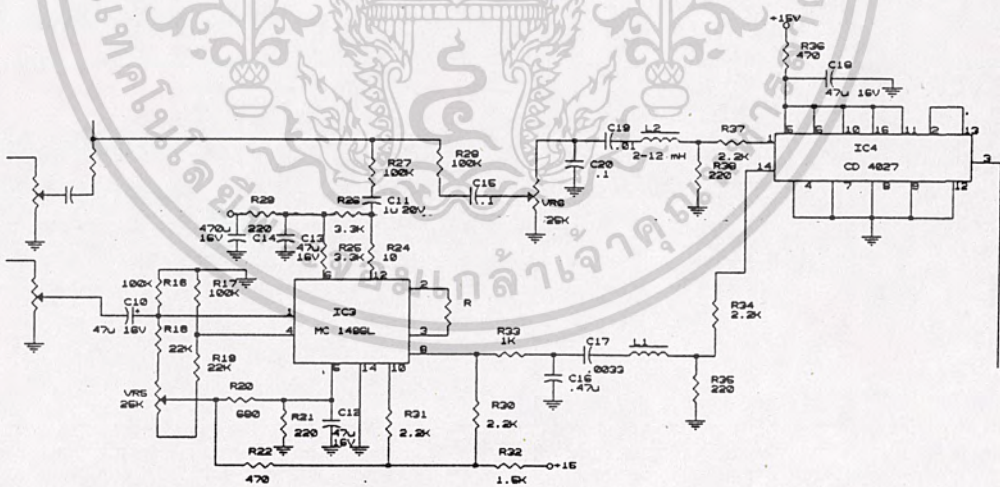
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4.2 ภาค F.M. Stereo Multiplex

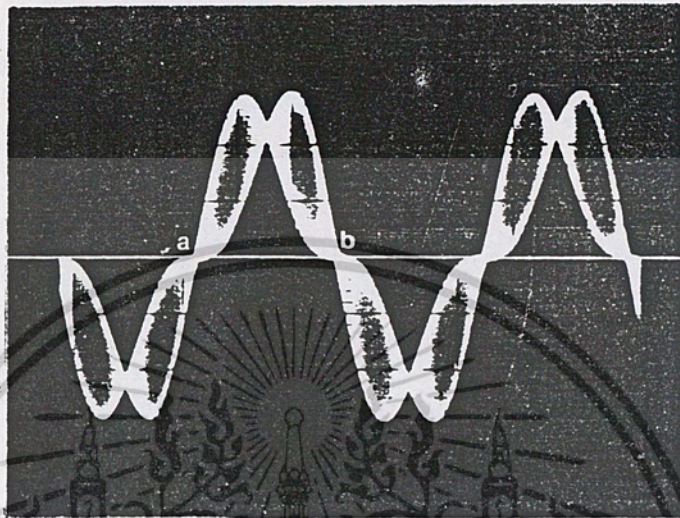
ในภาคนี้เราจะใช้ออสซิลเลเตอร์ ผลิตความถี่ 3.8 MHz ซึ่งเป็นความถี่ที่จำเป็นสำหรับสัญญาณ L - R จะได้เวฟฟอร์มตามรูปข้างล่าง (โดยใช้ออสซิลโลสโคปวัด)



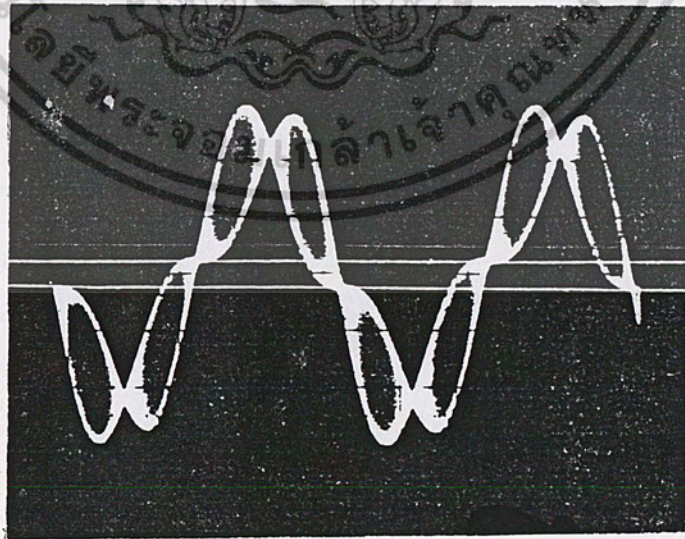
จากออสซิลเลเตอร์ 3.8 MHz เข้าสู่วงจร IC.4 เอาท์พุทที่จะได้จะเป็นความถี่ 38 KHz ที่ขา 1. ส่วนขา 14. จะออกมาเป็นความถี่ 19 KHz ซึ่งเป็นสัญญาณไฟลิตตมี VR เป็นตัวปรับเฟส.



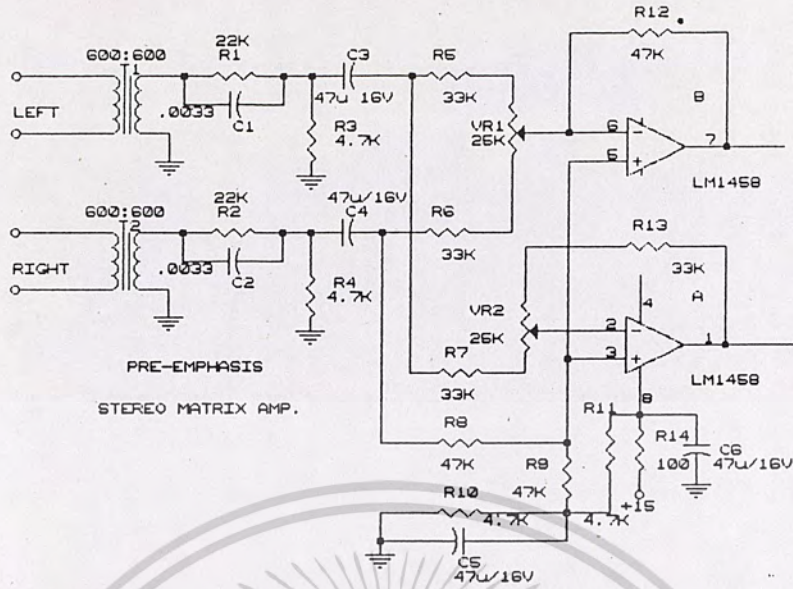
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



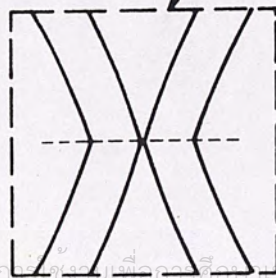
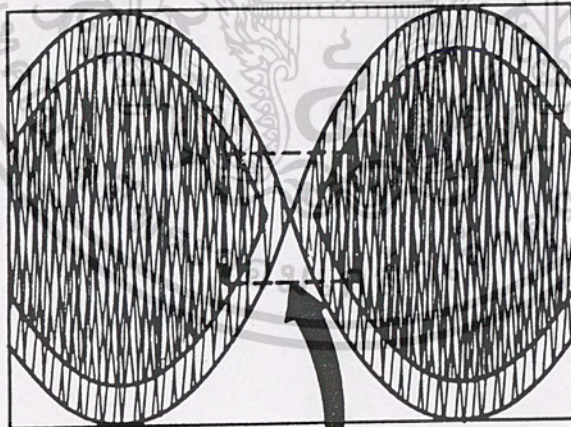
การปรับเฟสไฟล็ตถูกต้องที่ VR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะลงเนื้อหาใดๆ อย่างอึ่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สัญญาณข้างซ้ายผ่าน T_1 และสัญญาณข้างขวาผ่าน T_2 สัญญาณ $L + R$ จะผ่าน IC_1 และสัญญาณ $L - R$ จะผ่าน IC_2 ผ่าน VR_1 เพื่อปรับระดับสัญญาณเข้าที่ IC_2 เอาท์พุทที่ออกมาจะไปรวมอยู่ที่สวิตช์สเตอริโอ ส่วนสัญญาณที่ผ่าน T_1 นั้นเป็นสัญญาณ $L + R$ ซึ่งมี VR_2 เป็นตัวปรับระดับสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะไปรวมอยู่ที่สวิตช์สเตอริโอ เพราะฉะนั้นสัญญาณรวม (Composite Wave form) จะได้ waveform ดังนี้.

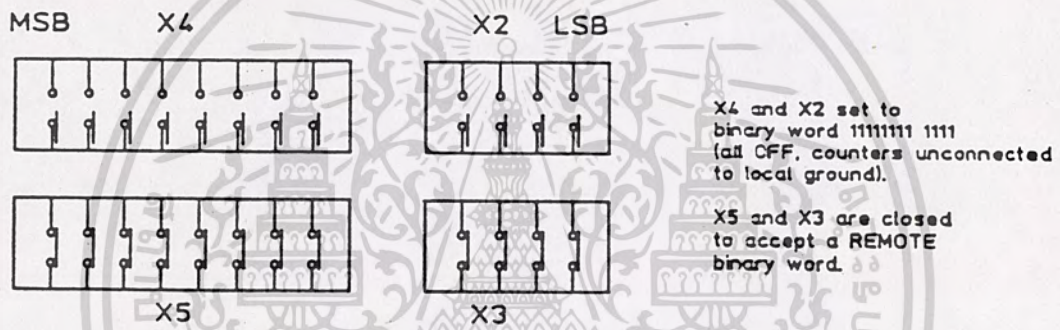


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Composite Waveform

- 4.3 ภาค Voltage - Controlled Oscillator (VCO)

ในภาคนี้จะใช้คริสตัลความถี่ 1 MHz เป็นตัวผลิตความถี่โดยใช้ IC 7404 จากเอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์ จะต่อเข้า IC-17 เพื่อหารความถี่ 160 ครั้ง จะได้ความถี่อ้างอิง 6.25 KHz จากเอาต์พุทของ IC-17 ก็เข้าสู่วงจร Phase Detector ที่ IC-16 ที่เอาต์พุทของ IC-16 นี้จะไปควบคุมแรงไฟที่ระหว่าง D_u และ D_v ที่โปรแกรม VCO สามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 87.5 - 108 MHz. ซึ่งปรับครั้งละ 50 KHz ที่ D_u จะเป็น VCO แล้ว RF.Out-put จะออกมาที่ R_{15} แล้วป้อนกลับเป็นระบบของ PLL ซึ่งมีการตั้งโปรแกรมไบนารี 12 บิต สามารถหาได้โดยใช้ DIP-SW.



ปรับได้คือ โลจิก 0 = สวิตช์ปิด (Switch closed) = เปิด (on)
 โลจิก 1 = สวิตช์เปิด (Switch open) = ปิด (off)

	MSB											LSB	
	2 ¹¹	2 ¹⁰	2 ⁹	2 ⁸	2 ⁷	2 ⁶	2 ⁵	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	
Binary No.	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	Total
Decimal	2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	4095
Binary No.	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	
Decimal	2048	-	-	256	-	-	32	-	8	-	2	-	2346

The binary number 100100101010 is the required programme, for 87.5MHz. For other frequencies see the Frequency Programme Chart.

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการโฆษณาเท่านั้น ไม่ควรมีการนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่วารณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY PROGRAMME CHART

Frequency (MHz)	Programme Switches											
	MS [----- X4 -----]						[----- X2 -----] LS					
87.50	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0
87.55	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1
87.60	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0
87.65	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1
87.70	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0
87.75	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1
87.80	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
87.85	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1
87.90	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
87.95	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
88.00	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
88.05	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1
88.10	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0
88.15	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1
88.20	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0
88.25	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1
88.30	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0
88.35	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1
88.40	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0
88.45	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1
88.50	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1	0
88.55	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1
88.60	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
88.65	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1
88.70	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
88.75	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
88.80	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0
88.85	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1
88.90	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0
88.95	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
89.00	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0
89.05	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1
89.10	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
89.15	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
89.20	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0

เอกสารนี้...
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกนึ่งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency (MHz)	Programme Switches											
	MS [----- X4 -----]								LS [----- X2 -----]			
89.25	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1
89.30	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
89.35	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
89.40	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
89.45	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1
89.50	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
89.55	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
89.60	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
89.65	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
89.70	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
89.75	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
89.80	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
89.85	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1
89.90	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0
89.95	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1
90.00	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
90.05	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
90.10	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0
90.15	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1
90.20	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0
90.25	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1
90.30	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0
90.35	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1
90.40	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
90.45	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
90.50	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0
90.55	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1
90.60	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0
90.65	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1
90.70	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0
90.75	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1
90.80	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0
90.85	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1
90.90	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0
90.95	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1
91.00	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0
91.05	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1
91.10	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0
91.15	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1
91.20	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0

เอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปประโยชน์ด้านการค้า
 ivaagrndtjz ทังสิ้น อิกทังห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

Frequency (MHz)	Programme Switches											
	MS [----- x4 -----]								LS [----- x2 -----]			
91.25	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
91.30	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0
91.35	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1
91.40	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0
91.45	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1
91.50	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0
91.55	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
91.60	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0
91.65	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
91.70	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0
91.75	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1
91.80	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0
91.85	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1
91.90	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0
91.95	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1
92.00	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0
92.05	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
92.10	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0
92.15	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1
92.20	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
92.25	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1
92.30	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0
92.35	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1
92.40	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0
92.45	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1
92.50	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0
92.55	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1
92.60	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0
92.65	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
92.70	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0
92.75	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1
92.80	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
92.85	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
92.90	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0
92.95	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1
93.00	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0
93.05	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1
93.10	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
93.15	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1
93.20	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินส่วนราชการของสำนักงานวิทยุคมนาคม กระทรวงคมนาคม
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency (MHz)	Programme Switches											
	MS [----- X4 -----]								[----- X2 -----]			
93.25	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1
93.30	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0
93.35	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1
93.40	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0
93.45	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1
93.50	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0
93.55	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1
93.60	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
93.65	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1
93.70	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0
93.75	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1
93.80	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0
93.85	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1
93.90	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1
93.95	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1
94.00	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0
94.05	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1
94.10	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0
94.15	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1
94.20	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0
94.25	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1
94.30	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
94.35	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
94.40	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0
94.45	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1
94.50	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0
94.55	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1
94.60	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0
94.65	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1
94.70	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0
94.75	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1
94.80	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0
94.85	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1
94.90	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0
94.95	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1
95.00	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
95.05	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1
95.10	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
95.15	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
95.20	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0

เอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Programme Switches

Frequency (MHz)	MS [_____ x4 _____]								LS [_____ x2 _____]			
	95.25	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1
95.30	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
95.35	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1
95.40	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
95.45	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1
95.50	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0
95.55	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1
95.60	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
95.65	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
95.70	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0
95.75	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1
95.80	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
95.85	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
95.90	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0
95.95	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
96.00	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
96.05	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
96.10	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
96.15	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1
96.20	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
96.25	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1
96.30	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
96.35	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1
96.40	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
96.45	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1
96.50	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0
96.55	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1
96.60	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0
96.65	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1
96.70	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0
96.75	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1
96.80	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
96.85	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1
96.90	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0
96.95	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1
97.00	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0
97.05	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1
97.10	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0
97.15	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1
97.20	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency (MHz)	Programme Switches											
	MS [----- X4 -----]								LS [----- X2 -----]			
97.25	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1
97.30	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1
97.35	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0
97.40	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1
97.45	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
97.50	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0
97.55	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1
97.60	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
97.65	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1
97.70	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0
97.75	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
97.80	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0
97.85	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1
97.90	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0
97.95	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1
98.00	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0
98.05	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1
98.10	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0
98.15	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1
98.20	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0
98.25	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1
98.30	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0
98.35	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1
98.40	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
98.45	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1
98.50	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0
98.55	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1
98.60	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0
98.65	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1
98.70	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0
98.75	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1
98.80	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0
98.85	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1
98.90	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0
98.95	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
99.00	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
99.05	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
99.10	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
99.15	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
99.20	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency (MHz)	Programme Switches											
	MS [----- X4 -----]						[----- X2 -----] LS					
99.25	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
99.30	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
99.35	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1
99.40	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
99.45	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
99.50	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0
99.55	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1
99.60	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
99.65	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1
99.70	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
99.75	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1
99.80	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0
99.85	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1
99.90	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0
99.95	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1
100.00	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
100.05	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1
100.10	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0
100.15	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1
100.20	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0
100.25	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1
100.30	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0
100.35	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1
100.40	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
100.45	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1
100.50	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0
100.55	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
100.60	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
100.65	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
100.70	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
100.75	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1
100.80	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
100.85	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
100.90	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
100.95	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
101.00	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1
101.05	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
101.10	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1
101.15	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
101.20	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในกองการศึกษาเท่านั้น ไม่นานจะได้นำไปปรับปรุงขึ้นด้านกรค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency
(MHz)

Programme Switches

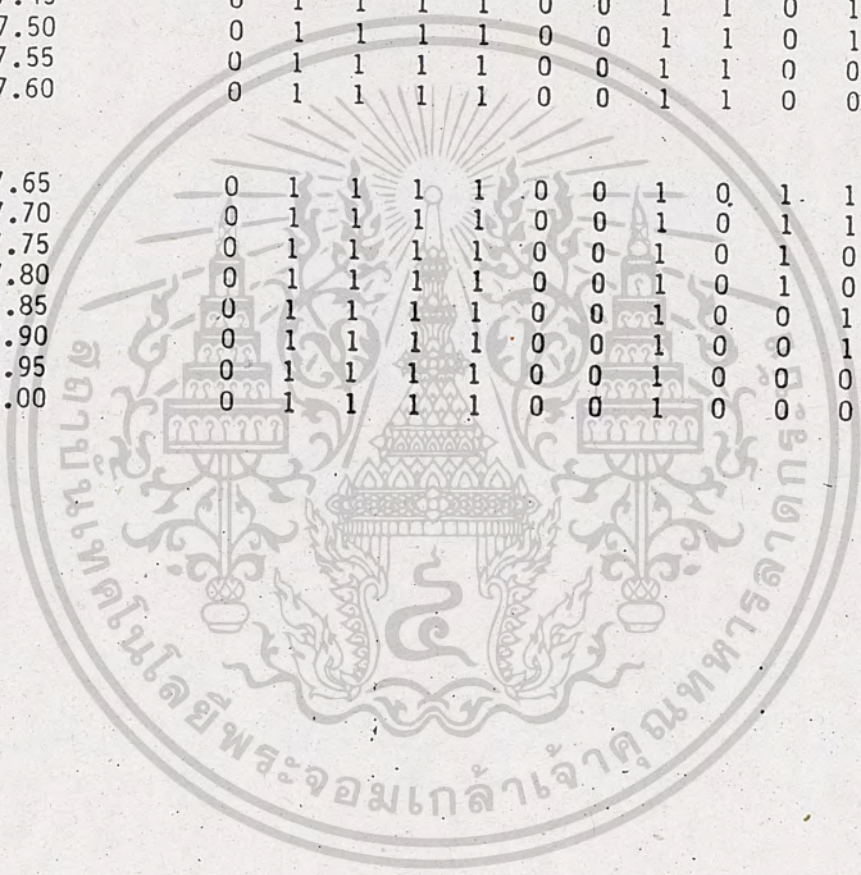
Frequency (MHz)	MS [----- x4 -----]								[----- x2 -----]				LS
101.25	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	
101.30	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	
101.35	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	
101.40	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	
101.45	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	
101.50	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	
101.55	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	
101.60	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	
101.65	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	
101.70	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	
101.75	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	
101.80	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	
101.85	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	
101.90	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	
101.95	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	
102.00	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	
102.05	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	
102.10	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	
102.15	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	
102.20	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	
102.25	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	
102.30	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	
102.35	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	
102.40	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	
102.45	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
102.50	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	
102.55	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	
102.60	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	
102.65	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	
102.70	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	
102.75	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	
102.80	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	
102.85	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	
102.90	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	
102.95	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	
103.00	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	
103.05	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	
103.10	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	
103.15	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	
103.20	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต่ออ้างอิงถึงข้อมูลเอกสารที่ปรากฏซึ่งมีการนำไปใช้

Frequency (MHz)	Programme Switches											
	MS [----- X4 -----]								LS [----- X2 -----]			
105.25	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1
105.30	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1
105.35	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0
105.40	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1
105.45	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0
105.50	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
105.55	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0
105.60	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
105.65	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
105.70	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0
105.75	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1
105.80	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0
105.85	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1
105.90	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0
105.95	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1
106.00	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0
106.05	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1
106.10	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0
106.15	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1
106.20	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1
106.25	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0
106.30	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1
106.35	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0
106.40	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	1
106.45	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1
106.50	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0
106.55	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1
106.60	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0
106.65	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1
106.70	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1	1
106.75	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0
106.80	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	1
106.85	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1
106.90	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0
106.95	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1
107.00	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0
107.05	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
107.10	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
107.15	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1
107.20	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1

เอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาแต่อย่างใดถึงแม้จะออกสื่อทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

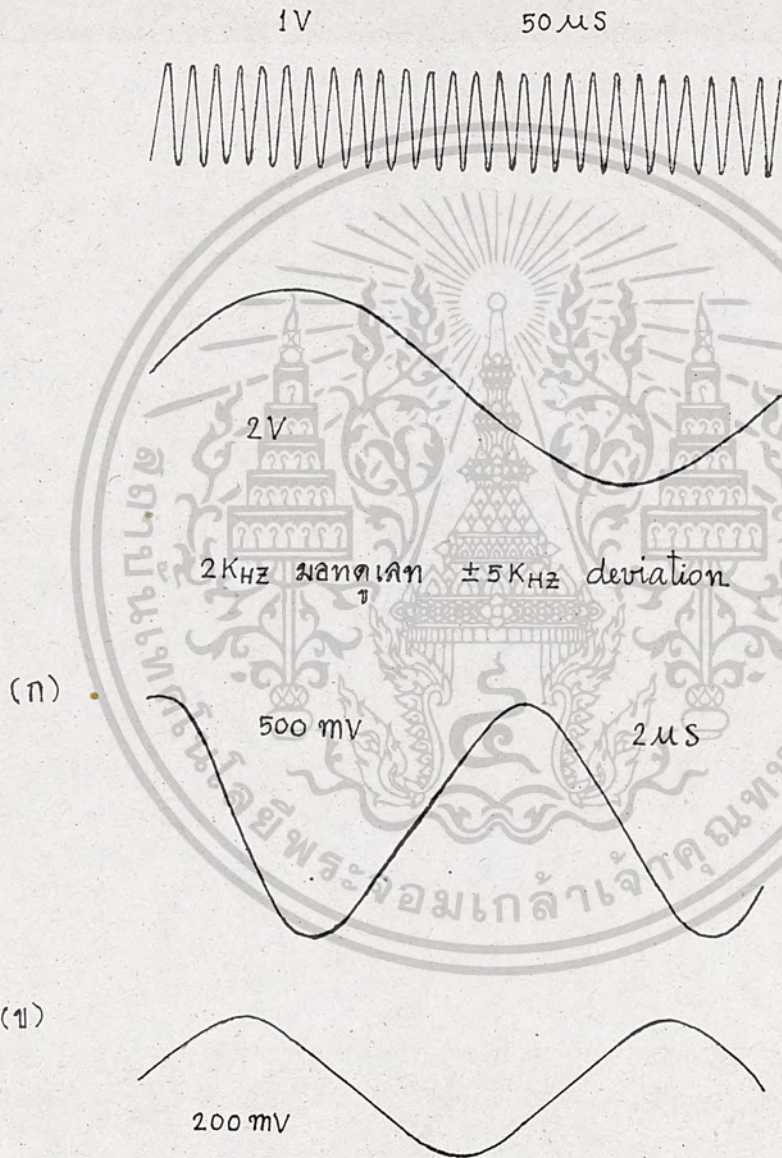
Frequency (MHz)	Programme Switches												
	MS [----- X4 -----]				[----- X2 -----]								LS
107.25	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
107.30	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0
107.35	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1
107.40	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0
107.45	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
107.50	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0
107.55	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1
107.60	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0
107.65	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
107.70	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0
107.75	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1
107.80	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	0	0
107.85	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1
107.90	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1
107.95	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1
108.00	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4.4 ภาค SCA

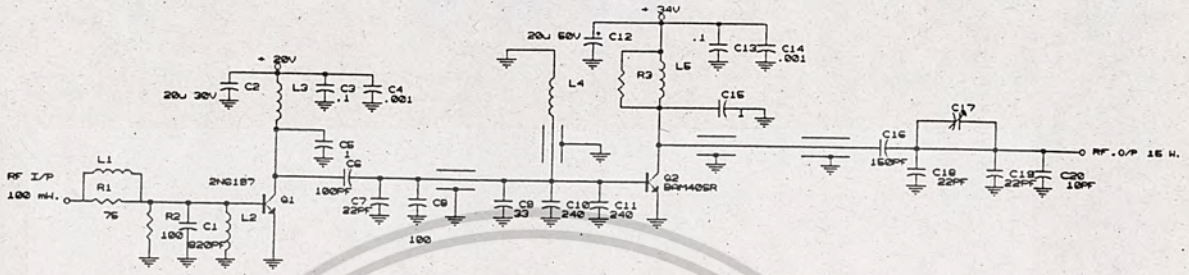
เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปที่อินพุทของ SCA แล้ว V_{R_1} จะเป็นตัวปรับ
 ความถี่ 67 KHz แล้วสัญญาณที่เข้าไปจะทำการมอดูเลต ออกมาที่เอาต์พุทจะ ได้
 Wave Form ดังนี้.



- ก. วัดขณะที่ ไม่มี สัญญาณ อินพุท
- ข. วัดที่ เอาต์พุท ของ SCA

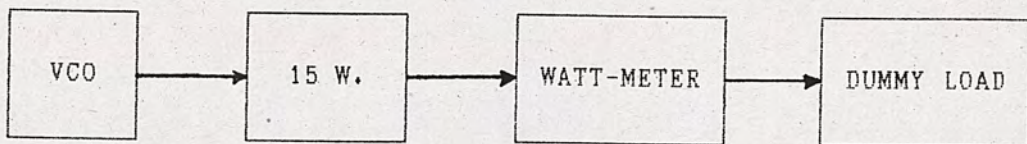
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณินใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4.5 ภาค R.F. AMPLIFIER - 15 W.



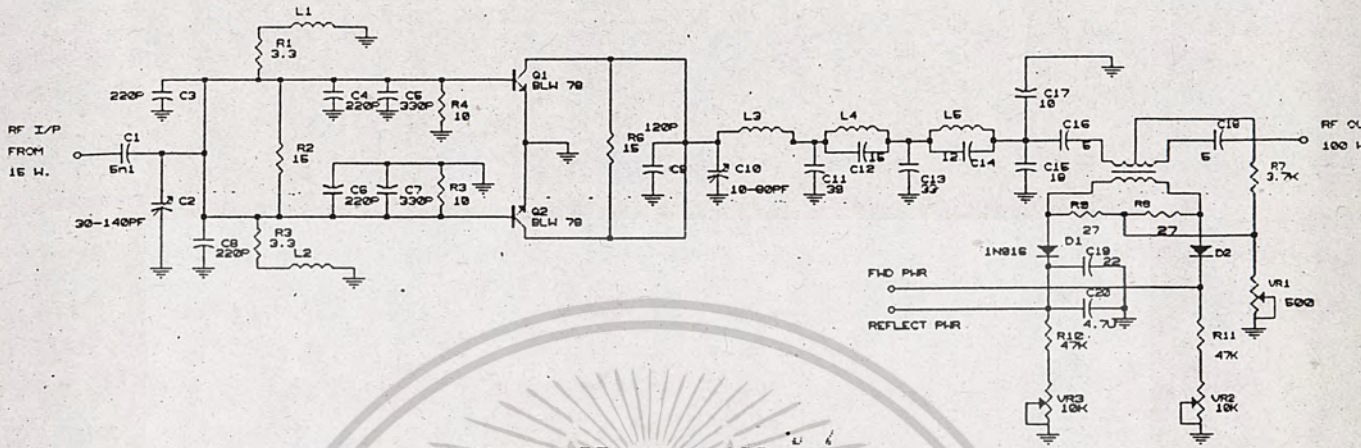
วงจร RF. AMPLIFIER 15-W.

จากภาคเอาต์พุตของ VCO จะนำสัญญาณ RF มาต่อเข้าที่อินพุตของภาคขยาย RF 15W. ซึ่งสัญญาณนี้จะถูกขยายให้สูงขึ้นโดยการใช้ SPECTRUM ANALYSER วัดทางด้านอินพุตของ Q_1 จะได้ WAVE-FORM ตามรูปการขยายสัญญาณ RF นี้จะใช้การปรับโวลต์เตจที่ +20 โวลต์. ซึ่งจะทำให้อัตราการขยายสามารถ เพิ่มหรือลดได้ตามต้องการ. จาก Q_1 จะส่งสัญญาณ RF. ไปที่ Q_2 ซึ่งเป็นส่วนที่ขยาย 15 W. จะมี C_{17} เป็นตัวฟิลเตอร์ฮาร์โมนิกที่ 2 เพื่อจะให้ความถี่ที่เราต้องการ การวัดกำลังขยายโดยการต่อ วัดคีมเตอร์ เข้าที่ RF. OUT-PUT. จากวัดคีมเตอร์ต่อโหนดโดยใช้ DUMMY LOAD. แทนสายอากาศดัง BLOCK DIAGRAM.



การที่จะเพิ่มหรือลดจำนวนวัตต์นั้น โดยการปรับโวลต์เตจของ Q_1 ให้มากหรือเล็กน้อยได้ตามต้องการเพื่อที่จะนำไปขยายในภาค 100 W. ต่อไป. หมายเหตุให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4.6 ภาค R.F. AMPLIFIER - 100W.



วงจรรขยาย RF. ขนาด 100 วัตต์

สัญญาณ RF. จากภาค 15W. AMPLIFIER จะนำมาต่อที่ RF. อินพุตผ่าน C₁ และมี C₂ เป็น VARIABLE CONDENSER เพื่อที่จะปรับให้ได้ TANK กับความถี่ที่เข้ามา ทางด้าน อินพุต สัญญาณนี้จะส่งเข้าไปยังขา BASE ของ Q₁, Q₂ ซึ่งต่อกันแบบขนานจะได้ กำลังขยาย 100W. มี C₁₀ เป็นตัวปรับ TANK ความถี่ตามอินพุตเข้ามา โดยผ่านวงจร ฟิลเตอร์ ที่วงจรนี้จะมีการ TAP สัญญาณ RF. ไปวัดกำลังวัตต์ และวัด REFLECT ของ สัญญาณ RF. โดยใช้ VU-METER เมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์จากนั้นต่อเข้ากับสายอากาศ แบบ วี-ไดโพล ดังรูป.



เมื่อสัญญาณ RF. ผ่านสายอากาศแบบ V-DIPOLE แล้วก็จะกระจายคลื่นไปในอากาศต่อไป.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

ในการทดลองสร้าง F.M. TRANSMITTER 100 W. เมื่อเริ่มตอนแรกนั้น ก็มี ปัญหาเรื่องอุปกรณ์ที่จะนำมาประกอบใช้ เช่นคาร์ซีสเทอ์ คาคาหาซีเทอ์ คาทรานซีสเทอ์ แม้กระทั่งตัวไอซี ก็ล้วนแต่มีผลทำให้เกิดความผิดพลาดได้ ฉะนั้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องหาอุปกรณ์ต่างๆ ที่มีค่าผิดพลาดค่าที่สุด มาทำการประกอบวงจรของเครื่อง F.M. TRANSMITTER 100 W. ดังนั้น ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาใช้ประกอบวงจรนี้ จะต้องมีค่าที่ใกล้เคียงกันมากที่สุด เพื่อให้จะทำให้ คุณสมบัติของแต่ละภาค มีการทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ภาคที่เป็นหลักสำคัญของเครื่องนี้ ก็คือภาค VCO (Voltage Control Oscillator) ซึ่งเป็นวงจรผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรงทางความถี่สูง ฉะนั้น จึงเลือกใช้ IC เบอร์ 7400 เป็นตัวผลิตความถี่อ้างอิง 1 MHz แล้วใช้ IC เบอร์ HEF 4020 BP ทารความถี่ให้เหลือ 6.25 KHZ เพื่อให้ให้เป็นความถี่อ้างอิง ในระบบ PLL (Phase Lock Loop) ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับ ความถี่ตั้งแต่ 87.5 ถึง 108 MHz สามารถปรับได้จาก PROGRAM ส่วน VR.3 ค่า 500 Ω ที่ IC₆ เบอร์ SL 560 CCM สามารถปรับ GAIN การขยายของ R.F. OUTPUT ให้มีความแรงได้ตามต้องการ เมื่อได้ R.F. OUTPUT ที่ VCO แล้วก็นำไป DRIVE ที่ 15 วัตต์ ไปเข้าที่ขา BASE ของทรานซิสเทอ์ Q₁ เบอร์ 2N 6197 จากทรานซิสเทอ์ Q₁ นั้น ก็ขับไปถึงไปยัง Q₂ เบอร์ B4M40 SR ซึ่งผ่าน C₁₇ เป็นตัวฟิลเตอร์ฮาร์โมนิค ที่ขา C ของ Q₂ สามารถปรับ VOLTAGE ได้จาก POWER SUPPLY เพื่อให้จะได้นำไปขยายสัญญาณ R.F. ได้ตามต้องการ ส่วนภาคขยาย 100 วัตต์นั้น ก็มี C₂ เป็นตัวปรับความถี่ให้ RESONANT เพื่อจะได้ขยายกำลัง ส่วน C₁₀ นั้น ก็ใช้ปรับให้ MATCH กับสายอากาศแบบวี-โคโลส ที่เอาท์พุทของภาคขยายกำลัง 100 วัตต์นั้นระหว่างสายอากาศวี-โคโลสกับภาคขยายกำลัง 100 วัตต์ สามารถต่อ THRU LINE เพื่อใช้ทดสอบว่า เครื่องขยายนี้มีกำลังตามที่ ต้องการ และตรวจวัดดู REFLECT ได้ด้วย เพื่อเปรียบเทียบกับ REFLECT และ POWER ของ วงจรใหญ่ของ โดยการปรับ VR.3 มีค่า 10 K Ω และ VR.2 มีค่า 10 K Ω ใช้ VU METER เป็นตัววัดการทำงานของเครื่องส่งนี้

อนึ่ง เนื่องจากระยะเวลาที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้าเพื่อทำการทดลองสร้าง มี ระยะเวลาจำกัด และมุ่งเน้นในการประหยัดต้นทุนในการสร้าง โดยการที่พยายามเลือกซื้อหาอะไหล่ อุปกรณ์ที่มีราคาไม่แพงมากนัก หาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาด ซึ่งอาจจะเป็นผลทำให้ F.M. TRANSMITTER 100 วัตต์นี้ ยังมีขอบเขตอยู่บาง หากมีผู้สนใจจะนำผลงานนี้ไปพัฒนาให้ดีกว่าเดิม ก็จะได้ประโยชน์ในการใช้งานอย่างมีประสิทธิภาพ ไม่ต้องซื้อเครื่องนี้มาจากต่างประเทศ ซึ่งมีราคา แพง

มาก ทั้งยังเป็นการส่งเสริมให้คนไทยได้ใช้ความสามารถในการพัฒนาผลงานและวิจัยค้นคว้าทาง
ด้านเทคโนโลยีมากยิ่งขึ้น.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIRST AID IN CASE OF ELECTRIC SHOCK

DO NOT TOUCH THE VICTIM WITH YOUR BARE HANDS until the circuit is broken.

SWITCH OFF. If this is not possible, PROTECT YOURSELF with dry insulating material and pull the victim clear of the conductors.

THE EXPIRED AIR METHOD OF ARTIFICIAL RESPIRATION (Approved by the Royal Life Saving Society)

- 1 Lay the patient on his back with his arms to his sides. If on a slope have the stomach slightly lower than the chest. Make a brief inspection of the mouth and throat to ensure that they are clear of obvious obstruction.
- 2 Kneel on one side of the patient level with his head, place one hand under his neck and the other on top of his head (Fig. 1). LIFT THE NECK AND TILT THE HEAD BACK AS FAR AS POSSIBLE.
- 3 Move the hand from under the neck and place it on the chin of the patient, the thumb between the chin and mouth, the index finger along the line of the jaw, the remaining fingers curled (Fig. 2). Whilst positioning the patient, open your mouth and take deep breaths.
- 4 Using the thumb of your hand on the chin to keep the lips sealed, open your mouth wide and make a seal round the patient's nose and blow into it (Fig. 3).
- 5 After blowing, turn your head to observe the rise of the chest (Fig. 4). If no air enters the patient's lungs, the nose may be blocked and the mouth should be opened using the hand on the chin; open your mouth wide and making a seal round his mouth blow into it. Turn the head to observe the chest rise. This may be used as an alternative to blowing into the nose even when the nose is not blocked, but the nose must be sealed either with the cheek or by moving the hand from the top of the head and pinching the nostrils. THE HEAD MUST BE KEPT AT FULL BACKWARDS TILT.
- 6 Start with ten quick deep breaths and then continue at the rate of twelve to fifteen breaths per minute. This should be continued until the patient revives or a doctor certifies death.
- 7 In the case of facial injuries it may be necessary to do a manual method of artificial respiration (Holger Nelson).
- 8 It is ESSENTIAL to commence artificial respiration without delay and to send for medical assistance immediately.



FIG 2



FIG 4



TREATMENT FOR BURNS

If the patient is also suffering from burns, then, without hindrance to artificial respiration, observe the following:

- (a) DO NOT ATTEMPT TO REMOVE CLOTHING ADHERING TO THE BURN.
- (b) If help is available or as soon as artificial respiration is no longer required the wound should be covered with a DRY dressing.
- (c) Oil or grease in any form should NOT be applied.

Further details of charts and books on artificial respiration may be obtained from:

The Royal Life Saving Society, 14 Devonshire Street, Portland Place, London, W.1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5474/7474 Dual D-Type Positive-Edge-Triggered Flip-Flop with Preset and Clear

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package	
T.I.	SN54S74	J(D)	WT	SN54H74	J(D)	W2	SN54LS74	J(D)	WC	SN5474	J(D)	W2	SN54L74	J(D)	TD	SN74L74	J(D)	TD		
FAIRCHILD	SN74S74	J(D)ND		SN74H74	J(D)ND		SN74LS74	J(D)ND		SN7474	J(D)ND		SN74L74	J(D)ND						
MOTOROLA	FMS4574/FM9374	D(P)		FMS4H74/FM93H74	D(P)	FZ	FMS4LS74/FM93LS74	D(P)	FZ	FMS474/FM9374	D(P)	FZ								
N.S.C.	FC74574/FC93574	D(P)		FC74H74/FC93H74	D(P)	FZ	FC74LS74/FC93LS74	D(P)	FZ	FC7474/FC9374	D(P)	FZ								
PHILIPS	DM74S74	ND		DM74H74	J(D)ND		DM74LS74	ND		DM7474	J(D)ND	W2	DM74L74	J(D)ND	FZ					
SIGNETICS	N74S74	ND		QJ131/74H74	D		N74LS74	D		FJ131/7474	D									
SIEMENS	554574			554H74	F(D)A(D)	WC	N74LS74	A(D)		55474	F(D)A(D)	W2								
SIEMENS	N74S74			N74H74	F(D)A(D)		N74LS74	A(D)		N7474	F(D)A(D)									
FUJITSU										FL3141										
HITACHI										MR470	T, M, L									
MITSUBISHI										HD7474/HD7510	(P, H, L)									
NEC										M5321/M5374	P, L									
TOSHIBA										TPB214	OD, CD									
										TC3474A	P, H									

Electrical Characteristics: SN54LS74/SN74LS74
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

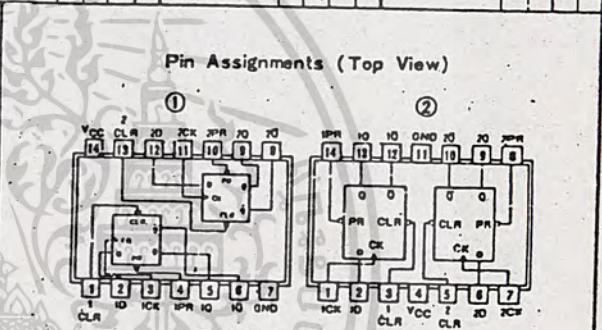
Supply voltage, V _{CC}	5 V	Operating free-air temperature range	SN54LS74	-55 to 125°C
Input voltage	5 V	Storage temperature range	SN74LS74	-55 to 125°C

recommended operating conditions

	SN54LS74			SN74LS74			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	mA
Low-level output current, I _{OL}			4			4	mA
Setup time, t _s	Clear high	75		75			ns
	Preset or clock low	75		75			ns
Hold time, t _h	High-level data	75		75			ns
	Low-level data	20		20			ns
Propagation delay, t _{pd}		57		57			ns
Maximum free-air temperature, T _A		-55	125	0	125	125	°C

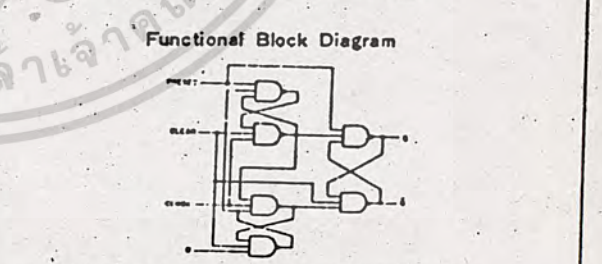
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage	2			V
V _{IL}	Low-level input voltage		0.8	1.5	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} - MIN., I _I = -18 mA			V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} - MIN., V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OH} = MAX	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} - MIN., V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 4mA	0.25	0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	D, J, K, Clear V _{CC} - MAX., V _I = 7V		0.1 0.2 0.2	mA
		D, J, K, Preset V _{CC} - MAX., V _I = 7V		0.1	mA
		D, J, K, Clock V _{CC} - MAX., V _I = 7V		20 40 40	μA
I _{IH}	High-level input current	D, J, K, Clear V _{CC} = MAX., V _I = 2.7V		20	μA
		D, J, K, Preset V _{CC} = MAX., V _I = 2.7V		40	μA
		D, J, K, Clock V _{CC} = MAX., V _I = 2.7V		40	μA
I _{IL}	Low-level input current	D, J, K, Clear V _{CC} = MAX., V _I = 0.4V		-0.4	mA
		D, J, K, Preset V _{CC} = MAX., V _I = 0.4V		-0.8	mA
		D, J, K, Clock V _{CC} = MAX., V _I = 0.4V		-0.8	mA
I _{OS}	Short-circuit output current ‡	Switch 54LS74 V _{CC} = MAX		-20	mA
		Switch 74LS74		-20	mA
I _{CC}	Supply current (Average per flip-flop)	V _{CC} = MAX, See Note 1	6	8	mA
f	clock frequency	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, CL = 15pF, RL = 75Ω	75	33	MHz
t _{PLH}	time clear, preset or clock (as appropriate) to Q or Q̄	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, CL = 15pF, RL = 75Ω	13	25	ns
t _{PHL}			25	40	ns



Functional Table
74, 7474, LS74, 7474 (See Note 2)

INPUTS		CLOCK		D		Q	
PRESET	CLR	CK	CP	D	Q	Q̄	Q̄
L	H	X	X	X	H	L	H
H	L	X	X	X	L	H	L
L	L	X	X	X	H*	H*	H*
H	H	1	1	H	H	L	L
H	H	1	1	L	L	H	H
H	H	L	X	Q ₀	Q ₀	Q ₀	Q ₀



NOTES:

- With all outputs open, I_{CC} is measured with the Q and Q̄ outputs high in turn. At the time of measurement, the clock input is grounded.
- H = high level (steady state), L = low level (steady state), X = irrelevant
- ↑ = transition from low to high level.
- Q₀ = the level of Q before the indicated input conditions were established.
- This configuration is nonenable; that is, it will not preset when preset and clear inputs return to their inactive (high) level.

For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
 † All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 ‡ Not more than one output should be shorted at a time.
 * t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output;
 † t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output;
 ‡ The arrows indicate the edge of the clock pulse used for reference; ↑ for the rising edge.

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัท ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วางกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5476/7476. Dual J-K Master-Slave Flip-Flop with Preset and Clear

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL					
	Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package				
		C	P	M	CF		C	P	M	CF		C	P	M	CF		C	P	M	CF		
T.I.						SN54H76	J(D)			WFI	SN54LS76	J(D)			WFI	SN5476	J(D)			WFI		
FAIRCHILD						SN74H76	J(D)			WFI	SN74LS76	J(D)			WFI	SN7476	J(L)			WFI		
MOTOROLA						FMS4H76/FM9H76	D(D)			F/L						FMS476/FM9N76	D(L)			F/L		
M.S.C.						DM54H76	J(D)			ND	DM54LS76	J(D)			ND	DM5476	J(D)			ND		
PHILIPS						DM74H76	J(D)			ND	DM74LS76	J(D)			ND	DM7476	J(T)			ND		
SGNETICS						N74H76					N74LS76					FJ191/7476						
SIEMENS						SS4H76				BD						SN5476	FD			BD		WFI
FUJITSU						N74H76				BD						SN7476	FD			BD		
HTACHI																FL131						
MITSUBISHI											HD74LS76					HD7476/HD2516						
NEC																MS3276						
TOSHIBA																PB274						
																TD7476						

Electrical Characteristics SN54LS76/SN74LS76

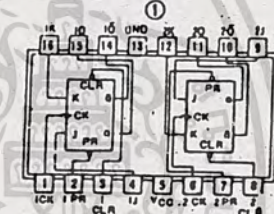
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range			
Supply voltage V _{CC}	1V	Operating free air temperature range	-55°C to 125°C
Input voltage	5.5V	Storage temperature range	-55°C to 150°C

recommended operating conditions			
Supply voltage V _{CC}	5V	Operating free air temperature range	-55°C to 125°C
High-level output current I _{OH}	4.5 mA	Storage temperature range	-55°C to 150°C
Low-level output current I _{OL}	4 mA		
Load capacitance C _L	50 pF		
Operating free air temperature T _A	-55°C to 125°C		

Electrical Characteristics over Recommended Operating Free-Air Temperature Range

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage	2			V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} - MIN, I _I = -18 mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OH} = MAX	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 4 mA	0.25	0.4	V
I _{CC}	Supply current (Average per flip-flop)	V _{CC} = MAX	4	8	mA
f _{CLK}	Maximum clock frequency	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15 pF, R _L = 20 Ω	15	20	MHz
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output		15	20	ns
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output		15	20	ns

Pin Assignment (Top View)



Function Tables (See Note 2)

76, 176		LS76				
INPUTS	OUTPUTS	INPUTS	OUTPUTS			
PRESET	CLEAR	CLOCK	J	K	Q	Q-bar
H	H	H	H	H	H	L
H	H	H	H	H	L	L
H	H	H	H	L	H	H
H	H	H	L	H	H	H
H	H	H	L	L	H	L
H	H	L	H	H	H	H
H	H	L	L	H	H	L
H	L	H	H	H	H	H
H	L	H	L	H	H	L
H	L	L	H	H	H	L
H	L	L	L	H	H	H
L	H	H	H	H	H	L
L	H	H	L	H	H	L
L	H	L	H	H	H	L
L	H	L	L	H	H	L
L	L	H	H	H	H	L
L	L	H	L	H	H	L
L	L	L	H	H	H	L
L	L	L	L	H	H	L
L	L	H	H	L	H	H
L	L	H	L	L	H	H
L	L	L	H	L	H	H
L	L	L	L	L	H	H
L	L	H	H	L	L	H
L	L	H	L	L	L	H
L	L	L	H	L	L	H
L	L	L	L	L	L	H
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L
L	L	L</				

5493/7493 4-Bit Binary Counter

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL											
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package									
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF								
T. L									SN54LS93	J	I			SN5493A	J	I			SN54LS93	J	I			SN74LS93	J	I		
FAIRCHILD									SN74LS93	J	I			SN7493A	J	I												
MOTOROLA									FM5493	W				FM5493	W													
N. S. C.									DM54LS93	I				DM5493	J	I			DM54LS93	J	I							
PHILIPS									DM74LS93	I				DM7493	J	I			DM74LS93	J	I							
SIGNETICS									N74LS93	I				N7493	J	I												
SIEMENS									N74LS93	A				N7493	F	I												
FUJITSU													FLJ181															
HITACHI																												
MITSUBISHI									HD74LS93	P	I			HD7493A, HD2528	P	I												
NEC									MT74LS93	P	I			M5329J	P	I												
TOSHIBA													TPU223	C	I													
													TD3493A	P	I													

Electrical Characteristics SN54LS93A SN74LS93A

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	7V	SN74LS	0°C to 70°C	
Power dissipation (see Note 1)	5.5W	Storage temperature range		-65°C to 150°C

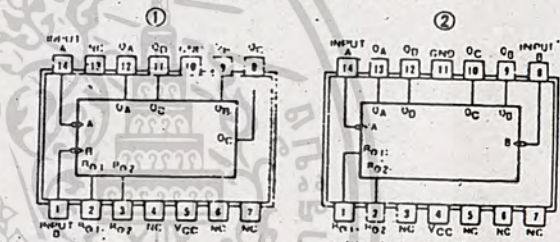
recommended operating conditions

	SN54LS93A			SN74LS93A			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.75	V
High-level output current, I _{OH}						400	mA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Count frequency, f _{count}	A input	0	32	0	32		MHz
	B input	0	16	0	16		
Pulse width, t _p	A input	15		15			ns
	B input	30		30			
	Reset inputs	15		15			
Reset inactive-state setup, t _{setup}		25		25			ns
Operating free-air temperature, T _A		-55	125	0	70		°C

electrical characteristics over recommended operating, free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
V _{IH} High-level input voltage		2			V	
V _{IL} Low-level input voltage				0.8	V	
I _I Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = 18mA			+1.5	V	
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{OH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OH} = -400μA	2.7	3.4		V	
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{OH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 8mA		0.35	0.5	V	
I _I Input current at maximum input voltage	Any reset	V _{CC} MAX, V _I 2V		0.1	mA	
	A input	V _{CC} MAX, V _I 5.5V		0.2	mA	
I _{IH} High-level input current	Any reset	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7V		20	μA	
	A input			80	μA	
I _{IL} Low-level input current	Any reset	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4V		0.4	mA	
	A input			2.4	mA	
I _{OS} Short-circuit output current	Any reset	V _{CC} = MAX	SN54LS	-20	100	mA
			SN74LS	-20	-100	mA
I _{CC} Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 2		9	15	mA	
t _{PLH} Propagation delay from A to output O _A	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ		32	42	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _A			16			
t _{PLH} Propagation delay from A to output O _B			18	16	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from A to output O _C			46	78	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _B			46	78	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _C			18	16	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _A			14	21	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _C			21	32	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _A			23	35	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _B			34	51	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from B to output O _C			34	51	nsec	
t _{PLH} Propagation delay from Set-to-O to Any output			26	48	nsec	

Pin Assignments (Top View)



Function Table
COUNT SEQUENCE

93ALS93L93 (See Note 3.4)

COUNT	OUTPUT			
	O _a	O _b	O _c	O _d
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

RESET/COUNT

93ALS93L93 (See Note 4)

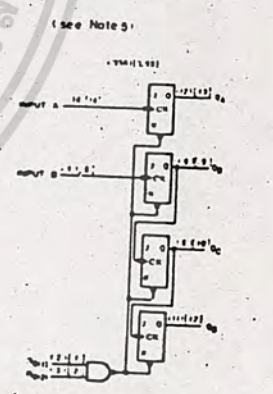
RESET/INPUTS		OUTPUT			
R(1)	R(2)	O _a	O _b	O _c	O _d
H	H	L	L	L	L
L	X	L	X	L	L
X	L	L	X	L	L

- NOTES:
- This is the voltage between two emitters of a multiple-emitter transistor. For this circuit, the rating applies between the two R_i inputs.
 - I_{CC} is measured with all outputs open, both R_i inputs grounded following momentary connection to 4.5V, and all other inputs grounded.
 - Output O_d is connected to input B.
 - H = high level, L = low level, X = irrelevant.
 - The J and K inputs shown without connection are for reference only and are functionally at a high level.

positive logic: see function tables

NC No internal connector

Functional Block Diagram



93ALS93L93
4-BIT BINARY COUNTER

1. For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable type.
 2. All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 3. Not more than one output should be shorted at a time.
 4. O_d outputs are tested at I_{OL} = 15mA plus the load value for I_{IL} for the B input. This prevents driving the B input while maintaining full load capability.
 5. t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output; t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output.

ไมวากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MM54C73/MM74C73, MM54C76/MM74C76, MM54C107/MM74C107



MM54C73/MM74C73 Dual J-K Flip-Flops with Clear
MM54C76/MM74C76 Dual J-K Flip-Flops with Clear and Preset
MM54C107/MM74C107 Dual J-K Flip-Flops with Clear

general description

These dual J-K flip-flops are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement transistors. Each flip-flop has independent J, K, clock and clear inputs and Q and \bar{Q} outputs. The MM54C76/MM74C76 flip-flops also include preset inputs and are supplied in 16 pin packages. These flip-flops are edge sensitive to the clock input and change state on the negative going transition of the clock pulses. Clear or preset is independent of the clock and is accomplished by a low level on the respective input.

features

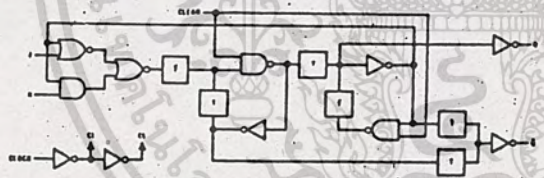
- Supply voltage range 3V to 15V
- Tenth power TTL compatible drive 2 LPTTL loads

- High noise immunity 0.45 V_{CC} (typ)
- Low power 50 nW (typ)
- Medium speed operation 10 MHz (typ) with 10V supply

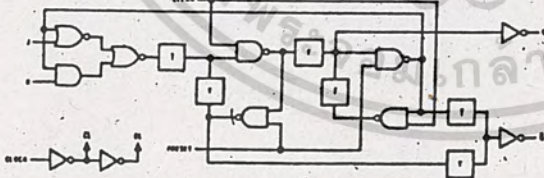
applications

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

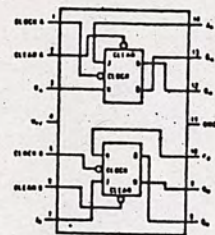
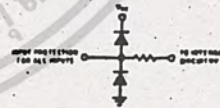
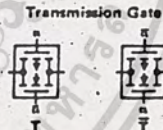
logic and connection diagrams



MM54C73/MM74C73 and MM54C107/MM74C107

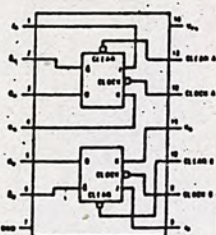


MM54C76/MM74C76



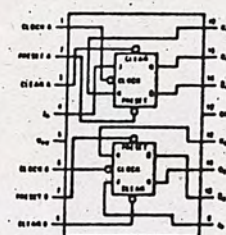
Note: A logic "1" on clear sets Q to logic "0."

MM54C73/MM74C73



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

MM54C107/MM74C107



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

Note 2: A logic "1" on preset sets Q to a logic "1."

MM54C76/MM74C76

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ใช้เป็นประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Voltage at any pin (Note 1)	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Operating Temperature MM54CXX	-55°C to 125°C
MM74CXX	-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

PARAMETERS	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			V V
Logical "0" Input Voltage $V_{IL(0)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$			1.5 2.0	V V
Logical "1" Output Voltage $V_{OH(1)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$	4.5 9.0			V V
Logical "0" Output Voltage $V_{OL(0)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$			0.5 1.0	V 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}	$V_{CC} = 15.0V$		0.050	60	μA
Input Capacitance	Any Input		5		pF
Propagation Delay Time to a Logical "0" t_{PHL} or Logical "1" t_{PLH} 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 ns
Propagation Delay Time to a Logical "0" From Preset or Clear	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		200 80	300 130	ns ns
Propagation Delay Time to a Logical "1" From Preset or Clear	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		200 80	300 130	ns ns
Time Prior to Clock Pulse That Data Must be Present, t_{SETUP}	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		110 45	175 70	ns ns
Time After Clock Pulse That J and K Must be Held	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		-40 -20	0 0	ns ns
Minimum Clock Pulse Width $t_{W, CLK} = t_{WH}$	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		120 50	190 80	ns ns
Minimum Preset and Clear Pulse Width	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		90 40	130 60	ns ns
Maximum Toggle Frequency	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$	2.5 7.0	4.0 11.0		MHz MHz
Clock Pulse Rise and Fall Time	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$			15 5	μs μs
LOW POWER TTL TO CMOS INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage $V_{IH(1)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$\geq V_{CC} - 1.5$			V
Logical "0" Input Voltage $V_{IL(0)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 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, $V_{CC} = 4.5V, I_O = 360\mu A$ 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})	$V_{CC} = 5.0V, V_{IH(0)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-1.75			mA
Output Source Current (I_{SOURCE})	$V_{CC} = 10V, V_{IH(0)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-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: This device should not be connected to circuits with the power on because high transient voltages may cause permanent damage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทไมครอนิคส์ จำกัด เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5470/7490 Decade Counter

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL							
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package					
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF				
T.I.									SN54LS90	J	N	W	SN5490A	J	N	W	SN54LS90A	J	N	W	SN54LS90A	J	N	W
FAIRCHILD									FM54LS90	B	P	F	FM5490	B	P	F								
MOTOROLA									MC54LS90	L	P	F	MC5490	L	P	F								
N. S. C.									DM54LS90	J	N	W	DM5490	J	N	W	DM54LS90	J	N	W				
PHILIPS									SN74LS90	P			SN7490	L	P									
SIGNETICS													FJ1141	7490										
SIEMENS													S5490	F	A	W								
FUJITSU													N7490	F	A									
HITACHI													FD1161											
MITSUBISHI									HD74LS90	P			HD7490A	HD2519	P									
NEC									M74LS90	P			M5390	P										
TOSHIBA													TC7490A	P										

Electrical Characteristics SN54LS90/SN74LS90A

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS90	55°C to 125°C
Input voltage	7V	temperature range	SN74LS90	0°C to 70°C
Intermittent voltage (see Note 1)	5.5V	Storage temperature range		-65°C to 150°C

recommended operating conditions

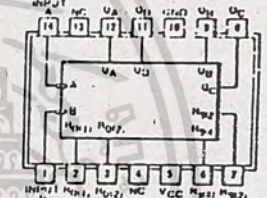
	SN54LS90A			SN74LS90A			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			400			400	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Count frequency, f _{count}	A input	0	32	0	32		MHz
	B input	0	16	0	16		MHz
Pulse width, t _p	A input	15	15	15			ns
	B input	30		30			ns
Reset inputs	15		15				ns
Reset inactive-state setup, t _{setup}	25		25				ns
Operating free-air temperature, T _A	55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
V _{IH} High-level input voltage		2			V
V _{IL} Low-level input voltage				0.8	V
V _I input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA			-1.5	V
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OH} = -400 μA	2.7	3.4		V
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 8 mA	0.25	0.5		V
I _I input current at maximum input voltage	Any reset, V _{CC} = MAX, V _I = 5.5V			0.1	mA
I _{IH} High-level input current	A input			20	μA
	B input			40	μA
I _{IL} Low-level input current	Any reset, A input			0.4	mA
	B input			2.4	mA
I _{OS} Short-circuit output current*	V _{CC} = MAX	SN54LS90	-20	-100	mA
I _{CC} Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 2	SN74LS90	-20	-100	mA
f _{max} from A to output Q _A			32	42	MHz
IP _{LH} from A to output Q _A			10	16	ns
IP _{LH} from A to output Q _B			12	18	ns
IP _{LH} from A to output Q _C			32	48	ns
IP _{LH} from A to output Q _D			34	50	ns
IP _{LH} from B to output Q _B			10	16	ns
IP _{LH} from B to output Q _C			14	21	ns
IP _{LH} from B to output Q _D			21	32	ns
IP _{LH} from B to output Q _A			23	35	ns
IP _{LH} from Set-to-0 to Any output			21	32	ns
IP _{LH} from Set-to-0 to output Q _A , Q _B			23	35	ns
IP _{LH} from Set-to-0 to output Q _C , Q _D			26	40	ns
IP _{LH} from Set-to-0 to output Q _B , Q _C			20	30	ns
IP _{LH} from Set-to-0 to output Q _A , Q _C			26	40	ns

V_{CC} = 5V, T_A = 25°C, C_L = 15pF, R_L = 2kΩ

Pin Assignment (Top View)



Function Table

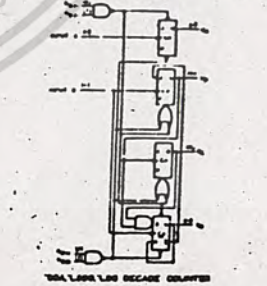
BCD COUNT SEQUENCE (See Note 3)

COUNT	OUTPUT Q _A Q _B Q _C Q _D
0	L L L L
1	L L L H
2	L L H L
3	L L H H
4	L H L L
5	L H L H
6	L H H L
7	L H H H
8	H L L L
9	H L L H

RESET COUNT (See Note 4)

RESET INPUTS R ₁ R ₂ R ₃ R ₄	OUTPUT Q _A Q _B Q _C Q _D
H H H H	L L L L
H H H L	L L L L
H H L H	L L L L
H H L L	L L L L
H L H H	L L L L
H L H L	L L L L
H L L H	L L L L
H L L L	L L L L
L H H H	L L L L
L H H L	L L L L
L H L H	L L L L
L H L L	L L L L
L L H H	L L L L
L L H L	L L L L
L L L H	L L L L
L L L L	L L L L

Functional Block Diagram



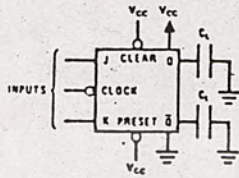
- NOTES:
- This is the voltage between two emitters of a multiple-emitter transistor. For this circuit, this rating applies between the two R₁ inputs, and it also applies between the two R₂ inputs.
 - I_{CC} is measured with all outputs open, both R₁ inputs grounded following recommended connection to 4.5 V, and all other inputs grounded.
 - Output Q_A is connected to input B for BCD count. Output Q_D is connected to input A for binary count. H = high level, L = low level, X = irrelevant.
 - The J and K inputs shown without connection are for reference only and are functionally at a high level.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable type.
 ‡ All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 * Not more than one output should be shorted at a time.
 § Q_A, Q_B, Q_C, and Q_D outputs are tested at I_{OL} = 16 mA plus the limit value for I_{OL} for the B input. I_{OL} limits driving the B input while maintaining full fan-out capability.
 ¶ Maximum maximum count frequency.
 †† Propagation delay time, low-to-high-level output.
 ††† Propagation delay time, high-to-low-level output.

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของ บริษัท สยาม อิเล็กทรอนิกส์ จำกัด
 ไม่สามารถนำออกจำหน่าย หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่สามารถนำออกจำหน่าย หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

MM54C73/MM74C73, MM54C76/MM74C76, MM54C107/MM74C107

ac test circuit



truth table

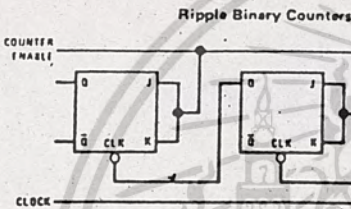
t_n		t_{n+1}
J	K	Q
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}_n

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

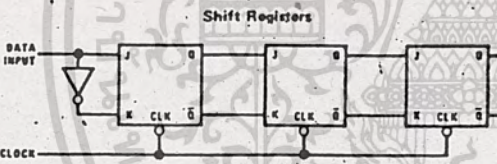
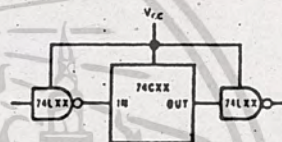
t_n = bit time before clock pulse.
 t_{n+1} = bit time after clock pulse.

* No change in output from previous state.

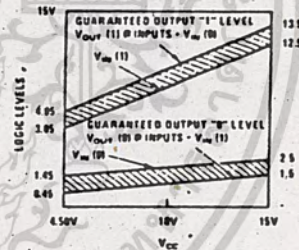
typical applications



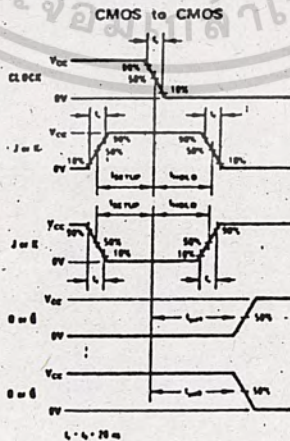
74CXX Compatibility



Guaranteed Noise Margin as a Function of Vcc



switching time waveforms



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MM54C90/MM74C90, MM54C93/MM74C93



MM54C90/MM74C90 4-Bit Decade Counter MM54C93/MM74C93 4-Bit Binary Counter

general description

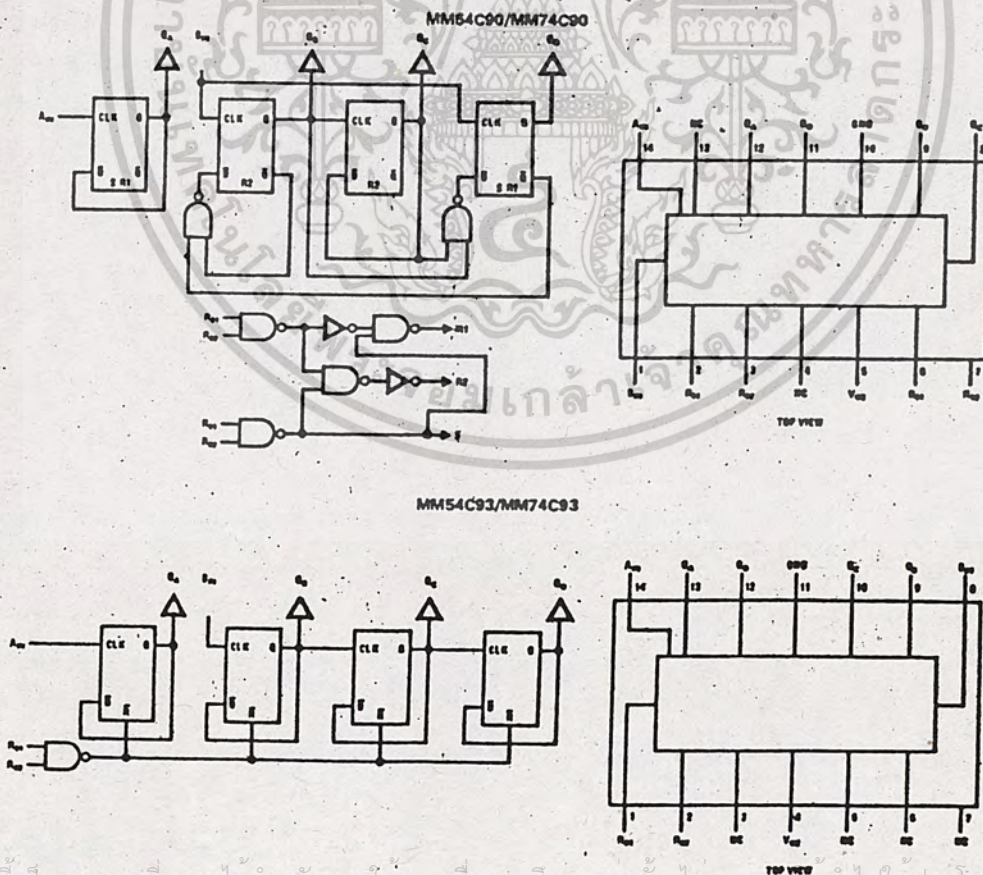
The MM54C90/MM74C90 decade counter and the MM54C93/MM74C93 binary counter are complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N and P-channel enhancement mode transistors. The 4-bit decade counter can be reset to zero or preset to nine by applying appropriate logic level on the R_{01} , R_{02} , R_{01} and R_{02} inputs, also a separate flip-flop on the A-bit enables the user to operate it as a divide-by-2, 5 or 10 frequency counter. The 4-bit binary counter can be reset to zero by applying high logic level on inputs R_{01} and R_{02} , also a separate flip-flop on the A-bit enables the user to operate it as a divide-by-2, -8, or -16 divider. Counting occurs on the negative-going edge of the input pulse.

All inputs are protected against static discharge damage.

features

- Wide supply voltage range 3V to 15V
- Guaranteed noise margin 1V
- High noise immunity 0.45 V_{CC} (typ)
- Low power fan out of 2
- TTL compatibility driving 74L
- The MM54C93/MM74C93 follows the MM54L93/MM74L93 Pinout

logic and connection diagrams



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings (Note 1)

Voltage at Any Pin -0.3V to V_{CC} +0.3V
 Operating Temperature Range -55°C to +125°C
 MMS4C90, MMS4C93 -40°C to +85°C
 MM74C90, MM74C93 500 mW
 Package Dissipation

Operating V_{CC} Range 3V to 15V
 Absolute Maximum V_{CC} 18V
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 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} = 5V V _{CC} = 10V	3 8			V
Logical "0" Input Voltage (V _{IN(0)})	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V			1.5 2	V
Logical "1" Output Voltage (V _{OUT(1)})	V _{CC} = 5V, I _O = -10μA V _{CC} = 10V, I _O = -10μA	4.5 9			V
Logical "0" Output Voltage (V _{OUT(0)})	V _{CC} = 5V, I _O = +10μA V _{CC} = 10V, I _O = +10μA			0.5 1	V
Logical "1" Input Current (I _{IN(1)})	V _{CC} = 15V, V _{IN} = 15V		0.005	1	μA
Logical "0" Input Current (I _{IN(0)})	V _{CC} = 15V, V _{IN} = 0V	-1	-0.005		μA
Supply Current (I _{CC})	V _{CC} = 15V		0.05	300	μA
CMOS/LPTTL INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage (V _{IN(1)}) MMS4C90, MMS4C93 MM74C90, MM74C93	V _{CC} = 4.5V V _{CC} = 4.75V	V _{CC} -1.5 V _{CC} -1.5			V
Logical "0" Input Voltage (V _{IN(0)}) MMS4C90, MMS4C93 MM74C90, MM74C93	V _{CC} = 4.5V V _{CC} = 4.75V			0.8 0.8	V
Logical "1" Output Voltage (V _{OUT(1)}) MMS4C90, MMS4C93 MM74C90, MM74C93	V _{CC} = 4.5V, I _O = -360μA V _{CC} = 4.75V, I _O = -360μA	2.4 2.4			V
Logical "0" Output Voltage (V _{OUT(0)}) MMS4C90, MMS4C93 MM74C90, MM74C93	V _{CC} = 4.5V, I _O = 360μA V _{CC} = 4.75V, I _O = 360μA			0.4 0.4	V
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
Output Source Current (I _{SOURCE}) (P-Channel)	V _{CC} = 5V, V _{OUT} = 0V, T _A = 25°C	-1.75	-3.3		mA
Output Source Current (I _{SOURCE}) (P-Channel)	V _{CC} = 10V, V _{OUT} = 0V, T _A = 25°C	-8	-15		mA
Output Sink Current (I _{SINK}) (N-Channel)	V _{CC} = 5V, V _{OUT} = V _{CC} , T _A = 25°C	1.75	3.6		mA
Output Sink Current (I _{SINK}) (N-Channel)	V _{CC} = 10V, V _{OUT} = V _{CC} , T _A = 25°C	8	18		mA

ac electrical characteristics T_A = 25°C, C_L = 50 pF, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time From A _{IN} to Q _A (t _{pd0} or t _{pd1})	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V		200 80	400 150	ns
Propagation Delay Time From A _{IN} to Q _B (t _{pd0} or t _{pd1}) (MMS4C93/MM74C93)	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V		450 160	850 300	ns
Propagation Delay Time From A _{IN} to Q _B (t _{pd0} or t _{pd1}) (MMS4C90/MM74C90)	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V		450 160	800 300	ns
Propagation Delay Time From A _{IN} to Q _C (t _{pd0} or t _{pd1}) (MMS4C93/MM74C93)	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V		500 200	1050 400	ns
Propagation Delay Time From A _{IN} to Q _C (t _{pd0} or t _{pd1}) (MMS4C90/MM74C90)	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V		500 200	1000 400	ns
Propagation Delay Time From A _{IN} to Q _D (t _{pd0} or t _{pd1}) (MMS4C93/MM74C93)	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V		600 250	1200 500	ns
Propagation Delay Time From A _{IN} to Q _D (t _{pd0} or t _{pd1}) (MMS4C90/MM74C90)	V _{CC} = 5V V _{CC} = 10V		450 160	800 300	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ: ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติหากนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณินใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ac electrical characteristics (con't)

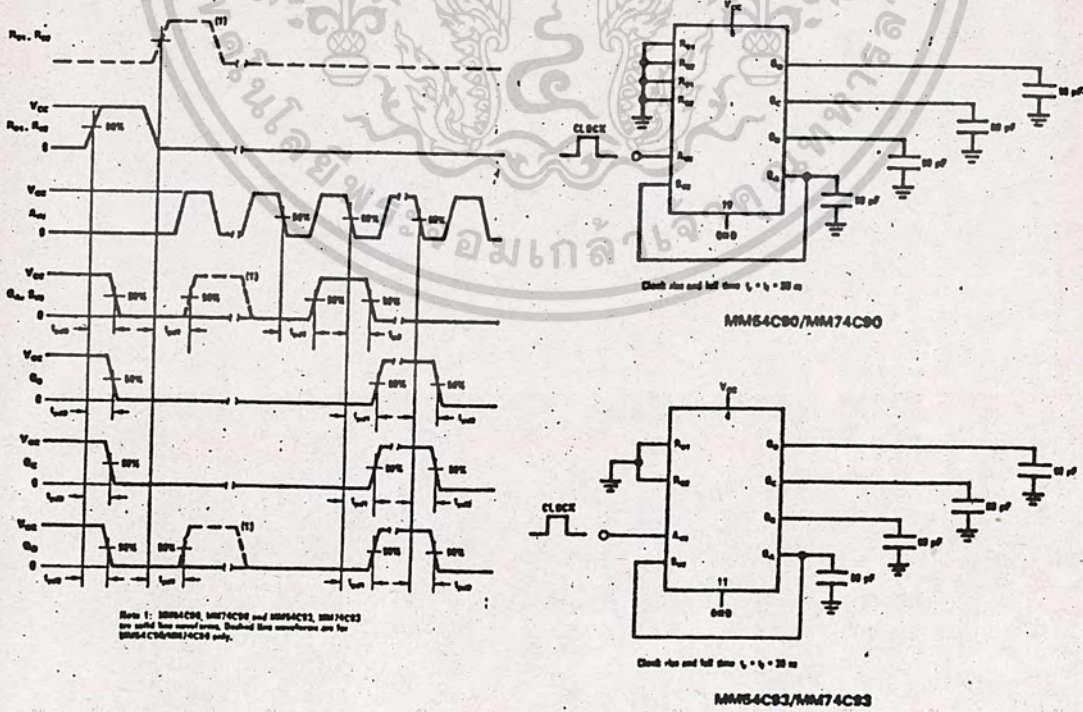
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time From R_{01} or R_{02} to Q_A , Q_B , Q_C or Q_D (t_{p00} or t_{pd1}) (MM54C93/MM74C93)	$V_{CC} = 5V$		150	300	ns
	$V_{CC} = 10V$		75	150	ns
Propagation Delay Time From R_{01} or R_{02} to Q_A , Q_B , Q_C or Q_D (t_{p00} or t_{pd1}) (MM54C90/MM74C90)	$V_{CC} = 5V$		200	400	ns
	$V_{CC} = 10V$		75	150	ns
Propagation Delay Time From R_{01} or R_{02} to Q_A or Q_D (t_{p00} or t_{pd1}) (MM54C90/MM74C90)	$V_{CC} = 5V$		250	500	ns
	$V_{CC} = 10V$		100	200	ns
Min R_{01} or R_{02} Pulse Width (MM54C93/MM74C93)	$V_{CC} = 5V$	600	250		ns
	$V_{CC} = 10V$	300	125		ns
Min R_{01} or R_{02} Pulse Width (MM54C90/MM74C90)	$V_{CC} = 5V$	600	250		ns
	$V_{CC} = 10V$	300	125		ns
Min R_{01} or R_{02} Pulse Width (MM54C90/MM74C90)	$V_{CC} = 5V$	500	200		ns
	$V_{CC} = 10V$	250	100		ns
Maximum Clock Rise and Fall Time	$V_{CC} = 5V$			15	ns
	$V_{CC} = 10V$			5	ns
Minimum Clock Pulse Width (t_{pw})	$V_{CC} = 5V$	250	100		ns
	$V_{CC} = 10V$	100	50		ns
Maximum Clock Frequency	$V_{CC} = 5V$	2			MHz
	$V_{CC} = 10V$	5			MHz
Input Capacitance	Any Input (Note 2)		5		pF
Power Dissipation Capacitance (C_{PD})	Per Package (Note 3)		45		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature 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.

switching time waveforms and ac test circuits



Note 1: MM54C90, MM74C90 and MM54C93, MM74C93 are valid for most cases. Detailed time waveforms are for MM54C90/MM74C90 only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังประชาชน
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

truth tables

MM54C90/MM74C90 4-Bit Decade Counter
BCD Count Sequence

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

Output Q_A is connected to input B for BCD count.
H - High level
L - Low level
X - Irrelevant

MM54C93/MM74C93 4-Bit Binary Counter
Binary Count Sequence

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

Output Q_A is connected to input B for binary count sequence.
H - High level
L - Low level
X - Irrelevant

Reset/Count Function Table

RESET INPUTS				OUTPUT			
R ₀₁	R ₀₂	R ₀₁	R ₀₂	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	COUNT			
L	X	L	X	COUNT			
L	X	X	L	COUNT			
X	L	L	X	COUNT			

Reset/Count Function Table

RESET INPUTS		OUTPUT			
R ₀₁	R ₀₂	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	L	L	L
L	X	COUNT			
X	L	COUNT			

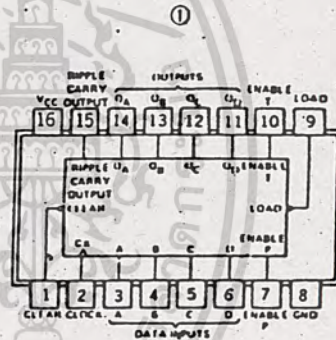
54161/74161 Synchronous 4-Bit Binary Counter with Direct Clear

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package		
T.I.		C	P	M	C	P	M	C	P	M	C	P	M	C	P	M	C	P	M	
FAIRCHILD									SN54LS161	J	W		SN54161	J	W					
MOTOROLA									MS54161/MS74161	PD	PD		MS161	PD	PD					
N.S.C.									SN74LS161	P			MC74161	P						
PHILIPS									DM54LS161	(D)			DM54161A							
SIGNETICS									DM74LS161	(D)			DM74161A							
SIEMENS									N74LS161	(A)			N74161	(A)						
FUJITSU									74LS161	M			74161	M						
HITACHI									HD74LS161	P			HD74161	P						
MITSUBISHI									M74LS161	P			M53361	P						
NEC									74LS161	C			μPB7161	C						
AMD	Am54S161								Am54LS161	(D)										
	Am74S161								Am74LS161	(D)										

Electrical Characteristics SN54LS161/SN74LS161

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range							
Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C			
Input voltage	5.5V	Storage temperature range	SN74LS	0°C to 70°C			
				-65°C to 150°C			
recommended operating conditions							
			SN54LS161	SN74LS161	UNIT		
Supply voltage, V _{CC}	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	V
High-level output current, I _{OH}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			4	mA
Input clock frequency, f _{clock}		0	25	0	25	MHz	
Width of clock pulse, t _w (clock)		25		25		ns	
Width of clear pulse, t _w (clear)		20		20		ns	
Setup time, t _{setup}	Data inputs A, B, C, D	20		20		ns	
	Enable P or T	20		20		ns	
	Load	20		20		ns	
	Clear	20		20		ns	
Hold time at any input, t _{hold}		0		0		ns	
Operating free-air temperature, T _A		-55	125	0	70	°C	
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range							
PARAMETER	TEST CONDITIONS†		MIN	TYP‡	MAX	UNIT	
V _{IH}	High-level input voltage		2			V	
V _{IL}	Low-level input voltage				0.8	V	
V _I	Input clamp voltage		V _{CC} - MIN., I _I = 16mA		-1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage		V _{CC} - MIN., V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V., I _{OH} = -400μA		2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage		V _{CC} - MIN., V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V., I _{OL} = 8mA		0.35	0.5	V
I _I	Input current at maximum voltage	Load, clock or T	V _{CC} MAX., V _I 7V		0.2	mA	
	Other input				0.1	mA	
I _{IH}	High-level input current	Load, clock or enable T	V _{CC} MAX., V _I 2.7V		40	μA	
	Other inputs				20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	Load, clock or enable T	V _{CC} MAX., V _I 0.4V		0.8	mA	
	Other inputs				0.4	mA	
I _{CS}	Short circuit output current		V _{CC} - MAX.		-20	100	mA
I _{CC} H	Supply current, all outputs high		V _{CC} - MAX.		18	31	mA
			SN54LS	18	31	mA	
I _{CC} L	Supply current, all outputs low		V _{CC} - MAX.		19	32	mA
			SN54LS	19	32	mA	
f _{max}	Maximum clock frequency				25	32	ns
t _{PLH}	from Clock to output				20	35	ns
t _{PHL}	Ripple carry				18	35	ns
t _{PLH}	from Clock (load input high) to output Any Q	V _{CC} = V _T T _A = 25°C C _L = 15pF. R _L = 2kΩ See Note 4			13	24	ns
t _{PHL}	from Clock (load input low) to output Any Q				18	27	ns
t _{PLH}	from Enable T to output Any Q				13	24	ns
t _{PHL}	from Enable P to output Any Q				18	27	ns
t _{PLH}	from Clear to output Any Q				9	14	ns
t _{PHL}	from Clear to output Any Q				9	14	ns

Pin Assignments (Top View)



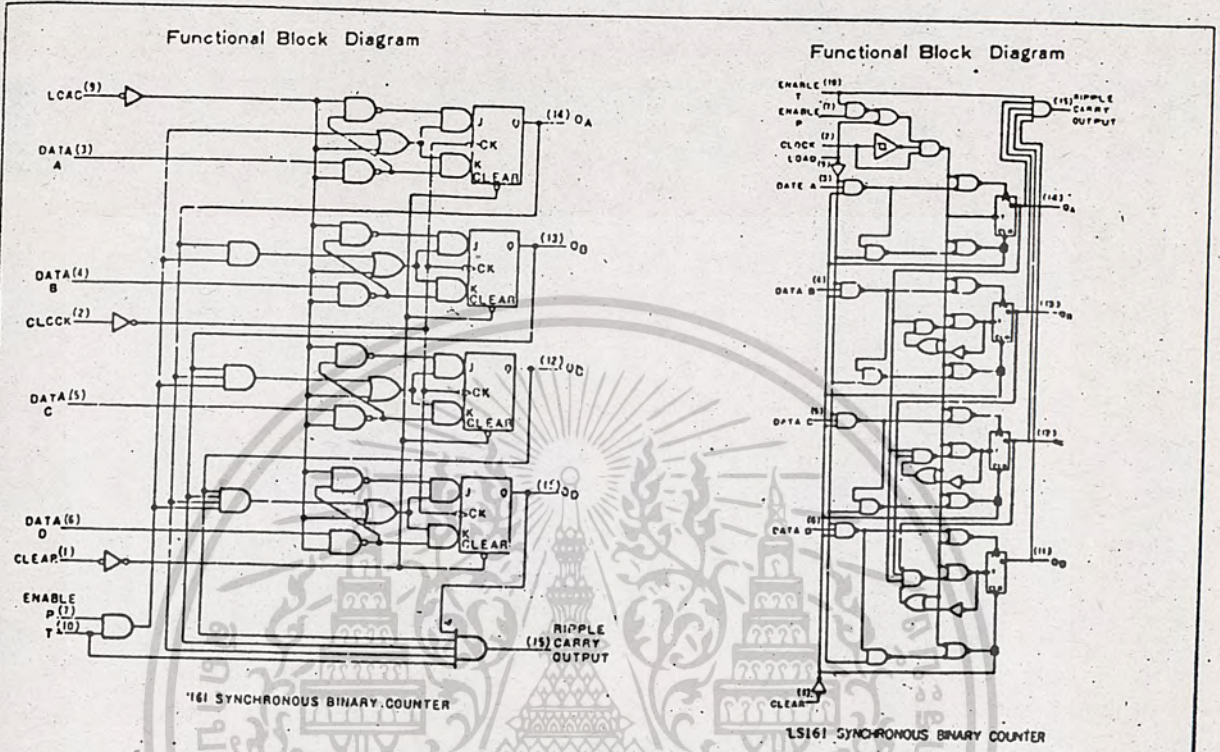
- NOTES: 1. This is the voltage between the emitters of 3 multi-emitter transistors. For the outputs, the rating applies between the count enable inputs P and T.
 2. I_{CC}H is measured with the load input high, then again with the load input low, with all other inputs high and all outputs open.
 3. I_{CC}L is measured with the clock input high, then again with the clock input low, with all other inputs low and all outputs open.
 4. Propagation delay for clearing is measured from the clear input for the 161.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value, specified under recommended operating conditions.
 ‡ All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 § Not more than one output should be shorted at a time.
 ¶ t_{PLH} - propagation delay time, low-to-high-level output
 †† t_{PHL} - propagation delay time, high-to-low-level output

CONTINUED ON NEXT PAGE

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของ บริษัท ไบเทค จำกัด ห้ามทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่มีการรับประกันว่าข้อมูลนี้จะถูกต้องและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

54161/74161 (CONTINUED)



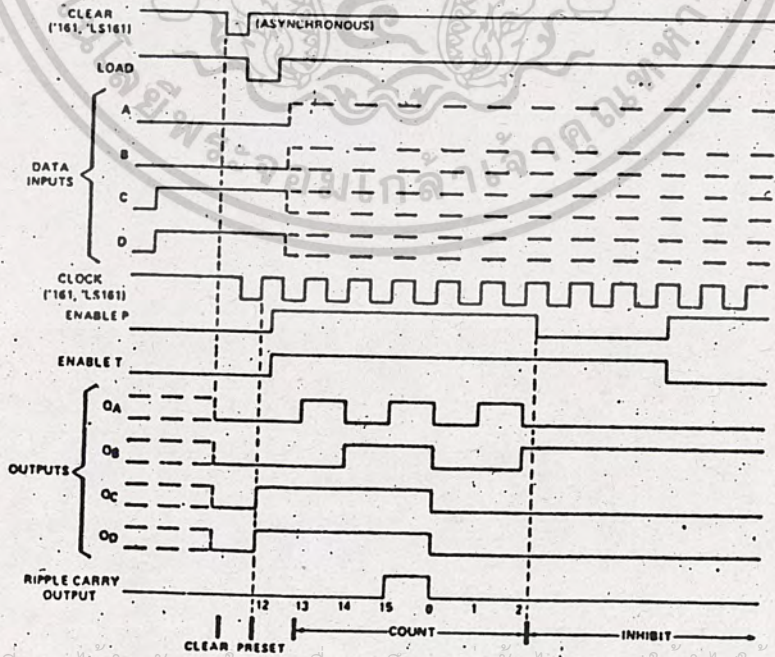
161 SYNCHRONOUS BINARY COUNTER

LS161 SYNCHRONOUS BINARY COUNTER

typical clear, preset, count, and inhibit sequences

Illustrated below is the following sequence:

1. Clear outputs to zero
2. Preset to binary twelve
3. Count to thirteen, fourteen fifteen, zero, one, and two
4. Inhibit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

absolute maximum ratings

Voltage At Any Pin (Note 1) -0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
 Operating Temperature MM54C160/1/2/3 -55°C to +125°C
 MM74C160/1/2/3 -40°C to +85°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C

Maximum V_{CC} Voltage 18V
 Package Dissipation 500mW
 Operating V_{CC} Range +3V to +15V
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 300°C

electrical characteristics

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

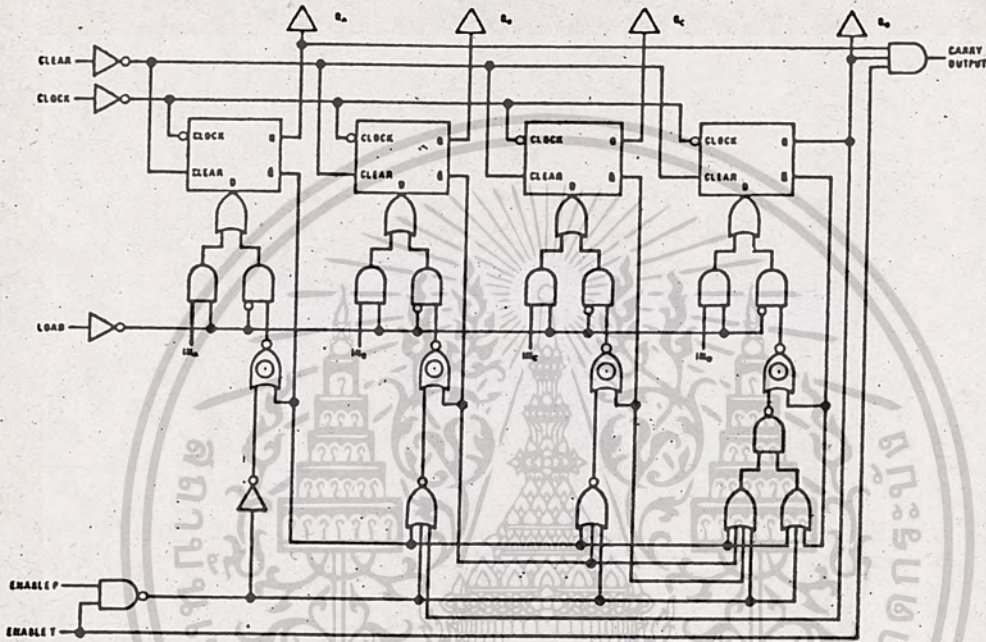
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS to CMOS					
Logical "1" Input Voltage $V_{IN(1)}$	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$	3.5 8.0			V
Logical "0" Input Voltage $V_{IN(0)}$	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$			1.5 2.0	V
Logical "1" Output Voltage $V_{OUT(1)}$	$V_{CC} = 5V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10\mu A$	4.5 9.0			V
Logical "0" Output Voltage $V_{OUT(0)}$	$V_{CC} = 5V, I_O = +10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = +10\mu A$			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}	$V_{CC} = 15V$		0.05	300	μA
Input Capacitance	Any Input		5		pF
Propagation Delay Time from Clock to Q t_{pd0} or t_{pd1}	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		250 100	400 160	ns
Propagation Delay Time from Clock to Carry Out t_{pd0} or t_{pd1}	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		290 120	450 190	ns
Propagation Delay Time from T Enable to Carry Out t_{pd0} or t_{pd1}	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		180 70	290 120	ns
Propagation Time from Clear to Q t_{pd0} (C160 and C161 only)	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		190 80	300 150	ns
Time Prior to Clock that Data or Load Must be Present t_{SETUP}	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		120 30		ns
Time Prior to Clock that Enable P or T Must be Present t_{SETUP}	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		170 70	280 120	ns
Time Prior to Clock that Clear Must be Present t_{SETUP} (162, 163 only)	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		120 50	190 80	ns
Minimum Clock Pulses Width t_{WL} or t_{WH}	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$		90 35	170 70	ns
Maximum Clock Rise or Fall Time	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$			15 5.0	μs
Maximum Clock Frequency	$V_{CC} = 5V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50pF, T_A = 25^\circ C$	2.0 5.5	3.0 8.5		MHz
CMOS/LPTTL INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage 54C 74C	$V_{CC} = 4.5V$ $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC}-1.5$ $V_{CC}-1.5$			V
Logical "0" Input Voltage 54C 74C	$V_{CC} = 4.5V$ $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V
Logical "1" Output Voltage 54C 74C	$V_{CC} = 4.5V, I_O = -360\mu A$ $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360\mu A$	2.4 2.4			V
Logical "0" Output Voltage 54C 74C	$V_{CC} = 4.5V, I_O = +360\mu A$ $V_{CC} = 4.75V, I_O = +360\mu A$			0.4 0.4	V
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
Output Source Current I_{SOURCE}	$V_{CC} = 5V, V_{IN(0)} = 0V,$ $V_{OUT} = 0V, T_A = 25^\circ C$	1.75			mA
Output Source Current I_{SOURCE}	$V_{CC} = 10V, V_{IN(0)} = 0V,$ $V_{OUT} = 0V, T_A = 25^\circ C$	8.0			mA
Output Sink Current I_{SINK}	$V_{CC} = 5V, V_{IN(1)} = 5V,$ $V_{OUT} = V_{CC}, T_A = 25^\circ C$	1.75			mA
Output Sink Current I_{SINK}	$V_{CC} = 10V, V_{IN(1)} = 10V,$ $V_{OUT} = V_{CC}, T_A = 25^\circ C$	8.0			mA

Note 1: This device should not be connected during power on conditions.

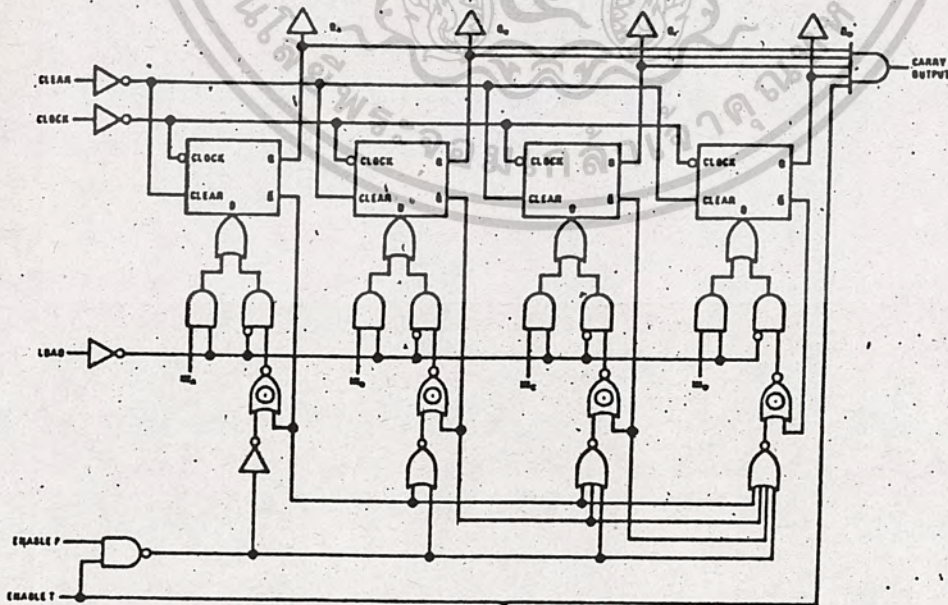
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต่ององงถึงเจ้าของเอกสารทุกคร้งที่มีการนำไปใช้

logic diagrams

MM74C160, MM74C162; Clear is Synchronous for the MM74C162



MM74C161, MM74C163; Clear is Synchronous for the MM74C163



MM54C160/MM74C160, MM54C161/MM74C161, MM54C162/MM74C162, MM54C163/MM74C163



MM54C160/MM74C160 Decade Counter with Asynchronous Clear
MM54C161/MM74C161 Binary Counter with Asynchronous Clear
MM54C162/MM74C162 Decade Counter with Synchronous Clear
MM54C163/MM74C163 Binary Counter with Synchronous Clear

general description

These (synchronous presettable up) counters are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N and P channel enhancement mode transistors. They feature an internal carry lookahead for fast counting schemes and for cascading packages without additional gating.

A low level at the load input disables counting and causes the outputs to agree with the data input after the next positive clock edge. The clear function for the C162 and C163 is synchronous and a low level at the clear input sets all four outputs low after the next positive clock edge. The clear function for the C160 and C161 is asynchronous and a low level at the clear input sets all four outputs low regardless of the state of the clock.

Counting is enabled when both count enable inputs are high. Input T is fed forward to also enable the carry out. The carry output is a positive pulse with a duration approximately equal to the positive portion of Q_A and can be used to enable successive cascaded stages. Logic transitions at the enable P or T inputs can occur when the clock is high or low.

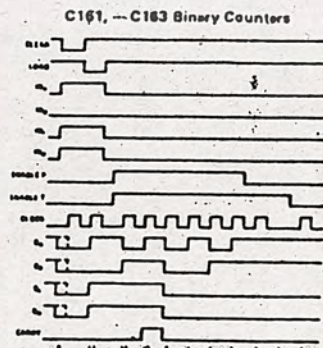
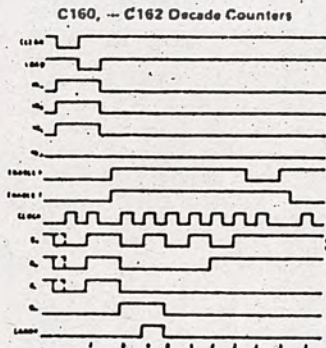
features

- High noise margin 1V guaranteed
- High noise immunity 0.45 V_{cc} typ
- Tenth power TTL compatible drives 2 LPTTL loads
- Wide supply voltage range 3V to 15V
- Internal look-ahead for fast counting schemes
- Carry output for N-bit cascading
- Load control line
- Synchronously programmable

connection diagram



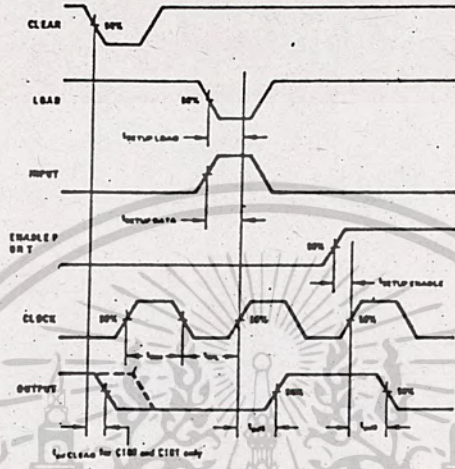
logic waveforms



MM54C160/MM74C160, MM54C161/MM74C161, MM54C162/MM74C162, MM54C163/MM74C163

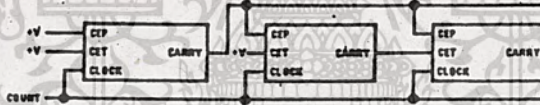
MM54C160/MM74C160, MM54C161/MM74C161, MM54C162/MM74C162, MM54C163/MM74C163

switching time waveforms

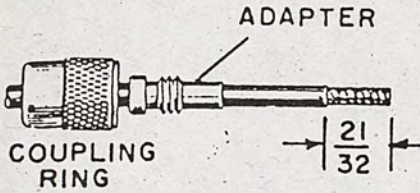


Note 1: All input pulses are from generators having the following characteristics: $t_r = t_f = 20$ ns PRR ≤ 1 MHz duty cycle $\leq 50\%$, $t_{setup} = 100$ ns.
 Note 2: All times are measured from 50% to 50%.

cascading packages



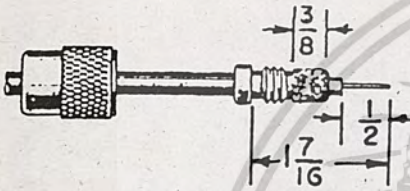
ASSEMBLY OF AMPHENOL 83-1SP PLUG AND 83-168 ADAPTER TO RG-59/U COAXIAL CABLE



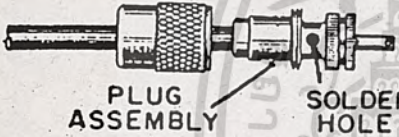
Remove $21/32$ " of vinyl jacket from cable. Slide coupling ring and adapter on cable.



Spread braid and fold back over cable.



Position adapter as shown at left. Trim braid to $3/8$ " and press down over the adapter. Remove $1/2$ " of dielectric material. Tin center conductor.

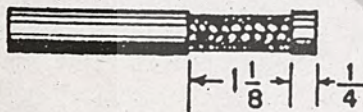


Screw inner plug assembly onto adapter. Solder braid to shell through solder holes. Solder center conductor.

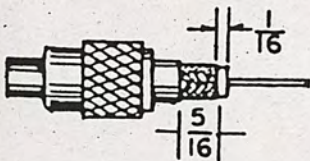


Screw shell onto inner plug assembly.

ASSEMBLY OF AMPHENOL 83-1SP PLUG TO RG-11/U COAXIAL CABLE



Remove $1 1/8$ " of vinyl jacket from cable. Tin braid evenly and smoothly with thin coating of solder.



Cut braid, using small pipe cutter or sharp knife, leaving $5/16$ " as shown at left. Remove dielectric material, leaving $1/16$ ". Take care not to cut the center conductor. Replace shell on cable.



Screw inner plug assembly onto cable. Solder to braid at solder holes. Solder center conductor.

MSA-2992

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MM54C00/MM74C00 Quad 2-Input NAND Gate
MM54C02/MM74C02 Quad 2-Input NOR Gate
MM54C04/MM74C04 Hex Inverter
MM54C10/MM74C10 Triple 3-Input NAND Gate
MM54C20/MM74C20 Dual 4-Input NAND Gate

general description

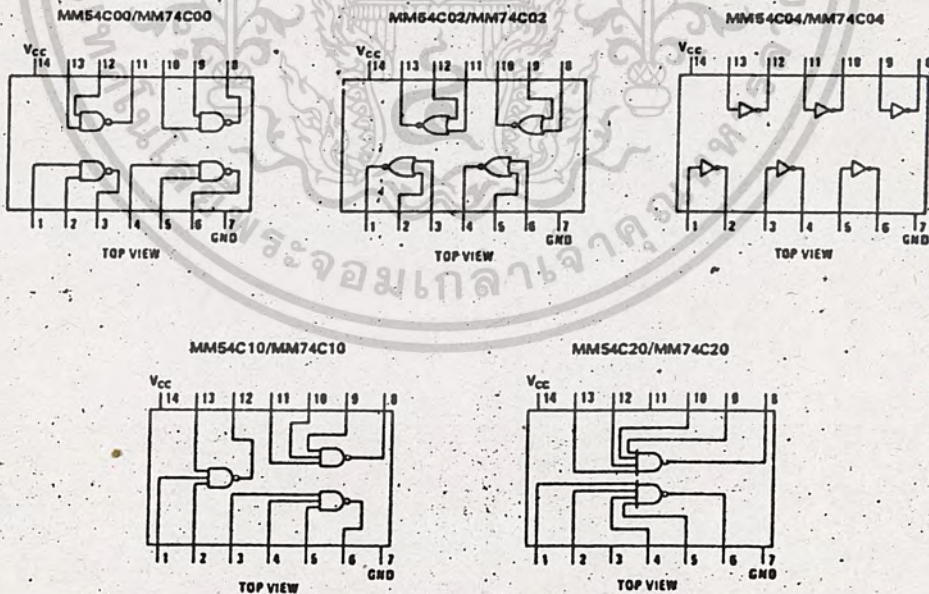
These logic gates employ complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption, high noise immunity and symmetric controlled rise and fall times. With features such as this the 54C/74C logic family is close to ideal for use in digital systems. Function and pin out compatibility with series 54/74 devices minimizes design time for those designers already familiar with the standard 54/74 logic family.

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 consumption 10 nW/package typ.
- Low power fan out of 2 driving 74L
- TTL compatibility

connection diagrams



MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณี่ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

absolute maximum ratings (Note 1)

Voltage at Any Pin	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Operating Temperature Range	
54C	-55°C to +125°C
74C	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating V_{CC} Range	3.0V to 15V
Maximum V_{CC} Voltage	18V
Package Dissipation	500 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

dc electrical characteristics

Min/max limits apply across the guaranteed 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 V
Logical "0" Input Voltage ($V_{IN(0)}$)	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10V$			1.5 2.0	V 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 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 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
LOW POWER TO CMOS					
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 V
Logical "0" Input Voltage ($V_{IN(0)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V V
Logical "1" Output Voltage ($V_{OUT(1)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -10\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -10\mu A$	4.4 4.4			V V
Logical "0" Output Voltage ($V_{OUT(0)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = +10\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = +10\mu A$			0.4 0.4	V V
CMOS TO LOW POWER					
Logical "1" Input Voltage ($V_{IN(1)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	4.0 4.0			V V
Logical "0" Input Voltage ($V_{IN(0)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			1.0 1.0	V 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 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 V
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
Output Source Current (I_{SOURCE})	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN(0)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-1.75			mA
Output Source Current (I_{SOURCE})	$V_{CC} = 10V, V_{IN(0)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-8.0			mA
Output Sink Current (I_{SINK})	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN(1)} = 5.0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$	1.75			mA
Output Sink Current (I_{SINK})	$V_{CC} = 10V, V_{IN(1)} = 10V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$	8.0			mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับผู้ใช้เท่านั้น การคัดลอกหรือการนำข้อมูลใดๆ ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัท
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

ac electrical characteristics

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, unless otherwise specified.

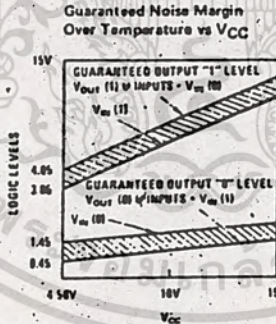
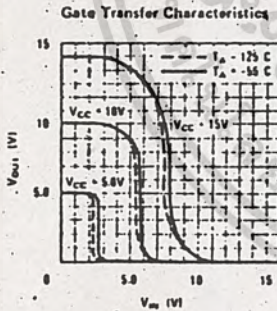
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04					
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t _{PLH})	V _{CC} = 5.0V V _{CC} = 10V		50 30	90 60	ns
Input Capacitance (C _{IN})	(Note 2)		6.0		pF
Power Dissipation Capacitance (C _{PD})	(Note 3) Per Gate or Inverter		12		pF
MM54C10/MM74C10					
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t _{PLH})	V _{CC} = 5.0V V _{CC} = 10V		60 35	100 70	ns
Input Capacitance (C _{IN})	(Note 2)		7.0		pF
Power Dissipation Capacitance (C _{PD})	(Note 3) Per Gate		18		pF
MM54C20/MM74C20					
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t _{PLH})	V _{CC} = 5.0V V _{CC} = 10V		70 40	115 80	ns
Input Capacitance (C _{IN})	(Note 2)		9		pF
Power Dissipation Capacitance (C _{PD})	(Note 3) Per Gate		30		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature 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.

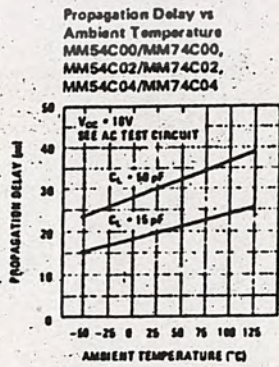
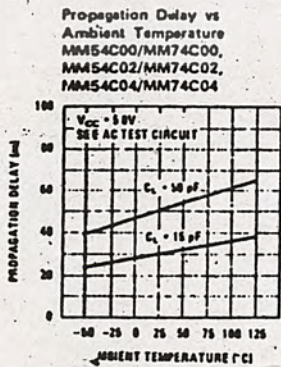
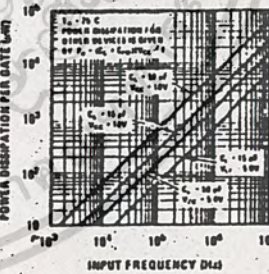
Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

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.

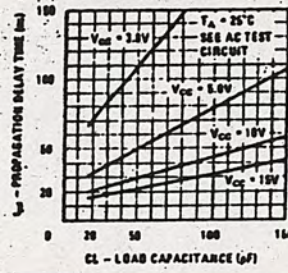
typical performance characteristics



Power Dissipation vs Frequency
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



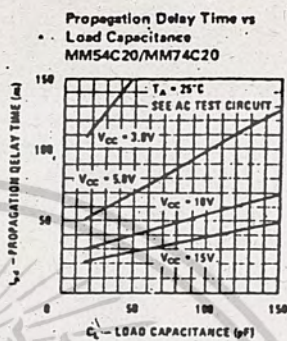
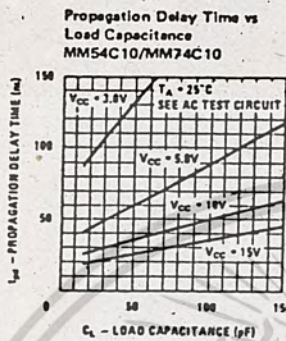
Propagation Delay Time vs Load Capacitance
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



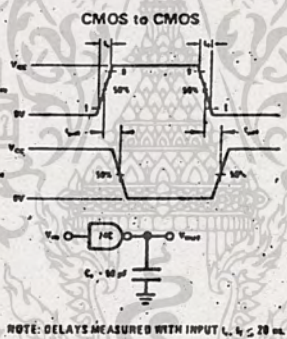
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

typical performance characteristics (con't)



switching time waveforms and ac test circuits



เอกสารอ้างอิง

- (1) ยืน กู้วารารช, ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2 บริษัทซีเล็คชูเชียน
พ.ศ. 2521
- (2) ศูนย์บริการวิชาการเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, การกระจายเสียงแบบแอมแป
ร่าสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ เล่มที่ 9 พ.ศ. 2530 หน้า 156-160
- (3) ศูนย์บริการวิชาการคอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์เวสต์, เฟสบุ๊กดุษในระบบการสื่อสาร
ารสารคอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์เวสต์ ปีที่ 11 ฉบับที่ 105 เดือนกุมภาพันธ์ พ.ศ
2530 หน้า 82-89
- (4) ศูนย์บริการวิชาการคอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์เวสต์, เฟสบุ๊กดุษในระบบการสื่อสาร
ารสารคอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์เวสต์ ปีที่ 11 ฉบับที่ 108 เดือนพฤษภาคม พ.ศ
2530 หน้า 9-13
- (5) Robert W. Landee, Donovan C. David and Albert P. Albrecht,
Electronic Designers' Handbook Mc Graw-Hill Book. Company,
inc.
- (6) Laurence F. Gray and Richard Graham, Radio Transmitters Mc
Graw-Hill Book Company, inc.
- (7) Morris Slurzberg and William Osterheld, Essentials of Radio-
Electronics Mc Graw-Hill Book Company, inc.
- (8) Radio Electronics, Technology-Video-Stereo-Computers-Service
Vol. 59 No. 3 P. 54-58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้