



ปีการศึกษา 2530
วีดีโอ พลัส (VIDEO PLUS)

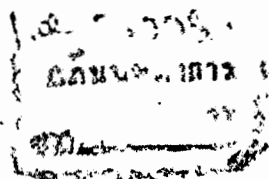
โดย

นายพลศักดิ์ ประชัญชรินทร์

นายยุทธนา รุจิอนุรักษ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. ไมโนะ ไกรฤกษ์



ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2530

ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง วิดีโอ พลัส

ผู้จัดทำ

1. นายพลศักดิ์ ประชัญชรินทร์ เลขประจำตัว 27-1146

2. นายยุทธนา รุจิอนุรักษ์ เลขประจำตัว 27-1155

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. ไมโนะ ไกรฤกษ์)

วิดีโอ พลัส

นายพลศักดิ์ ประชัญชรินทร์

นายยุทธนา รุจิบุรุษ

อ.โมไนย ไกรฤกษ์

(อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

โครงงานวิดีโอ พลัส ที่สร้างขึ้นมานี้เป็นเครื่องส่งโทรทัศน์เครื่องหนึ่ง เพื่อที่จะแพร่ภาพสัญญาณโทรทัศน์ออกอากาศ ทำโดยการนำสัญญาณภาพซึ่งเป็นสัญญาณคอมโพสิท (COMPOSITE SIGNAL)) ซึ่งมีความถี่ในช่วง 0-5 MHz และสัญญาณเสียง (AUDIO SIGNAL)) ซึ่งมีความถี่ในช่วง 0-20 KHz มาจากเครื่องเล่นวิดีโอเทป สัญญาณคอมโพสิทจะถูกนำมาผ่านวงจรโลพาสฟิลเตอร์ (LOW PASS FILTER) เพื่อจำกัดช่วงความถี่ของสัญญาณ ส่วนสัญญาณเสียงจะถูกนำมาทำฟริควেনซี โมดูเลชัน (FREQUENCY MODULATION) กับคลื่นพาหะย่อย (SUB-CARRIER) 5.5 MHz เพื่อขึ้นความถี่ไปที่ความถี่ 5.5 MHz จากนั้นสัญญาณภาพและเสียงจะถูกนำมารวมกันเพื่อที่จะไปทำแอมพลิจูด โมดูเลชัน (AMPLITUDE MODULATION) กับคลื่นพาหะ (CARRIER) ความถี่ 49 MHz ซึ่งสร้างมาจากวงจรรอสซิลเลเตอร์ (OSCILLATOR) จากนั้นสัญญาณจะผ่านไฮพาส ฟิลเตอร์ (HIGH PASS FILTER)) เพื่อตัดบางส่วนออกของสัญญาณออกไป ให้เป็นการส่งสัญญาณแบบเวสติเกียล ไซด์แบนด์ (VESTIGIAL SIDEBANDS TRANSMISSION)) จากนั้นสัญญาณจะผ่านวงจรขยายสัญญาณต่ำ (DRIVER)) เพื่อขยายระดับสัญญาณให้สูงขึ้น เพื่อที่จะไปขับวงจรเพาเวอร์ แอมป์ (POWER AMPLIFIER)) ให้ได้สัญญาณซึ่งมีกำลังสูงพอที่จะส่งออกอากาศไปได้ ทั้งนี้กำลังส่งของเครื่องคาดว่าจะมีประมาณ 50 mW โดยใช้กับเครื่องรับโทรทัศน์ระบบ PAL ตามมาตรฐาน CCIR.

VIDEO PLUS

PONSAK PRATCHAYACHARINKORN

YUTTANA RUJIANURAK

ADVISOR :

MONAI KRAILERK

(1987)

ABSTRACT

THIS PROJECT IS A TRANSMITTER. IN ORDER TO BROADCAST THE TELEVISION SIGNAL, COMPOSITE SIGNAL WHICH FREQUENCY RANGE 0 - 5 MHz AND SOUND SIGNAL 0-20 KHz ARE USED (BOTH COME FROM VDO- TAPE- PLAYER). COMPOSITE SIGNAL PASS THROUGH A LOW PASS FILTER IN ODER TO LIMIT THE FREQUENCY RANGE, AND SOUND SIGNAL WILL FREQUENCY MODULATE WITH SUB-CARRIER 5.5 MHz(SHIFT TO 5.5 MHz). THEN BOTH. COMPOSITE SIGNAL AND SOUND SIGNAL IS COMBINED AND MODULATE WITH CARRIER 49 MHz (AMPLITUDE MODULATION), WHICH GENERATED. FROM AN OSCILLATOR. THE SIGNAL PASS THROUGH A HIGH PASS FILTER IN ORDER TO TAKE OUT SOME FREQUENCY TO ESTABLISH VESTIGIAL SIDEBANDS TRANSMISSION. THE SIGNAL WILL BE AMPLIFIED BY A DRIVER IN ORDER TO AMPLIFIED THIS SMALL SIGNAL, AND THEN TO POWER AMPLIFIER TO MAKE ENOUGH POWER SIGNAL TO RADIATE IN FREE SPACE OR TO BROADCAST IT. COMMENT THAT THE POWER TRANSMITTED BY THIS TRANSMITTER HAS ABOUT 50 mW. AND USED PAL TELEVISION RECIEVER STANDARD CCIR.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการทำงานของโครงการ	2
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	6
3.1 วงจรโลพาสฟิลเตอร์	6
3.2 วงจรไฮพาสฟิลเตอร์	8
3.3 วงจรแอมพลิฟายด์ มอดูเลเตอร์	11
3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์	17
3.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	32
บทที่ 4 ผลการทดสอบ	43
4.1 วงจรโลพาสฟิลเตอร์	43
4.2 วงจรไฮพาสฟิลเตอร์	44
4.3 วงจรแอมพลิฟายด์ มอดูเลเตอร์	45
4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์	46
4.5 วงจรเพาเวอร์ แอมพลิฟายเออร์	48
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	50
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

บทที่ 1

บทนำ

สำหรับปฏิญานพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอขึ้นมาเพื่อประกอบกับโครงการเครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์หรือที่ดังชื่อว่า วิดีโอ พลัส นี้ ซึ่งประโยชน์ที่จะได้รับก็คือการทดแทนวิธีการเดินสาย ซึ่งมีความยุ่งยากในเรื่องของพื้นที่ที่ใช้ว่าง นอกจากนี้แล้วยังสามารถที่จะเพิ่มจำนวนเครื่องรับโทรทัศน์ได้ตามความต้องการที่เพิ่มขึ้นของผู้ใช้อีกด้วยโดยไม่ต้องเสียค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้นแต่อย่างใด ทั้งนี้อุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในโครงการนี้ผู้สร้างพยายามที่จะใช้อุปกรณ์ที่มีขายอยู่ทั่วไปในท้องตลาด และประหยัดค่าใช้จ่ายมากที่สุดอีกด้วย

สำหรับรายละเอียดภายในปฏิญานพนธ์เล่มนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎี การออกแบบ และ ผลการทดสอบของวงจรต่างๆที่ใช้เป็นส่วนประกอบของโครงการนี้ โดยแยกตามบทต่างๆดังนี้

บทที่ 2 เป็นรายละเอียดหลักการทำงานของโครงการ

บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบของวงจรต่างๆคือ วงจรโลพาสฟิลเตอร์ วงจรไฮพาส ฟิลเตอร์, วงจรแอมพลิฟายเออร์, วงจรมอดูเลเตอร์, วงจรดีมอดูเลเตอร์, และวงจรเพาเวอร์ แอมป์

บทที่ 4 แสดงผลการทดสอบของวงจรต่างๆทั้งหมด

บทที่ 5 เป็นบทสรุปและวิจารณ์เมื่อรวมส่วนต่างๆของโครงการเข้าเป็นระบบ

บทที่ 2

หลักการทํางานของโครงการ

โดยปรกติกการผลิตสัญญาณโทรทัศน์เพื่อการแพร่ภาพนั้นทำจากกล้องโทรทัศน์ ซึ่งทำให้ได้สัญญาณโทรทัศน์ออกมา สัญญาณโทรทัศน์นี้จะประกอบด้วย คัลเลอร์ เบิสต์ (COLOUR BURST) และ ซิงค์ พัลส์ (SYNC PULSE) ต่างๆ ซึ่งสัญญาณทั้งหมดนี้รวมเรียกว่า คอมโพสิท ซิกแนล (ซึ่งมีช่วงความถี่ 0 - 5 MHz) ส่วนสัญญาณเสียงจะถูกนำมามอดูเลท (MODULATE) กับคลื่นพาหะย่อย (SUB-CARRIER) 5.5 MHz แบบฟรีควเอนซี มอดูเลชัน (FREQUENCY MODULATION) จากนั้นจะถูกนำมารวมกับสัญญาณคอมโพสิท เพื่อนำไปมอดูเลทกับคลื่นพาหะของแต่ละสถานีส่งโทรทัศน์ด้วยการมอดูเลชัน (MODULATION) แบบแอมพลิจูด มอดูเลชัน

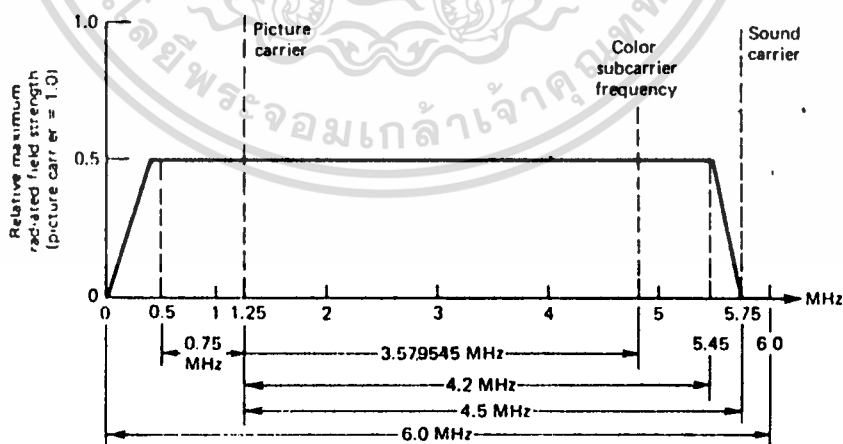
ทั้งนี้การสร้างเครื่องส่งโทรทัศน์ของผู้จัดทำแทนที่จะทำสัญญาณโทรทัศน์ขึ้นมาเอง แต่เอาสัญญาณมาจากเครื่องเล่นวีดีโอ เทปแทน ซึ่งสัญญาณภาพที่ออกมาก็เป็นสัญญาณคอมโพสิทเช่นเดียวกัน แล้วสร้างภาคส่งสัญญาณเพื่อที่จะส่งออกอากาศนั่นเอง

หลักการทํางานของโครงการเป็นดังนี้คือ

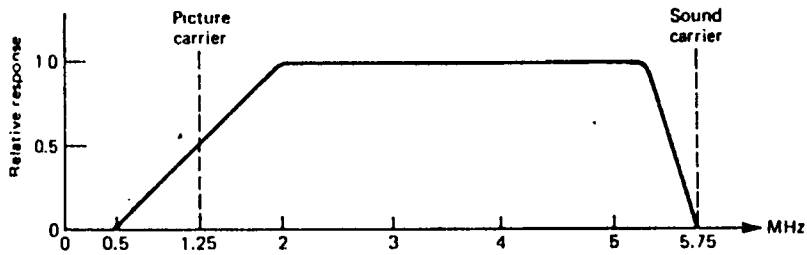
สัญญาณภาพซึ่งเป็นคอมโพสิท ซิกแนล จะมีความถี่อยู่ในช่วง 0 - 5 MHz ถูกนำออกมาจากเครื่องเล่นวีดีโอเทป ผ่านวงจรโลพาสฟิลเตอร์ (LOW PASS FILTER) เพื่อจำกัดช่วงความถี่ของสัญญาณไม่ให้สัญญาณความถี่อื่นซึ่งอาจจะแปลกปลอมเข้ามาได้ ส่วนสัญญาณเสียง ที่มีช่วงความถี่ประมาณ 0 - 20 KHz จะถูกนำมามอดูเลชันแบบฟรีควเอนซี มอดูเลชันกับคลื่นพาหะย่อย ซึ่งมีความถี่ 5.5 MHz เพื่อขึ้นพ้สัญญาณเสียงไปที่ความถี่นี้ (เพื่อจะไม่ให้ไปกวนสัญญาณภาพ) จากนั้นนำผ่านวงจรไฮพาสฟิลเตอร์ (HIGH PASS FILTER) เพื่อตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออก จากนั้นเราจะนำสัญญาณภาพและเสียงทั้งหมดนี้มารวมกันเพื่อไปทำการมอดูเลทอีกครั้งกับคลื่นพาหะความถี่ 49 MHz ซึ่งเป็นการมอดูเลชันแบบแอมพลิจูด มอดูเลชัน

จากการมอดูเลทสัญญาณโทรทัศน์เข้ากับคลื่นพาหะนี้จะทำให้เกิดมีไซด์แบนด์ขึ้น 2 ด้าน คือ อัปเปอร์ และ โลเวอร์ ไซด์แบนด์ (UPPER AND LOWER SIDEBANDS) และ ความถี่คลื่นพาหะ 49 MHz ออกมา ซึ่งแบนด์ทั้ง 2 ข้างนี้มีข่าวสารเหมือนกันทุกประการ นอกจากนั้นแบนด์วิท (BANDWIDTH) ของแอมพลิจูด มอดูเลชันนี้เท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุด

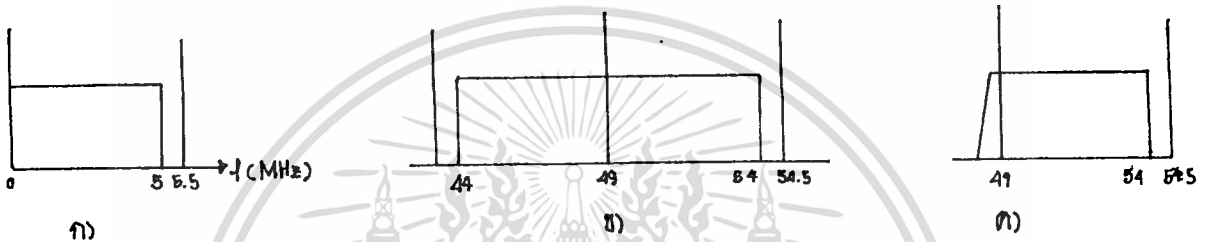
หรือประมาณ 12 MHz ings ถ้าเราส่งไซด์แบนด์ทั้งสองข้างนี้ออกไป ก็จะทำให้สิ้นเปลืองช่วงความถี่ อีกทั้งยังสิ้นเปลืองพลังงานอีกด้วย ดังนั้นในระบบโทรทัศน์ของประเทศไทยที่ใช้ยู่ซึ่งเป็นระบบสากลได้กำหนดให้แต่ละช่องสถานีมีแบนด์วิท 7 MHz นั่นคือ การส่งสัญญาณโทรทัศน์เราต้องส่งเพียงไซด์แบนด์ข้างเดียว (SINGLE SIDEBAND) แต่การที่เราจะส่งสัญญาณโทรทัศน์เพียงข้างเดียวนี้ทำให้ยากต่อการสร้างวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้ตัดไซด์แบนด์ทั้งในเครื่องส่ง และเครื่องรับทีวีด้วย ดังนั้นจึงมีการคิดวิธีการส่งที่สะดวกกว่าขึ้นมา ซึ่งเรียกววิธีการนี้ว่า เวสติเกียล ไซด์แบนด์ ทรานสมิสชั่น (VESTIGIAL SIDEBANDS TRANSMISSION) วิธีการก็คือ การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านอัปเปอร์ ไซด์แบนด์ และบางส่วนของด้านโลเวอร์ ไซด์แบนด์ ออกไป ส่วนที่เหลือของโลเวอร์ไซด์แบนด์นี้ก็จะถูกตัดทิ้งโดยวงจรฟิลเตอร์ จากรูปที่ 2.1 แสดงช่วงความถี่สัญญาณโทรทัศน์ทางด้านส่งซึ่งส่งแบบเวสติเกียล ไซด์แบนด์ โดยมีแบนด์วิทประมาณ 6 MHz ซึ่งสถานีโทรทัศน์ใช้เป็นมาตรฐานในการส่ง รูปที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่ที่ภาคไอ เอฟ (IF) ของเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งถ้าเครื่องรับมีการตอบสนองเป็นดังรูปแล้วจะทำให้การดีเทค (DETECT) สัญญาณภาพทำได้ง่ายโดยใช้ไดโอด ดีเทคเตอร์ (DIODE ENVELOPE DETECTOR) ส่วนรูปที่ 2.3ก - 2.3ค แสดงขั้นตอนต่างๆ ที่กล่าวถึงตั้งแต่สัญญาณโทรทัศน์ (ความถี่ 0 - 5 MHz) และสัญญาณเสียงซึ่งวางอยู่ที่ความถี่ 5.5 MHz แล้วชิฟท์ไปอยู่ที่ความถี่ 49 MHz และการตัดไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการทิ้ง



รูปที่ 2.1 แสดงช่วงความถี่สัญญาณโทรทัศน์ทางด้านส่ง

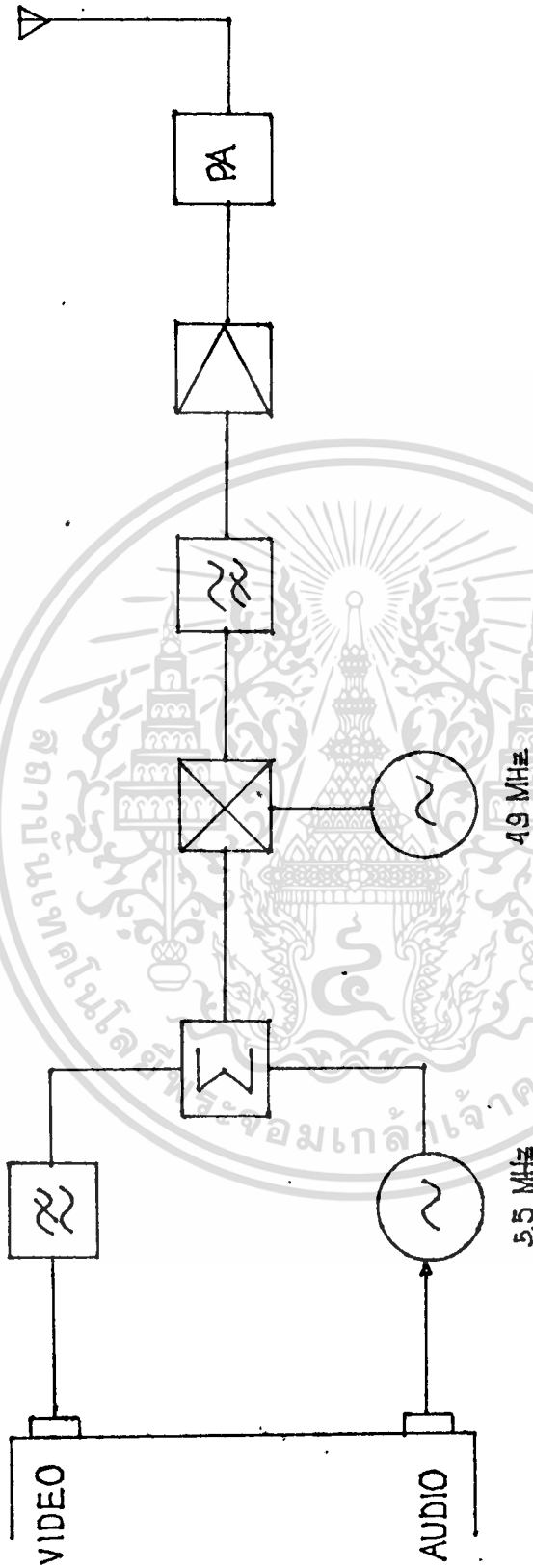


รูปที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่สัญญาณโทรทัศน์ที่เครื่องรับทีวี



รูปที่ 2.3

จากนั้นแล้วสัญญาณที่ได้จะมีกำลังต่ำมากไม่สามารถส่งออกอากาศได้ต้องนำมาขยายสัญญาณเสียก่อน โดยผ่านวงจรไครฟเวอร์ (DRIVER) เพื่อที่จะยกกระตัมสัญญาณให้สูงขึ้นเสียก่อนพอที่จะไปขับวงจรเพาเวอร์ แอมป์ (POWER AMPLIFIERS) เพื่อที่จะส่งออกอากาศไปได้ ทั้งนี้เนื่องจากเราส่งสัญญาณแบบเอ-แอมป์ ดังนั้นระดับของสัญญาณเป็นเรื่องที่สำคัญมาก วงจรขยายที่ใช้จะต้องมีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นสูง ดังนั้นจึงเลือกใช้วงจรเพาเวอร์แอมป์แบบคลาส เอ (CLASS A) เมื่อสัญญาณผ่านวงจรเพาเวอร์แอมป์แล้วสัญญาณก็สามารถส่งออกอากาศไปได้โดยผ่านสายอากาศ ซึ่งระบบทั้งหมดของโครงงานนี้เขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมไว้ดังรูปที่ 2.4



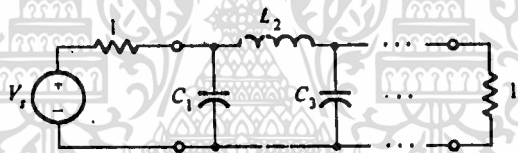
รูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ VIDEO PLUS

3.1 วงจรโลทาสฟิลเตอร์ 0-5 MHz

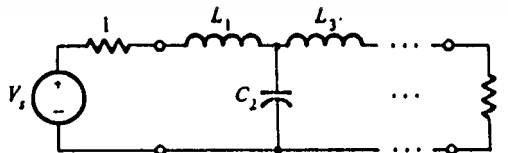
วงจรโลทาสฟิลเตอร์นี้ สร้างขึ้นมาเพื่อให้กรองสัญญาณภาพจากเครื่องเล่นวีดีโอเทป เพื่อกันไม่ให้ความถี่แปลกปลอมผ่านมาได้ โดยมีความต้องการของโลทาสฟิลเตอร์ดังนี้

- ความถี่คัทออฟมีค่า 5 MHz
- มีแบนด์วิท 5 MHz
- ช่วงพาสแบนด์เรียบ

จากความต้องการนี้ จึงเลือกสร้างวงจรฟิลเตอร์ ชนิดบัตเตอร์วอร์ท (BUTTERWORTH) อันดับที่ 3 ซึ่งมีตารางต้นแบบโลทาสฟิลเตอร์ดังตารางที่ 3.1.1 เนื่องจากขอร์สและโหลดมีความต้านทานเท่ากันคือเท่ากับ 50 โอห์ม ดังนั้นอัตราส่วนความต้านทานขอร์สต่อความต้านทานโหลด จะเท่ากับ 1 ($R_S/R_L = 1$)



n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
2	1.414	1.414								
3	1.000	2.000	1.000							
4	0.7654	1.848	1.848	0.7654						
5	0.6180	1.618	2.000	1.618	0.6180					
6	0.5176	1.414	1.932	1.932	1.414	0.5176				
7	0.4450	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.4450			
8	0.3902	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.3902		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	
10	0.3129	0.9080	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.9080	0.3129
n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}



ตารางที่ 3.1.1 แสดงค่าอุปกรณ์วงจรโลทาสฟิลเตอร์ต้นแบบ

การออกแบบ

จากตารางต้นแบบโลทาสฟิลเตอร์เราเลือกใช้อันดับที่ 3 จะได้ค่าของ L,C เป็นดังนี้

$$C1 = 1.000$$

$$L2 = 2.000$$

$$C3 = 1.000$$

ขั้นตอนต่อไปคือการแปลงค่าของอุปกรณ์ต่างๆเหล่านี้ ไปที่ความถี่ที่ใช้งานจริงคือที่ความถี่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ ความต้านทานซอร์สและโหลดมีค่าเท่ากันคือ 50 โอห์ม ดังนั้นเราจึงทำการสเกล(SCALING) ดังนี้

$$L_{new} = \frac{R L_{old}}{2\pi f_c R}$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{2\pi f_c R}$$

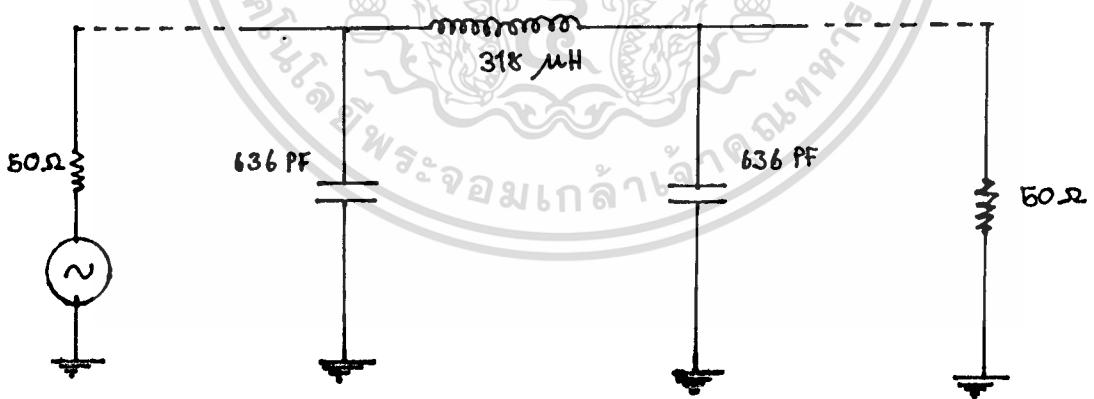
โดยที่ $R = 50 \Omega$ และ $f_c = 5 \text{ MHz}$ เมื่อทำการสเกลแล้วจะได้ค่าของอุปกรณ์เป็นดังนี้

$$C1 = 636 \text{ pF}$$

$$L2 = 3.18 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C3 = 636 \text{ pF}$$

ดังนั้นจะได้อ่างจรโลทาสฟิลเตอร์ที่ต้องการดังรูปที่ 3.1.1



รูปที่ 3.1.1 แสดงวงจรโลทาสฟิลเตอร์

3.2 วงจรไพล์ฟิลเตอร์

วงจรไพล์ฟิลเตอร์นี้ทำหน้าที่กรองสัญญาณที่ออกมาจากแอมพลิฟายเออร์ซึ่งประกอบด้วยความถี่พาหะ 49 MHz และความถี่ไซด์แบนด์ทั้ง 2 ข้าง คือโลเวอร์ไซด์แบนด์และอัพเปอร์ไซด์แบนด์ ซึ่งถ้าเราส่งทั้งหมดนี้ออกอากาศไปทั้งหมดจะทำให้สิ้นเปลืองพลังงานของเครื่องส่งอีกทั้งช่วงความถี่ยังเกินแบนด์ที่ใช้ส่งโทรทัศน์อีกด้วย (ช่องโทรทัศน์หนึ่งมีแบนด์ 7 MHz ดังนั้นจึงส่งเพียงไซด์แบนด์ข้างหนึ่งข้างใดแทน แต่ว่าการจะส่งไซด์แบนด์เพียงข้างหนึ่งนั้นจะเกิดปัญหาในเรื่องความยุ่งยากของฟิลเตอร์ทั้งในเครื่องรับทีวีและเครื่องส่งด้วย ดังนั้นเราจึงส่งไซด์แบนด์ข้างหนึ่งและส่วนหนึ่งของไซด์แบนด์อีกข้างหนึ่งออกไปด้วย ซึ่งเราจะสามารถทำฟิลเตอร์นี้ได้ซึ่งในระบบการส่งแบบนี้เรียกว่า เวสติเกียล ไซด์แบนด์ ทรานสมิSSION

ความต้องการของฟิลเตอร์มีดังนี้

- ความถี่ขอบของพาสแบนด์ห่างจากความถี่พาหะ 0.75 MHz
- ช่วงพาสแบนด์เรียบ
- ลดทอนความถี่ที่อยู่นอกพาสแบนด์ให้มากที่สุด

จากความต้องการนี้จะเห็นว่าเราไม่สามารถที่จะกำหนดความถี่คัทออฟที่แน่นอนลงไปได้เพียงแต่ประมาณค่าเท่านั้น เช่นสมมุติกำหนดให้เท่ากับ 44 MHz แล้วจึงจูนอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองต่อความถี่ตามที่ต้องการ

ดังนั้นเราจึงเลือกใช้ฟิลเตอร์ชนิดเตอร์เวอร์ธ อันดับที่ 10 เพื่อให้ได้การลดทอนนอกพาสแบนด์สูงๆ

การออกแบบ

จากตารางต้นแบบโลพาฟิลเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 3.1.1 เมื่อเลือกอันดับที่ 10 จะได้ค่าอุปกรณ์ต่างๆดังนี้

L1	=	0.3129
C2	=	0.9080
L3	=	1.4140
C4	=	1.782
L5	=	1.975

$$\begin{aligned} C6 &= 1.975 \\ L7 &= 1.782 \\ C8 &= 1.4140 \\ L9 &= 0.9080 \\ C10 &= 0.3129 \end{aligned}$$



ทำการแปลงจากวงจรโลทาสฟิลเตอร์ ไปเป็นวงจรไฮพาสฟิลเตอร์ โดยวิธีการแปลง
ทั้งแสดงในตารางที่ 3.2.1

Prototype (lowpass) elements	Highpass elements	Bandpass elements	Bandstop elements

ตารางที่ 3.2.1 แสดงวิธีการแปลงรูปแบบวงจรฟิลเตอร์จากวงจรโลทาสฟิลเตอร์ต้นแบบ
จากการแปลงจะได้ค่าของอุปกรณ์ต่างๆเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} C1 &= 3.195 & L2 &= 1.101 \\ C3 &= 0.707 & L4 &= 0.561 \\ C5 &= 0.506 & L6 &= 0.506 \\ C7 &= 0.561 & L8 &= 0.707 \\ C9 &= 1.101 & L10 &= 3.195 \end{aligned}$$

เนื่องจากเป็นการแปลงไปที่ความถี่ที่ใช้งานคือ 44 MHz ความต้านทานขอร์ส
และความต้านทานโหลดมีค่า 50 โอห์ม ทำการสเกลจะได้ค่าต่างๆเป็นดังนี้

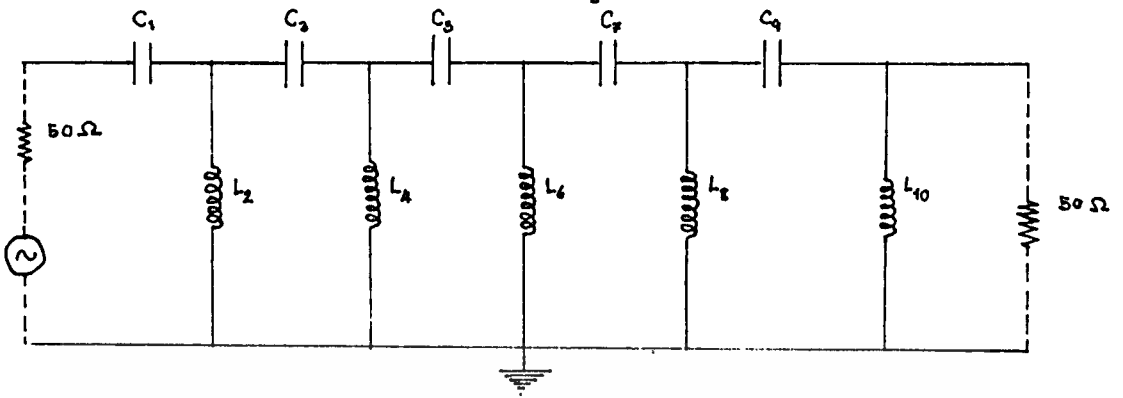
$$\begin{aligned} C1 &= 231.136 \text{ pF} & L2 &= 199.124 \text{ nH} \\ C3 &= 51.146 \text{ pF} & L4 &= 91.532 \text{ nH} \\ C5 &= 36.605 \text{ pF} & L6 &= 36.605 \text{ nH} \\ C7 &= 91.532 \text{ pF} & L8 &= 51.146 \text{ nH} \\ C9 &= 199.124 \text{ pF} & L10 &= 231.124 \text{ nH} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่ใช้

024666

จะได้องค์ประกอบไฮพาสฟิลเตอร์ที่แสดงการดังรูปที่ 3.2.1



รูปที่ 3.2.1 แสดงวงจรไฮพาสฟิลเตอร์



3.3 วงจรแอมพลิฟิเคชัน มอดูเลเตอร์

3.3.1 แอมพลิฟิเคชัน มอดูเลชัน

เมื่อแอมพลิฟิเคชันของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงขึ้นกับสัญญาณข่าวสาร (MODULATING SIGNAL) จะเรียกว่าเกิด แอมพลิฟิเคชัน มอดูเลชัน

ถ้าให้คลื่นพาหะซึ่งเป็น ซาย เวฟ (SINE WAVE) มีรูปแบบเป็น

$$e_c(t) = E_c \sin(\omega_c t + \phi) \quad (3.3.1)$$

เมื่อ E_c = ขนาดสูงสุดของคลื่นพาหะ (VOLTS)

ω_c = ความถี่ของคลื่นพาหะ (RADIAN/SECOND)

ϕ = เฟสของคลื่นพาหะ

โดยที่สัญญาณข่าวสารมีรูปแบบเป็น

$$e_m(t) = E_m \sin \omega_m t \quad (3.3.2)$$

เมื่อ E_m = ขนาดสูงสุดของสัญญาณข่าวสาร

ω_m = ความถี่ของสัญญาณข่าวสาร

เมื่อเกิดแอมพลิฟิเคชัน มอดูเลชันขึ้น จะได้ มอดูเลเทด ซิกแนล (MODULATED SIGNAL)

$$e_{AM}(t) = (E_c + E_m \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \quad (3.3.3)$$

$$e_{AM}(t) = E_c \left(1 + \frac{E_m}{E_c} \sin \omega_m t \right) \sin \omega_c t$$

$$= E_c \sin \omega_c t + m \frac{E_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t - m \frac{E_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (3.3.4)$$

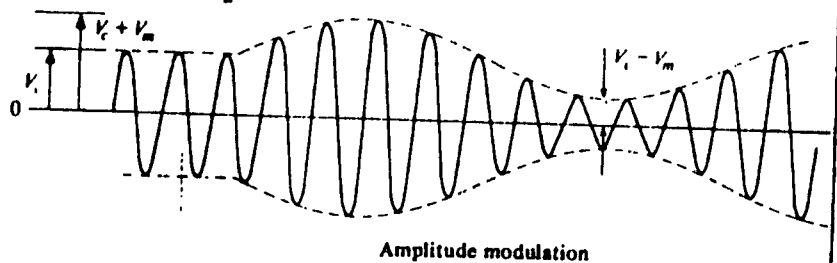
โดยที่ $m = E_m/E_c$ คือ มอดูเลชัน อินเด็กซ์ (MODULATION INDEX) จากสมการที่

(3.3.4) เทอมแรกคือคลื่นพาหะ เทอมที่เหลือคือ โลเวอร์ และ อีเพอร์ ฟริแควนซี ($\omega_c - \omega_m$

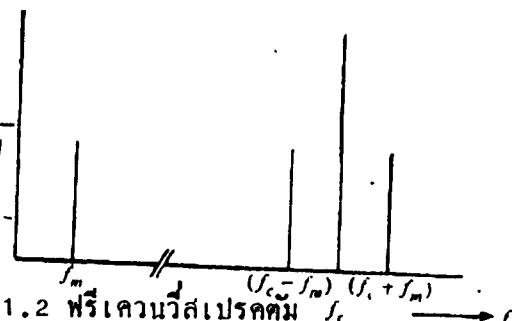
และ $\omega_c + \omega_m$ ตามลำดับ) ดังนั้นแอมพลิฟิเคชัน มอดูเลชันของสัญญาณความถี่เดียวจะได้ความถี่ข้าง

2 ค่าอยู่ระหว่างคลื่นพาหะ รูปที่ 3.3.1.1 แสดงแอมพลิฟิเคชันมอดูเลเทด ซิกแนลซึ่งมีฟริแควนซี

สเปกตรัมค้ำรูปที่ 3.3.1.2



Amplitude modulation



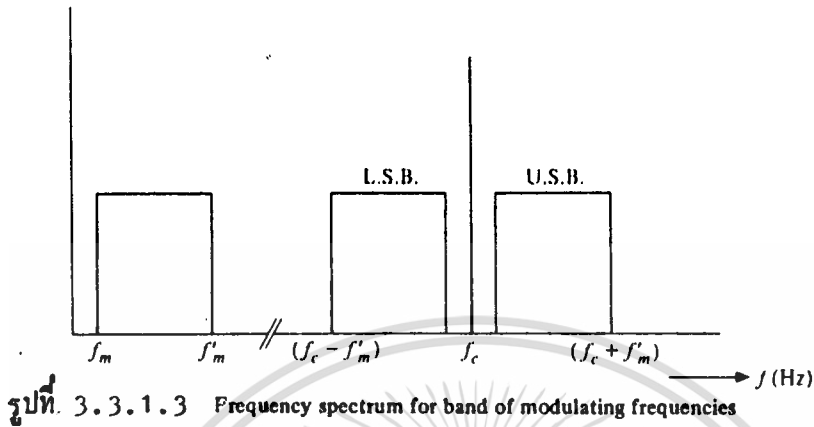
รูปที่ 3.3.1.2 ฟริแควนซีสเปกตรัม

รูปที่ 3.3.1.1 แอมพลิฟิเคชัน มอดูเลเทด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เมื่อคลื่นพาหะ มอดูเลทกับสัญญาณที่มีช่วงความถี่จะให้ความถี่ไซด์แบนด์ออกมา 2 ข้าง เรียกว่าโลเวอร์ และ อับเปอร์ ไซด์แบนด์ ดังรูปที่ 3.3.1.3



เมื่อ f_m เป็นความถี่สูงสุดของข่าวสารซึ่งจะได้แบนด์วิธของการมอดูเลทเท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุด (BANDWIDTH = $2f_m$ Hz)

ค่ามอดูเลชัน อินเด็กซ์ m จะแสดงถึงความมากน้อยของการมอดูเลชัน จากรูปที่ 3.3.1.1 จะเห็นว่าขนาดของการมอดูเลชันสูงสุดคือ

$$E_{\max} = E_{c(\max)} + E_{m(\max)} \quad (3.3.5)$$

และขนาดน้อยที่สุดคือ

$$E_{\min} = E_{c(\max)} - E_{m(\max)} \quad (3.3.6)$$

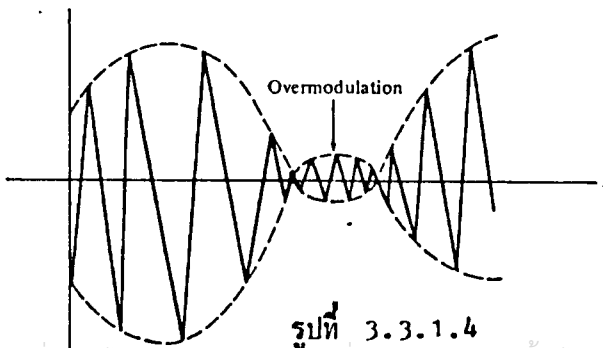
จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \frac{E_{\max}}{E_{\min}} &= \frac{E_{c(\max)} + E_{m(\max)}}{E_{c(\max)} - E_{m(\max)}} \\ &= \frac{1 + m}{1 - m} \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

โดยที่

$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \quad (3.3.8)$$

ดังนั้นค่าสูงสุดของมอดูเลชัน อินเด็กซ์ คือ 1.0 สำหรับ 100% มอดูเลชัน ถ้า > 100% กรณีนี้เรียกว่าเกิด โอเวอร์ มอดูเลชัน (OVER MODULATION) ขึ้นดังรูปที่ 3.3.1.4



3.3.2 กัมเบิล ไซด์แบนด์ สัพเพรส แครเรียร์ มอดูเลชัน

(DOUBLE SIDEBANDS SUPPRESS CARRIER MODULATION ; DSB-SC)

ในแอมพลิฟายเออร์ มอดูเลชัน จะสังเกตเห็นว่า เมื่อไม่มีการมอดูเลชันคลื่นพาหะก็ยังคงถูกส่งออกไป ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของระบบต่ำลงไป จึงได้เกิดมีวิธีที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของการส่งให้ดีขึ้น เรียกวิธีนี้ว่า แครเรียร์ สัพเพรสชัน (CARRIER REINSERTION)

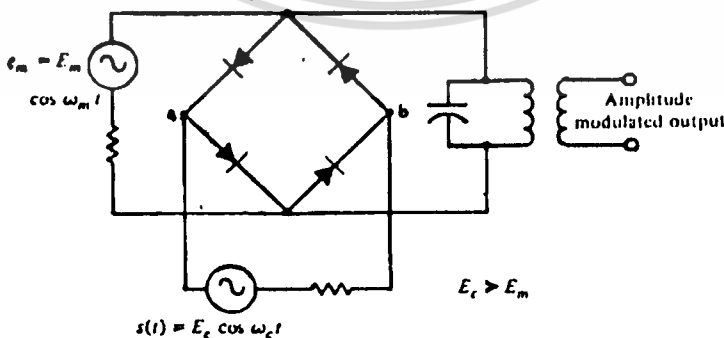
นอน-ลิเนียร์ ดีไวส์ (NON-LINEAR DEVICE) ใดๆที่ทำให้เกิดผลคูณของสัญญาณ 2 สัญญาณใดๆก็สามารถทำให้เกิด DSB-SC ได้ โดยมีสมการทางคณิตศาสตร์เป็น

$$\begin{aligned} e_{(t)} &= e_m(t)e_c(t) \\ &= E_m \cos \omega_m t E_c \cos \omega_c t \\ &= \frac{E_m E_c}{2} \cos (\omega_c + \omega_m)t + \frac{E_m E_c}{2} \cos (\omega_c - \omega_m)t \end{aligned} \quad (3.3.9)$$

จะเห็นว่าจากการมอดูเลชันนี้จะมีไซด์แบนด์ออกมา 2 ข้าง (แต่ไม่มีคลื่นพาหะออกมาด้วย)

เราสามารถจะทำ DSB-SC ได้โดยใช้วงจรริงก์ มอดูเลเตอร์ (RING MODULATOR) หรือ กัมเบิล บาลานซ์ มอดูเลเตอร์ (DOUBLE BALANCED MODULATOR) ดังรูปที่

3.3.2.1 เมื่อคลื่นพาหะมีขนาดมากกว่าขนาดของสัญญาณข่าวสาร ไคโอคจะถูกปิด หรือเปิด โดยคลื่นพาหะ ดังรูปเมื่อจุด B ศักดาสูงกว่าจุด A ไคโอคทุกตัวจะเปิด แต่เมื่อศักดาที่จุด A สูงกว่าจุด B ไคโอคทุกตัวจะปิด ดังนั้นขนาดของคลื่นพาหะจะเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสารแต่ละครั้งเฟส 180° เมื่อขนาดของสัญญาณข่าวสารเปลี่ยนเครื่องหมาย นั่นคือจะได้คลื่น DSB-SC ออกมา



รูปที่ 3.3.2.1 วงจรริงก์ มอดูเลเตอร์

เราสามารถอธิบายขบวนการ DSB-SC เป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้คือ

$$e_o(t) = E_m \cos \omega_m t s(t) \quad (3.3.10)$$

$$e_o = E_m \cos \omega_m t$$

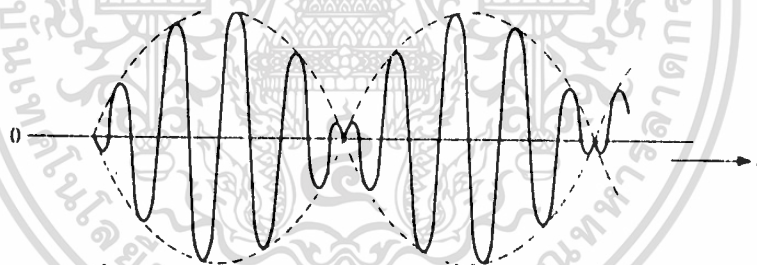
$$\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots + \frac{2}{n\pi} \cos n\omega_c t \right) \\ n = 1, 3, 5, \dots \quad (3.3.11)$$

$$e_o = \frac{E_m}{2} \cos \omega_m t + \frac{2}{\pi} E_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ + \frac{2}{3\pi} E_m \cos \omega_m t \cos 3\omega_c t + \dots \quad (3.3.12)$$

จากสมการที่(3.3.12)จะเห็นว่ามีความถี่ไซน์อื่นปนออกมาด้วย ดังนั้นถ้าทางค่านเอาที่พุดถูกจนให้มีแบนด์วิท 2Hz ก็จะได้เฉพาะความถี่ที่ต้องการคือ

$$e_o = E_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ = \frac{E_m}{\pi} \cos (\omega_c + \omega_m)t + \frac{E_m}{\pi} \cos (\omega_c - \omega_m)t \quad (3.3.13)$$

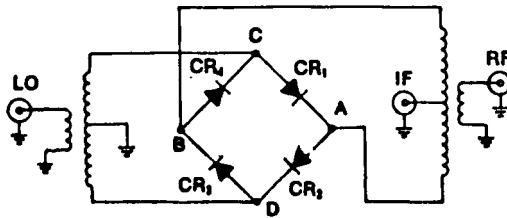
ซึ่งเป็นรูปแบบของDSB-SC ซึ่งมีแค่ไซด์แบนด์ 2 ข้างตามที่ต้องการทั้งรูปที่ 3.3.2.2



รูปที่ 3.3.2.2. Modulation envelope for DSBSC A.M. wave

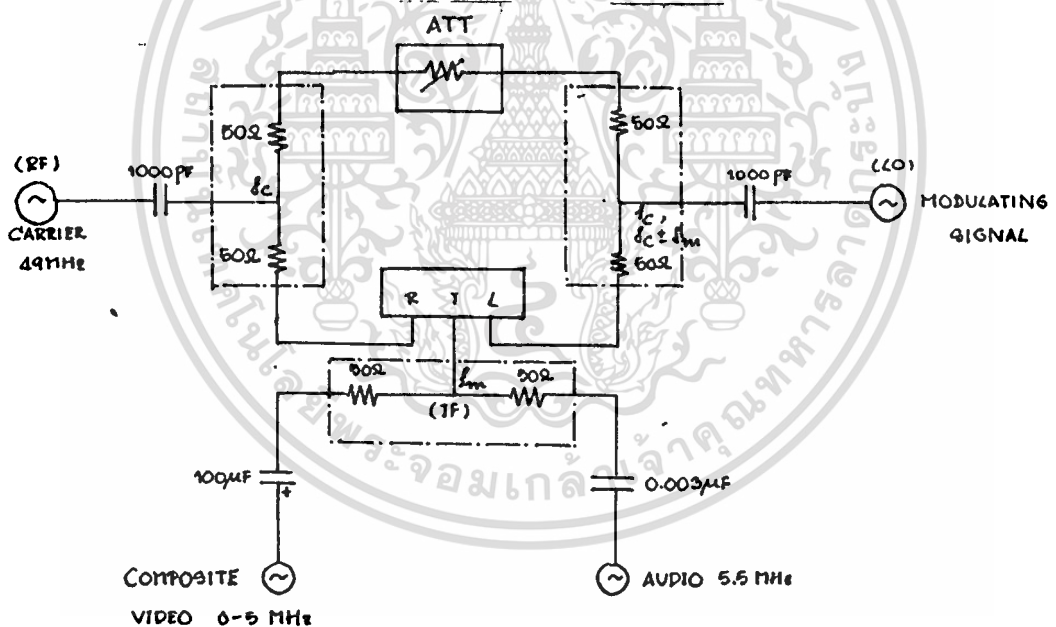
3.3.3 วงจรแอมพลิฟายเออร์ มอดูเลเตอร์

แอมพลิฟายเออร์ มอดูเลเตอร์ คำนี้นำขึ้นเพื่อที่จะทำการซัพพลายภาพหรือคอมโพสิตซิกแนล และคลื่นพาหะย่อยของเสียง (SUB-CARRIER 5.5MHz) ไปอยู่ที่ความถี่ที่สูงขึ้นเพื่อที่จะสามารถให้ส่งออกอากาศและเข้าเครื่องรับโทรทัศน์ได้ ซึ่งได้หัวขานี้ก็คือความถี่ 49 เมกกะเฮิร์ต ส่วนวงจรที่นำมาใช้ทำแอมพลิฟายเออร์ มอดูเลเตอร์ค่านี้นำใช้วงจรสำเร็จรูปของ MINI CIRCUIT ซึ่งเป็นวงจรบาลานซ์มิกเซอร์คู่(DOUBLE BALANCED MIXER) ชนิดวงแหวน(RING MIXER)มาใช้เป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ รูปแบบวงจรแสดงดังรูปที่ 3.3.3.1



รูปที่ 3.3.3.1 วงจรบาลานซ์ มอดูเลเตอร์

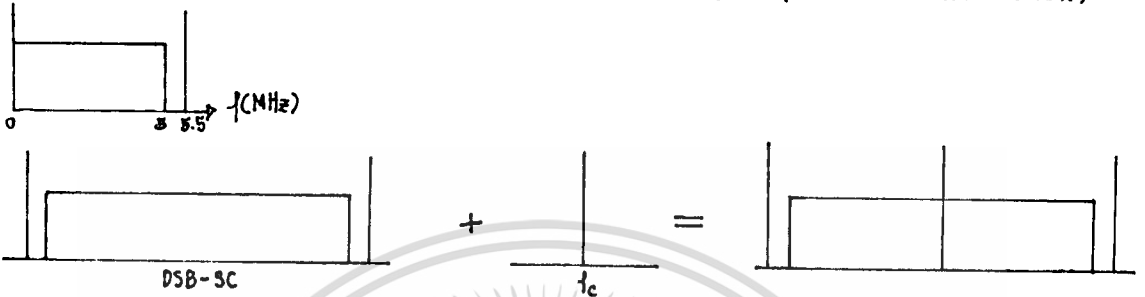
จากการทำงานของบาลานซ์ มอดูเลเตอร์ซึ่งได้กล่าวถึงไว้แล้วว่าเป็นคัมเบลล์ ไซค์แบบคัสเคด สัมผัสแคเรียร์ มอดูเลชัน (DSB-SC) แต่ที่เราต้องการคือ เอ เอ็ม มอดูเลชัน ธรรมดาเท่านั้น ดังนั้นเราจึงใช้เทคนิคเข้าช่วยคือ ทำ DSB-SC กับบาลานซ์ มิกเซอร์คีย์ แล้วนำคลื่นพาหะมาใส่เข้าไปอีกครั้งหนึ่ง วิธีการนี้เรียกว่า แคเรียร์ รีอินเสอชัน (CARRIER REINSERTION) ซึ่งเราจะได้วงจรแอมพลิฟายมอดูเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.3.3.2



รูปที่ 3.3.3.2 วงจรแอมพลิฟายมอดูเลเตอร์

จากรูปคลื่นพาหะจากวงจรออสซิลเลเตอร์ 49 MHz จะถูกแยกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเพื่อที่จะทำ DSB-SC ที่วงจรบาลานซ์ มอดูเลเตอร์ ซึ่งนำสัญญาณภาพและเสียง (เสียงซึ่งถูกชิฟท์ไปอยู่ที่ความถี่ 5.5 MHz โคซ ฟรีเควนซี มอดูเลชัน) มารวมกันป้อนเข้าทางขา I (IF) ของวงจรเมื่อเราได้ DSB-SC เวกฟอร์ม ออกมาที่ขา L (LO) จากนั้น

นำคลื่นพาหะส่วนที่ 2 ซึ่งถูกแยกออกมาก่อนแล้ว (แแต่เฟสเดียวกัน) มารวมกับสัญญาณ
ที่ได้เราก็จะได้แอมพลิจูด มอดูเลชั่นที่สมบูรณ์ ทั้งนี้โดยการปรับปรุงขนาดของคลื่นพาหะที่
ATT. (ATTENUATER) ทำให้เราสามารถปรับเปอร์เซ็นต์การมอดูเลชั่นได้ รูปที่ 3.3.3.3
แสดงสเปกตรัมของการรวมกันของคลื่นพาหะ และ DSB-SC (แคเรียร์ รีอินเสิร์ทชั่น)



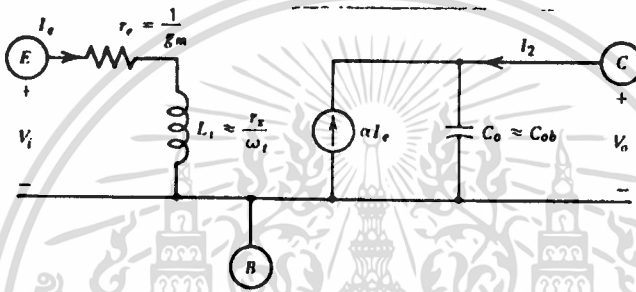
รูปที่ 3.3.3.3 แสดงแคเรียร์ อินเสิร์ทชั่น

3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์

3.4.1 วงจรโคลพิทออสซิลเลเตอร์ (COLPITTS OSCILLATOR)

วงจรโคลพิทแบบคอมมอนเบส (COMMON BASE) เป็นแบบที่ใช้มากที่สุดในจำนวนวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่สูง ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถทำงานได้ใกล้เคียงความถี่ f_T ของทรานซิสเตอร์ และหลีกเลี่ยงการใช้ขดลวด (COIL) ซึ่งใช้ในวงจรแบบฮาร์ตลีย์ (HARTLEY OSCILLATOR)

จากรูปที่ 3.4.1.1 เป็นวงจรสมมูลแบบไฮบริด-พาย (HYBRID-PI) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเราสามารถนำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรแบบสัญญาณต่ำ (SMALL SIGNAL)



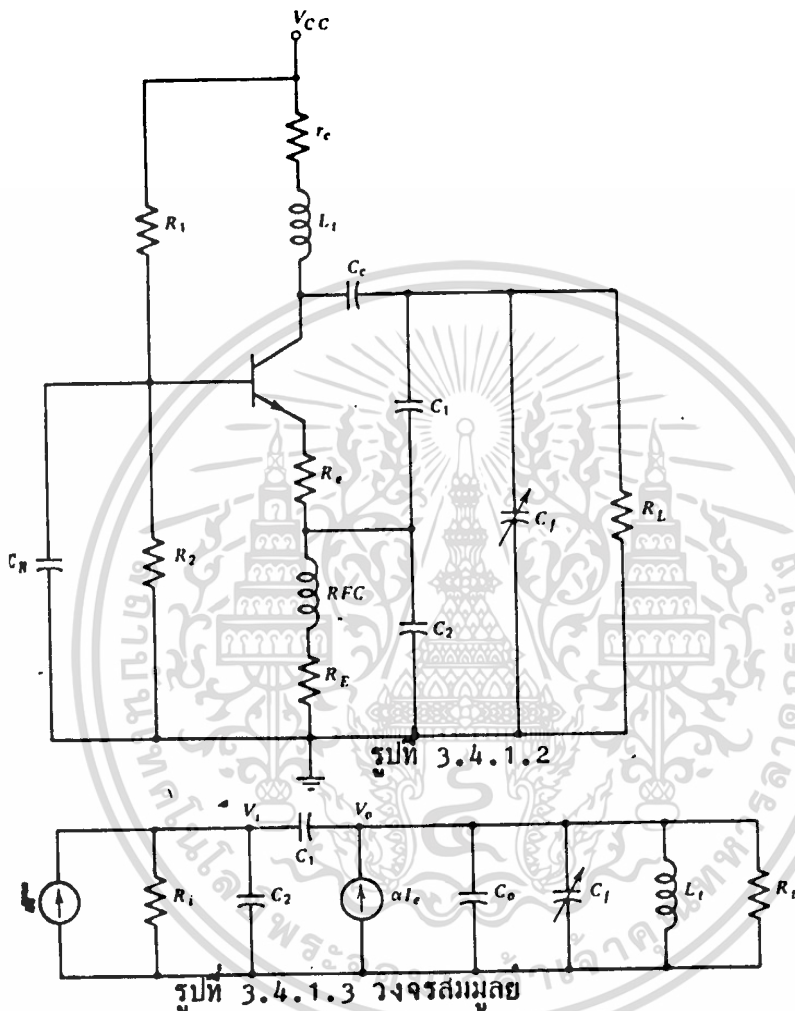
รูปที่ 3.4.1.1 วงจรสมมูลแบบไฮบริด-พาย

วงจรโคลพิท ออสซิลเลเตอร์ที่สมบูรณ์แบบแสดงดังรูปที่ 3.4.1.2 เมื่อ R_L คือความต้านทานโหลด, C_F คือจูนนิ่ง คาปาซิเตอร์สำหรับการปรับความถี่, C_1 และ C_2 เป็นตัวกำหนดอัตราส่วนการป้อนกลับ, R_e ช่วยในเสถียรภาพของวงจรอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงอินพุต อิมพีแดนซ์ ของทรานซิสเตอร์, R_E, R_1 และ R_2 เป็นตัวกำหนดจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ (OPERATING POINT), L_t เป็นส่วนประกอบของวงจรแทงค์ (TANK CIRCUIT) ซึ่งขนานอยู่กับ R_L, C_F, C_o และ C_1, C_2 ที่ต่ออนุกรมกันอยู่, อาร์ เอฟ ช็อค (RF CHOKE) ซึ่งต่ออยู่ที่ขาอิมิตเตอร์ (EMITTER) สำหรับป้องกันการสูญเสียของเพาเวอร์ที่ R_E, C_B ทำหน้าที่ชอร์ต (SHORT) ขาเบสลงกราวด์ที่ความถี่ที่มันทำงาน, C_c เป็นคัปริง คาปาซิเตอร์ (COUPLING CAPACITOR) เพื่อกันไม่ให้กระแสไฟตรงออกไปที่โหลด, r_c ซึ่งต่ออยู่กับ L_t สำคัญสำหรับการทำงานของวงจร กล่าวคือเรากำหนดให้ $R_p = Q^2 r_c$ (Q_c คือ ค่า Q ของขดลวด) และให้ L_t ถูกแทนด้วย R_p ขนานอยู่กับขดลวดที่ไม่มีการสูญเสีย (LOSSLESS INDUCTOR) ซึ่งมีค่าเท่ากับ L_t, R_e ควรมีค่ามากๆ (เป็นร้อยๆ โห์ม)

จากรูปที่ 3.4.1.3 เป็นวงจรสมมูลของโคลทิต ออสซิลเลเตอร์ จะได้

$$R_i = \frac{R_L R_p}{R_L + R_p} = R_L \parallel R_p \quad (3.4.1)$$

$$R_i = R_c + r_c \quad (3.4.2)$$



โดยสมมุติว่า อาร์ เอฟ ไซด์มิตารีแอดแทนซ์ (REACTANCE) เป็นค่าอนันต์ (INFINITE) และค่ารีแอดแทนซ์ของ C_B และ C_C เป็นศูนย์, I_c เป็นเคอร์เรนท์ ซอร์ส (CURRENT SOURCE) ที่กำหนดขึ้นแทนนอยซ์พัลส์ (NOISE PULSE) ที่ทำให้เกิดการออสซิลเลชันในเทอมของแอดมิแทนซ์ พารามิเตอร์ (ADMITTANCE PARAMETER)

สำหรับคอมเพล็กซ์ ฟรีควเ็นซี (COMPLEX FREQUENCY) โนดอีควเ็นชัน (NODE EQUATION) เป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i + s(C_1 + C_2) & -sC_1 \\ -\alpha g_i - sC_1 & g_i + s(C_1 + C_o + \bar{C}_l) + \frac{1}{sL_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3.4.3)$$

ในเทอมของเนทเวอร์ค ดีเทอร์มิแนนท์ (NETWORK DETERMINANT) $\Delta(s)$ และโคแฟกเตอร์ (COFACTOR) $\Delta_{12}(s)$ เอาท์พุท โวลเตจคือ $I_s \Delta_{12}(s) / \Delta(s)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับสถาบันวิจัยเทคโนโลยีการเกษตร ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับนอช พัลส์ I_s ที่อินพุท จะมีเอาท์พุท โวลเตจ V_o เมื่อ $\Delta(s)=0$ ดังนั้นกำหนดให้ $\Delta(s)=0$ เพื่อให้เกิดการออสซิลเลชันดังนี้

$$\Delta(s) = g_i + s(L_i g_i g_i + C_a) + s^2(L_i g_i C_b + L_i g_i C_a - L_i C_1 \alpha g_i) + s^3(L_i C_a C_b - L_i C_1^2) = 0 \quad (3.4.4)$$

โดยที่ $C_a = C_1 + C_2$ (3.4.5)

และ $C_b = C_1 + C_a + C_f$ (3.4.6)

ดังนั้นเงื่อนไขการเกิดออสซิลเลชันเป็นจริงทั้งสมการที่ 3.4.4 จะได้ว่ารากคอมเพล็กซ์คอนจูเกตทางขวาของ S-PLANE (แต่ไม่ใช่อยู่บนแกน $j\omega$) เมื่อเราแทน $s = j\omega$ ในสมการที่ 3.4.4 จะได้ว่าเทอมที่เป็นเลขคู่แทน REAL PART และเทอมที่เป็นเลขคี่ แทน IMAGINARY PART ดังนั้นจะได้ว่า

$$\text{Re } \Delta(j\omega) = g_i - \omega^2 L_i (C_b g_i + C_a g_i - C_1 \alpha g_i) = 0 \quad (3.4.7)$$

และ $\text{Im } \Delta(j\omega) = L_i g_i g_i + C_a - \omega^2 L_i (C_a C_b - C_1^2) = 0$ (3.4.8)

แทน $\omega_0 = 2\pi f_0$ ในสมการที่ 3.4.7 เพื่อหาค่าน้อยที่สุดของ α ที่ต้องการสำหรับการเริ่มต้นการออสซิลเลชัน จะได้

$$\omega_0^2 = \frac{g_i g_i + (C_a/L_i)}{C_a C_b - C_1^2} \quad (3.4.9)$$

แทนค่า C_a และ C_b จะได้

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_i [C_a + C_f + (C_1 C_2 / (C_1 + C_2))]} + \frac{1}{R_i R_i [(C_f + C_a)(C_1 + C_2) + C_1 C_2]} \quad (3.4.10)$$

This term is due to the LC tank circuit. This term is due to the transistor and load.

พิจารณาจากเทอมแรกของสมการที่ 3.4.10 การเปลี่ยนแปลงของโหลด , จุด Q หรืออื่นๆ ไม่มีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลชัน f_0 นอกจากนี้ คอยล์ ที่มีค่า Q สูงและโหลดซึ่งน้อยที่สุดจะทำให้ R_t เพิ่มขึ้นและทำให้ขนาดของเทอมที่สองลดลง จากเทอมที่สอง มาพิจารณาส่วนใหม่จะได้ว่า

$$R_i R_i (C_1 + C_2) \left(C_f + C_a + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)$$

ถ้าเทอมนี้จะถูกทำให้มีค่าน้อยที่สุดนั่นคือ เงื่อนไข

$$L_i \ll R_i R_i (C_1 + C_2) \quad \text{ต้องเป็นจริง}$$

ดังนั้น
$$\omega_o^2 \approx \frac{1}{L_i [C_i + C_o + (C_1 C_2 / C_1 + C_2)]} \quad (3.4.11)$$

นั่นคือความถี่ที่เกิดการออสซิลเลชันจะถูกกำหนดโดย L_i ที่ชอนานอยู่กับคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากการรวมกันของ C_i, C_o และ C_1 ซึ่งต่ออนุกรมกับ C_2

การวิเคราะห์สัญญาณแบบสัญญาณค่า ของวงจรออสซิลเลเตอร์นอกจากจะทำให้เราทราบถึงความถี่ที่เกิดออสซิลเลชันแล้วยังสามารถหาเกนน้อยที่สุดที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ นั่นคือ

เมื่อ $\omega = \omega_o$ จากสมการที่ 3.4.7

$$\alpha_{min} = 1 + \frac{C_i + C_o}{C_1} + \frac{R_i}{R_i} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) - \frac{1}{\omega_o^2 L_i C_1} \quad (3.4.12)$$

แทนค่าของ ω_o^2 ลงไปจะได้ว่า

$$\alpha_{min} \approx 1 - \frac{C_2}{C_1 + C_2} + \frac{R_i}{R_i} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) = \frac{1}{1 + (C_2/C_1)} + \frac{R_i}{R_i} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \quad (3.4.13)$$

ดังนั้นการจะทำให้วงจรเกิดออสซิลเลชันได้ ค่า α ของทรานซิสเตอร์ควรมีค่ามากกว่าค่า α_{min}

ขั้นตอนการออกแบบสำหรับโหลดความต้านทานสูง (HIGH RESISTANT LOAD)

โดยทั่วไปแล้วการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ สิ่งสำคัญที่เราต้องการคือ

- 1.. ความถี่
2. เอ๊าท์พุท เพาเวอร์
3. โดฮาร์โมนิก ดิสทอร์ชัน (LOW HARMONIC DISTORTION)

การที่เราต้องการแบบคอมมอน เบส นั้น ทรานซิสเตอร์จะเปรียบเสมือนเป็นเคอร์เรนซ์

ซอร์ส ซึ่งชอนานกับ (1) EQUIVALENT PARALELL RESISTANCE OF COIL (R_p)

(2) THE TRANSFORMED VALUE OF THE EFFECTIVE EMITTER RESISTANCE

และ (3) LOAD RESISTANCE ซึ่งรวมกันเป็น R_o ซึ่ง

$$R_o = \frac{1}{(1/R_p) + (1/N^2 R_i) + (1/R_L)} = R_p \parallel N^2 R_i \parallel R_L \quad (3.4.14)$$

เมื่อ $N =$ TURN RATIO ของ CAPACITIVE VOLTAGE DIVIDER

พิจารณาเอ๊าท์พุททางอุมคลี ดังรูปที่ ๑.4.1.4 ภายใต้เงื่อนไขที่ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ I_{CQ} และ V_{CBQ} เส้นไดนามิก โหลดไลน์ (DYNAMIC LOAD LINE) ตัดผ่านจุดนี้และมีความชัน (SLOPE) $1/R_o$ จุดที่ทรานซิสเตอร์ทำงานนี้ กำหนดโดยการออกแบบวงจรไบอัสให้มัน จุดนี้อยู่บนเส้นสถิติก โหลดไลน์ (STATIC LOAD LINE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่จะมาใช้งานจะต้อง

1. เลือกทรานซิสเตอร์ที่สามารถ ทนเพาเวอร์ดิสซิเพท ได้มากกว่า 4 เท่าของ เอาท์พุท เพาเวอร์ ที่ต้องการ และสามารถทน กระแส และ โวลเตจ สูงสุดได้
2. เลือกทรานซิสเตอร์ที่มีค่า f_T อย่างน้อย 2 เท่าของความถี่ที่ใช้งาน เกณฑ์องศาพอที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ การไบอัสทรานซิสเตอร์ ควรเลือก R_E ให้มีค่ามาก และให้ กระแสเบรคเกอร์ มีค่ามากพอสมควรเพื่อให้การชีพของอุปกรณ์ทำงานเกิดขึ้นน้อยๆ

เลือก

$$C_i = C_o + C_1 + C_2 \quad (3.4.20)$$

เมื่อ

$$C_i = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.4.21)$$

เพื่อให้ได้ค่า โททอล ฮาร์โมนิค ดิสทอร์ชัน (TOTAL HARMONIC DISTORTION, THD) มีค่าน้อย เพราะฉะนั้น โอเวอร์ออล แทงค์ เซอร์กิต (OVERALL TANK CIRCUIT, Q) ควรค่ามาก (ในทางปฏิบัติ $Q \geq 50$) $Q = R_o / X_c = \alpha_t R_o$

เนื่องจาก

$$C_i = \frac{50}{2\pi f_o R_o} \quad (3.4.22)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\therefore L_i = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_i} \quad (3.4.23)$$

ในทางปฏิบัติการจะเลือก C_i หรือ L_i ก่อนนั้น แล้วแต่ความเหมาะสม สำหรับ ทรานซิสเตอร์ทั่วไป

$$r_e \approx \frac{1}{40I_{CQ}} \quad (3.4.24)$$

และ $R_i = R_x + r_e$

ใส่เข้าไปเพื่อลดสตาท์ลิง เกน (STARTING GIAN) ซึ่งมีผลทำให้ THD ลดลง และการเปลี่ยนแปลงของ I_{CQ} จะไม่มีผลต่อวงจรมากนัก

สำหรับการทรานส์เฟอร์ เพาเวอร์ ไปสู่โหลดมากที่สุด

$$N = \sqrt{\frac{R_L R_p}{R_i(R_p - R_L)}} \quad (R_p \gg R_L) \quad (3.4.25)$$

C_0 เป็นค่า คาปาซิแตนซ์ ระหว่างขาคอลเลคเตอร์และเบสของทรานซิสเตอร์ซึ่งมีค่าประมาณ 1-5 pF เลือกค่า C_f ไว้สำหรับปรับความถี่(ตามความเหมาะสม)

$$C_s = C_t - C_0 - C_f \quad (3.4.26)$$

$$C_1 = \frac{NC_s}{N-1} \quad (3.4.27)$$

$$C_2 = NC_s \quad (3.4.28)$$

การออกแบบที่กล่าวมาเป็นการประมาณเท่านั้น ดังนั้นในทางปฏิบัติจะต้องมีการปรับแต่งอีก เพื่อให้ได้ f_0, P_0 ตามต้องการ

3.4.2 จูน-อินพุท จูน-เอาต์พุท เจ-เพทออสซิลเลเตอร์ (TUNED-IN TUNED-OUT JFET OSCILLATOR)

สำหรับ เจ-เพท ออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 3.4.2 ทั้งอินพุทและเอาต์พุท-จูน เซอร์กิตจะทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่รีโซแนนท์ ดังนั้นมันจึงเสมือนเป็นอินคัลทิฟ อิมพีแดนซ์ Z_d และ Z_g , C_f เป็นคาปาซิเตอร์สำหรับการป้อนกลับ เพื่อช่วยเพิ่มค่า C, d ในเจ-เพท

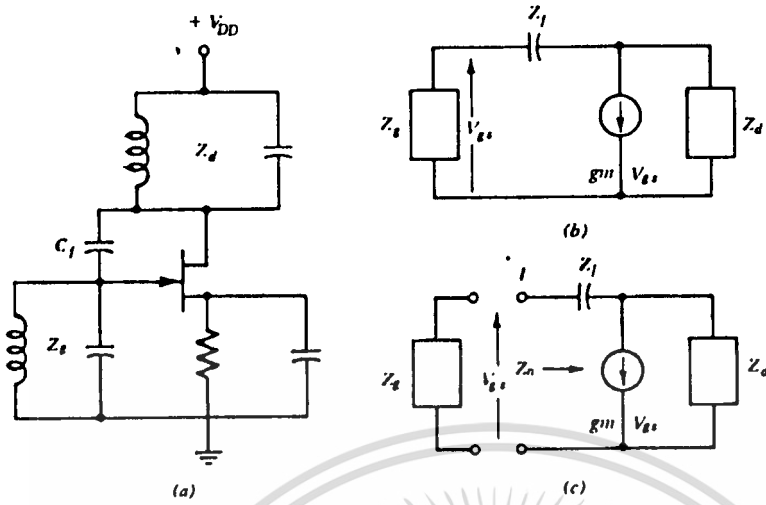
สำหรับวงจรสมมูลดังรูป 3.4.2 สามารถนำมาอธิบายเงื่อนไขการเกิดออสซิลเลชันได้ คือเมื่อวงจรออสซิลเลเตอร์ ถูกมองเป็น วัน พอร์ท เนทเวอร์ค (ONE PORT NETWORK) ที่มี เนทเวอร์ค เทอร์มินอล อิมพีแดนซ์ (NETWORK TERMINAL IMPEDANCE) เราสามารถหา Z_n ได้โดยสมมติโวลเทจ V_{gs} และคำนวณกระแส I นั่นคือ

$$I = \frac{V_{gs} + g_m Z_d V_{gs}}{Z_d + Z_f} \quad (3.4.29)$$

และ

$$Z_n = \frac{V_{gs}}{I} = \frac{Z_d + Z_f}{1 + g_m Z_d} \quad (3.4.30)$$

ถ้า $|Z_f| \gg |Z_d|$ จากสมการ 3.4.30 จะทำให้เศษมีค่าเฟส แองเกิล เข้าใกล้ -90° และเนื่องจาก Z_d เป็นอินคัลทิฟ, เฟส แองเกิล ของส่วนจะอยู่ระหว่าง 0 ถึง 90° ดังนั้น อิมพีแดนซ์ จะมีตำแหน่งอยู่ในควอดแรนท์ที่ 3 และประพจน์ตัวเป็น เนกาทีฟ รีซิสแตนซ์ โดยค่อนูนุกรมอยู่กับคาปาซิทีฟ รีแอคแตนซ์ ดังนั้น เมื่อมี Z_g ต่อกับ Z_n ดังนั้นจึงเกิดการออสซิลเลชันขึ้น ซึ่งทั้งนี้ที่สเทตที่ สเตท (STEADY STATE) Z_g และ Z_n เป็นคอมเพล็กซ์ คอนจูเกจ (COMPLEX CONJUGATE) ซึ่งกันและกัน

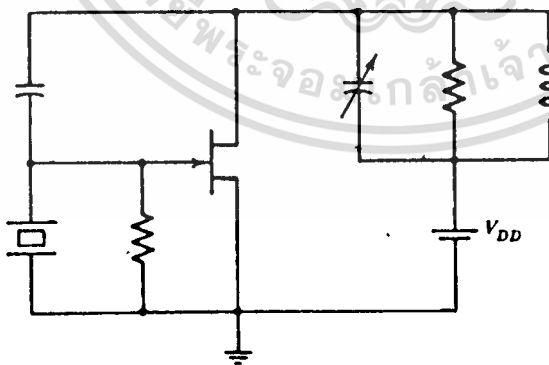


รูปที่ 3.4.2.1 วงจรจูน-อินพุท จูน-เอาต์พุท 1-เฟส ออสซิลเลเตอร์

3.4.3 มิลเลอร์ ออสซิลเลเตอร์ (MILLER OSCILLATOR)

จากรูปที่ 3.4.3 มิลเลอร์ ออสซิลเลเตอร์จะคล้ายกับจูน-อินพุท จูน-เอาต์พุท เซอร์กิต
จากรูปที่ 3.4.2.1 ทั้งคริสตัล (CRYSTAL) และเอาต์พุท แทงค์ เซอร์กิต จะดูเหมือนเป็นอินคัตที่ฟ
รีแอกแตนซ์ ที่ความถี่ที่เกิดออสซิลเลชัน

ที่เอาต์พุท (ขา DRAIN) จะประกอบด้วยเพียง อินคัตเตอร์ และ คาปาซิเตอร์
ซึ่งทำหน้าที่เป็นจูน-เซอร์กิต ซึ่งจะให้ค่า รีแอกแตนซ์ที่สูง



รูปที่ 3.4.3.1 วงจรมิลเลอร์ออสซิลเลเตอร์

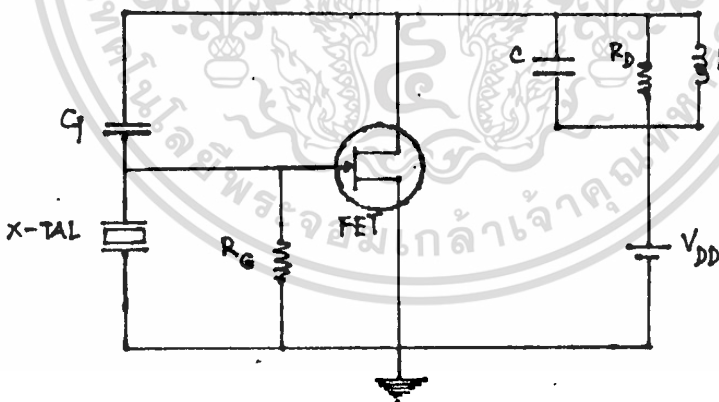
3.4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 49 MHz

วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 49 MHz ที่สร้างขึ้นนี้เพื่อที่จะใช้ในแอมพลิฟายเออร์ของสัญญาณโทรทัศน์ความถี่ 0-5 MHz และสัญญาณเสียงที่ความถี่ 5.5 MHz ให้ขึ้นไปอยู่ที่ความถี่ย่าน VHF เพื่อที่จะสามารถส่งออกอากาศเข้าเครื่องรับโทรทัศน์ได้ ความต้องการของวงจรออสซิลเลเตอร์มีดังนี้

- ความถี่กลาง (CENTER FREQUENCY) 50 MHz
- กำลังเอาต์พุต (POWER OUTPUT) 10 mW
- ระดับของสัญญาณฮาร์โมนิกต่ำ

การออกแบบ

เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์ตัวนี้ผลิตความถี่ที่คลื่อนไหวที่จะใช้ในการส่งสัญญาณภาพและเสียงจากเครื่องเล่นวีดีโอเทป ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจะต้องมีเสถียรภาพมากพอสมควร ด้วยเหตุนี้จึงเลือกใช้คริสตัลความถี่ 49.1097 MHz เป็นตัวกำหนดความถี่ และวงจรที่ใช้เรียกว่า มิลเลอร์ ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรที่ง่ายต่อการสร้างเพราะรูปแบบวงจรไม่ซับซ้อน ดังรูปที่ 3.4.4.1



รูปที่ 3.4.4.1 แสดงวงจรมิลเลอร์ ออสซิลเลเตอร์

- เลือกใช้ เจ-เฟต เบอร์ 2N4416 (N CHANNEL-DEPLETION)
- เลือกใช้ความต้านทานโวลของวงจรรีโซแนนท์ 4 k Ω
- โวลของวงจร 50 Ω

กำหนดให้ $Q = 50$, $R'_L = 4K \Omega$

$$C1 = Q/2\pi f R'_L = 50/2\pi \times 50 \times 10^6 \times 4 \times 10^3 = 40 \text{ pF}$$

เลือกใช้ C ปรับค่าได้ตั้งแต่ 10-100 pF

$$L1 = 1/(2\pi f)^2 C1 = 1/(2\pi \times 50 \times 10^6)^2 \times 40 \times 10^{-12} = 0.25 \mu H$$

เนื่องจาก

$$R'_L = N^2 R_L ; 4 \times 10^3 = N^2 (50)$$

$$\text{จะได้ } N = 9$$

ซึ่งเป็น TURN RATIO ของทรานส์ฟอร์เมอร์ ในการแปลงอิมพีแดนซ์ให้สูงขึ้น

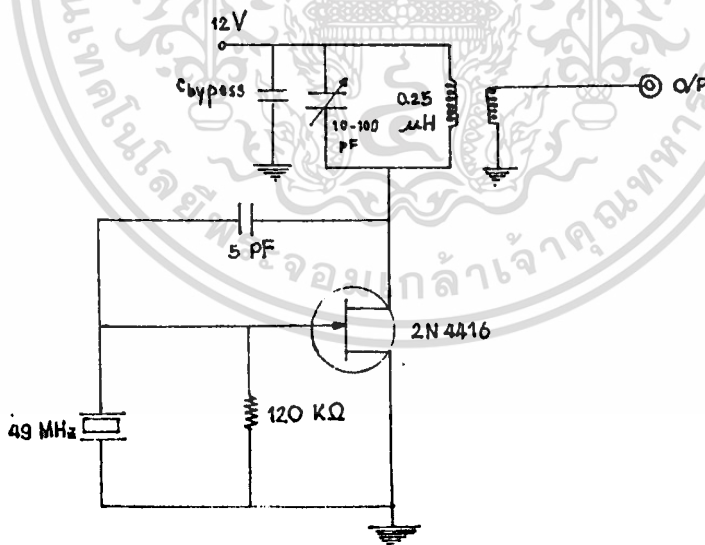
เลือก

$$R_G = 120 K \Omega$$

$$C2 = 5 \text{ pF} \text{ (เพื่อช่วยในการ บ้อนกลับ)}$$

$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

จากการออกแบบวงจรที่สมบูรณ์แสดงดังรูปที่ 3.4.4.2

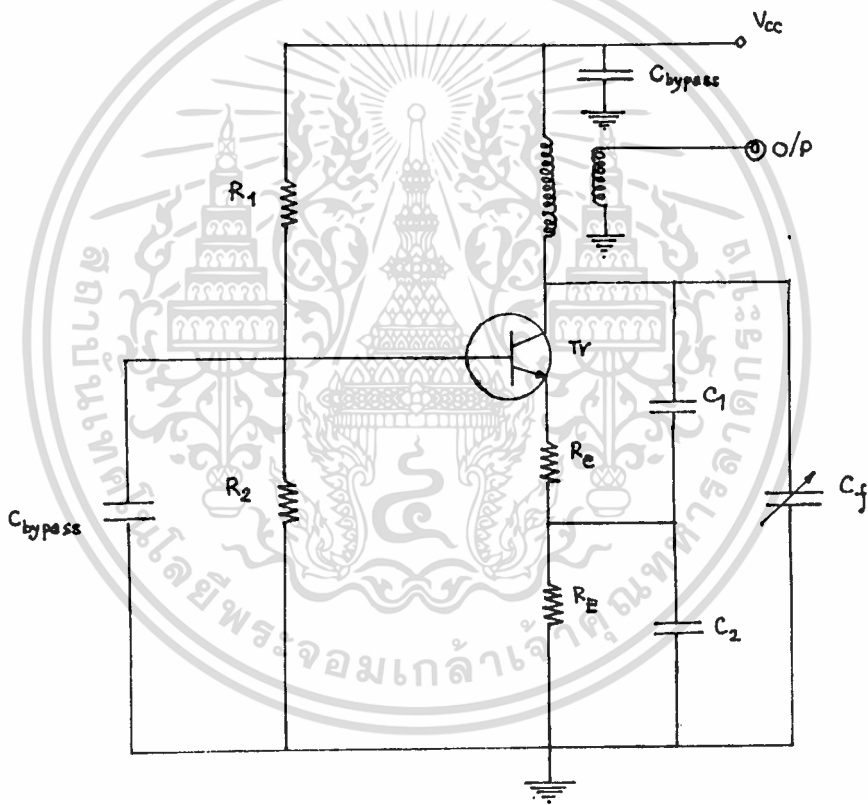


รูปที่ 3.4.4.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ 49 MHz

3.4.5 วงจร เอฟ เอ็ม สับ-แคเรียร์ มอดูเลเตอร์ 5.5 MHz

ในระบบส่งสัญญาณโทรทัศน์ ช่วงของสัญญาณความถี่เสียงมีค่าอยู่ประมาณ 0-20 KHz และอยู่ในย่านสัญญาณความถี่ภาพ 0-5 MHz เพราะฉะนั้นจึงต้องทำการย้ายความถี่เสียงไปอยู่ในย่านความถี่ที่สูงขึ้น และไม่กวนกับสัญญาณภาพ ระบบโทรทัศน์ในเมืองไทย สัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลตแบบฟรีควเอนซี มอดูเลชั่น กับคลื่นพาหะย่อย

ในการสร้างจะเลือกใช้งานจรรออสซิลเลเตอร์ชนิดโคลพิต โดยต่อวงจรแบบเบสร่วม เพราะสามารถทำงานได้ถึงความถี่สูงสุด ; f_T ซึ่งมีรูปแบบวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.4.5.1



รูปที่ 3.4.5.1 แสดงรูปแบบวงจรโคลพิตฮอสซิลเลเตอร์

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

- ความถี่กลาง 5.5 MHz
- กำลังเอาต์พุต 10 mW
- เลือกใช้ Tr 2N3866
- เลือกใช้ความต้านทานโหลดของวงจรรีโซแนนท์ 4 k Ω
- โหลดของวงจร 50 Ω

$$\text{TURN RATIO TRANSFORMER: } N = \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} = 9$$

$$I_{cq} = \sqrt{8P_L / R'_L} = \sqrt{\frac{8 \times 10 \times 10^{-3}}{4 \times 10^3}} = 4.47 \text{ mA}$$

$$R_o = R'_L / 2 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$V_{cbq} = I_{cq} R_o = 4.47 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3 = 8.94 \text{ V}$$

$$\text{เลือกใช้ } V_{cbq} = 10 \text{ V}$$

$$\text{กำหนดให้ } Q = 50$$

$$\text{จะได้ว่า } C_t = \frac{Q}{\omega R_o} = \frac{50}{2\pi \times 5.5 \times 10^6 \times 2 \times 10^3} = 723.4 \text{ pF}$$

$$L_t = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_t} = \frac{1}{(2\pi \times 5.5 \times 10^6)^2 \times 723.4 \times 10^{-12}} = 1.16 \mu\text{H}$$

$$r_e = \frac{0.026}{I_{cq}} = \frac{0.026}{4.47 \times 10^{-3}} = 5.8 \Omega$$

$$\text{เลือก } R_e = 44 \Omega$$

$$R_i = r_e + R_e = 5.8 + 44 = 50 \Omega$$

$$\text{กำหนดให้ } C_f = 300 \text{ pF}$$

$$C_s = C_t - C_f = 423.4 \text{ pF}$$

$$N = \sqrt{R'_L / R_i} = \sqrt{4 \times 10^3 / 50} = 9$$

$$C1 = NCs/N-1 = 476.3 \text{ pF}$$

$$C2 = NCs = 3810 \text{ pF}$$

เลือก $V_{CC} = 12 \text{ V}$

$$V_{CC} = V_{CBQ} + V_{BEQ} + I_{CQ}(R_1 + R_E)$$

จะได้ $R_E = 240 \Omega$

กำหนดให้ ทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายกระแสตรง = 50

$$I_B = \frac{I_{CQ}}{50} = \frac{4.47 \times 10^{-3}}{50} = 89.4 \mu\text{A}$$

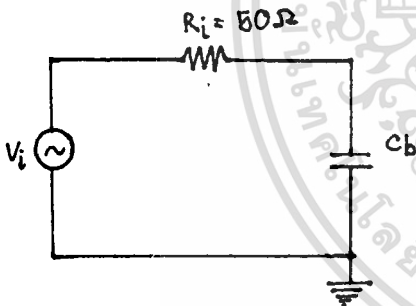
ให้กระแสเบสไบอัส $I_{BB} = 10I_B = 0.894 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$

$$V_E = I_{CQ}(R_1 + R_E) = 1.3 \text{ V}$$

$$V_B = V_E + V_{BEQ} = 2 \text{ V}$$

$$R_2 = 2 \text{ K}\Omega ; R_1 = 10 \text{ K}\Omega$$

หา CAPACITOR BYPASS ; C_b โดยดูจากวงจรสมมูลย์ ของวงจรจะได้ดังรูปที่ 3.4.5.2
ค่า X_{cb} น้อยกว่า 10 เท่าของ R_1



รูปที่ 3.4.5.2

$$X_{cb} = 5 \Omega$$

$$X_{cb} = 1/2\pi f C_b$$

$$5 = 1/2\pi \times 5.5 \times 10^6 \times C_b$$

$$C_b = 0.0057 \mu\text{F}$$

ใช้ $C_b = 0.1 \mu\text{F}$

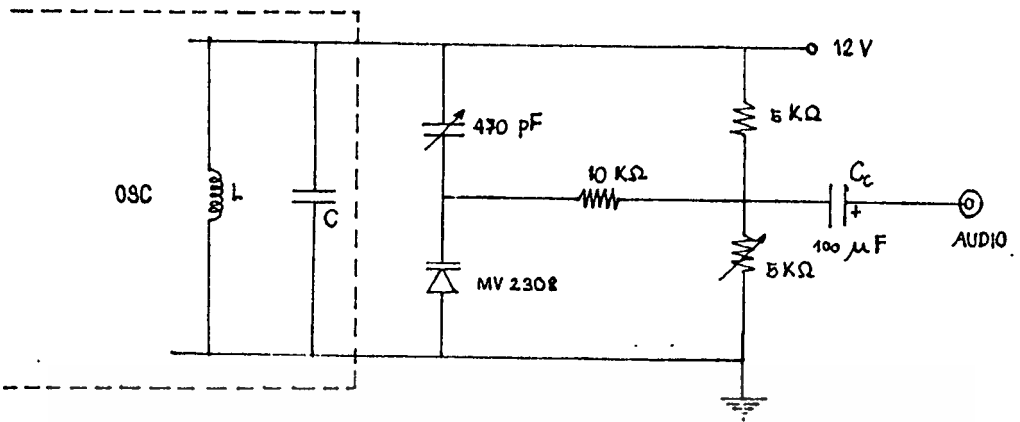
การออกแบบภาคพรีแอมป์ มอดูเลเตอร์

ในที่นี้จะใช้ VOLTAGE-VARIABLE CAPACITANCE DIODES ; MV 2308

ซึ่งเป็น VVC ที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำและมีค่าของ C ที่เกิดขึ้นประมาณ 330 pF ที่ $V_R = 4 \text{ V}$

$f = 1 \text{ MHz}$ ไปเปลี่ยนค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบไว้ตามสัญญาณเสียงที่เข้าไป

ซึ่งมีรูปแบบวงจรดังรูปที่ 3.4.5.3

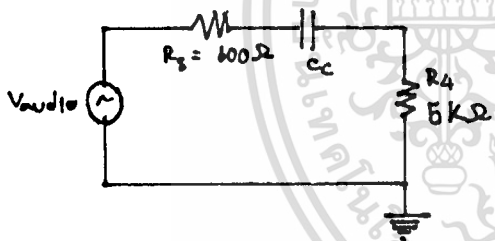


รูปที่ 3.4.5.3 แสดงวงจรภาคฟรีควอนซ์ มอทุเลชั่น

การออกแบบ

เลือก $R_3 = R_4 = 5 \text{ K}\Omega$
 $R_C = 10 \text{ K}\Omega$ (เพื่อบล็อกสัญญาณความถี่สูง)
 $C_3 = 470 \text{ pF}$

หาค่า C_C โดยดูจากวงจรสมมูลย์ ของวงจรดังรูปที่ 3.4.5.4



$$R_4 \gg R_s$$

$$R_{in} = R_4 = 5 \text{ K}\Omega$$

จากวงจรจะประพัตต์ัวเป็นไซพาสฟิลเตอร์อันดับที่ 1

รูปที่ 3.4.5.4 $f_c = \frac{1}{2\pi R C_C}$

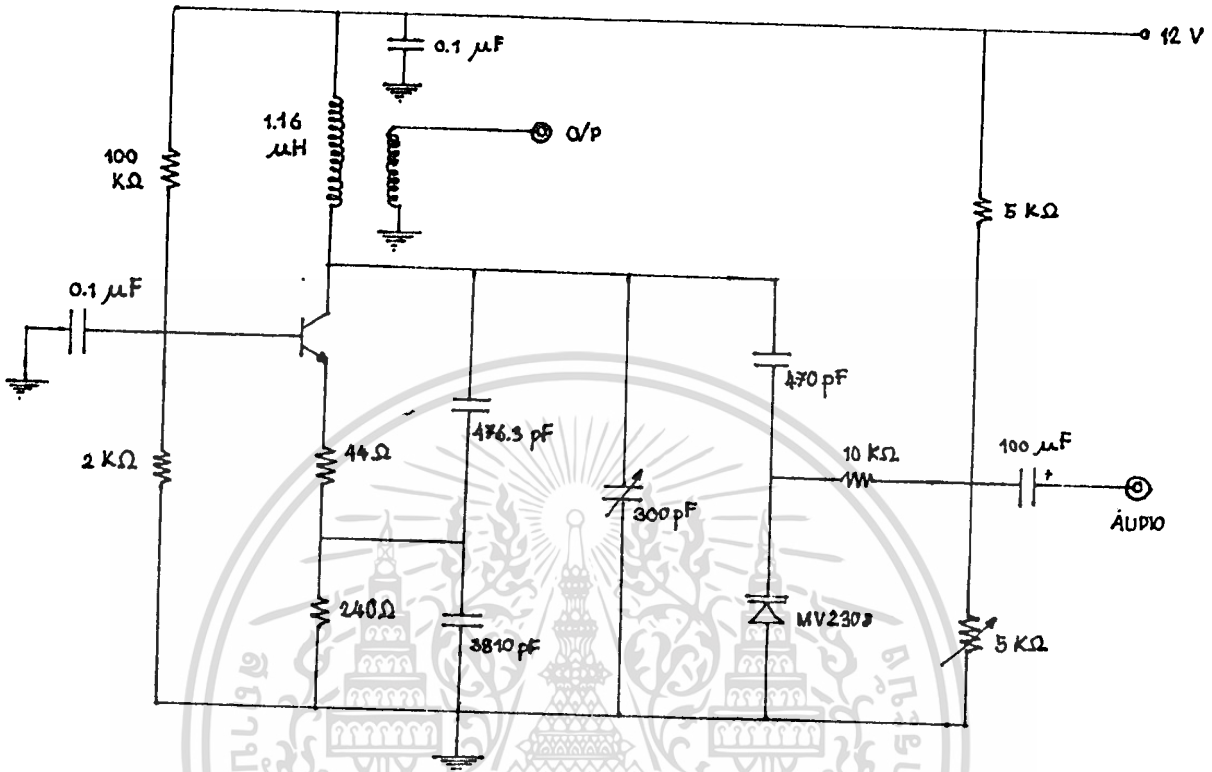
เนื่องจากสัญญาณเสียงมีช่วงความถี่ประมาณ 0-20 MHz ดังนั้น C_C ที่ใส่ไปจะต้องมีค่ามากพอสมควร เพื่อให้ f_c ที่ไคต่ำเพียงพอ

เลือก $f_c = 0.3 \text{ Hz}$

$$C_C = \frac{1}{2\pi R_4 f_c} = 106 \mu\text{F}$$

เลือกใช้ $C_C = 100 \mu\text{F}$

ดังนั้นวงจรเอฟ เอ็ม สบ-แคเรีย มอทุเลเตอร์ที่ได้ แสดงดังรูปที่ 3.4.5.5



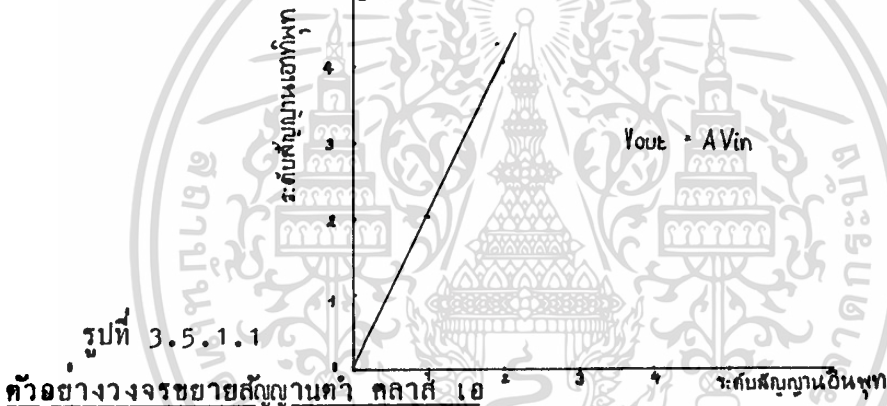
รูปที่ 3.4.5.5 วงจร เอฟ เอ็ม สปี-แคเรียร์ มอดูเลเตอร์ 5.5 MHz

3.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF POWER AMPLIFIERS)

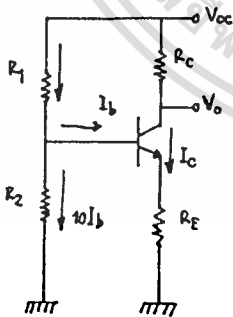
รูปแบบของการไบอัสของ อาร์ เอฟ เทาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ (RF POWER TRANSISTOR) จะถูกกำหนดเป็นคลาส (CLASS) ของการขยาย ซึ่งมีคลาสของการขยายต่างกันไปดังนี้

3.5.1 การแบ่งคลาสวงจขยาย (CLASSIFICATION)

คลาส เอ (CLASS A) เป็นวงจขยายที่มีการไบอัสให้กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ ตลอดเวลา ไม่ว่าจะมียสัญญาณอินพุตหรือไม่ก็ตาม (ทรานซิสเตอร์จะทำงานตลอด 360 องศาของอินพุต) มักจะเป็นวงจขยายสัญญาณต่ำ (SMALL SIGNAL AMPLIFIERS) วงจขยายที่ต้องการความเพี้ยนต่ำ และต้องการความเป็นเชิงเส้นสูง (LINEAR AMPLIFIER) ซึ่งคุณสมบัติของ วงจขยายแบบลิเนียร์เป็นดังรูปที่ 3.5.1.1



ตัวอย่างวงจขยายสัญญาณต่ำ คลาส เอ



รูปที่ 3.5.1.2

$$\text{ให้ } V_o = V_{CC} / 2, I_C \approx \beta$$

$$V_E = 0.25 V_o \therefore R_E = V_E / I_C$$

$$R_C = \frac{V_{CC} / 2}{I_C}$$

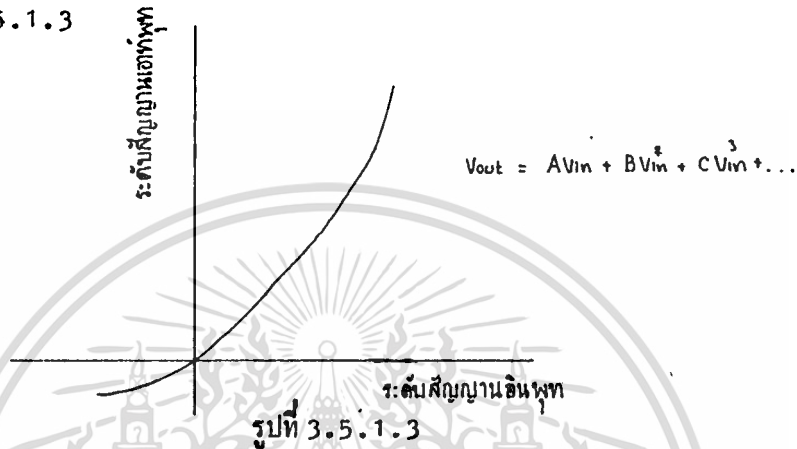
$$I_B = I_C / \beta$$

$$V_2 = 0.7 + V_E, R_2 = V_2 / 10 I_B$$

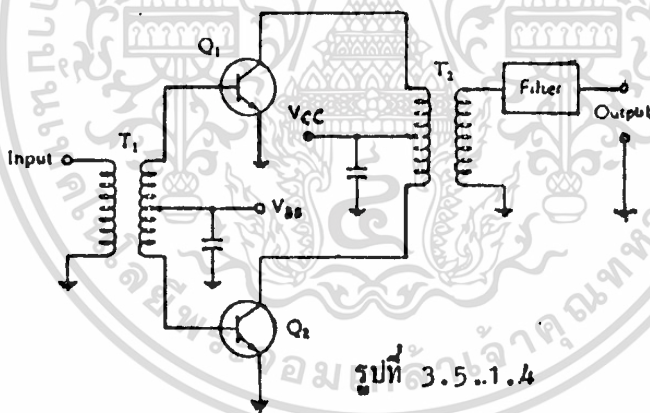
$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_2}{11 I_B}$$

ประสิทธิภาพของวงจขยายคลาส์ เอ ประมาณ 25% แต่ในทางปฏิบัติทำได้ประมาณ 10% ก็ถือว่าดีแล้ว

คลาส บี (CLASS B) เป็นวงจรขยายที่มีการไบอัสให้กระแสไหลเฉพาะซีกใดซีกหนึ่งของอินพุต (ทรานซิสเตอร์ทำงานเพียง 180° ของอินพุต) ประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาส บี ประมาณ 70% ความเป็นเชิงเส้นจะน้อยกว่าแบบคลาส เอ (CLASS A) แต่ความเพี้ยนของสัญญาณจะมากกว่าคลาส เอ คุณสมบัติของวงจรขยายแบบนอน ลินีเยอร์ เป็นดังรูปที่ 3.5.1.3

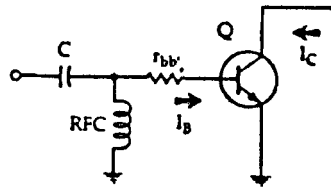


ตัวอย่างวงจรขยายคลาส บี



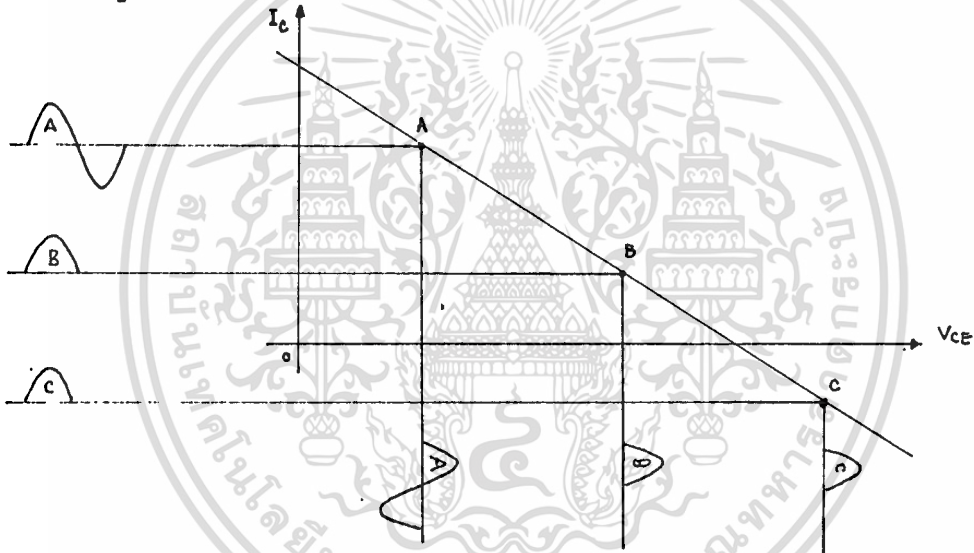
คลาส ซี (CLASS C) เป็นวงจรที่มีการไบอัสให้กระแสไหลเฉพาะเพียงบางส่วนของซีกใดซีกหนึ่งของอินพุต (ทรานซิสเตอร์จะทำงานน้อยกว่า 180° ของอินพุต) ทรานซิสเตอร์จะถูกไบอัสให้ไม่มีกระแสคอลเลกเตอร์ไหล (CUT OFF) ความเป็นลิเนียร์ ของวงจรคลาสนี้จะต่ำมากเมื่อเทียบกับวงจรขยายคลาสอื่นๆ จึงถูกจำกัดให้อยู่ในวงจรขยายประเภท นอน ลินีเยอร์ เนื่องจากประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาสนี้สูงถึงประมาณ 85% จึงมักนิยมใช้กับวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

ตัวอย่างวงจรขยายแบบคลาส ซี



รูปที่ 3.5.1.5 Class-C self bias.

นอกจากนี้ยังมีวงจรขยายคลาสต่างๆอีกมากแต่จะไม่ขอกล่าว ถ้าเราแบ่งวงจรขยายคลาสต่างๆตามจุดไบอัสบนเส้นโหลดไลน์ (LOAD LINE) ของทรานซิสเตอร์จะได้ดังรูปที่ 3.5.1.6



รูปที่ 3.5.1.6 แสดงจุดทำงานของวงจรขยายคลาสต่างๆบนเส้นโหลดไลน์

3.5.2 การออกแบบวงจรขยายคลาส เอ

เนื่องจากสัญญาณที่ออกมาจากวงจรแอมพลิฟายด์ มอดูเลเตอร์ มีค่าระดับสัญญาณต่ำมากคือประมาณ -30 dBm ซึ่งไม่สามารถที่จะส่งออกอากาศไปได้ ดังนั้นจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีกำลังสูงพอที่จะส่งออกอากาศได้ นั่นคือ เราต้องสร้างวงจรขยายสัญญาณต่ำ หรือ วงจรไทรฟเวอร์ เสียก่อนเพื่อที่จะยกระดับสัญญาณให้สูงขึ้นมากพอ ต่อจากนั้นก็สร้างวงจรเพาเวอร์ แอมป์เพื่อที่จะทำให้สัญญาณมีกำลังสูงๆแล้วจึงส่งออกอากาศออกไป

ทั้งนี้เนื่องจากในระบบโทรทัศน์นั้น สัญญาณภาพจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาหะแบบแอมพลิฟายด์ มอดูเลชัน ด้วยเหตุผลที่ว่า การเกิดสัญญาณจะทำให้ง่ายโดยใช้โคโอดิเทเตอร์ ซึ่งง่ายกว่าการเกิดสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบฟรีควีนซี มอดูเลชัน และอีกเหตุผลหนึ่งคือ แบนด์วิทของสัญญาณจะแคบกว่าการส่งแบบฟรีควีนซี มอดูเลชัน ซึ่งจะมีการกระจายความถี่ออกไปมากกว่า ดังนั้นสามารถทำให้ส่งสัญญาณได้หลายช่องสัญญาณ

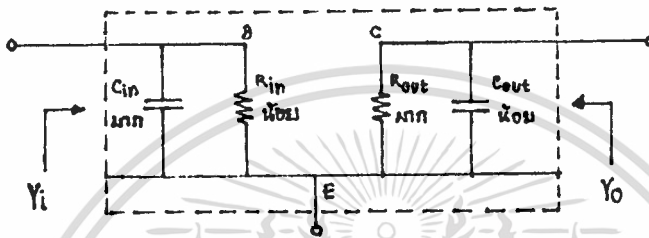
ด้วยเหตุผลที่ว่า เราทำการส่งสัญญาณโทรทัศน์ออกอากาศ ดังนั้นในเรื่องระดับของสัญญาณจึงเป็นเรื่องสำคัญ วงจรขยายที่จะใช้ต้องมีอัตราส่วนการขยายที่เป็นสัดส่วนกับระดับสัญญาณ นั่นคือเราต้องใช่วงจรขยายที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นมากที่สุด ดังนั้นเราจึงเลือกใช่วงจรขยายแบบคลาส เอ

การออกแบบมีขั้นตอนดังนี้

3.5.2.1 ในที่นี้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SC 1947 ซึ่งส่วนใหญ่ข้อมูลของ Z_{in} และ Z_{out} ของทรานซิสเตอร์จะไม่ได้บอกมา ดังนั้นจึงต้องทำการหาเองโดยการลองผิดลองถูกเพื่อประโยชน์ในการแมตซิ่ง (MATCHING) มีวิธีดังนี้

1. เค้าค่า Z_{in} และ Z_{out} ของทรานซิสเตอร์

พิจารณาวงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 3.5.2.1.1



รูปที่ 3.5.2.1.1

2. ใช้สมิทซ์ ชาร์ต (SMITH CHART) เพื่อช่วยในการแมตซิ่ง โดยเค้าค่าของ

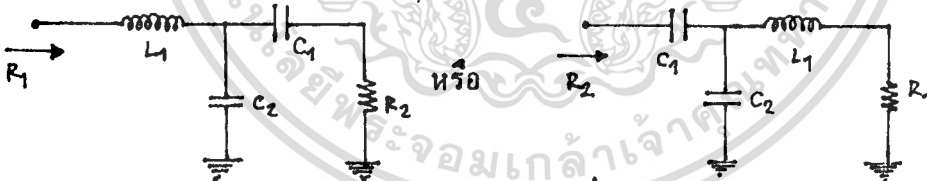
$$Y_1 = 1.2 + j1.6$$

(นอร์มอลไลส์ด้วย $N = 50$)

$$Y_o = 0.3 + j0.7$$

โดยการใช้รูปแบบการแมตซิ่งแบบ แอล-ซี-ซี ที เนทเวอร์ค (L-C-C TYPE T NETWORK)

ดังรูปที่ 3.5.2.1.2 ซึ่งเป็นการแมตซิ่งแบบแนโรว์ แบนด์ (NARROW BAND MATCHING)



รูปที่ 3.5.2.1.2 รูปแบบการแมตซิ่ง

จากการใช้สมิทซ์ ชาร์ต จะได้อค่า L, C ดังนี้

อินพุต; $C_1 = 129 \text{ pF}$

$$C_2 = 64.8 \text{ pF}$$

$$L_1 = 0.1507 \mu\text{H}$$

เอาต์พุต; $C_1 = 64.8 \text{ pF}$

$$C_2 = 175.2 \text{ pF}$$

$$L_1 = 0.3355 \mu\text{H}$$

3. ให้อำนาจ ซีสเตอร์ เบอร์ 2SC 1947 โดยต่อวงจรไบอัสแบบคลาส เอ จะได้ดังรูป
กักรูปที่ 3.5.2.1.3

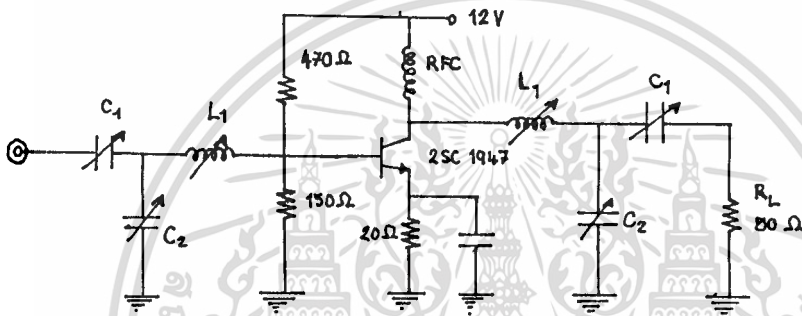
จากวงจรให้ $I_{CQ} = 100 \text{ mA}$, $\beta = 50$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$, $V_E = 2 \text{ V}$

$$R_E = V_E / I_{CQ} = 20 \Omega$$

$$I_B = I_{CQ} / \beta = 2 \text{ mA}$$

$$I_{BB} = 10 I_B = 20 \text{ mA}$$

$$R_2 = 2.7 / 0.02, R_1 = \frac{12 - 2.7}{0.022} = 470 \Omega$$



รูปที่ 3.5.2.1.3 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ
จากการวัดค่าเกน และเนตซึ่ง ได้ดังนี้

$$G = 10 \text{ dB} \text{ ที่ } f_o = 49.102 \text{ MHz}$$

อินพุท : $C_1 = 94 \text{ pF}$
 $C_2 = 72.4 \text{ pF}$

$$L_1 = 0.3181 \mu\text{H}$$

เอาต์พุท : $C_1 = 114 \text{ pF}$
 $C_2 = 82.3 \text{ pF}$

$$L_1 = 0.2696 \mu\text{H}$$

แล้วนำค่าเหล่านี้กลับไปหา Z_{in} และ Z_{out} ได้ดังนี้

$$Z_{in} = 15 + j70 \Omega$$

$$Z_{out} = 25 + j55 \Omega$$

SMITH CHART

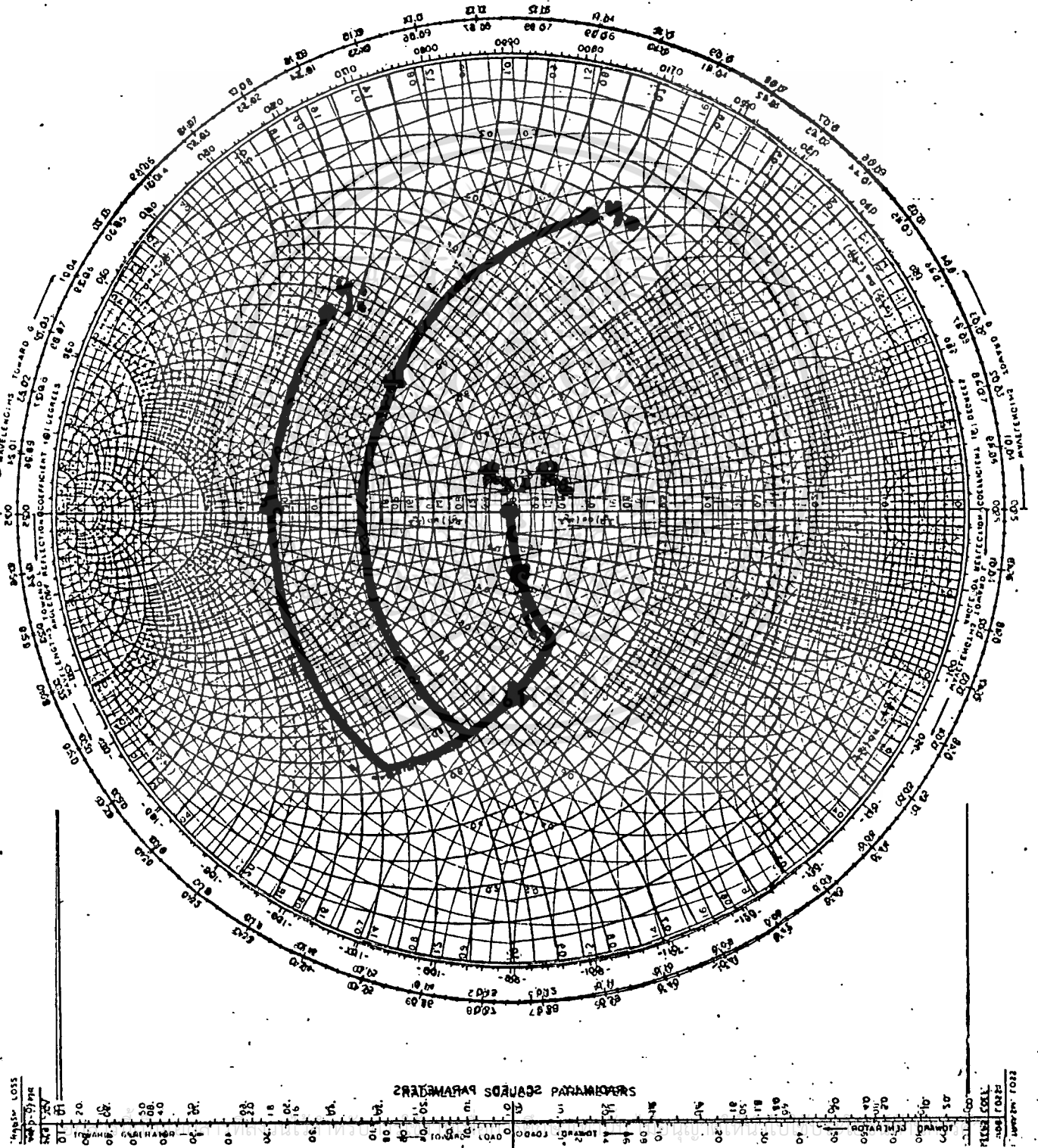
SMITH CHART

SMITH CHART

$Z = R - jX$, $Z_o = \Omega$
 $Y = G - jB$, $Y_o = \Omega$

$\Omega = \Sigma$, $XL - R = \Sigma$
 $DAVE = Y$, $BL - G = Y$

แสดงวิธีการหาค่า L, C ใน แอล-ซี-ซี แมทซิง เนทเวอร์ค โดยวิธีลองผิดลองถูก



ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SMITH CHART

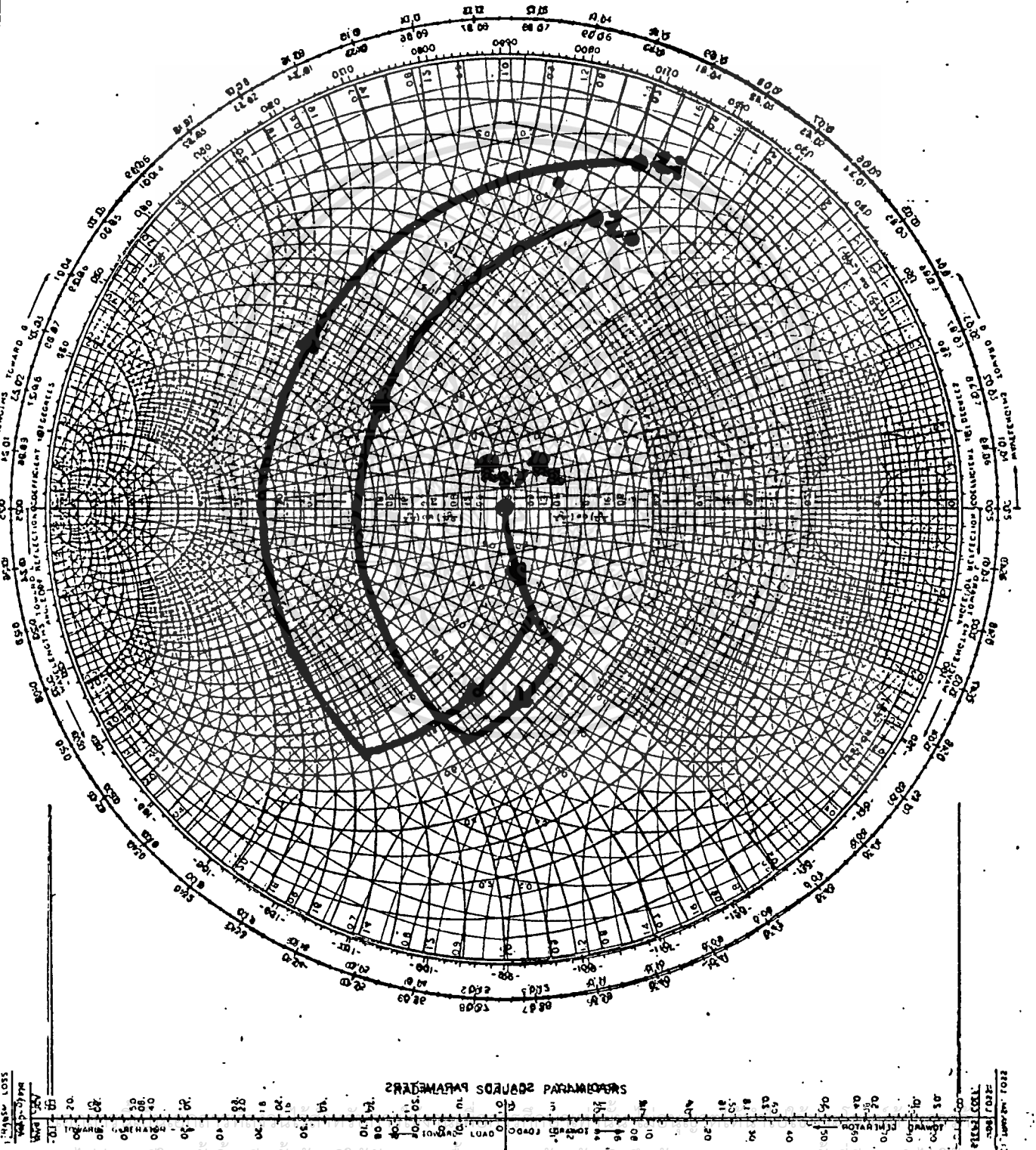
TITLE

SMITH CHART

$z = R - jX$, $Z_o = \Omega$
 $Y = G - jB$, $Y_o = \frac{1}{\Omega}$

$\Omega = \frac{1}{Z_o}$, $X_L - R = \frac{1}{Z}$
 $DAVE = \frac{1}{Y}$, $B_L - G = \frac{1}{Y}$

แสดงวิธีการหาค่า z_{in} , z_{out} ที่ได้จากผลการทดลองจริง

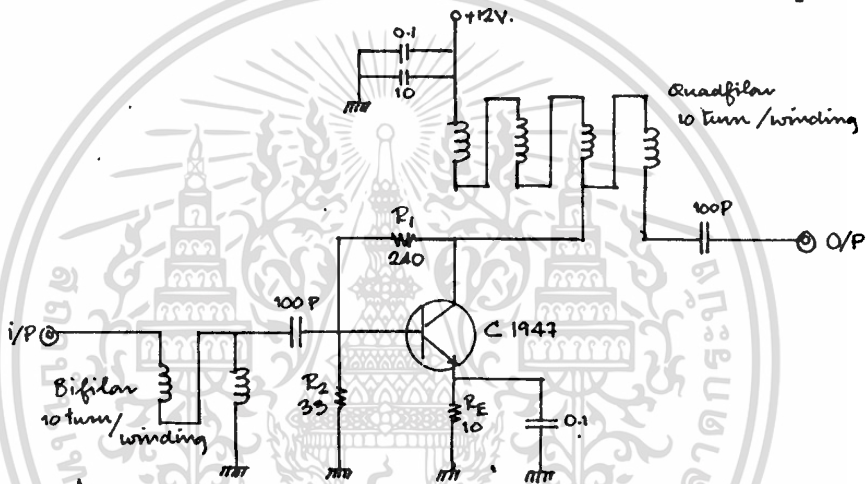


ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2.2 เนื่องจากสัญญาณที่จะส่งออกไป ประกอบด้วยสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง ซึ่งมีแบนด์วิธประมาณ 6 MHz ดังนั้นวงจรแมทซ์ที่ใช้จึงต้องเป็น ไวคัลแบนด์ แมทซ์ ตลอดช่วงที่ใช้งาน ในที่นี้จะเลือกใช้ บล็อกแพเรนต์ แมทซ์ ทรานส์ฟอร์เมอร์

การออกแบบมีความต้องการดังนี้

1. แบนด์วิธ 6 MHz ที่ความถี่ $f_o = 49.102$ MHz
2. เพาเวอร์ เอาท์พุท = 50 mW
3. โหลด 50 Ω
4. ในที่นี้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ C1947 ตัวอย่างวงจรรูปที่ 3.5.2.2.1



รูปที่ 3.5.2.2.1 แสดงวงจรขยาย 1 ภาค

จากวงจร ให้ $I_{CQ} = 100$ mA, $\beta = 20$, $V_E = 1$ V

$$R_E = V_E / I_{CQ} = 10 \Omega$$

$$I_B = I_{CQ} / \beta = 5 \text{ mA}$$

$$I_{BB} = 10 I_B = 50 \text{ mA}$$

$$R_2 = 1.6 / 0.05 = 33 \Omega$$

$$R_1 = \frac{12 - 1.6}{0.055} = 240 \Omega$$

คำนวณ แมทซ์ที่อินพุท ; $R_s ; R_{in} = 50 : 15 \approx 4 : 1$

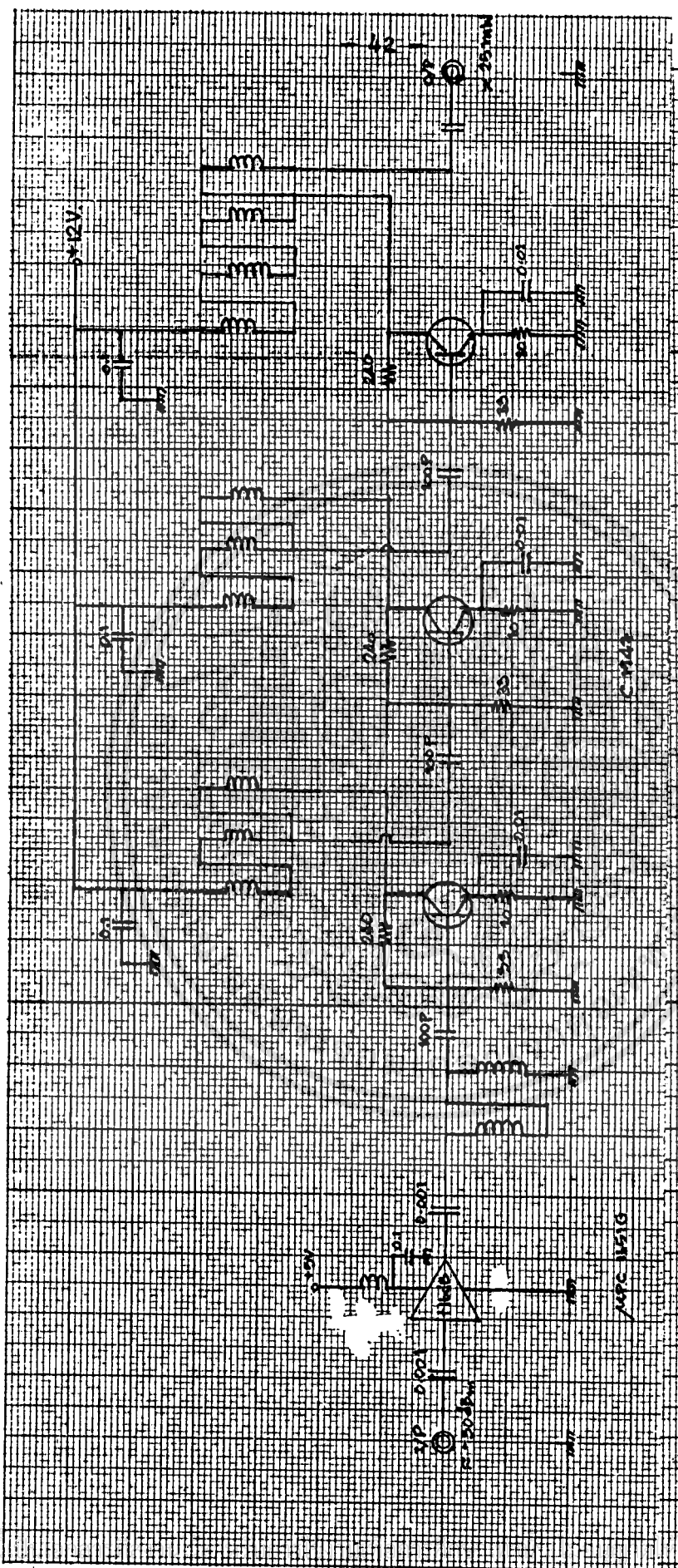
$$V_s : v_{in} = 2 : 1$$

ดังนั้น ทรานส์ฟอร์เมอร์ แบบ ไบไฟลาร์ 10 รอบ

$$\begin{aligned} \text{ที่เอาท์พุท ;} \quad \text{Rout : R1} &= 25 : 50 \\ &= 8.3 : 16.7 \\ \text{Vout : V1} &= 3 : 4 \end{aligned}$$

ดังนั้น พันทรานซ์ฟอร์เมอร์ แบบควอดไฟลาร์ (QUARDFILAR) 10 รอบ
เนื่องจากสัญญาณที่ออกจากวงจร เอ เอ็ม มอดูเลเตอร์ มีระดับสัญญาณประมาณ
-30 dB ซึ่งต่ำมาก และไม่เพียงพอที่จะขับเพาเวอร์เอาท์พุทได้ ดังนั้นจึงต้องต่อวงจร
ขยายแบบคาสเคด (CASCADE) เป็นดังรูปที่ 3.5.2.2.2





รูปที่ 3.5.2.2.2 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบคาสเคด

บทที่ 4

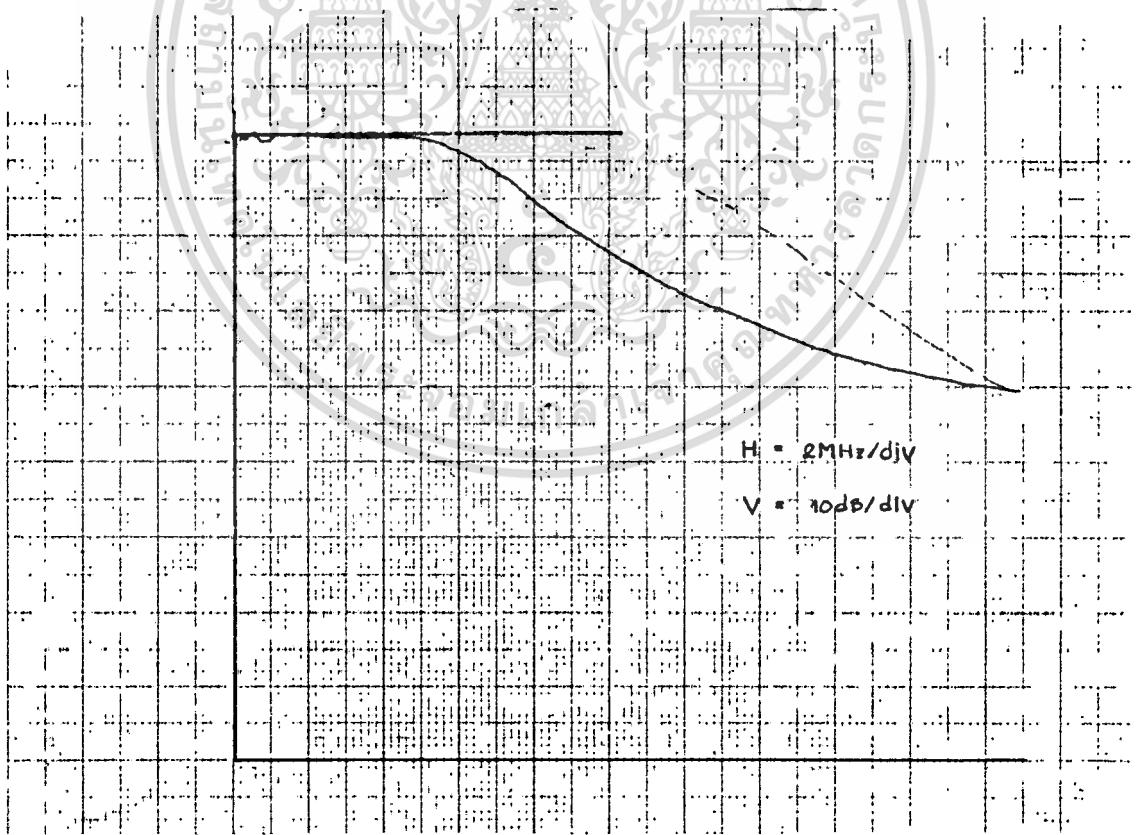
ผลการทดสอบ

4.1 วงจรวัดฟิลเตอร์ 0-5 MHz

ผลการทดสอบ

เมื่อทดลองวงจรวัดฟิลเตอร์ โดยการวัดผลตอบสนองทางความถี่ (FREQUENCY RESPONSE) ด้วยเครื่องสเปกตรัม อนุไลเซอร์ (SPECTRUM ANALYZER) และเครื่องแทรกคั้ง เจนเนอเรเตอร์ (TRACKING GENERATOR) และบันทึกผลมาจะเห็นได้ว่าได้ผลเป็นที่น่าพอใจดังรูปที่ 4.1.1

- ความถี่คัทออฟ (CUT OFF FREQUENCY) 5.03 MHz
- อินเซอร์ทชั่น ลอส (INSERTION LOSS) หรือ การสูญเสียของสัญญาณ ในช่วงพาสแบนด์น้อยมากแทบไม่มีเลย
- ความชันของกราฟผลตอบสนองต่อความถี่นอกพาสแบนด์ 18 dB/OCTAVE



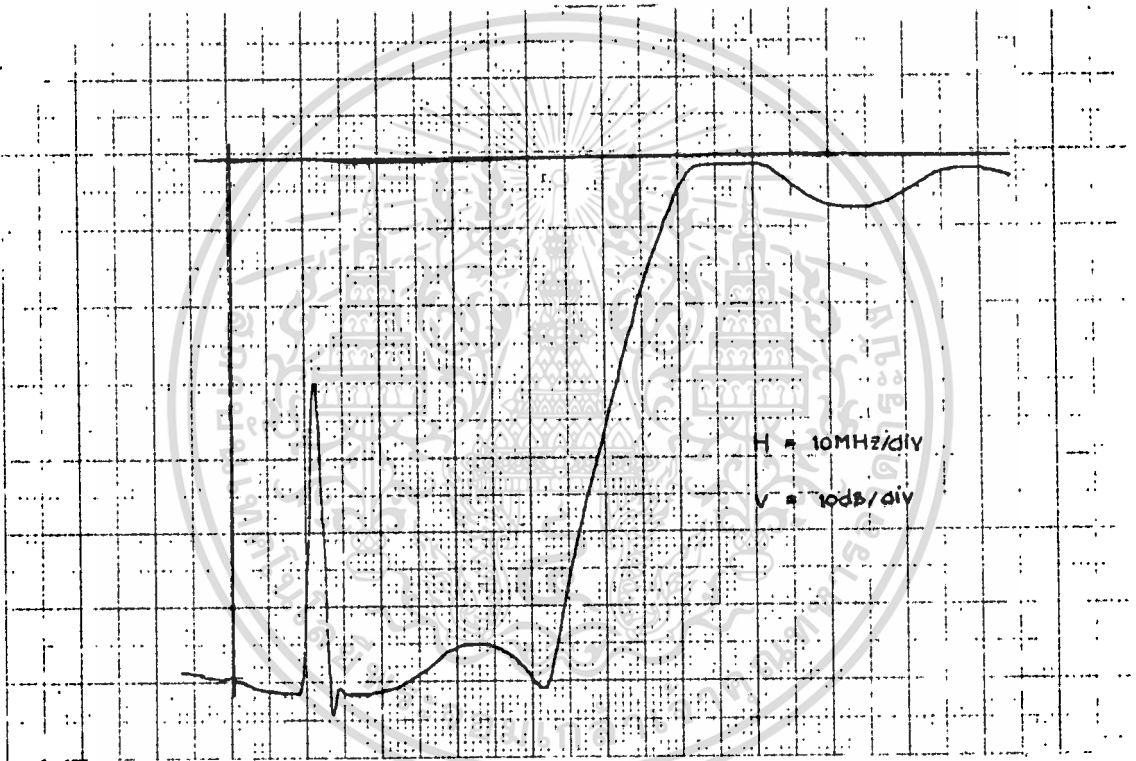
รูปที่ 4.1.1 แสดงผลการตอบสนองขนาดต่อความถี่ของวงจรวัดฟิลเตอร์

4.2 วงจรไฮพาสฟิลเตอร์

ผลการทดสอบ

จากวงจรไฮพาสฟิลเตอร์ดังรูปที่ 3.2.1 วัดผลการตอบสนองต่อความถี่เช่นเดียวกันจะได้ผลดังรูปที่ 4.2.1

- อินเซอร์ชัน ลอส ภายในพาสแบนด์ประมาณ 0.3 dB
- ความถี่ขอบของพาสแบนด์ประมาณ 48.6 MHz
- ความถี่คัทออฟประมาณ 42.96 MHz

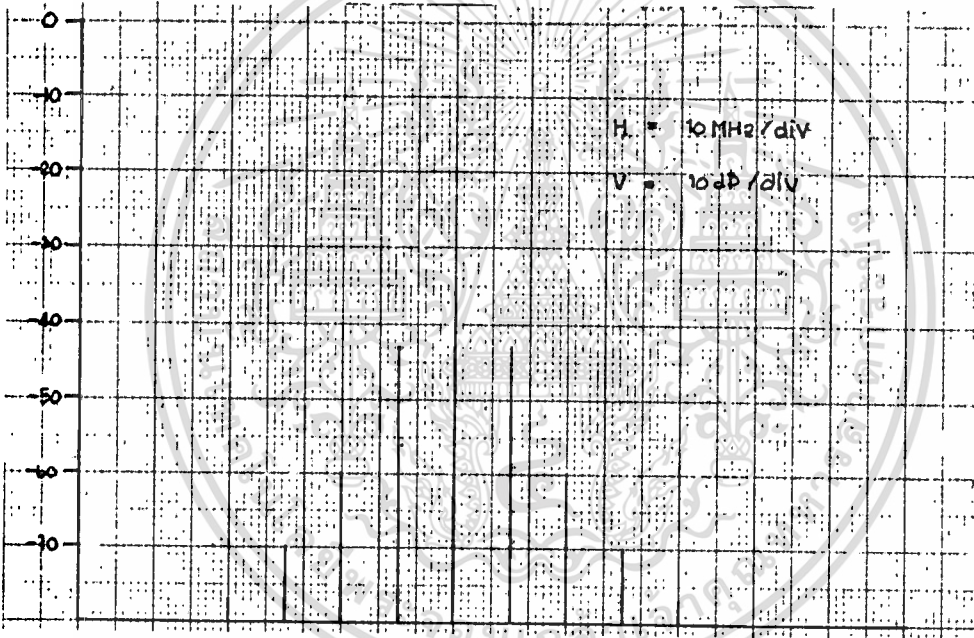


รูปที่ 4.2.1 แสดงการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรไฮพาสฟิลเตอร์

4.3 วงจรแอมพลิฟิเคชัน มอดูเลเตอร์

ผลการทดสอบ

โดยการทดลองวงจรแอมพลิฟิเคชัน มอดูเลเตอร์ ที่ได้สร้างขึ้นดังรูปที่ 3.3.3.2 โดยใช้ความถี่คลื่นพาหะจากเครื่องซิกแนล เจเนอเรเตอร์ (SIGNAL GENERATOR) 49.102 MHz ที่ระดับ +10 dBm และสัญญาณข่าวสาร 5.5 MHz ที่ระดับ +5 dBm ป้อนเข้าตัวมอดูเลเตอร์ ภูผลจากเครื่องสเปกตรัม อานาไลเซอร์ แล้ววัดเปอร์เซ็นต์ การมอดูเลชันได้ 80 % โดยสัญญาณมอดูเลเตอร์มีการสูญเสียของคลื่นพาหะประมาณ 24 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.3.1



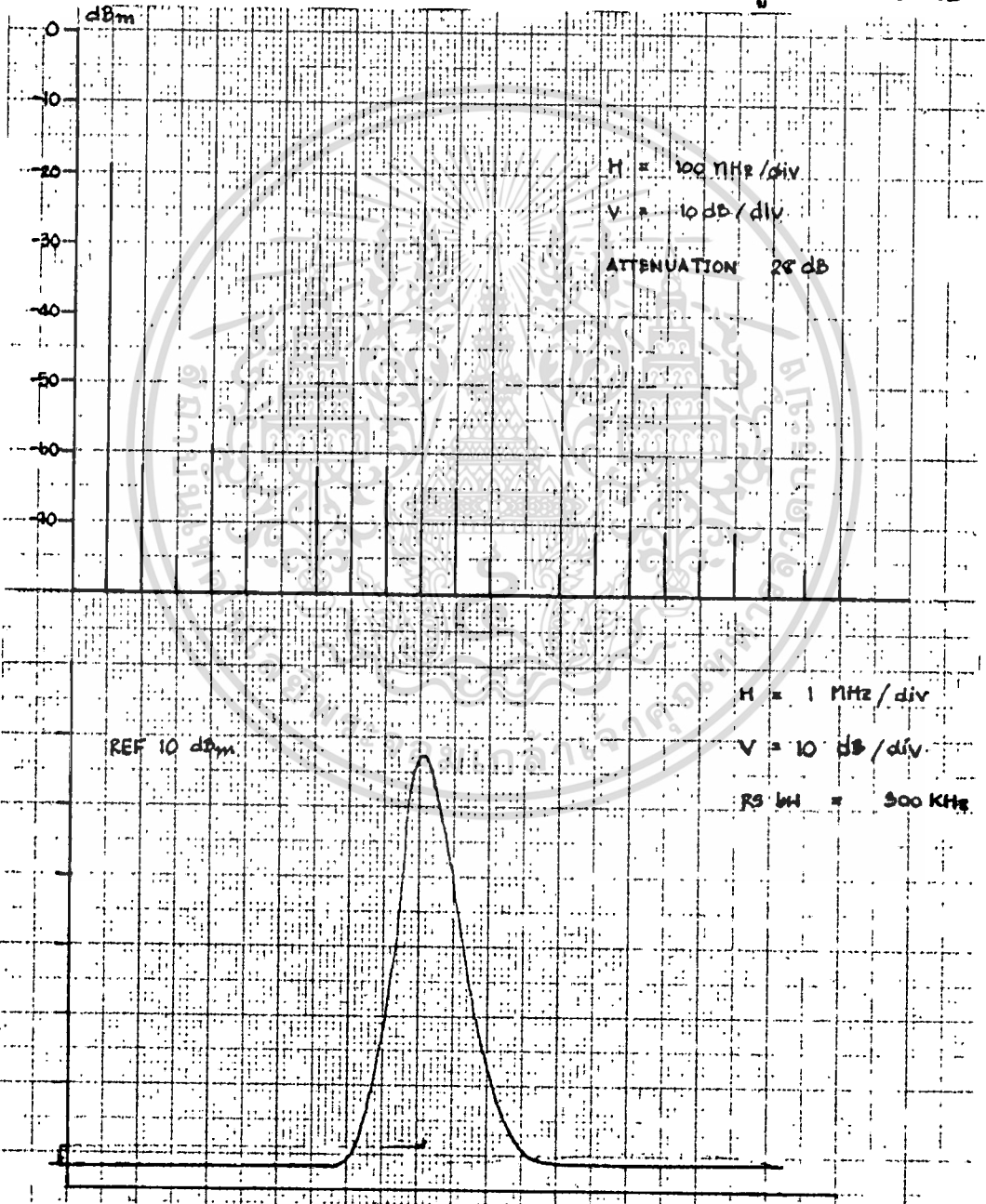
รูปที่ 4.3.1 แสดงผลการทดสอบวงจรแอมพลิฟิเคชัน มอดูเลเตอร์

4.4 วงจรรอสปีลเลเตอร์

4.4.1 วงจรรอสปีลเลเตอร์ความถี่ 49 MHz

ผลการทดสอบ

โดยการทดสอบวงจรรอสปีลเลเตอร์ที่ได้สร้างไว้ดังรูปที่ 3.4.4.2 จะได้เอาต์พุตเพาเวอร์ 10 dBm โดยมีฮาร์โมนิกที่สูงที่สุดต่ำกว่าระดับของสัญญาณพื้นฐาน (FUNDAMENTAL FREQUENCY) ที่ความถี่ 49 MHz อยู่ประมาณ 40 dB

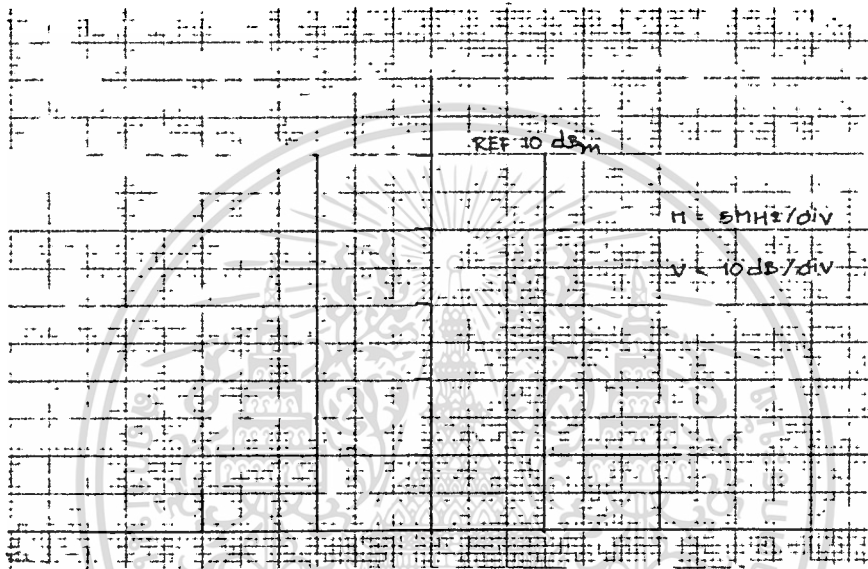


รูปที่ 4.4.1.1 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ 49 MHz และฮาร์โมนิกต่างๆ

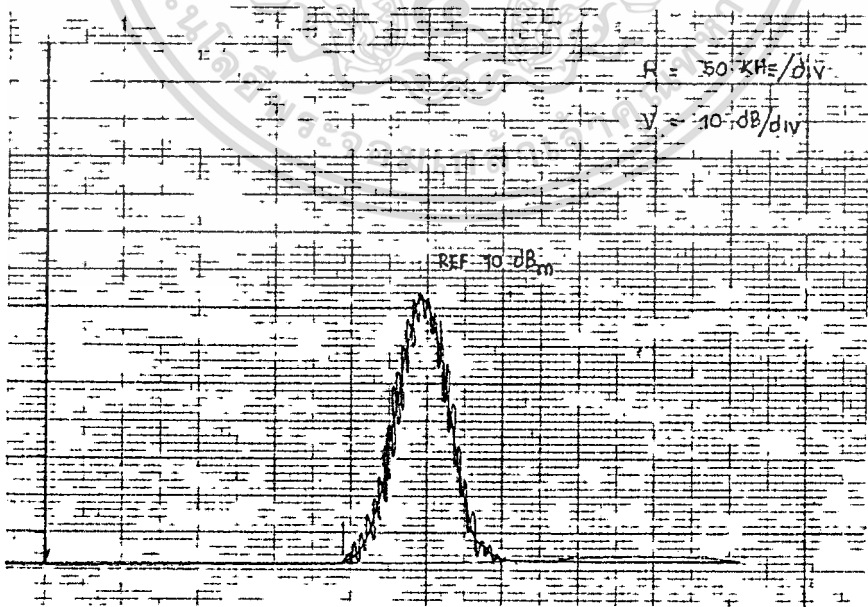
4.4.2 วงจร เอฟ เอ็ม สับ-แคเรียร์ มอดูเลเตอร์ 5.5 MHz

ผลการทดสอบ

โดยการทดสอบวงจรดังรูปที่ 3.4.5.5 จะได้เอาต์พุต เพาเวอร์ ของวงจร ออสซิลเลเตอร์ 10 dBm ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.4.2.1 และเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ แสดงดังรูปที่ 4.4.2.2



รูปที่ 4.4.2.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.4.2.2 แสดงเอาต์พุตของวงจร เอฟ เอ็ม สับ-แคเรียร์

มอดูเลเตอร์ 5.5 MHz

4.5 วงจรเพาเวอร์ แอมพลิฟายเออร์

ผลการทดสอบ

4.5.1 วงจรขยายสัญญาณ 1 ภาค

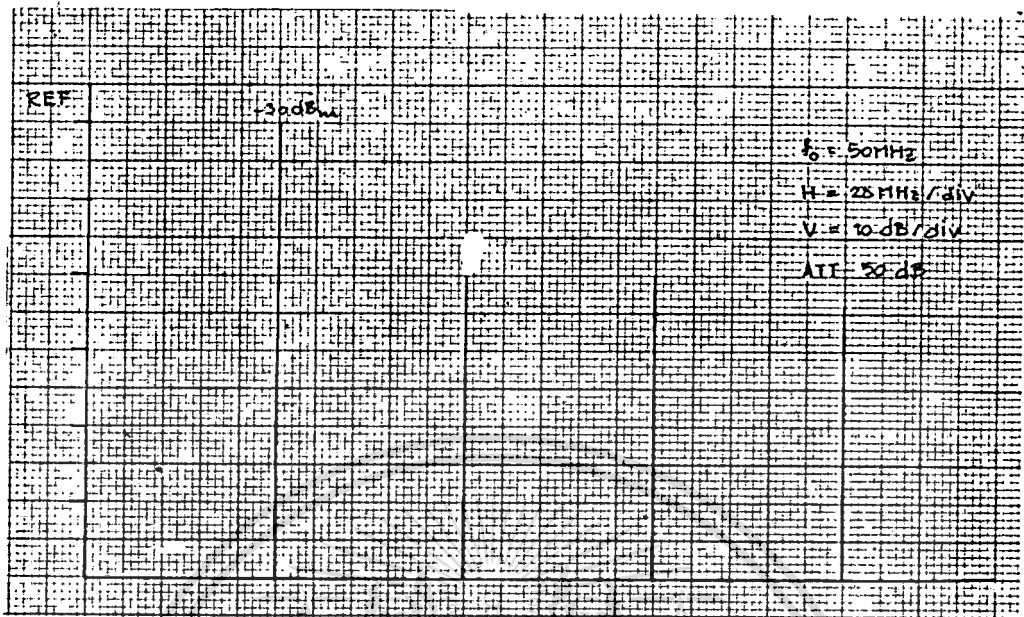
จากการทดสอบเพาเวอร์ทางอินพุตที่ระดับ -10 dBm , 0 dBm , $+10\text{ dBm}$ จะได้ เกนประมาณ 10 dB แบนด์วิท ประมาณ 10 MHz ที่ความถี่ f_0 49.102 MHz โดยเฉพาะที่ระดับ $+10\text{ dBm}$ สามารถขับเพาเวอร์เอาต์พุตได้ 50 mW ตามต้องการ แต่หลังจากที่ระดับเพาเวอร์อินพุต $+10\text{ dBm}$ ไปแล้ว ประมาณ $+20\text{ dBm}$ เกนที่ได้จะน้อยกว่า 10 dB นั้นแสดงว่าเพาเวอร์ที่ได้จะเริ่มอิ่มตัวที่ระดับเพาเวอร์อินพุตประมาณ $+20\text{ dBm}$ และความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายดีที่ช่วงระดับสัญญาณ -10 dBm ถึง $+10\text{ dBm}$

4.5.2 วงจรขยายสัญญาณแบบคาสเคด

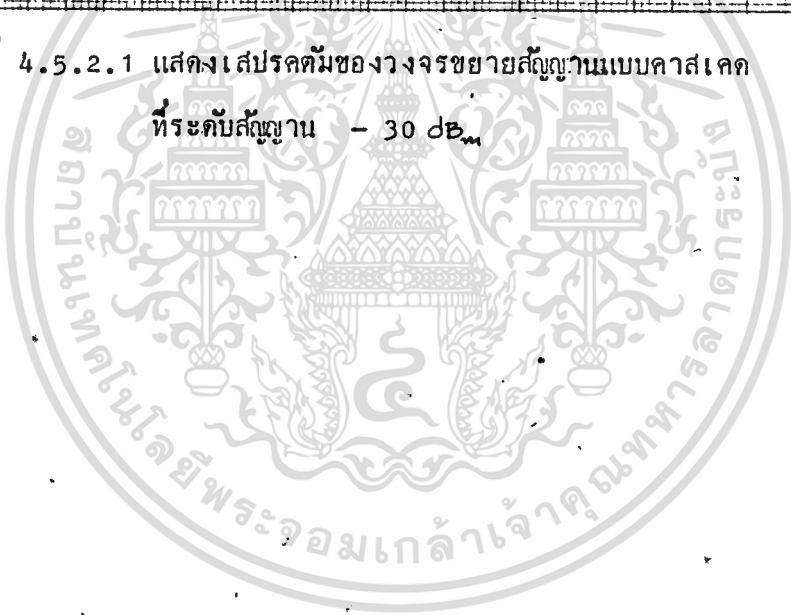
จากการทดสอบที่ระดับเพาเวอร์อินพุตประมาณ -30 dBm ได้ เกน ประมาณ $+50\text{ dB}$ สามารถขับเพาเวอร์เอาต์พุตได้ 25 mW ซึ่งต่ำกว่าที่ออกแบบไว้ตลอดช่วงความถี่ $48 - 58\text{ MHz}$ ประสิทธิภาพประมาณ 3% นอกจากนี้ได้ทดสอบที่ระดับเพาเวอร์อินพุตต่างๆกันแล้ววัด เกน ได้ดังนี้

<u>เพาเวอร์อินพุต (dBm)</u>	<u>เกน (dB)</u>
- 60	58
- 50	58
- 40	56
- 30	50 (เริ่มอิ่มตัว)

จะเห็นได้ว่าวงจรขยายสัญญาณที่ออกแบบมีความเป็นเชิงเส้นดีที่ระดับสัญญาณเพาเวอร์อินพุตไม่เกิน -30 dBm หลังจากนั้นไปแล้ววงจรขยายสัญญาณจะเริ่มอิ่มตัว รูปแสดงผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.5.2.1 (ที่ระดับเพาเวอร์อินพุต -30 dBm)



รูปที่ 4.5.2.1 แสดงสเปกตรัมของวงจรขยายสัญญาณแบบคาสเคด
ที่ระดับสัญญาณ - 30 dBm



บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้มีประโยชน์มากในการส่งสัญญาณวีทีโอ ในรูปคลื่นสัญญาณ แทนการวางสายเคเบิล ทั้งยังได้อธิบายทฤษฎี และวิธีการออกแบบวงจรต่างๆอย่างละเอียด ประกอบด้วย

1. วงจรออสซิลเลเตอร์
2. วงจร เอ เอ็ม โมดูลเลเตอร์
3. วงจรกรองความถี่
4. วงจรเพาเวอร์ แอมพลิฟายเออร์

เนื่องจากโครงงานนี้ได้ทำเฉพาะเครื่องส่ง ส่วนเครื่องรับใช้เครื่องรับโทรทัศน์ทั่วไปได้เลย โดยจนไปที่ ช่อง 2 ความถี่ประมาณ 50 MHz การทดสอบระบบทำโดยการนำเอาวงจรแต่ละส่วนมาประกอบรวมกัน แล้วส่งสัญญาณโทรทัศน์ออกอากาศไป ซึ่งจะได้ภาพและเสียงที่มีความชัดเจนพอสมควร รัศมีในการรับไกลพอสมควร

คุณสมบัติของเครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์ พอสรุปได้ดังนี้

กำลัง เอาต์พุตประมาณ 25 mW (ตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน)

ช่วงความถี่ 48-55 MHz

แบนด์วิทประมาณ 6 MHz

SUPPLY VOLTAGE 12 V

SUPPLY CURRENT 300 mA

ระหว่างที่คณะผู้จัดทำได้ทำโครงงานนี้ขึ้นมา มีปัญหาและข้อบกพร่องมากมาย ระหว่างการทำงาน เนื่องจากวงจรแต่ละส่วนได้ทำการออกแบบและสร้างเอง ทำให้วงจรที่สร้างขึ้นกว่าจะสามารถทำงานได้ต้องใช้เวลาในการสร้างนาน และต้องยอมรับว่าปัญหาบางอย่าง ความรู้ทางทฤษฎีอย่างเดียวที่คณะผู้จัดทำได้ศึกษามา ไม่สามารถจะแก้ไขได้ ต้องอาศัยความชำนาญ ความรู้จากการปฏิบัติหรือการทำงานจริงนั้นบ่อยๆ มาช่วย อีกทั้งคำแนะนำจากเพื่อนๆ และอาจารย์ที่ปรึกษาอีกด้วย

ภาพผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

double balanced mixer

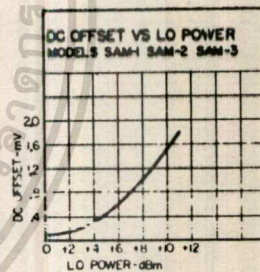
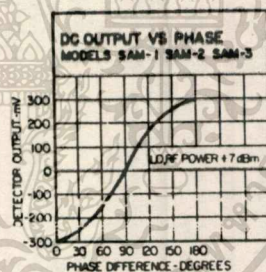


The most popular application of balanced mixer modules is to convert an incoming RF signal to a lower frequency IF output in equipment such as receivers, spectrum analyzers and radar front ends. In a double-balanced mixer, the incoming RF signal (R) is combined with a high-level oscillator signal (LO) and the desired IF sideband is selected at the output by appropriate filters. Four specially-selected Schottky-barrier diodes combined with two carefully balanced wideband transformers considerably reduce the amount of RF and LO signals appearing at the IF output; the more effective the balance, the less strin-

gent the demand on the IF filter requirements. In most models the R and LO signals are transformer-coupled while the IF output is dc coupled; all three ports are isolated from each other; to achieve optimum isolation between the R and LO signals, it is recommended that the oscillator be connected to the LO port and RF input be applied to the R port; for down-converter service, output is taken from the IF port. When the incoming RF signal is lower than the rated frequency response of the R-port transformer, the IF port may be used as the RF input and the R-port as the IF output.

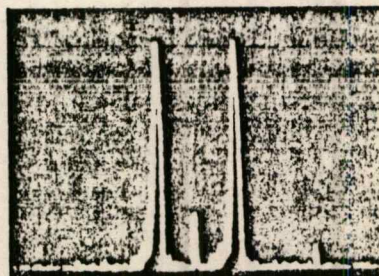
phase detector

When two signals of identical frequency but different phase are applied to the inputs of a balanced mixer, the output at the IF port will be dc voltage proportional to the phase difference. In this phase detector application, the balanced configuration reduces input signal interaction and eliminates the need for expensive, time consuming null adjustments. For optimum results, it is recommended that the two input signals be approximately the same amplitude level. For Level 7 mixers, input levels of 0 to +7 dBm are suggested since levels above this figure will tend to produce an unbalanced phase characteristic while lower input levels may deliver an insufficient dc output voltage.



balanced modulator

For double-sideband, suppressed-carrier applications, the balanced mixer is used with the carrier signal f_c applied to the R port and the modulating signal, f_m , applied to the IF port. In this balanced modulator configuration, the output signal composed of the f_m signal centered on the suppressed carrier f_c , is taken from the LO port. The high isolation of Mini-Circuits mixers enable higher, 40 dB, suppression of the carrier while the undesired higher-order sidebands are almost totally removed.



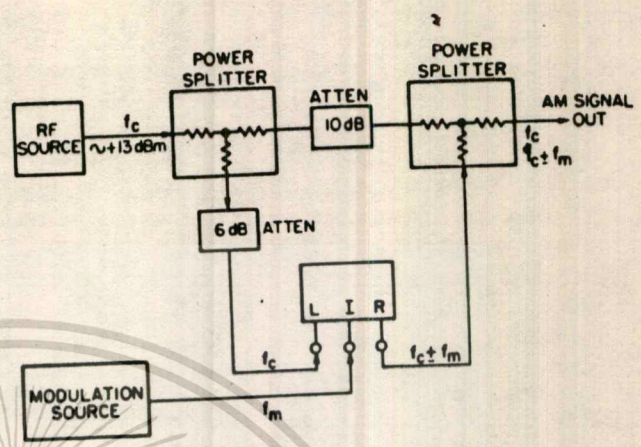
Vertical 10 dB/Div.
Horizontal 1 MHz/Div.

applications

amplitude modulator

For amplitude modulator applications, the carrier, f_c , is applied to the R input while the modulating signal, f_m , is routed to the IF port. A dc current is also fed to IF port and its setting determines the quiescent point on the amplitude vs control current curve. The modulated output is taken from the LO port.

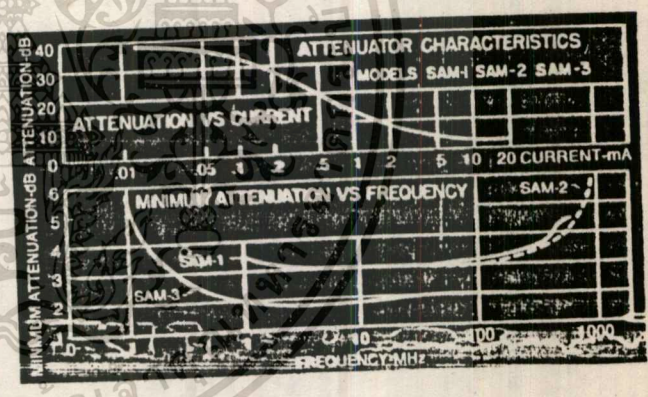
Another approach involves the use of a balanced modulator arrangement with the carrier reinserted at the mixer output, as shown. Improved control of modulation index as well as lower distortion is offered by this technique versus the variable bias approach.



current-controlled attenuator

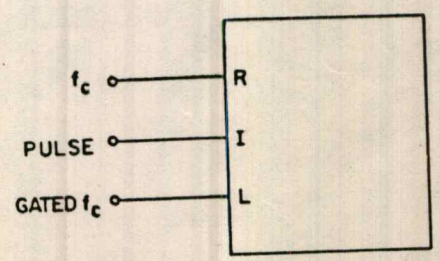
An interesting application of the balanced mixer is to provide variable isolation or attenuation between the LO and R ports. The transfer function between these two ports is determined by the dc control current flowing through the IF port.

When no dc current flows through the IF port, maximum attenuation exists between L and R ports. As dc control current is applied, attenuation decreases to about 2 dB when bias current exceeds 10 ma. The double balanced mixer provides a technique for attenuating low frequency signals where standard PIN diode attenuators do not operate.



pulse modulator

When service as a pulse modulator is required, the carrier is applied to the R port and the modulating pulse (either positive or negative) is connected to the IF port. The pulsed output is taken from the LO port. As with the controlled attenuator configuration, a sharp rise in current at the IF port due to a sudden pulse input drives the diodes fully on; the double balanced mixer offers the capability to provide extremely fast switching times, in the order of 1 nano-second.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mini-Circuits

Q. I've selected a mixer that will provide the IM products to meet my design requirements. However, I'm concerned that LO power variations may get me into trouble. How can I be sure of my design?

A. Mini-Circuits exclusive CAPD data is your salvation. Detailed point-by-point data are available for a given RF input level and frequency with LO drive a variable. For example, let's consider an SRA-1

mixer with RF input at -10 dBm and 400 MHz, and an LO at 370 MHz. Here's how LO drive variation affects the 3×1 product (third harmonic of RF mixing with LO): with LO at +4 dBm, the 3×1 product is 40 dB below IF; at +7 dBm LO, 56 dB down; and at +10 dBm LO, 63 dB below IF. This indicates a rather substantial change in IM level with LO drive variation. There's no need to gamble or guess... take advantage of Mini-Circuits exclusive CAPD service for these and similar unusual design situations.

mixer harmonic intermodulation (Relative to desired IF Output)

model SRA-1

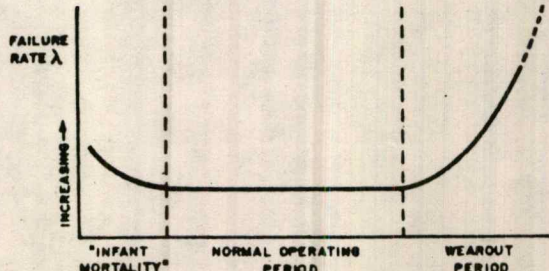
		RF CAL	LO at +4dBm												RF CAL	LO at +7dBm												RF CAL	LO at +10dBm									
Harmonic RF Order	0	0	—	36	17	24	24	29	33					0	0	—	31	17	27	22	28	30					0	0	—	26	13	25	16	21	21			
	1	0	18	—	33	18	35	31	45					1	0	17	—	37	11	33	37	47					1	0	19	—	42	10	30	30	39			
	2	74	42	49	41	63	45	57	57					2	74	48	47	50	52	49	60	56					2	74	63	53	71	59	58	62	58			
	3	78	66	—	51	35	54	38	57					3	78	66	—	58	46	57	44	68					3	78	69	—	70	69	73	64	72			
	4	79	68	72	66	69	63	69	63					4	79	71	71	72	70	73	69	70					4	79	72	73	74	72	73	73	74			
	5	78	72	71	72	65	68	59	60					5	78	73	73	72	73	73	71	72					5	78	72	72	74	74	74	72	73			
	6	77	70	71	71	72	73	72	73					6	77	73	71	72	71	73	73	73					6	77	71	72	73	72	73	73	72			
	7	76	71	69	71	71	71	72	71					7	78	73	71	72	71	73	73	73					7	78	72	72	71	73	72	73	73			
	8	78	72	71	71	70	71	71	70					8	78	74	72	72	71	74	74	73					8	78	72	71	72	72	72	74	73			
	9	80	72	72	68	70	71	71	72					9	80	74	72	73	72	72	72	73					9	80	74	71	71	71	72	73	73			
	10	80	71	72	71	70	72	71	71					10	80	73	74	73	71	73	73	73					10	80	73	73	72	72	74	72	73			
	11	79	71	72	72	72	71	70	70					11	79	71	73	73	72	72	72	71					11	79	73	73	72	73	73	73	71			
	12	79	71	71	72	71	72	71	71					12	79	73	73	72	74	72	73	72					12	79	73	73	73	73	73	73	72			
	13	78	71	71	71	70	72	71	71					13	78	73	73	73	73	72	73	73					13	78	73	73	74	72	73	72	73			
	14	80	72	71	72	71	71	71	71					14	80	73	72	73	73	73	73	73					14	80	72	73	72	74	74	74	73			
	15	73	66	73	71	71	71	71	72					15	73	66	73	72	73	73	73	73					15	73	66	73	73	73	72	73	73			
		0 1 2 3 4 5 6												0 1 2 3 4 5 6												0 1 2 3 4 5 6												
		Harmonic LO Order												Harmonic LO Order												Harmonic LO Order												

test conditions

RF = 400.1 MHz at -10dBm LO = 370.01 MHz
For other test frequencies, contact factory.

Q. Mini-Circuits' ads refer to HTRB testing. What does this mean?

A. The predominant factor in mixer failure is traced to diode breakdown and punch-through resulting in high leakage currents. Mini-Circuits HTRB (High-Temperature Reverse Bias) technique is an accelerated diode screening program. Each Schottky diode is operated at 150°C for 168 hours with one volt reverse bias applied. This process deliberately stresses the diodes to accelerate aging and force time-related failure modes to occur and thus screen out "infant mortality". This method locates potentially-unreliable diodes before they are assembled into the mixer package.



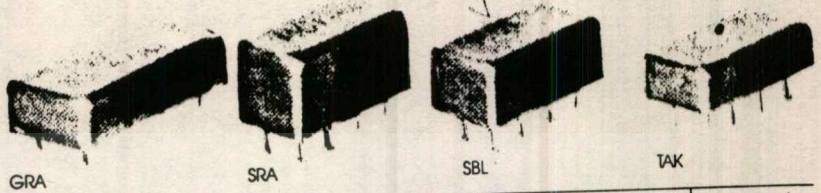
most widely-used

Frequency Mixers

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

performance data
curves, tables, Model Index section 2

case style selection
outline drawings, section 1



		FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB						LO-IF ISOLATION, dB						PRICE, \$	
MODEL NO.	LO/RF f_L - f_U	IF	Mid-Band m		Total Range		L		M		U		L		M		U		Ea	Qty.	
			Typ	Max	Typ	Max	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min					
GRA-1	5-500	DC-500	5.5	7.0	6.5	8.5	50	45	45	30	35	25	45	35	40	25	30	20	12 95	(6-49)	
GRA-3	025-200	DC-200	5.5	7.5	6.5	8.5	60	50	45	30	35	25	45	35	40	30	30	20	15 95	(6-49)	
GRA-6	003-100	DC-100	5.5	7.5	6.5	8.5	60	50	45	30	35	25	60	45	40	25	30	20	22 95	(5-24)	
GRA-8	0005-10	DC-10	6.5	7.5	7.0	8.5	60	50	50	40	45	35	60	50	50	40	45	35	25 95	(5-24)	
SRA-1	5-500	DC-500	5.5	7.0	6.5	8.5	50	45	45	30	35	25	45	35	40	25	30	20	11 95	(1-49)	
	5-500	DC-500	5.5	7.0	6.5	8.5	50	45	45	30	35	25	45	35	40	25	30	20	49 95	(1-49)	
	1-750	DC-750	6.5	7.5	6.5	8.5	60	45	45	30	35	25	45	30	40	25	30	20	14 95	(5-24)	
	1-500	DC-500	5.5	7.5	6.5	8.5	50	45	45	30	35	25	45	30	40	25	30	20	13 95	(5-24)	
	1-1000	5-500	5.5	7.5	6.5	8.5	45	30	35	20	30	20	45	30	30	20	30	20	14 95	(5-24)	
	5-1000	DC-1000	6.0	7.0	6.5	8.5	60	50	35	30	30	25	50	45	30	25	25	20	14 95	(1-49)	
	025-200	DC-200	5.5	7.5	6.5	8.5	60	50	45	35	35	25	45	35	40	30	30	20	14 95	(5-24)	
	5-1250	5-500	5.5	7.5	6.5	8.5	50	40	40	20	30	20	50	40	40	20	30	20	16 95	(5-24)	
	5-1500	10-600	7.0	8.0	7.5	8.5	50	45	35	30	30	20	45	40	30	25	25	15	21 95	(5-24)	
	003-100	DC-100	5.5	7.5	6.5	8.5	60	50	45	30	35	25	60	45	40	25	30	20	21 95	(5-24)	
	0005-10	DC-10	6.5	7.5	7.0	8.5	60	50	50	40	45	35	60	50	50	40	45	35	26 95	(5-24)	
SRA-11	5-2000	10-600	7.0	8.5	7.5	9.0	50	45	35	25	30	20	45	40	30	20	25	15	26 95	(5-24)	
SRA-12	800-1250	50-90	—	—	6.0	7.5	32	25	35	25	35	25	30	20	30	20	30	20	24 95	(5-24)	
SRA-2000	100-2000	DC-600	6.0	8.0	7.0	9.5	—	—	37	20	—	—	—	—	—	—	30	20	31 95	(1-24)	
SBL-1	1-500	DC-500	5.5	7.0	6.5	8.0	60	45	45	35	40	25	45	35	40	25	30	20	4 50	(10-49)	
SBL-1X	10-1000	5-500	6.0	7.5	7.0	8.0	50	40	40	30	30	20	50	45	40	35	35	25	5 95	(10-49)	
SBL-1Z	10-1000	DC-500	6.5	7.5	7.0	9.0	50	40	35	25	25	20	40	25	25	18	19	15	6 95	(10-49)	
SBL-1.1	0.1-400	DC-400	5.5	7.0	6.0	8.0	50	45	45	30	35	25	45	30	40	25	30	20	6 50	(10-49)	
SBL-3	025-200	DC-200	5.5	7.5	6.0	8.5	55	50	45	30	35	25	45	35	40	30	30	20	7 50	(10-49)	
TAK-5	0.1-250	DC-250	5.5	7.0	6.5	8.5	60	50	50	35	40	35	55	45	45	30	35	25	10 95	(1-4)	
TAK-5R	0.5-200	DC-200	5.5	6.5	6.5	8.0	55	50	45	35	45	35	50	45	40	30	40	25	5 95	(5-24)	
TAK-6	5-600	DC-600	5.5	7.5	6.5	8.5	60	50	50	30	40	25	45	40	40	25	30	25	15 95	(5-24)	
TAK-6R	5-600	DC-600	6.0	7.0	6.5	8.0	55	50	45	40	35	30	45	40	35	20	30	20	20 95	(1-4)	
TAK-7	2-1000	5-500	5.5	7.5	6.5	8.5	45	30	35	20	30	20	45	30	35	20	30	20	20 95	(1-4)	

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

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

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

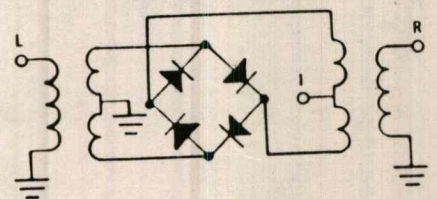
m = mid band ($2 f_L$ to $f_U/2$)

● HTRB tested, 3 year guarantee

■ NON-HERMETIC

- For quality control procedures, environmental specifications, and H-Rel, MIL and TX description see section 1.
- Absolute Maximum Ratings:
RF power 50 mW, peak IF current 40 mA, see section 1.
- PAM-42 protected under patent 4,430,758.
- Prices and specifications subject to change without notice.

schematic



pin connections

see case style outline drawing

Series	GRA	SRA					SBL			TAK			
	all	-1	-2	-6	-1W	-5	-1	-1X	-1Z	-5	-7	-5R	-6R
models		-1TX	-4	-8	-2CM	-11	-1-1			-6			
		-1-1				-12							
		-3				-2000	-3						
LO	1	8	8	8	8	8	8	8	1	8	8	8	1
RF	6	1	3.4	1	3.4	1	3.4	1	3	1	3.4	1	8
IF	4	3.4*	1	3.4*	3.4*	3	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.3, 4.7
GND	2, 3, 5	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2.5, 6.7	3.4.7
CASE GND	—	2	2.5, 6.7	—	2.5, 6.7	2.5, 6.7	—	2.5, 6.7	2.5, 6.7	2	2.5, 6.7	—	3.4.7

*pins must be connected together externally

2N4416,A

CASF 20-03, STYLE 1
TO-72 (TO-206AF)

JFET
VHF/UHF AMPLIFIER
N-CHANNEL — DEPLETION

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	30	Vdc
Drain-Gate Voltage	V_{DG}	2N4416 2N4416A 35 30	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	30	Vdc
Gate Current	I_G	10	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	300 1.71	mW mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175	°C

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Gate-Source Breakdown Voltage ($I_G = 1.0 \mu\text{Adc}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{(BR)GSS}$	2N4416 2N4416A 30 35	—	Vdc
Gate Reverse Current ($V_{GS} = 20 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$) ($V_{GS} = 20 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = +150^\circ\text{C}$)	I_{GSS}	—	100 200	pAdc
Gate Source Cutoff Voltage ($I_D = 1.0 \text{ nAdc}$, $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$)	$V_{GS(off)}$	—	6.0	Vdc
Gate Source Voltage ($I_D = 0.5 \text{ mAdc}$, $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$)	V_{GS}	1.0	5.5	Vdc
Gate-Source Forward Voltage ($I_G = 1.0 \text{ mAdc}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{GS(I)}$	—	1.0	Vdc

ON CHARACTERISTICS

Zero-Gate-Voltage Drain Current(1) ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$)	I_{DSS}	5.0	15	mAdc
--	-----------	-----	----	------

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Forward Transfer Admittance(1) ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	$ Y_{fs} $	4500	7500	μmhos
Real Part of Forward Transfer Admittance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 400 \text{ MHz}$)	$Y_{fs(\text{real})}$	4000	—	μmhos
Real Part of Input Admittance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{ MHz}$) ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 400 \text{ MHz}$)	$Y_{is(\text{real})}$	— —	100 1000	μmhos
Output Admittance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	$ Y_{os} $	—	50	μmhos
Real Part of Output Admittance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{ MHz}$) ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 400 \text{ MHz}$)	$Y_{os(\text{real})}$	— —	75 100	μmhos
Imaginary Part of Input Admittance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{ MHz}$) ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 400 \text{ MHz}$)	$Y_{is(\text{imag})}$	— —	2500 10,000	μmhos
Imaginary Part of Output Admittance ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{ MHz}$) ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 400 \text{ MHz}$)	$Y_{os(\text{imag})}$	— —	1000 4000	μmhos

2N4416A

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Input Capacitance ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{iss}	—	4.0	pF
Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{rss}	—	0.8	pF
Common Source Output Capacitance ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{oss}	—	2.0	pF

FUNCTIONAL CHARACTERISTICS

Noise Figure (Figures 3 and 4) ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 5.0\text{ mAdc}$, $R_G = 1000\text{ Ohms}$, $f = 100\text{ MHz}$) ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 5.0\text{ mAdc}$, $R_G = 1000\text{ Ohms}$, $f = 400\text{ MHz}$)	NF	—	2.0 4.0	dB
Small-Signal Power Gain Common Source (Figure 1) ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 5.0\text{ mAdc}$, $f = 100\text{ MHz}$) ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 5.0\text{ mAdc}$, $f = 400\text{ MHz}$)	G_{ps}	18 10	—	dB

(1) Pulse Test: Pulse Width $\approx 300\text{ }\mu\text{s}$, Duty Cycle $\approx 1.0\%$.

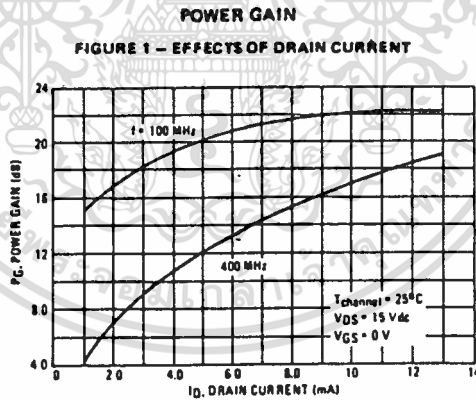
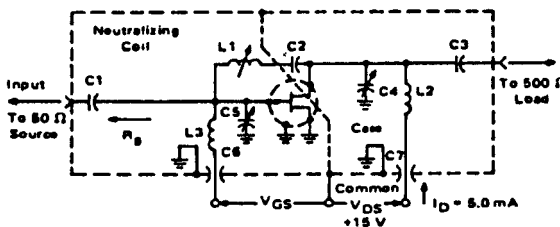


FIGURE 2 — 100 MHz and 400 MHz NEUTRALIZED TEST CIRCUIT



Adjust V_{GS} for
 $I_D = 5.0\text{ mA}$
 $V_{GS} < 0\text{ Volts}$

NOTE: The noise source is a hot cold body
(A1L type 70 or equivalent) with a
test receiver (A1L type 136 or equivalent).

Reference Designation	VALUE	
	100 MHz	400 MHz
C1	7.0 pF	1.8 pF
C2	1000 pF	17 pF
C3	3.0 pF	1.0 pF
C4	1-12 pF	0.8-8.0 pF
C5	1-12 pF	0.8-8.0 pF
C6	0.0015 μF	0.001 μF
C7	0.0015 μF	0.001 μF
L1	3.0 μH^*	0.2 μH^{**}
L2	0.18 μH^*	0.03 μH^{**}
L3	0.14 μH^*	0.022 μH^{**}

* L1 17 turns, (approx. — depends upon circuit layout) AWG #28
enameled copper wire, close wound on 9/32" ceramic coil
form. Tuning provided by a powdered iron slug.

L2 4-1/2 turns, AWG #18 enameled copper wire, 5/16" long,
3/8" I.D. (AIR CORE).

L3 3-1/2 turns, AWG #18 enameled copper wire, 1/4" long,
3/8" I.D. (AIR CORE).

** L1 6 turns, (approx. — depends upon circuit layout) AWG #24
enameled copper wire, close wound on 7/32" ceramic coil
form. Tuning provided by an aluminum slug.

L2 1 turn, AWG #18 enameled copper wire, 3/8" I.D. (AIR
CORE).

L3 1/2 turn, AWG #18 enameled copper wire, 1/4" I.D. (AIR
CORE).

2N4416,A

NOISE FIGURE ($T_{\text{channel}} = 25^{\circ}\text{C}$)

FIGURE 3 - EFFECTS OF DRAIN-SOURCE VOLTAGE

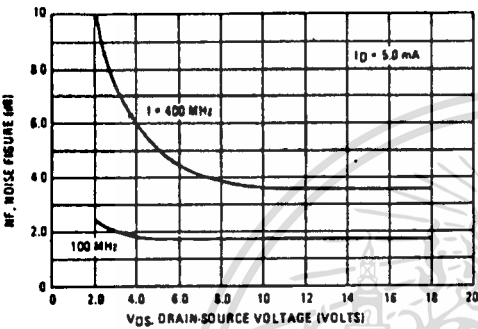
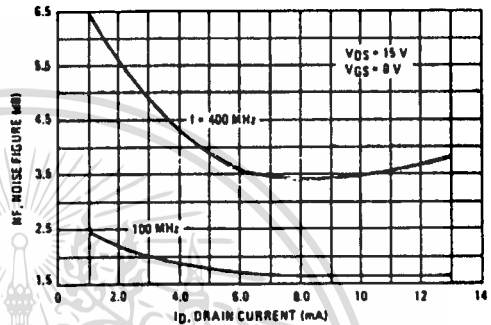
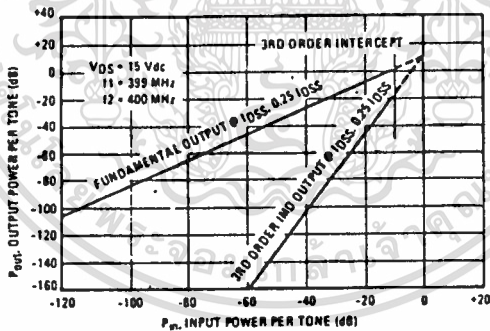


FIGURE 4 - EFFECTS OF DRAIN CURRENT



INTERMODULATION CHARACTERISTICS

FIGURE 5 - THIRD ORDER INTERMODULATION DISTORTION



COMMON SOURCE CHARACTERISTICS ADMITTANCE PARAMETERS ($V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$, $T_{\text{channel}} = 25^{\circ}\text{C}$)

FIGURE 6 - INPUT ADMITTANCE (y_{is})

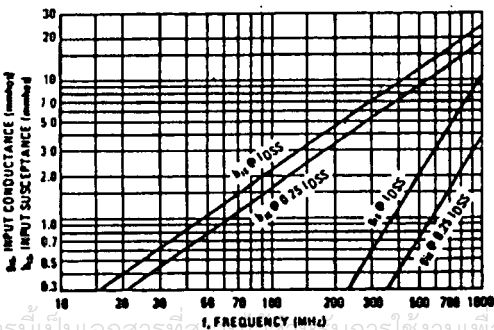
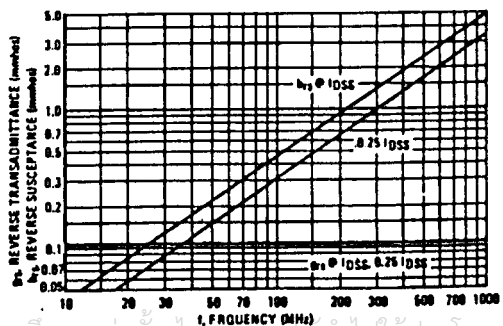


FIGURE 7 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE (y_{rs})



2N4416,A

FIGURE 8 - FORWARD TRANSADMITTANCE (y_{fs})

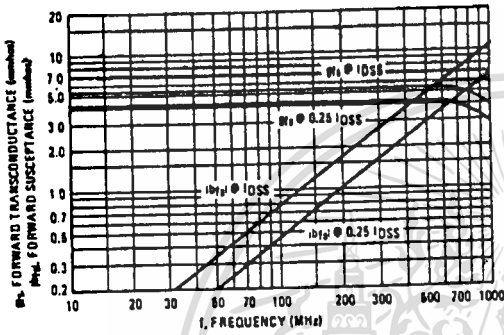
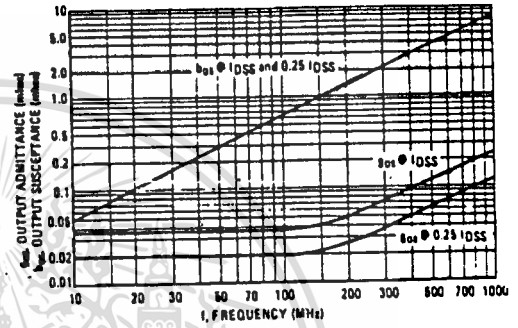


FIGURE 9 - OUTPUT ADMITTANCE (y_{os})



COMMON SOURCE CHARACTERISTICS
S-PARAMETERS

($V_{DS} = 15$ Vdc, $T_{channel} = 25^\circ\text{C}$,
Data Points in MHz)

FIGURE 10 - S_{11s}

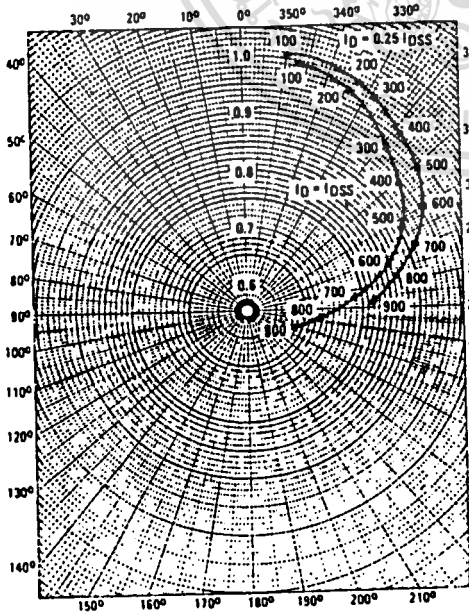
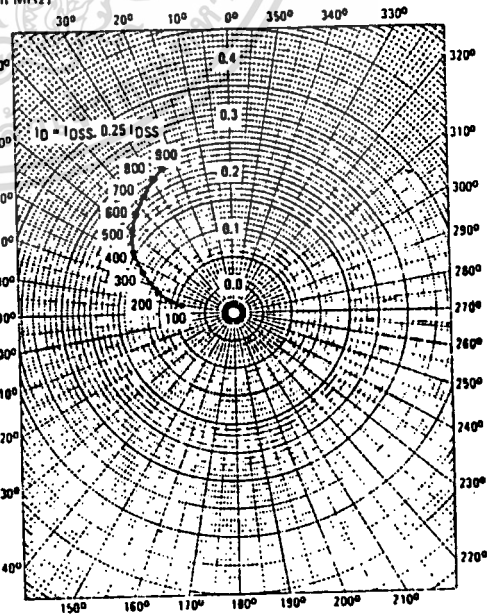


FIGURE 11 - S_{12s}



2N4416,A

FIGURE 12 - S_{21}

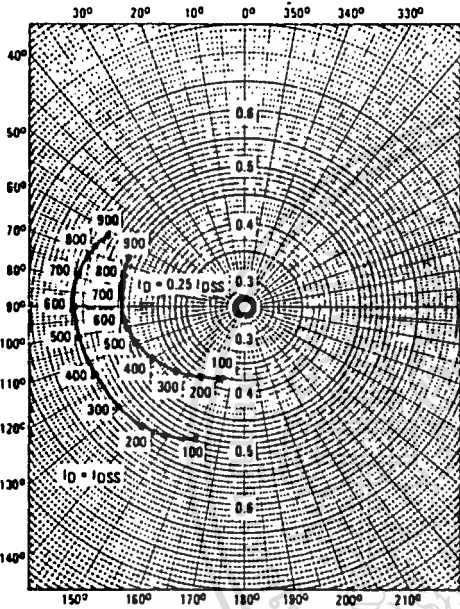
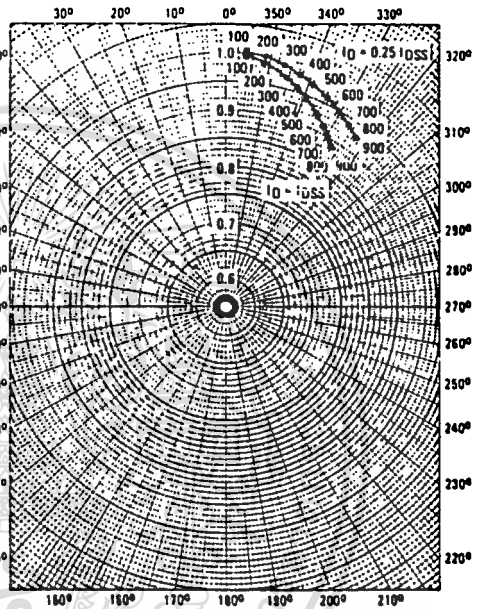


FIGURE 13 - S_{22}



COMMON GATE CHARACTERISTICS
ADMITTANCE PARAMETERS
($V_{DG} = 15 \text{ Vdc}$, $T_{\text{channel}} = 25^\circ\text{C}$)

FIGURE 14 - INPUT ADMITTANCE (y_{ig})

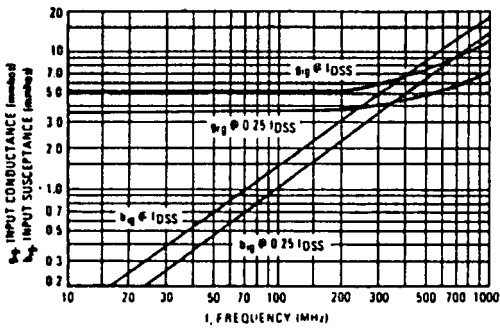
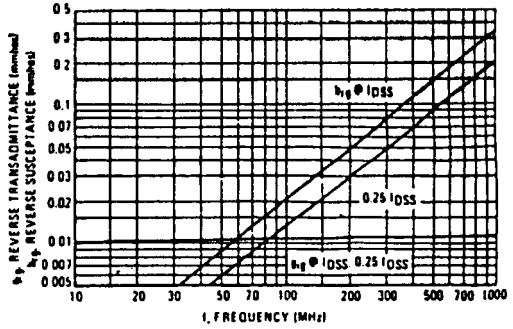


FIGURE 15 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE (y_{rg})



2N4416,A

FIGURE 16 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE (y_{fg})

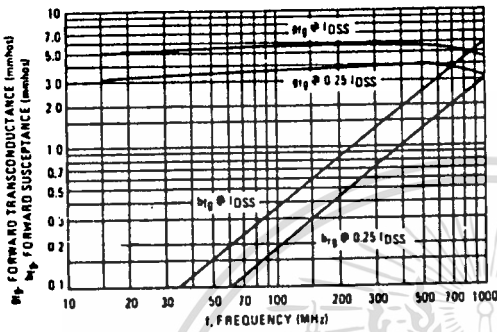
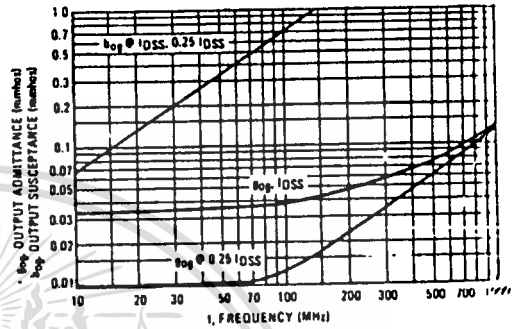


FIGURE 17 - OUTPUT ADMITTANCE (y_{og})



COMMON GATE CHARACTERISTICS
S-PARAMETERS
(V_{DS} = 15 Vdc, T_{channel} = 25°C,
Data Points in MHz)

FIGURE 18 - S_{11g}

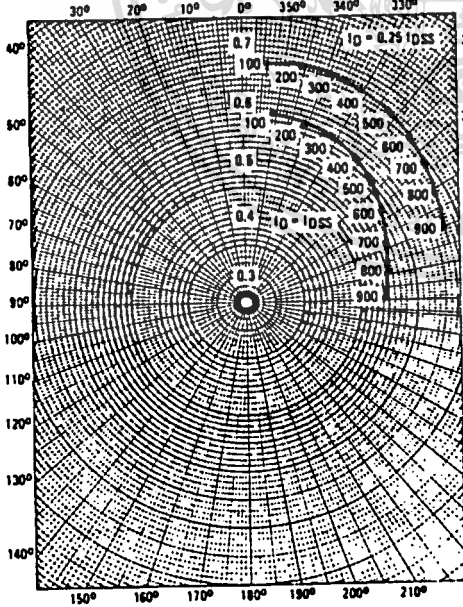
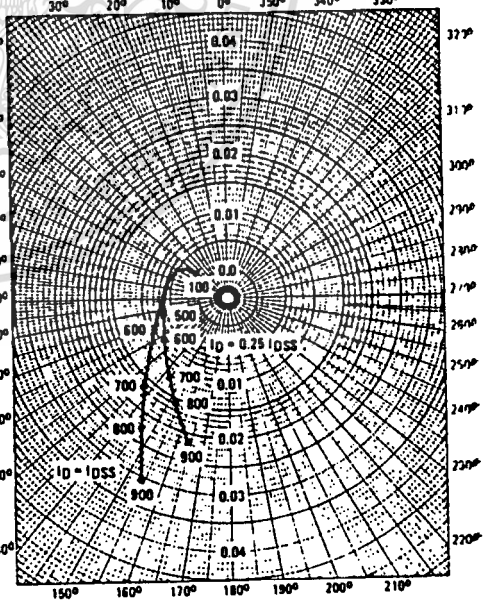


FIGURE 19 - S_{12g}



2N4416,A

FIGURE 20 - S₂₁

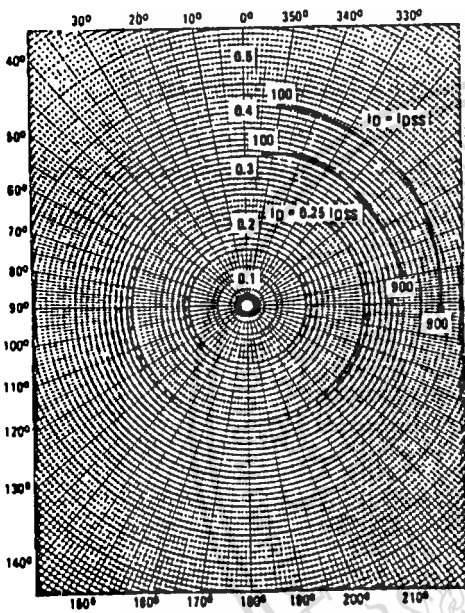
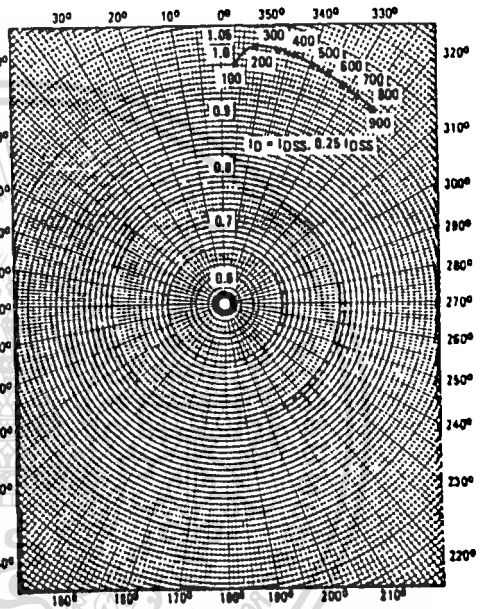


FIGURE 21 - S₂₂



2N3866
2N3866A



MOTOROLA

The RF Line

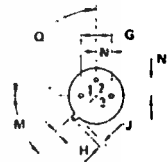
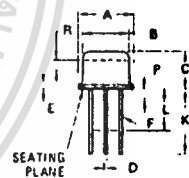
NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed for amplifier and oscillator applications in military and industrial equipment. Suitable for use as output, driver or pre-driver stages in VHF and UHF equipment.

- Specified 400 MHz, 28 Vdc Characteristics —
Output Power = 1.0 Watt
Minimum Gain = 10 dB
Efficiency = 45%
- Large Signal Series Equivalent Impedances
- S Parameter Characterization

1.0 W — 400 MHz

**HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR**
NPN SILICON



*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CE0}	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	55	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	3.5	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	0.4	Adc
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C	P _D	5.0	Watts
Derate Above 25°C		28.6	mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C

*Indicates JEDEC Registered Data

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.89	9.40	0.350	0.370
B	8.00	8.51	0.315	0.335
C	6.10	6.60	0.240	0.260
D	0.406	0.533	0.016	0.021
E	0.279	3.18	0.009	0.125
F	0.406	0.483	0.016	0.019
G	4.83	5.33	0.190	0.210
H	0.711	0.864	0.028	0.034
J	0.732	1.02	0.029	0.040
K	12.0	-	0.500	-
L	6.35	-	0.250	-
M	45° NOM	-	45° NOM	-
P	-	1.27	-	0.050
Q	90° NOM	-	90° NOM	-
R	2.54	-	0.100	-

All JEDEC dimensions and notes apply

STYLE 1
PIN 1 EMITTER
2 BASE
3 COLLECTOR

CASE 79 02
TO 39

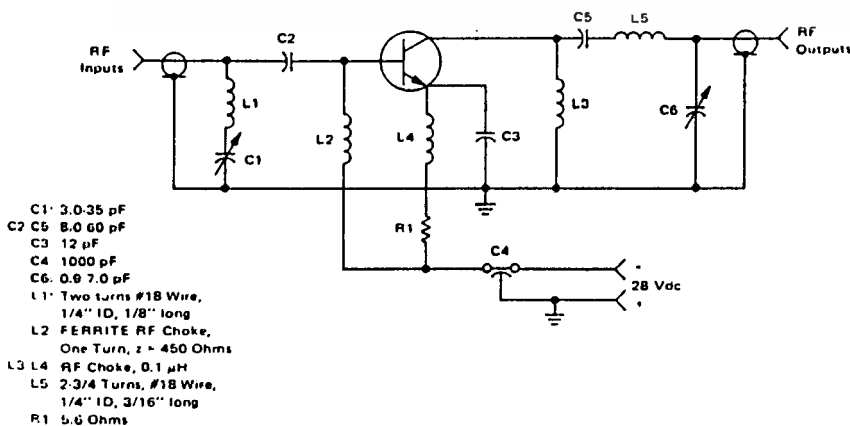
2N3866, 2N3866A

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 5.0\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CE(sus)}$	30	—	Vdc
Collector-Base Sustaining Voltage ($I_C = 5.0\text{ mAdc}$, $R_{BE} = 10\ \Omega$)	$V_{CER(sus)}$	55	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 100\ \mu\text{Adc}$, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	3.5	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 28\text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	I_{CEO}	—	0.02	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 3.5\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	0.1	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $V_{BE} = -1.5\text{ Vdc (Rev.)}$, $T_C = 200^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 55\text{ Vdc}$, $V_{BE} = -1.5\text{ Vdc (Rev.)}$)	I_{CEX}	—	5.0 0.1	mAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain ($I_C = 360\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 50\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	Both 2N3866 2N3866A	5.0 10 25	— 200 200
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 100\text{ mAdc}$, $I_B = 20\text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	1.0	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 50\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 15\text{ Vdc}$, $f = 200\text{ MHz}$)	f_T	2N3866 2N3866A	500 800	— —
Output Capacitance ($V_{CB} = 28\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{ob}	—	3.0	pF
FUNCTIONAL TESTS				
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 28\text{ Vdc}$, $P_{out} = 1.0\text{ W}$, $f = 400\text{ MHz}$)	G_{PE}	10	—	dB
Collector Efficiency ($V_{CC} = 28\text{ Vdc}$, $P_{out} = 1.0\text{ W}$, $f = 400\text{ MHz}$)	η	45	—	%

*Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 — 400 MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC



2N3866, 2N3866A

FIGURE 2 -- POWER OUTPUT versus FREQUENCY (Class C)

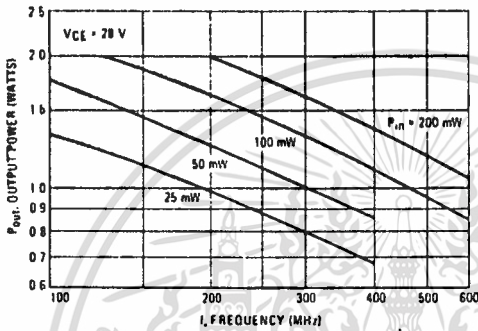


FIGURE 3 -- CURRENT GAIN - BANDWIDTH PRODUCT

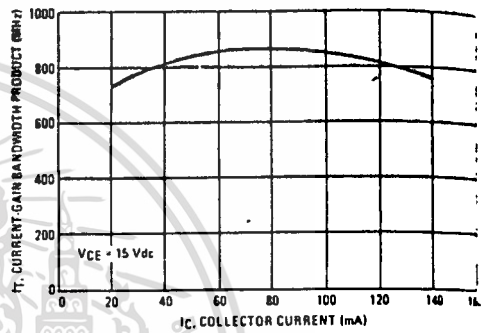


FIGURE 4 -- COLLECTOR-BASE TIME CONSTANT

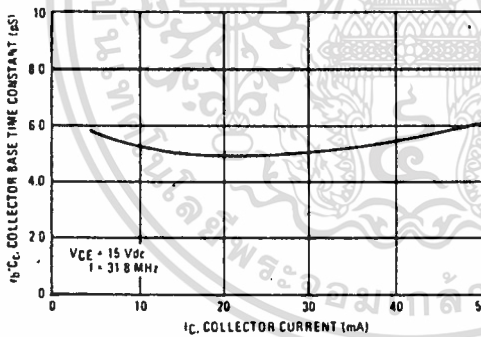


FIGURE 5 -- OUTPUT CAPACITANCE

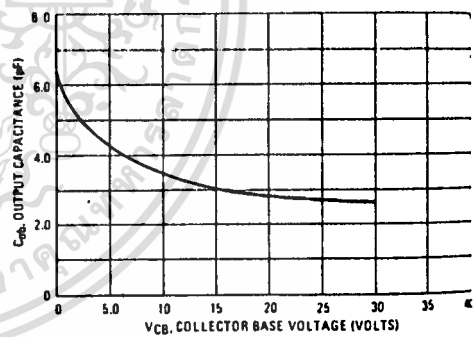


FIGURE 6 -- OUTPUT POWER versus INPUT POWER (CLASS C)

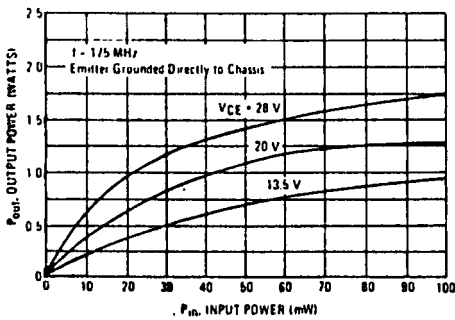
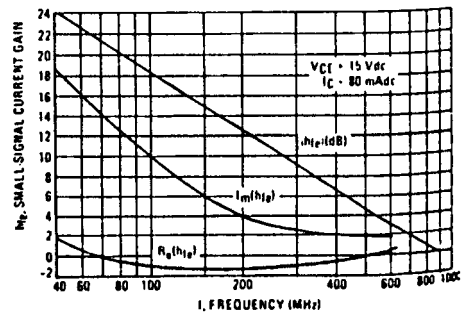


FIGURE 7 -- SMALL-SIGNAL CURRENT GAIN



4.2

2N3866, 2N3866A

FIGURE 9 - LARGE-SIGNAL SERIES EQUIVALENT IMPEDANCES

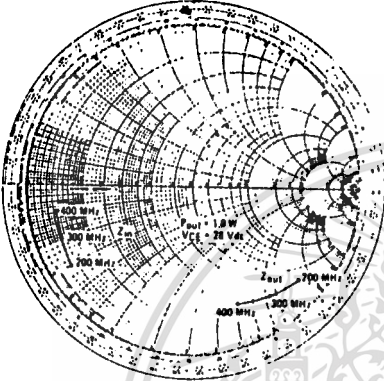


FIGURE 9 - S_{11} AND S_{22} versus FREQUENCY

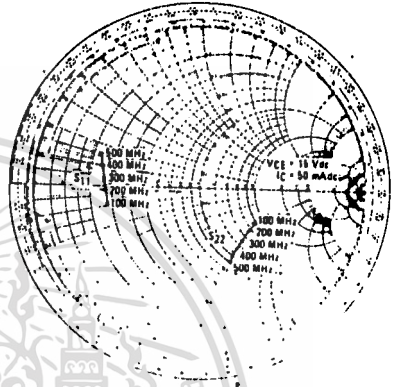


FIGURE 10 - S_{21} versus FREQUENCY

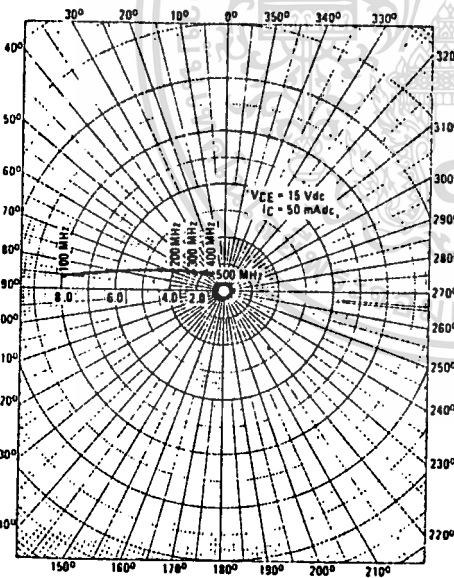
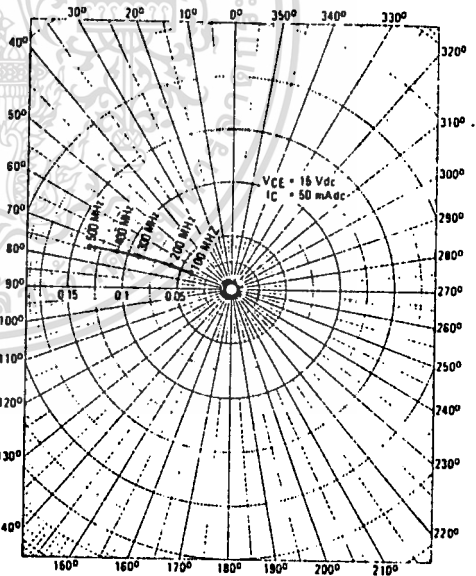


FIGURE 11 - S_{12} versus FREQUENCY



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์ทองทศ วานิชศรี ที่ได้ให้คำปรึกษาและความช่วยเหลือในทุกๆ
ด้านที่ช่วยให้โครงการสำเร็จลุล่วงไปได้

ขอขอบคุณ อาจารย์โมไนย ไกรฤกษ์ อาจารย์กิตติชัย พาณิชนมพงศ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา
ในเรื่องสายอากาศ และจัดให้มีการสัมมนาแสดงความคืบหน้าในการทำงาน ซึ่งเป็นแรงผลักดันให้
ข้าพเจ้าเกิดความมานะ อุตสาหะในการทำงาน รวมทั้ง อาจารย์วิศิษฐ์ สรรพอาษา ด้วย

นอกจากนี้ต้องขอบคุณเพื่อนๆทุกคนในภาค ได้แก่ นายพงศธร อุบลจิตต์ นายจักรพันธ์
ธนนันท์ นายบุญศักดิ์ พิทักษ์เลิศกุล นายประกิจ ธารวประเสริฐ นางสาววิภา อาชานันท์
นางสาวสุนีย์ อัสวาทิน และ นายกฤษฎา ลุ่มตุลย์ ที่ได้ให้ความร่วมมือในการทำงาน และ
ความช่วยเหลือในด้านอื่นๆแก่กันมาโดยตลอด

ขอขอบคุณอย่างจริงใจ

นายพลศักดิ์ ปรัชญชรินกร

นายยุทธนา รุจิอนุรักษ์



หนังสืออ้างอิง

1. CHINN., "TELEVISION BROADCASTING", MCGRAW HILL,
PP. 498 -501, 1953
2. BERNARD GROB., "BASIC TELEVISION PRINCIPLES AND SERVICING
3rd EDITION", MCGRAW HILL, PP. 73 - 82, PP. 500, 1964
3. HERBERT L. KRAUSS AND CHARLES W. BOSTIAN, "SOLID STATE RADIO
ENGINEERING", JOHN WILEY AND SONS, PP. 135 - 160, 1980
4. CHRIS BOWICK., "RF CIRCUIT DESIGN", HOWARD W. SAMS CO., INC.,
PP. 150 -163, 1982
5. HAROLD B. KILLEN., "MODERN ELECTRONIC COMMUNICATION
TECHNIQUES", MACMILLAN PUBLISHING COMPANY, PP. 203 - 215, 1985
6. ENGINEERING STAFF., "SOLID CIRCUITS", COMMUNICATIONS
TRANSISTOR COMPANY, PP. 51 - 53, PP. 61 - 68, 1973