



ปีการศึกษา 2534

ปริญญาโท เรื่อง

เครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณภาพระบบ FM

(FMTV)

ผู้จัดทำ

32156 T
32600
32615

นาย วิศิษฐ์	ธรรมอำนวยสุข	รหัส 31.1263
นาย สุพจน์	สายदारาลมกร	รหัส 31.1355
นาย ชากร	บ้านทอง	รหัส 32.1443

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. โกศล ชวนขยัน

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

008465

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. โกลล ชวนชยัน

รายชื่อนักศึกษาที่ทำโครงการนี้

นาย วิศิษฐ์ ธรรมอำนาจสุข รหัส 31.1263

นาย สุพจน์ สายคาราสมุทร รหัส 31.1355

นาย ชากร ชำขันทอง รหัส 32.1443

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันนี้การส่งสัญญาณภาพโดยส่วนใหญ่จะมี 2 ระบบคือ AM (Amplitude Modulation) และ FM (Frequency Modulation) โดย AM จะนิยมใช้ในการส่งกระจายภาพ (Broadcast) และเครื่องส่งสัญญาณขนาดเล็ก ในขณะที่ FM นิยมใช้ในการส่งสัญญาณภาพผ่านดาวเทียม และการส่งสัญญาณภาพของนักวิทยุสมัครเล่น (Amateur) โครงการนี้มีจุดประสงค์คือต้องการสร้างเครื่องส่ง และเครื่องรับสัญญาณภาพในระบบ FM ด้วยความถี่ Carrier ไม่เกิน 100 MHz เนื่องจากที่ความถี่เกิน 100 MHz การทดลองวงจร และการหาอุปกรณ์บางตัวเป็นไปด้วยความยากลำบาก ดังนั้นในการศึกษา และการทดลองโครงการนี้จะใช้ย่านความถี่ VHF ซึ่งอยู่ในย่านความถี่ตั้งแต่ 65-80 MHz ซึ่งสามารถที่จะหาอุปกรณ์ที่จะนำมาทำการทดลองได้ไม่ยากนัก ส่วนทางด้านเครื่องรับนั้นจะทำการติ่มอดเลทสัญญาณภาพแบบ FM ก่อน จากนั้นจึงนำเอาสัญญาณภาพไปมอดูเลทแบบ AM อีกทีหนึ่ง ทั้งนี้เพื่อจะได้ไม่ต้องไปตัดแปลงวงจรในเครื่องรับโทรทัศน์โดยทั่วไป และยังเป็นข้อดีอีกอย่างหนึ่งคือสามารถนำเอาไปใช้กับโทรทัศน์เครื่องอื่นได้อีกด้วย

อนึ่งการส่งสัญญาณภาพแบบ FM นี้เท่าที่ทราบมายังไม่มีผู้ใดใช้มาก่อน จึงเป็นโอกาสดีที่จะได้ศึกษา และทดลองเพื่อค้นหาข้อดี ข้อเสีย ซึ่งอาจจะเป็นผลดีต่อการพัฒนาทางด้านวิศวกรรมต่อไป

สารบัญ

บทที่ 1	
ระบบโทรทัศน์ 625 เส้นขาวดำ	4
บทที่ 2	
FMTV VERSUS AMTV	3
ข้อดีของการส่งสัญญาณภาพในระบบ FM เมื่อเทียบกับระบบ AM	3
ข้อเสียของการส่งสัญญาณภาพในระบบ FM เมื่อเทียบกับระบบ AM	6
บทที่ 3	
FREQUENCY MODULATION (FM)	8
ปรากฏการณ์แทรกซ์โฮลของระบบ FM	12
บทที่ 4	
BLOCK DIAGRAM	14
VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR (VCO)	15
บทที่ 5	
วงจรมหาสัญญาณ RF (Wide Band Amp)	21
บทที่ 6	
การ DEMODULATE สัญญาณ FM	30
วงจรมหา	31
ลิวิตเตอร์	32
การใช้ระบบ PRE-EMPHASIS AND DE-EMPHASIS	33
บทที่ 7	
การออกแบบ Low Pass Filter	35
การออกแบบ Band Pass Filter	38
บทที่ 8	
CH3 OR CH4 RF MODULATOR	44
บทที่ 9	
MMICs MPC1651	45
บทที่ 10	
FEED THROUGH CAPACITOR	46
FERRITE HEAD	48
บทที่ 11	
ปัญหา และข้อเสียนานะ	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

ระบบโทรทัศน์ 625 เส้นขาวดำ

สัญญาณซิงค์บังคับแนวนอน

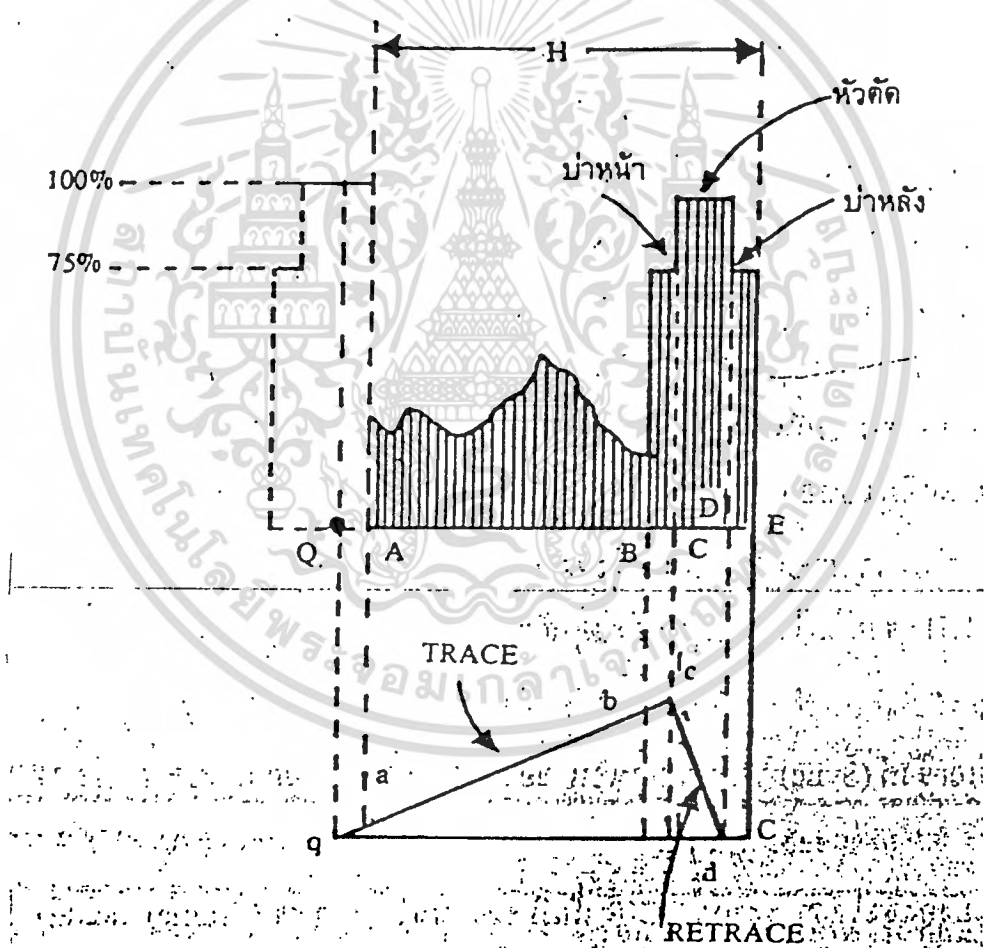
ในระบบนี้ใน 1 ภาพจะมี 625 เส้น และผลิต 25 ภาพใน 1 วินาที

ฉะนั้นใน 1 วินาที จะมีจำนวน = 625×25

$$= 15625 \text{ เส้น หรือ } 15625 H$$

ดังนั้นในการสแกน (scan) เส้นหนึ่ง ๆ จะกินเวลา = $1/15625 = 64 \mu s$ ซึ่งรวมทั้งในการ retrace ด้วย

ในการ retrace ใช้เวลาประมาณ $0.18 H = 0.18 \times 64 = 11.5 \mu s$ รวมทั้งบ่าหน้าและบ่าหลังของสัญญาณแบลิ่งด้วย



รูปที่ 1.1 แสดงสัญญาณซิงค์แนวนอน

สัญญาณแบลิ่ง

บ่าหน้าใช้เวลา = $0.01 H = 0.64 \mu s$

บ่าหลังใช้เวลา = $0.08 H = 5.12 \mu s$

retrace แนวนอนจริง = $0.09 H = 5.76 \mu s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณซิงค์บังคับแนวตั้ง

เมื่อลำอิเล็กตรอนสะแกน (scan) จบแต่ละฟิลด์ (field) จะต้องมีการรีเทรอส (retrace) ทางแนวตั้งครั้งหนึ่งเพื่อมาตั้งต้นใหม่ ระยะเวลาในการรีเทรอสจะมากกว่าการรีเทรอสทางแนวนอนประมาณ $24 \frac{1}{2} H$

สัญญาณซิงค์บังคับแนวตั้งจะประกอบด้วยฟิลด์ 3 ชนิด

- 1) อีควอลไลซิงค์พัลส์ (Equalising pulse)
- 2) เวอติคัลพัลส์ (Vertical pulse)
- 3) ฮอริซันตัลพัลส์ (Horizontal pulse)

ซึ่งเป็นสัญญาณที่ทำการมอดมาถึง 100 % ซึ่งจะทำให้เกิดภาพมีตสนิทบนจอภาพ จำนวนของ Pulse ต่าง ๆ ตามลำดับ

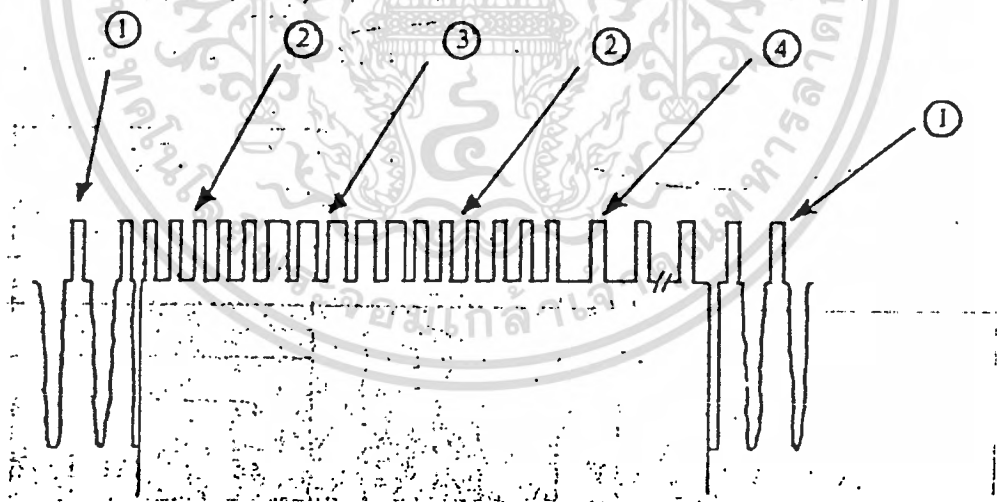
Equalising pulse 5 ลูก ใช้เวลา = 2.5 H

Vertical pulse 5 ลูก ใช้เวลา = 2.5 H

Equalising pulse 5 ลูก ใช้เวลา = 2.5 H

Horizontal pulse 17 ลูก ใช้เวลา = 17 H

ขนาดของพัลส์



รูปที่ 1.2 แสดงขนาดของพัลส์ต่าง ๆ ในสัญญาณซิงค์บังคับแนวตั้ง

หมายเลข 1	ซิงค์แนวนอน (เท่ากับสัญญาณภาพ)	5.76 μ s (0.09 H)
"	2 อีควอลไลซิงค์	2.88 μ s (0.0045 H)
"	3 เวอติคัล	26.24 μ s (0.41 H)
"	4 ซิงค์แนวนอน (ไม่มีสัญญาณและแบล็ก)	5.76 μ s (0.09 H)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ใช้เฉพาะอาจารย์และบุคลากรของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

FMTV VERSUS AMTV

ข้อดีของการส่งสัญญาณภาพในระบบ FM เมื่อเทียบกับระบบ AM

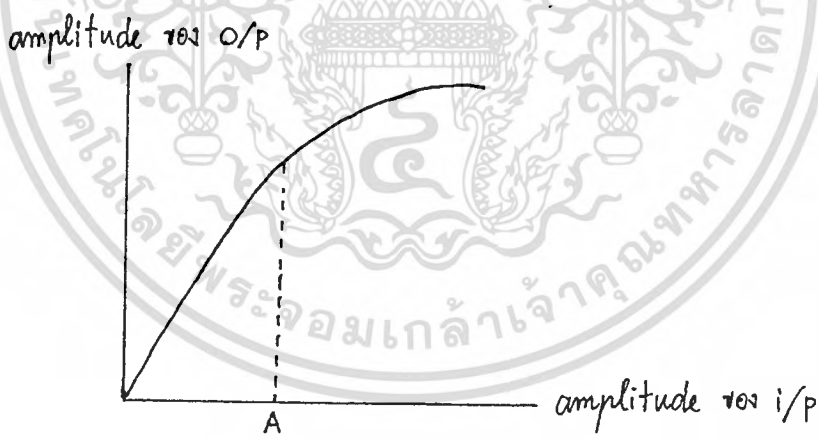
1. มีความเป็น Linear ที่ดีกว่า ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

ในการ modulate แบบ AM นั้น หลังจากทำการ modulate แล้วข้อมูลข่าวสารจะอยู่ที่ Amplitude ของสัญญาณ output แต่การ modulate แบบ FM นั้นหลังจากทำการ modulate แล้วข้อมูลข่าวสารจะอยู่ที่ความถี่ของสัญญาณ output สัญญาณที่ผ่านการ modulate แล้วจะต้องผ่านทางเดิน 3 เส้นทางดังนี้

1. วงจรขยายที่ภาคส่ง
2. อากาศ
3. วงจรขยายที่ภาครับ

ในทางเดินทั้ง 3 เส้นทางนี้จะมีสิ่งที่ทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปได้เสมอ และความผิดเพี้ยนนี้ส่วนใหญ่จะเป็นความผิดเพี้ยนทาง Amplitude ดังนั้นสัญญาณที่ demod ได้ของระบบ AM จึงผิดเพี้ยนไปมากกว่าของระบบ FM

จากความจริงเหล่านี้จะเห็นว่ามีผลที่ตามมาอีกก็คือ ในระบบ FM นั้นสามารถใช้วงจรขยายที่ทำงานใน class C และขยายเต็มกำลังได้ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูป 2.1



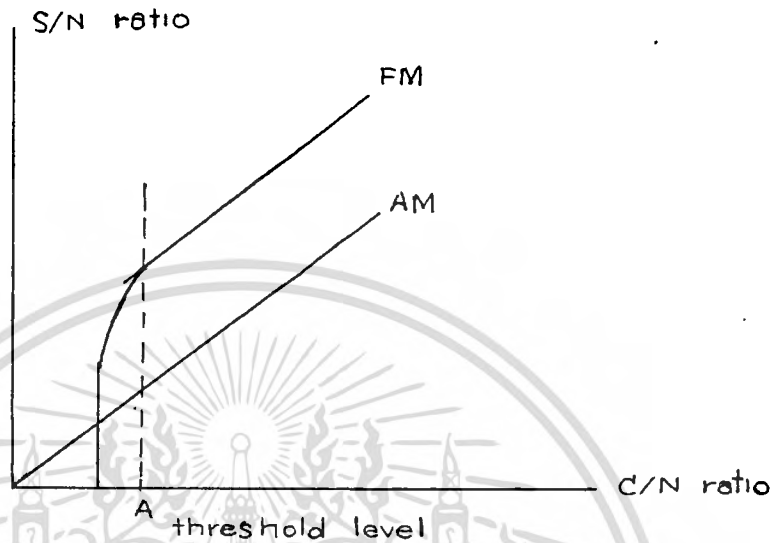
รูปที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรขยาย Class C

จากรูปจะเห็นว่าถ้า Amplitude ของสัญญาณ input มีขนาดมากกว่า A แล้ว อัตราขยายจะลดลงมีผลทำให้รูปสัญญาณเพี้ยนไป แต่สำหรับระบบ FM แล้วความเพี้ยนทาง Amplitude จะไม่มีผลต่อข้อมูลข่าวสาร ดังนั้นระบบ FM จึงสามารถใช้วงจรขยาย class C ที่ทำงานเต็มกำลังได้

2. Signal To Noise Ratio ของสัญญาณที่ Demod ได้จะมีค่ามากกว่า ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการสื่อสารเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในระบบ AM นั้น S/N Ratio ของสัญญาณที่ Demod ได้จะมีค่าเท่ากับ C/N Ratio ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Carrier To Noise Ratio) ที่ input ของเครื่องรับ แต่ในระบบ FM นั้น S/N Ratio ของสัญญาณที่ Demod ได้ จะมีค่ามากกว่า C/N Ratio ที่ input ของเครื่องรับมากทีเดียว แต่มีข้อแม้ว่า C/N Ratio จะต้องมีความมากกว่า Threshold Level ดังรูป 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง S/N Ratio กับ C/N Ratio ของระบบ AM และ FM จากรูปเมื่อ C/N Ratio มากกว่า A แล้ว S/N Ratio จะแปรผันตาม C/N Ratio และ Deviation Index (ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดหารด้วยความถี่สูงสุดของสัญญาณที่จะเข้ามา mod) ดังจะเห็นได้จากกราฟของระบบ FM ขนานไปกับกราฟของระบบ AM

3. สามารถเพิ่ม S/N Ratio ได้โดยใช้ Pre-Emphasis และ De-Emphasis

ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

Pre-Emphasis เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับ High Pass Filter ทำหน้าที่เน้น Component ที่มีความถี่สูง โดยการลดทอน Component ที่มีความถี่ต่ำ

De-Emphasis เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับ Low Pass Filter ทำหน้าที่ลดทอน Component ที่มีความถี่สูง

การใช้งานทำได้โดยต่อ Pre-Emphasis ที่ภาคส่ง ก่อนเข้า Modulator และต่อ De-Emphasis ที่ภาครับ หลังจาก Demodulator

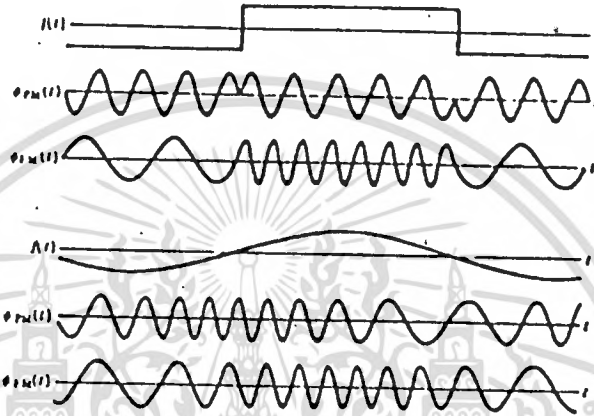
เมื่อสัญญาณที่ผ่านการ Modulate แล้วถูกส่งออกอากาศ ก็จะถูกสัญญาณรบกวนเข้ามารบกวนได้ สัญญาณรบกวนเหล่านี้ส่วนมากจะมีความถี่สูง หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เมื่อความถี่ยิ่งสูงขึ้นสัญญาณรบกวนก็จะมีขนาดสูงขึ้น ดังนั้นการต่อ Pre-Emphasis ที่ภาคส่ง และ De-Emphasis ที่ภาครับก็เพื่อลดระดับของสัญญาณรบกวนซึ่งมักมีความถี่สูง ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนดังรูป 2.3 และ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

Frequency Modulation (FM)

การมอดูเลตแบบ FM นั้น สัญญาณ Base Band จะเป็นตัวทำให้ความถี่ของคลื่นพาเปลี่ยนแปลงไปตามค่า Amplitude ของ Base Band ถ้าสัญญาณ Base Band มีค่า Amplitude เพิ่มขึ้นก็จะทำให้ความถี่ของคลื่นพามีค่ามากขึ้นกว่าเดิม ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณ Base Band มีค่า Amplitude ลดลงก็จะทำให้ความถี่ของคลื่นพามีค่าลดลงกว่าเดิมดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดง Frequency Modulation ของสัญญาณ Square Wave และสัญญาณ Sinusoidal

กรณีของสัญญาณ Sinusoidal เนื่องจาก Frequency Modulation ไม่เป็น Linear Modulation เหมือน AM ดังนั้นเราจึงไม่สามารถใช้ทฤษฎี Superposition ในที่นี้ได้

$$\begin{aligned}
 \text{ถ้าให้ } f_c &= a \cos w_m t \\
 w_1(t) &= w_c + a k_f \cos w_m t \\
 &= w_c + \Delta w \cos w_m t \\
 \theta &= \int_0^t w_1(T) dT \\
 &= w_1 t + \Delta w \sin w_m t / w_m \\
 &= w_1 t + \beta \sin w_m t
 \end{aligned}$$

โดยใช้สมการเชิงซ้อน

$$\begin{aligned}
 \phi_{FM}(t) &= \text{Re}(A e^{j\omega_c t + j\beta \sin \omega_m t}) \\
 &= \text{Re}(A e^{j\omega_c t} e^{j\beta \sin \omega_m t})
 \end{aligned}$$

สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$\phi_{FM}(t) = A \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สามารถเขียนส่วนที่เป็นจำนวนจริงได้ดัง

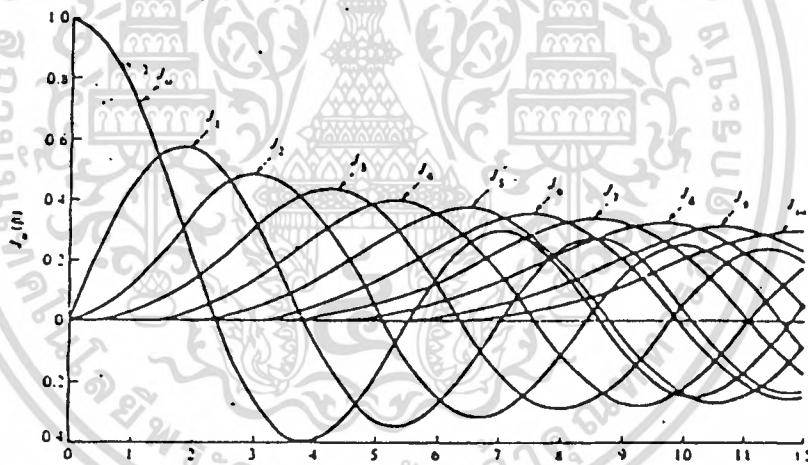
$$\phi_{FM}(t) = A \cos w_c t \cos(\beta \sin w_m t) - A \sin w_c t \sin(\beta \sin w_m t)$$

สามารถเขียนอยู่ในรูปของ Bessel Function ได้ดังสมการ

$$e^{j\beta \sin w_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn w_m t}$$

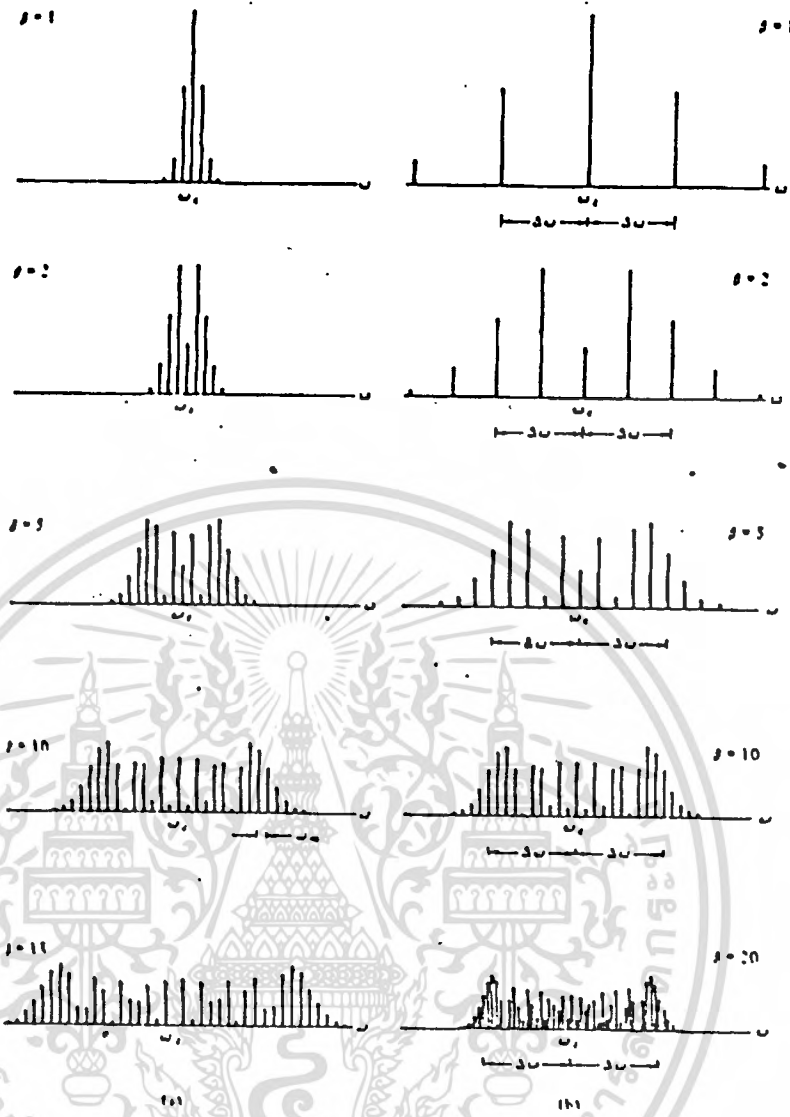
$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) = & A(J_0(\beta) \cos w_c t + J_1(\beta)(\cos(w_c + w_m)t - \cos(w_c - w_m)t) \\ & + J_2(\beta)(\cos(w_c + 2w_m)t + \cos(w_c - 2w_m)t) \\ & + J_3(\beta)(\cos(w_c + 3w_m)t - \cos(w_c - 3w_m)t) \\ & + \dots \end{aligned}$$

ซึ่งสามารถแสดง Function ของ Bessel $J_n(\beta)$ ดังในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 Plot Of Bessel Function , $J_n(\beta)$

ผลจากสมการที่ผ่านมาแสดงให้เห็นว่าลักษณะคลื่นของ FM ที่ถูก Modulate โดย Sinusoidal เมื่อเปรียบเทียบกับ AM แล้ว FM จะมีจำนวนของ Side Band เกิดขึ้นเป็นจำนวนไม่จำกัด อย่างไรก็ตามขนาดของสเปคตรัมต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นใน Order สูง ๆ ของ Side Band ที่เกิดขึ้นทำให้สามารถ Neglect ทิ้งได้ ดังนั้นเราจึงกล่าวได้ว่า แถบพลังงานจะถูกกำหนดโดย Bandwidth ที่จำกัด เราสามารถ Plot ขนาดของ Side Band ที่เกิดขึ้นในค่า β ที่ต่าง ๆ กันดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงขนาดของ Side Band ที่ค่า β ต่าง ๆ กัน

(a) สำหรับค่า w_m ที่คงที่

(b) สำหรับค่า Δw ที่คงที่

จำนวน Side Band ที่มีความสำคัญสำหรับการส่งสัญญาณ FM จะขึ้นอยู่กับลักษณะการนำไปใช้งานและคุณภาพที่ต้องการ โดยทั่วไป Side Band ที่มีความสำคัญมักมีขนาดมากกว่าหรือเท่ากับ 1 % ของสัญญาณพาหะที่ไม่ได้ทำการ Modulate

$$|J_n(\beta)| \geq 0.01$$

และเราสามารถที่จะหาค่าของ β ในกรณีต่าง ๆ ดังนี้

- สำหรับค่า β เล็ก ๆ

$$B = 2\Delta f$$

- สำหรับค่า β ใหญ่ ๆ

$$B = 2f_m$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สำหรับค่า β กลาง ๆ ใช้ J.R CARSON'S RULE

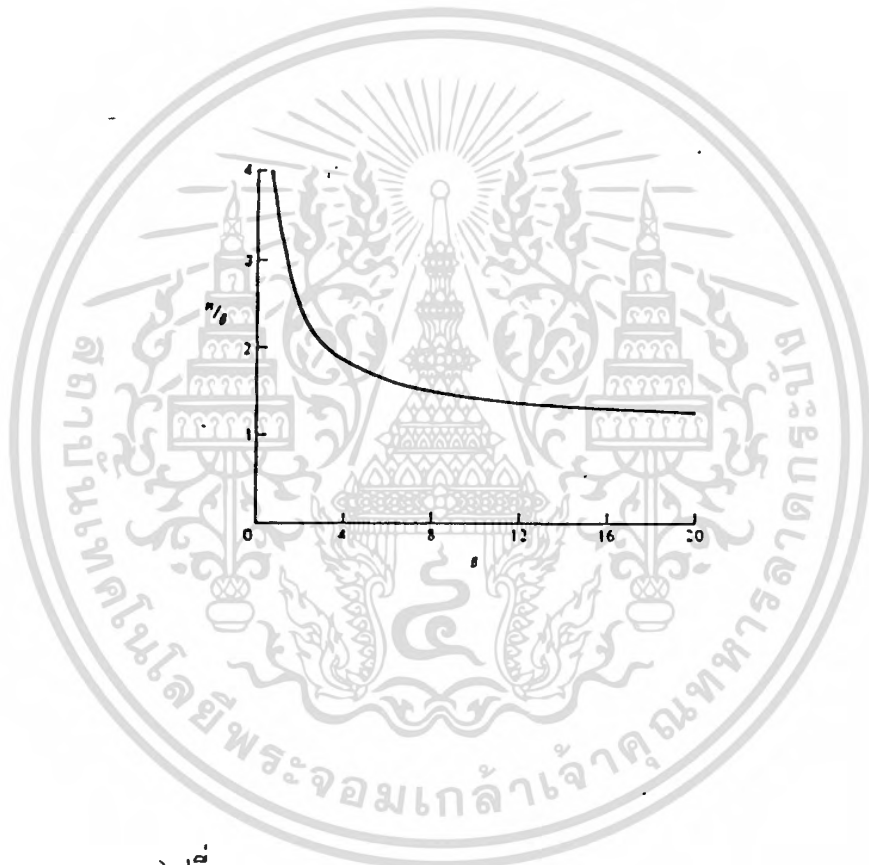
$$B = 2(\Delta f + f_m)$$

$$= 2f_m(1 + \beta)$$

หรือทั้ง 3 กรณีอาจหาจากสูตร

$$B = 2nf_m$$

โดย n หาจาก Number Of FM Side Bands ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดง Number Of FM Side Bands

ตัวอย่าง คลื่นพาหะความถี่ 10 MHz ถูก Mod โดย FM ด้วยสัญญาณ Sinusoidal โดยมี peak frequency คือ 50 KHz จงประมาณค่า Bandwidth (B) ของสัญญาณ FM โดยมีสัญญาณ Base Band ค่าต่าง ๆ ดังนี้

a) 500 KHz

b) 500 Hz

c) 10 KHz

วิธีทำ

a) $\beta = \Delta f / f_m = 50 / 500 = 0.01$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ลักษณะจะเป็น Wide Band Signal ; $B = 2f_m = 1 \text{ MHz}$
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

b) $\beta = 100$ จะเป็น Narrow Band

$$B = 2\Delta f = 100 \text{ KH}_z \text{ (ค่าใช้ Carson's rule คือ } 101 \text{ KH}_z \text{)}$$

c) $\beta = 5$ โดยใช้ Carson's rule ; $B = 2(\Delta f + f_m) = 120 \text{ KH}_z$

$$\text{ถ้าใช้ } B = 2n f_m \text{ จากรูปที่ 3.4 ได้ค่า } n = 8 \text{ ดังนั้น } B = 160 \text{ KH}_z$$

ปรากฏการณ์เทรซโฮลท์ของระบบ FM

SNR_x เป็นอัตราส่วนของกำลังของคลื่นพารากับกำลังของสัญญาณรบกวน หรือ CNR (ก่อนเข้า detector)

SNR_D หลังจาก detect แล้ว

ระบบ FM ที่มีแบนด์วิดท์กว้างเท่านั้นที่จะมีการปรับปรุง SNR ได้เหนือระบบ AM หรือ อาจกล่าวได้ว่าในระบบ FM แบบแบนด์วิดท์กว้างนี้เป็นการลงทุนใช้แบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น เพื่อแลกเปลี่ยนกับคุณภาพของสัญญาณปลายทางให้ดีขึ้นได้ และเมื่อพิจารณาให้ลึกซึ้งจะเห็นได้ว่าการปรับปรุงที่เกิดขึ้นนี้ เกิดขึ้นเพราะวงจรแยกแยะความถี่สามารถรวมเอากำลังของสัญญาณในสเปกตรัมที่อยู่ในช่วงกว้างให้กลับมาเป็นสัญญาณเบสแบนด์ได้หมด

ปรากฏการณ์เทรซโฮลท์ ในระบบ FM นั้นคือปรากฏการณ์ที่ SNR_D มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว ถ้า CNR หรือ SNR_x มีค่า $\ll 1$ จะเห็นว่าส่วนของสัญญาณจะถูกกลบโดยสัญญาณรบกวน ดังนั้นช่วงที่ $SNR_x \ll 1$ จึงเป็นช่วงที่ไม่สามารถทำการตีมอดูเลทให้ได้ผลดีได้

การเกิดเทรซโฮลท์จะเกิดขึ้นเมื่อ $(A_c^2/2)/nw = SNR_x < 10$ เท่า

$$SNR_x = A_c^2/2nB_T$$

$$SNR_D = 3B^2 A_c^2/4nw$$

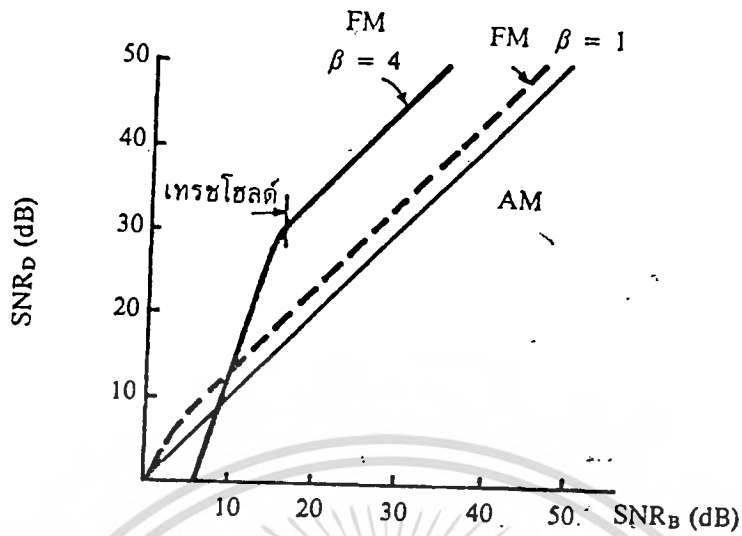
A_c คือ Amplitude ของสัญญาณ FM

B_T คือ Band width ของสัญญาณ FM

nB_T คือ สัญญาณรบกวนทางสัญญาณ RF

β คือ Modulation Index

nw คือ สัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เบสแบนด์

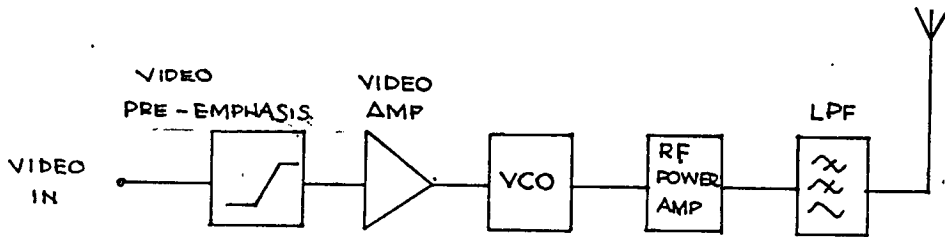


รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง SNR_D กับ SNR_B ในกรณีที่ไม่มีพรีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิส

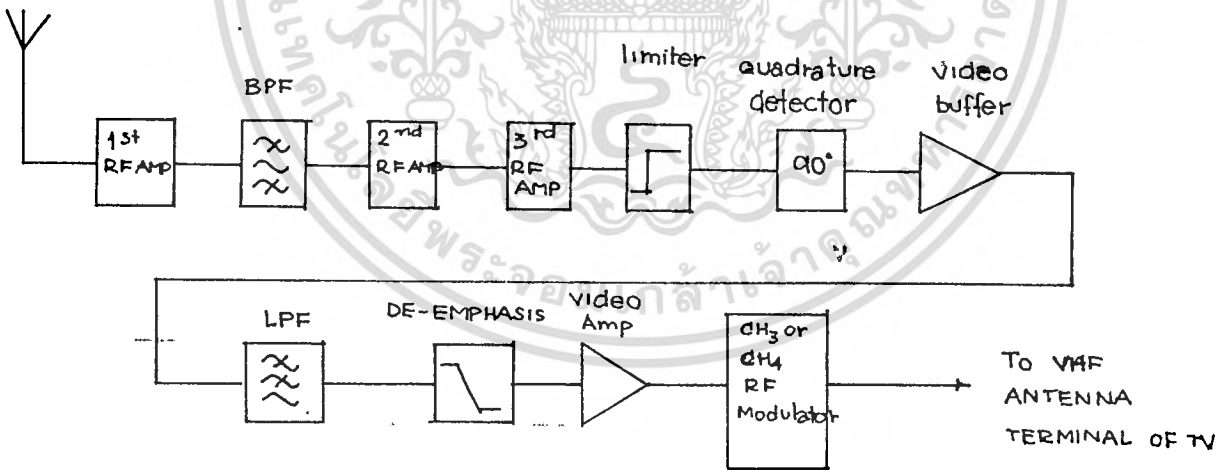
รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง SNR_D กับ SNR_B โดยไม่ได้รวมการปรับปรุงโดยวงจรรีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิส เมื่อพิจารณาจากรูปจะเห็นได้ทันทีว่าที่ค่า SNR_B สูง ๆ เช่นสูงกว่า 30 dB การขยายแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM คือให้ β สูงขึ้น จะทำให้ได้ SNR_D สูงขึ้นอย่างน่าพอใจ แต่เมื่อ $SNR_B = 10$ dB เป็นจุดที่เกิดเทรชโฮลต์ การขยายแบนด์วิดท์ออกไปจะมีโอกาสทำให้ SNR_D ลดต่ำลงกว่าเดิมได้ เพราะกำลังของสัญญาณรบกวนขาออกสูงขึ้น เพราะฉะนั้นการขยายแบนด์วิดท์เพื่อให้ SNR_D สูงขึ้นนั้น จะใช้งานไม่ได้ในช่วงที่ไกล ๆ จะเกิดเทรชโฮลต์

จากปรากฏการณ์การเกิดเทรชโฮลต์ของระบบ FM ดังที่กล่าวมานี้ ทำให้การออกแบบระบบ FM โดยทั่วไปต้องคำนึงถึงค่า SNR_B ควบคู่กันไปกับค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่จะใช้ด้วย เพราะถึงแม้ระบบ FM จะมีการใช้กำลังอย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเปรียบเทียบกับ AM แต่ถูกจำกัดโดยค่าเทรชโฮลต์

บทที่ 4



BLOCK DIAGRAM ของภาคส่ง FMTV

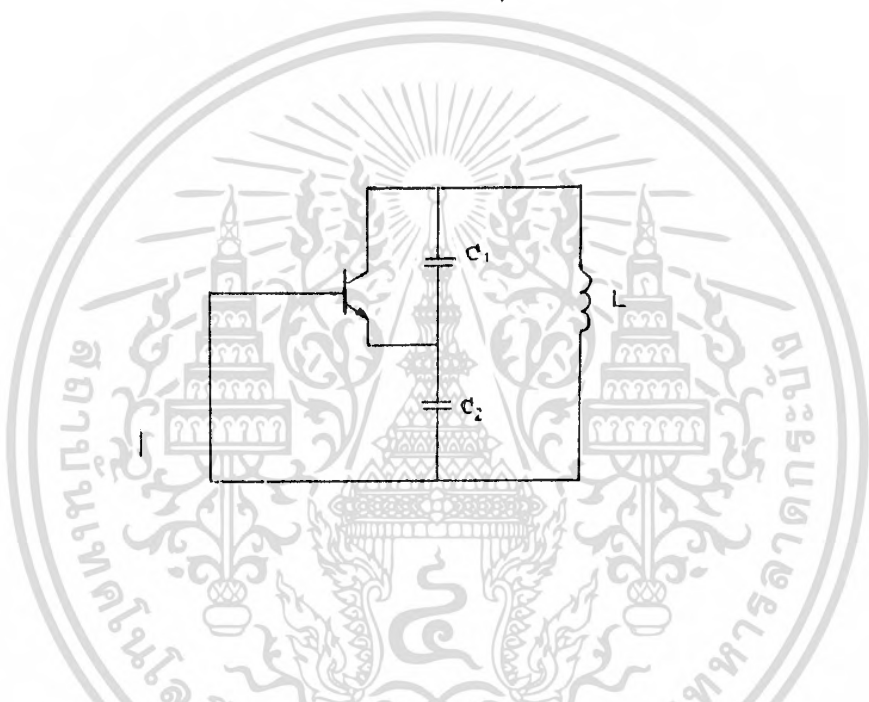


BLOCK DIAGRAM ของภาครับ FMTV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ขอภาคให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

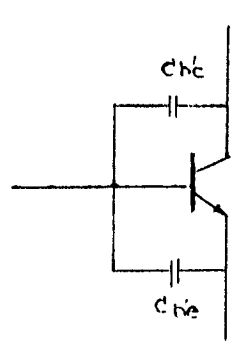
การวิเคราะห์วงจร VCO ที่ใช้ในการทดลองครั้งนี้

เนื่องจากวงจร Oscillator ที่ใช้ในการทดลองครั้งนี้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Colpitts Oscillator ซึ่งประกอบด้วย L และ C ที่กำหนดความถี่ในการออสซิลเลท รูปแบบวงจร Colpitts Oscillator พื้นฐานแสดงดังในรูปที่ 4.1 ซึ่งแสดงรูปแบบในการคำนวณหาความถี่ในการออสซิลเลทเพียงเท่านั้น รูปแบบจึงประกอบไปด้วยตัวทรานซิสเตอร์ L และ C เท่านั้น ส่วนความต้านทานที่ไขว้ลงวงจรนั้นจะไม่นำมาพิจารณา



รูปที่ 4.1 แสดงรูปแบบของวงจร Colpitts Oscillator

ในทางปฏิบัติแล้วทรานซิสเตอร์ทั่วไปจะเกิดค่าความจุอันเนื่องมาจากสารกึ่งตัวนำที่ใช้ในการสร้างทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีอยู่ 2 ตัวคือ C_{bc} และ C_{be} แสดงดังในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงความจุที่เกิดขึ้นภายในทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

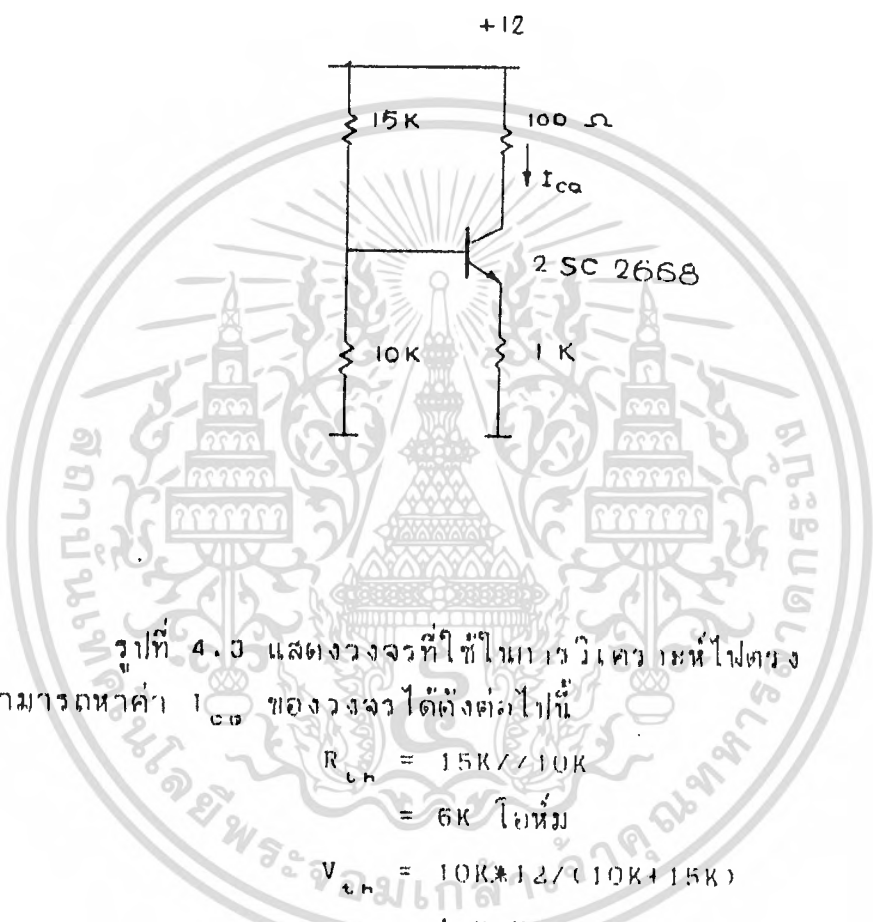
หึ่งค่า C ทั้งสองตัวนี้จะขึ้นอยู่กับการรวมตัวกันของรังสีเอกซ์และแรงดันที่ใช้ในการไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นในการหาค่าความถี่ฮาร์มอนิกของสัญญาณที่ออกมา ค่า C ทั้งสองตัวนี้มาคิดด้วย ซึ่งนำไปรวมกับค่า C_1 และ C_2 ตามตำแหน่งที่ต่อชั่วมักจะอยู่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ทางด้านไฟตรง

จากวงจร V_{CE} ที่แสดงทางด้านหลังของรายการนี้ เราสามารถหาค่าของวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ไฟตรงได้ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ไฟตรง เราสามารถหาค่า I_{CQ} ของวงจรได้ดังต่อไปนี้

$$R_{th} = 15K // 10K$$

$$= 6K \text{ โห้้ม}$$

$$V_{th} = 10K * 12 / (10K + 15K)$$

$$= 4.8 \text{ V}$$

จาก data sheet ของ 2SC2668 ที่แสดงในด้านหลังรายการ

$$\beta_{min} = 30$$

$$C_{ob} = 0.7 \text{ pF}$$

$$f_T = 600 \text{ MHz}$$

จาก $g_m = I_{CQ} / V_T = I_{CQ} / 26mV$

$$I_{CQ} = \beta (V_{th} - V_{BE}) / (R_{th} (1 + \beta) R_E)$$

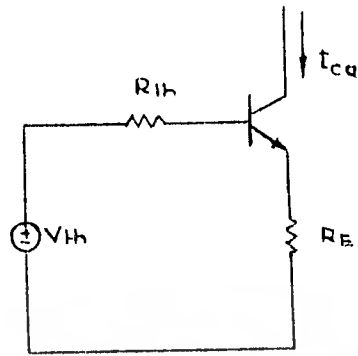
$$= 30 * (4.8 - 0.6) / ((6K) (31 * 1K))$$

$$= 3.41 \text{ mA}$$

ดังนั้น

$$g_m = 3.41 / 26$$

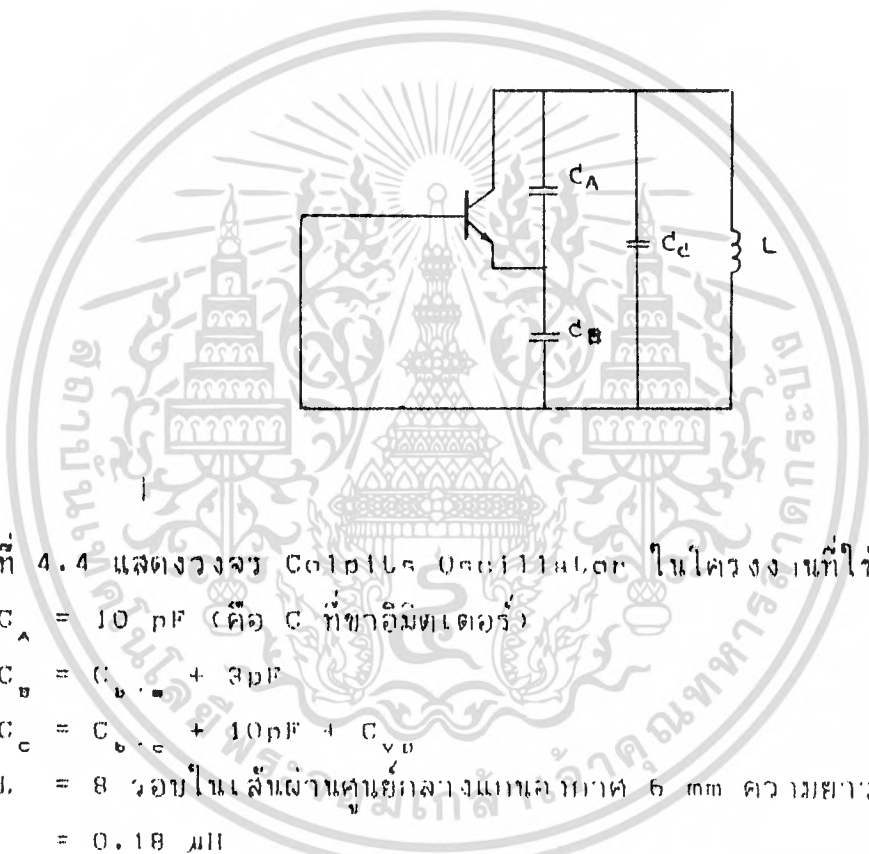
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ทางฟิสิกส์เพื่อที่จะหารูปแบบของวงจร Colpits Oscillator

จากวงจร VCO ถูกพิจารณาว่า C ตัวใดจะเป็นวงจรปิดบ้าง โดยการพิจารณาค่า C เปรียบเทียบกัน ค่าที่มากจะเป็นวงจรปิด ทั้งจากวงจร VCO C ค่า 0.01μF จะเป็นวงจรปิด และ C 10 pF ที่ block dc ที่เบสจะถือว่าเป็นวงจรปิดก่อนเพื่อจะง่ายต่อการพิจารณา ดังนั้นจะเห็นว่าวงจรนี้เป็นแบบ Ground Collector ดังนั้นเราจะเขียนรูปแบบของวงจรในลักษณะของวงจร Colpits Oscillator ได้ดังในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงวงจร Colpits Oscillator ในโครงงานที่ใช้ทดลอง โดย $C_A = 10 \text{ pF}$ (คือ C ที่ขาคิมิตเตอร์) $C_B = C_{B_{ext}} + 3 \text{ pF}$ $C_E = C_{E_{ext}} + 10 \text{ pF} + C_{VDB}$ $L = 8$ วนรอบในเส้นผ่านศูนย์กลางแกนขนาด 6 mm ความยาวของ $L = 1 \text{ cm} = 0.18 \mu\text{H}$

โดย C_{VDB} คือค่า C ที่เกิดจาก Varicap Diode ซึ่งแปรผันค่า C ที่เปลี่ยนแปลงตาม Reverse Bias Voltage ที่ application ของไดโอด และจะเป็นตัวที่ทำให้วงจร VCO มีความถี่ที่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นในการพิจารณา ค่า C_{VDB} นั้น ในการทดลองโครงงานครั้งนี้ จะป้อนไฟตรงขนาดประมาณ 12 V ที่ ตัว Varicap Diode และมีสัญญาณมาเข้าเป็นตัวทำให้ไฟตรง 12 V นี้เปลี่ยนแปลงไปจึงทำให้ค่า C_{VDB} เปลี่ยนแปลงได้ แต่ในการวิเคราะห์จะละ C_{VDB} นี้ไว้ก่อน จาก data sheet

$$C_{B_{ext}} = C_{E_{ext}} = 0.7 \text{ pF}$$

$$\text{ส่วน } C_{B_{int}} = (gm / (2\pi f_T)) \cdot C_{B_{ext}}$$

$$= (0.1 / (2\pi * 600 * 10^6)) * 0.7 \text{ pF}$$

$$= 25.0 \text{ pF}$$

ดังนั้น $C_B = 25.8213 \text{ pF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำมาใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 20.82 \text{ pF}$$

$$C'_c = C_{b-c} + 10 \text{ pF}$$

$$= 10.7 \text{ pF}$$

$$C_{\text{total}} = (C_A / C_{b-c}) + C'_c$$

$$= (10 \text{ pF} / 20.82) + 10.7$$

$$= 18.14 \text{ pF}$$

จาก

$$w = 1 / \sqrt{C_{\text{total}} \cdot L}$$

$$= 1 / \sqrt{18.14 \times 10^{-12} \times 0.10 \times 10^{-6}}$$

$$= 553.4 \times 10^6$$

ดังนั้น

$$f = w / 2\pi$$

$$= 88 \times 10^6$$

$$= 88 \text{ MHz}$$

แต่ความถี่ค่า 88 MHz นี้ยังไม่ได้อัดค่าของ C_{vb} ดังนั้นเราจะพิจารณาค่าของ C_{vb}

จาก data sheet ที่เราใช้ Varicap Diode เบอร์ MV 104 ซึ่งมีตารางแสดงค่า C จาก Reverse Voltage แสดงทางด้านหลังของวาทรงงาน จะเห็นว่าที่ Reverse Voltage 12 V ค่า C ที่เกิดประมาณ 20 pF

ดังนั้น

$$C_c = C'_c + C_{vb}$$

$$= 10.7 \text{ pF} + 20 \text{ pF}$$

$$= 30.7 \text{ pF}$$

ดังนั้น

$$C_{\text{total}} = 18.14 + 20 \text{ pF}$$

$$= 38.14 \text{ pF}$$

$$\text{จึงคำนวณความถี่ได้} = 1 / (2\pi \times \sqrt{38.14 \text{ pF} \times 0.10 \text{ mH}})$$

$$= 65 \text{ MHz}$$

ซึ่งค่าจริงที่ได้จากการทดลองในโครงงานครั้งนี้ ความถี่ของการออกสัญญาณมีค่าประมาณ 72 MHz ซึ่งค่าที่คลาดเคลื่อนนี้มาจาก

1. ค่า L ที่คำนวณมีการผิดพลาดจากทางปฏิบัติ
2. ค่า C 10pF ที่ขา B และ C ที่ฝังอยู่ในสายวงจรถูกขยับสายในการวิเคราะห์

จะเห็นว่าเราสามารถทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ของทรานซิสเตอร์ได้ โดยการนำสัญญาณภาพผสมกับไฟตรง ดังนั้น Voltage ที่ป้อนให้กับ Varicap Diode จะมีสัญญาณภาพที่อยู่บนไฟตรง 12 V ดังนั้นค่าความจุของ Varicap ไดโอด จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงที่สูงกว่า 20 pF และต่ำกว่า 20 pF ซึ่งก็ทำให้ความถี่ของการออกสัญญาณเปลี่ยนแปลงซึ่งเป็นหลักการของ

Frequency Modulation
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

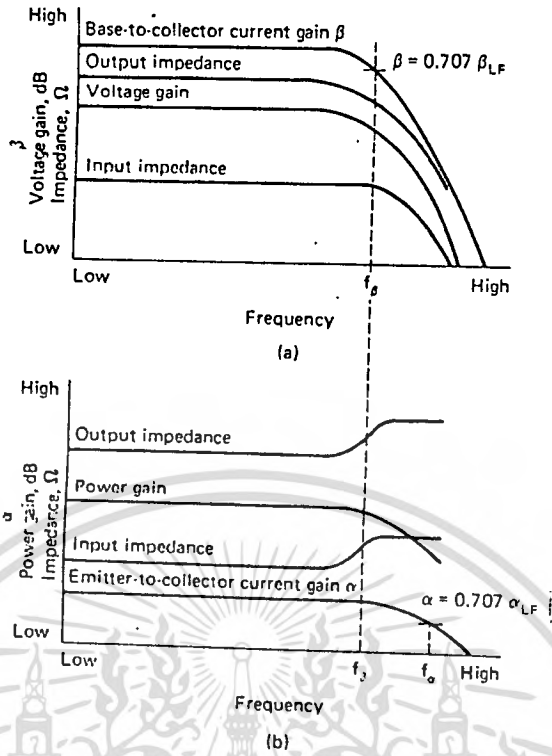
วงจรขยายสัญญาณ RF (Wide Band Amp)

พิจารณาวงจรในรูปที่ 5.1 เป็นวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์ อัตราขยายของวงจรมีค่าแปรผันตามอิมพีแดนซ์ที่ขาคอลเล็กเตอร์ และมีค่ามากที่สุดก็ต่อเมื่ออิมพีแดนซ์ค่านั้นยังคงทำให้ระบบมีเสถียรภาพ หรือโวลต์เตจเกน $G_v = v_{21} R_L$ ลักษณะของการขยายนี้ output ที่ได้จะกลับเฟสกับสัญญาณที่อินพุต เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าแฝงภายในตัวทรานซิสเตอร์ จะทำให้อัตราขยายกระแสหรือ β มีค่าไม่คงที่ตลอดช่วงความถี่ แต่จะมีจุด Cutoff ซึ่งพิจารณาที่จุด 3 dB ต่ำลงมาจากจุดสูงสุด ซึ่งเรียกความถี่นี้ว่า f_c เช่น $f_c = 30$ MHz หรือมองในอีกแง่หนึ่งก็คือ input impedance และอัตราขยายมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ซึ่งผลนี้มาจากค่า C ที่ต่ออยู่ระหว่างเบส และคอลเล็กเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 5.1 และยังเป็นสาเหตุที่ทำให้ความไม่มีเสถียรภาพด้วย จากผลของ Miller ค่า C_{bc} นี้สามารถถูกมองให้มาอยู่ที่ทางด้าน input และทางด้าน output โดยทางด้าน input จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามอัตราขยายแรงดัน และเนื่องจากผลต่าง ๆ เหล่านี้เองทำให้วงจรขยายมี Bandwidth ที่จำกัดค่าหนึ่ง



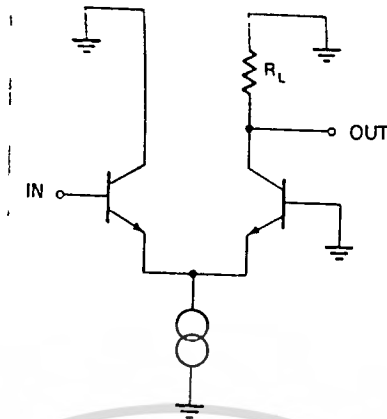
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 5.1 ค่า input impedance , output impedance และอัตราขยายแรงดัน (Voltage Gain) นำมาแสดงในรูปที่ 5.2a และเปรียบเทียบกับวงจรคอมมอนเบสที่แสดงในรูป 5.2b สำหรับวงจรขยายคอมมอนเบสซึ่งมีอัตราขยายเป็น α จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่น้อยกว่าอัตราขยายกระแสของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์ β ถ้าเราเปรียบเทียบ gain bandwidth product ของ 2 วงจรนี้ จะเห็นว่าวงจรคอมมอนเบสมีอัตราขยายน้อยกว่า แต่มี bandwidth ที่กว้างกว่า



รูปที่ 5.2 (a) แสดงคุณสมบัติของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์
 (b) แสดงคุณสมบัติของวงจรคอมมอนเบส

เพื่อที่จะแก้ปัญหา วงจรคอมมอนอิมิตเตอร์ควรจะใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวขึ้นไป เพื่อที่จะลดผลของ Miller Capacitance เช่นการใช้วงจรขยายแบบ Differential Amp ดังแสดงในรูปที่ 5.3 ซึ่งประกอบด้วยวงจร Emitter Follower กับวงจร Ground-Base โดยวงจร Emitter Follower ทำให้ค่า input impedance สูงขึ้น ขณะที่วงจร Common Base หรือ Ground-Base ทำให้ความถี่ Cutoff สูง ดังนั้นจึงสามารถนำมาแทนวงจรขยายที่เป็นคอมมอนอิมิตเตอร์ได้ ในทางปฏิบัติเราจะสมมติให้วงจร emitter follower และวงจร Common Base มีค่าความถี่ Cutoff เดียวกัน ดังนั้นวงจร Differential นี้จึงมีค่า input impedance ขนาดปานกลาง และมีการ feed back ต่ำสุด ดังนั้นจึงเหมาะสมที่จะนำมาเป็น Wide Band Amp



รูปที่ 5.3 แสดงวงจร Differential Amplifier Circuit

การใช้วงจรขยายแถบความถี่กว้าง (wide band) ที่กล่าวมานี้มักจะนำไปใช้ในการเพิ่มระดับสัญญาณ แต่ไม่สามารถที่จะทำการเปลี่ยนแปลงค่า input และ output impedance ได้ จะทำการปรับปรุงได้เพียงค่าความถี่ Cutoff ในหัวข้อต่อไปจะแสดงให้เห็นว่าการออกแบบวงจรขยายที่มีป้อนกลับ (feed back) เพื่อที่นำมาเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ และการนำเทคนิคของการป้อนกลับมาใช้ทำให้วงจรมีความถี่เป็นเชิงเส้นมากขึ้นด้วย

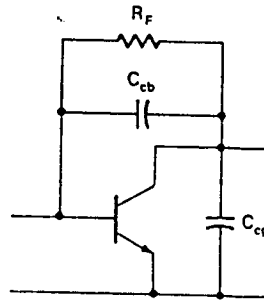
วงจรมีการป้อนกลับ

จากวงจรมีการป้อนกลับที่กล่าวมาเราเพิ่ม Bandwidth ได้โดยการใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวขึ้นไป การเพิ่มทรานซิสเตอร์นี้ก็ถือเป็นผลของ Miller Effect นั่นเอง และยังมีวิธีอื่นอีกในการเพิ่ม Bandwidth เช่นการใช้การป้อนกลับแบบลบ (Negative Feed Back) ในการป้อนกลับสัญญาณบางส่วนจาก output จะถูกป้อนกลับโดยขบวนการไปที่ input โดยมีเฟสตรงกันข้าม การป้อนกลับในลักษณะนี้จะทำให้ลดความถี่ และทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงของวงจรมีความถี่ขึ้นเนื่องจากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์ลดลง ในขณะที่เดียวกันก็จะทำให้อัตราขยายของวงจรลดลง และทำให้สามารถเปลี่ยนแปลง input และ output impedance โดยยังคงมีเสถียรภาพอยู่

ชนิดของการป้อนกลับ

จากวงจรในรูปที่ 4.4 เป็นวงจรทำงานในเงื่อนไข Small Signal และไม่สามารถละเลยผลของ Miller Effect ได้ ความถี่ที่เกิดขึ้นโดยทั่วไปจะแบ่งเป็น 2 ชนิด 1) ความถี่ทางแรงดัน และ 2) ความถี่ทางกระแส ความถี่ทางกระแสเป็นผลมาจาก Transfer Function ของอุปกรณ์ ซึ่งทำให้กระแสทาง output ไม่เป็นเชิงเส้นกับแรงดันทางอินพุต ซึ่งกระแสทาง output คูณกับอิมพีแดนซ์ของ load จะเท่ากับแรงดันขาออก

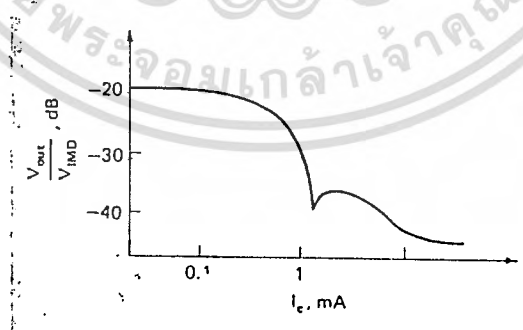
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงวงจร Collector-Base Feedback

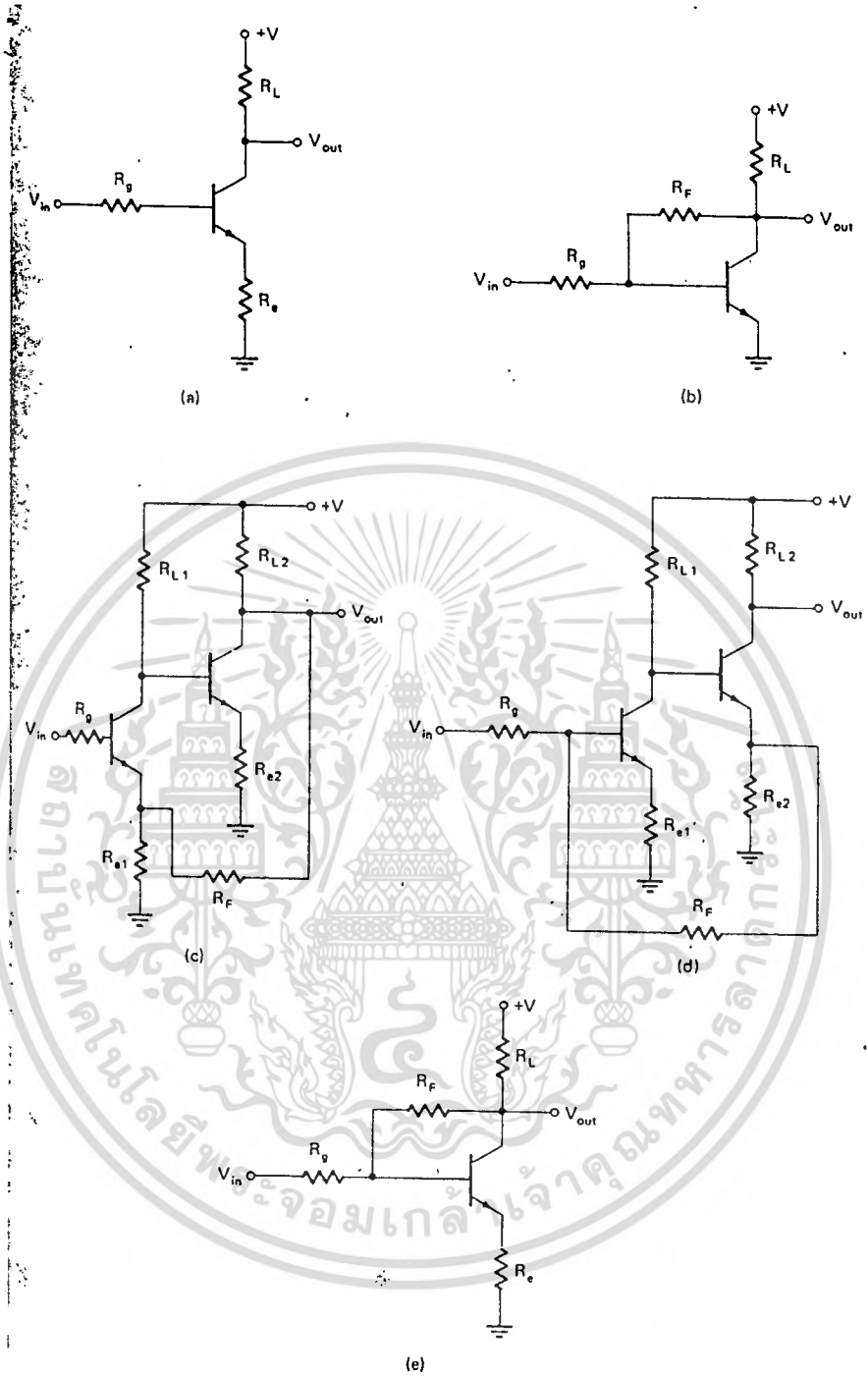
การเพี้ยนทางแรงดันเกิดจากที่ output ของทรานซิสเตอร์มีค่าความจุไฟฟ้าของสารกึ่งตัวนำที่มีค่าขึ้นอยู่กับแรงดันที่ output ซึ่งแสดงให้เห็นโดย C_{cb} และ C_{ce} ในรูป 5.4 โดยที่ค่าความจุของทั้ง 2 ตัวนี้จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน output ถ้าแรงดัน output มีค่าหลาย ๆ โวลต์ ค่าความจุนี้จะเปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัด สิ่งนี้เองทำให้เหมือนมีการผสมกันที่รอยต่อของเบส และคอลเล็กเตอร์ ซึ่งทำให้เกิดการเพี้ยนไม่เชิงเส้น หรือคือการเพี้ยนทางแรงดัน

การเพี้ยนทางกระแส และทางแรงดันนี้สามารถทำให้ดีขึ้นได้ โดยการป้อนกลับ ข้อพิสูจน์ที่ดีของการป้อนกลับคือ การวัดความเพี้ยน IM (Inter Modulation) ภายใต้เงื่อนไขทดสอบที่ความถี่ 2 ค่า ในทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในงาน CATV เช่น เบอร์ 2N5179 ซึ่งวัดเทียบกับกระแส DC จากรูปที่ 5.5 ความเพี้ยนแบบ IM จะน้อยลงเมื่อกระแส DC เพิ่มขึ้น ด้วยระดับการ drive ที่คงที่ ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะ V-I Curve ของไดโอดเป็น exponential ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่กระแสสูงขึ้นลักษณะ V-I Curve จะมีความเป็น linear เพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง IM Products กับ DC Level

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงวงจรทรานซิสเตอร์ Feedback แบบต่าง ๆ

ในขณะที่กระแส DC เพิ่มขึ้น NF (Noise Figure) จะลดลงเล็กน้อย จุดที่ดีที่สุดของ NF และ IM ไม่เป็นจุดทำงานจุดเดียวกัน ผลที่ได้ตั้งนี้มาจากวงจรป้อนกลับดังในรูป 5.6 ซึ่งป้อน V_{in} ซึ่งมีตัวต้านทาน R_g ต่ออนุกรมกับ Voltage Source V_{in} และ R_e ต่ออยู่ที่ขา อิมิตเตอร์ การไม่ได้เติม C_{bypass} ที่ขาอิมิตเตอร์จะเป็นการเพิ่ม input และ output impedance ของวงจรขยายนี้ และยังช่วยลดความเพี้ยนแบบ IM ถ้าเราวิเคราะห์วงจรเดียวกัน นี้จะสังเกตเห็นว่า input และ output impedance มีการเปลี่ยนแปลงเป็น function กับ

R_F อย่างไรก็ตามตราบใดที่ dynamic input impedance ที่เกิดจาก R_F ไม่ถูกลดค่าลงให้ต่ำกว่า R_{in} แล้ว ความเพี้ยน IM ที่เกิดจากความเพี้ยนกระแสจะไม่ถูกกำจัดไป

มีการป้อนกลับที่สำคัญ 2 ชนิด โดยการนำมาผสมกันจะถูกนำไปใช้งาน ในทางปฏิบัติแล้วการป้อนกลับจะมี 4 ชนิดคือ

1. Voltage Series หรือ Voltage Ratio Feedback
2. Current Series หรือ Trans-impedance Feedback
3. Voltage Shunt หรือ Admittance Feedback
4. Current Shunt หรือ Current-Ratio Feedback

วงจรป้อนกลับเหล่านี้ input impedance อาจเพิ่มขึ้น หรือลดลงก็ได้ ในบางกรณีวงจรป้อนกลับ 2 แบบ ถูกนำมาใช้พร้อมกัน ดังนั้นจึงสามารถปรับค่า input impedance ได้ตามต้องการโดยที่ความเพี้ยนยังคงลดลง โดยแต่ละแบบจะต้องวิเคราะห์แยกกัน รูปที่ 5.6 แสดงวงจรป้อนกลับแบบต่าง ๆ ที่ความถี่ต่ำเพียงพอที่ Miller Feedback ภายในสามารถละทิ้งได้

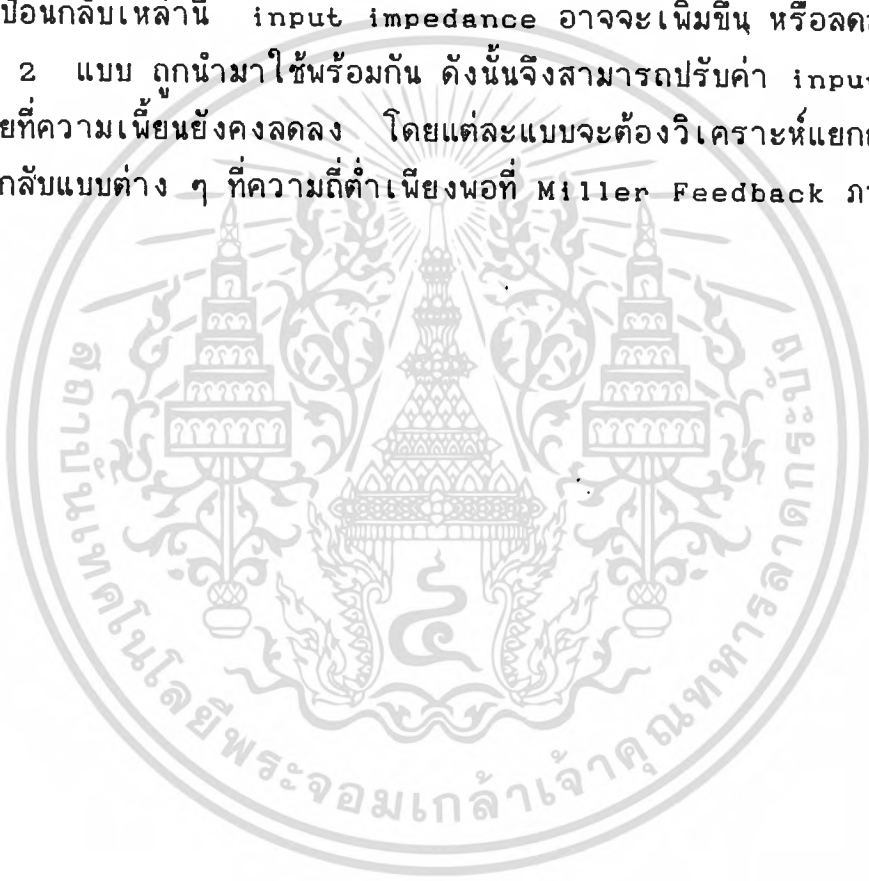
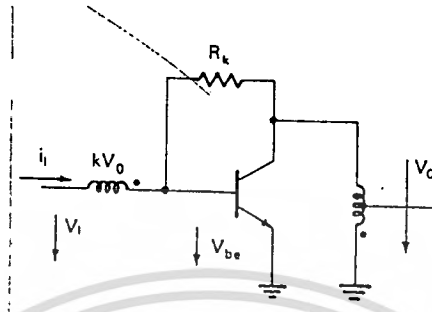


Fig. 5.15a	Fig. 5.15b	Fig. 5.15c	Fig. 5.15d	Fig. 5.15e
Voltage gain A_v	$\frac{A_0}{1 + FA_0}$	$\frac{A_0}{1 + FA_0}$	$\frac{A_0}{1 + FA_0}$	$\frac{A_0}{1 + FA_0}$
Input impedance R_{in}	$R_0(1 + FA_0) = R_g + r_{be} + R_c(1 + \beta)$	$R_g + \frac{R_F}{1 + (R'/R_F)FA_0}$	$R_g + \frac{R_F}{1 + FA_0}$	$R_g + \frac{R_F}{1 + (R'/R_F)FA_0}$
Output impedance R_{out}	$\frac{R_L}{1 + FA_0}$	$\frac{R_L}{1 + FA_0}$	R_{L2}	$\frac{R_L}{1 + FA_0}$
Open-loop voltage gain A_{OL}	$\frac{-\beta R_L R'}{R_g + r_{be} + R_c}$	$\frac{-\beta R_L R'}{r_{be} R_F}$	$A_1 \cdot A_2$	$\frac{-\beta R_L R'}{r_{be} + (\beta + 1) R_c}$
Feedback factor F	$\frac{R_c}{R_L}$	$\frac{R_c}{R_L}$	$\frac{R_{c2} R_F}{R_{L2} R_F}$	$\frac{R_c}{R_E}$
Other	$R' = \frac{r_{be} R_L R_F}{r_{be}(R_g + R_p) + R_F R_F}$ $R_L = \frac{R_L + R_F}{R_L R_F}$	$A_1 = \frac{-\beta R_{L1}}{R_g + r_{d1}}$ $A_2 = \frac{-\beta R_{L2}}{R_{L1} + r_{d2}}$ $r_{d1} = r_{be1} + R_{c1}(1 + \beta_1)$ $r_{d2} = r_{be2} + R_{c2}(1 + \beta_2)$ $R_{L2} = \frac{R_{L2} + R_F}{R_{L2} R_F}$ $R_{c1} = \frac{R_{c1} R_F}{R_{c1} + R_F}$	$A_1 = \frac{-\beta R_{L1}}{r_{d1}}$ $A_2 = \frac{-\beta R_{L2}}{R_{L1} + r_{d2}}$ $r_{d1} = r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{c1}$ $r_{d2} = r_{be2} + (1 + \beta_2) R_{c2}$ $R_{L2} = \frac{R_{L2} + R_F}{R_{L2} R_F}$ $R' = \frac{r_{be} R_L R_F}{r_{be}(R_g + R_p) + R_F R_F}$ $R_F = \frac{R_F R_d}{R_F + r_d}$	$R_L = \frac{R_L R_F}{R_L + R_F}$ $R' = \frac{r_{d1} R_L R_F}{r_{d1}(R_g + R_p) + R_F R_F}$ $r_d = r_{be} + (1 + \beta) R_E$

รูปที่ 5.7 แสดงตารางของคุณสมบัติของวงจรป้อนกลับแบบต่าง ๆ
วงจรป้อนกลับแบบผสม

วงจรป้อนกลับที่ประกอบด้วยตัวต้านทานล้วน ๆ จะมีข้อเสียคือ noise จะมากกว่าวงจรป้อนกลับด้วยตัวทรานซิสเตอร์เองภายใต้สภาวะที่ดีที่สุด วงจรป้อนกลับแบบผสมจะมีความยืดหยุ่นมากกว่า โดยที่ input impedance , output impedance และอัตราขยายสามารถปรับให้เพิ่มขึ้น หรือลดลงโดยไม่ขึ้นแก่กัน ต่อไปเราจะศึกษาตัวอย่างของการออกแบบในรายละเอียดยุติ ผู้สนใจสามารถใช้เทคนิคเดียวกันนี้ในการวิเคราะห์วงจรอื่น ตัวอย่างของวงจรที่เรา

จะศึกษานี้จะมีการใช้ Transformer ที่มีแกน Ferrite สิ่งที่สำคัญก็คือ Transformer จะต้อง มี Stray Inductance น้อยที่สุดและ Bandwidth Ratio ($B = f_{max}/f_{min} = 1/S$) จะต้อง มีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และ Ratio ควรจะมากกว่า 200



รูปที่ 5.8 แสดงวงจรขยายที่ใช้การป้อนกลับด้วยแรงดัน
จากรูปที่ 5.8 แสดงวงจรขยายที่ใช้การป้อนกลับด้วยแรงดัน ซึ่งจะได้สมการต่อไปนี้

$$V_1 = KV_o + V_{be}$$

$$i_1 = (V_{cb}/R_k) + V_{be} y_{11}$$

$$Z_1 = V_1 / i_1$$

$$= (KV_o + V_{be}) / ((V_{cb}/R_k) + V_{be} y_{11})$$

สำหรับ open-loop voltage gain $A_o = V_o/V_{be} >= 10$ และความถี่ใช้งาน $f <= f_T/10$ ดังนั้น $V_{be} y_{11}$ จึงสามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นสมการที่ได้จะเป็นดังนี้

$$A = V_o/V_1 = 1/K$$

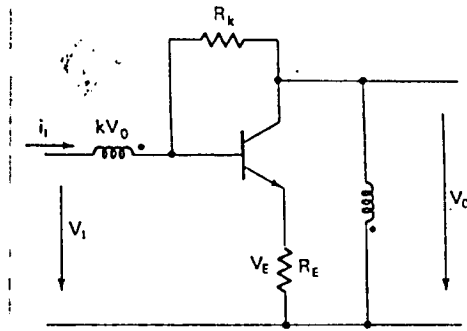
$$Z_1 = KR_k$$

จากตัวอย่าง เราลองพิจารณาวงจรที่มี $R_k = 200$ โอห์ม และ $K = 0.2$ โดยใช้ Transistor เบอร์ 2N5109 ที่ $i_c = 80$ mA ที่จุดทำงานนี้โดยประมาณ $\sigma_m = 1.5S$, $R_{cb} = 200$ โอห์ม และ $f_T = 1400$ MHz จากข้อมูลเหล่านี้จะได้

$$A_o = \sigma_m((R_{cb} R_k)/(R_{cb} + R_k))$$

$$= 150$$

ดังนั้นการประมาณค่าจะได้ผลดังนี้ ถ้า $f < 1400/10 = 140$ MHz แล้ว $A = 5$ และ $Z_1 = 40$ โอห์ม



รูปที่ 5.9 แสดงวงจร Current Feedback

ต่อไปนี้จะพิจารณาวงจร Current Feedback ดังแสดงในรูป 5.9 จากวงจรจะได้สมการดังนี้

$$V_i = KV_o + V_{be} + V_E$$

$$i_i = V_{be} y_{11} + (V_{cb} / R_k)$$

$$Z_i = (KV_o + V_{be} + V_E) / ((V_{be} y_{11}) + (V_{cb} / R_k))$$

$$V_E = i_e R_E$$

$$i_e = i_c \text{ ที่ความถี่ } f \ll f_T / 10$$

$$i_c = ((V_o / R_L) + (V_{cb} / R_k))$$

ทำการจัดรูปเสียใหม่จะได้

$$i_c = V_o ((R_k / R_L) + 1) / (R_k + R_E)$$

ถ้าเราสมมติให้ V_{be} มีค่าน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้ เราจะได้ input impedance เท่ากับ

$$Z_i = R_k ((K + (R_E / R_L) (R_k + R_L) / (R_E + R_k)) / (1 - (R_E / R_L) (R_k - R_L) / (R_E + R_k)))$$

เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูป

$$Z_i = R_k (K + C) / (1 + C)$$

โดย $C = (R_E / R_L) (R_k + R_L) / (R_E + R_k)$

ในที่สุดเราจะได้สูตรของ Voltage Gain

$$A = 1 / (K + C)$$

ความถี่ Cutoff ที่ต่ำกว่าของวงจรมีสามารถหาได้จากขดลวดเหนี่ยวนำหลักของ Transformer วงจรในการทดลองของชนิดนี้สามารถวัดคุณสมบัติได้ดังนี้ มี input impedance 50 โอห์ม ที่ความถี่ระหว่าง 1 ถึง 150 MHz ด้วย VSWR = 1.3 ค่า VSWR ที่ความถี่ 200 MHz คือ 1.5 Noise Factor ที่ความถี่ 40 MHz คือ 2.5 และที่ความถี่ 200 MHz คือ 7.5 สัญญาณ 2 สัญญาณที่มีระดับ +6 dBm สามารถสร้าง Spurious Signals 60 dB ต่ำกว่าระดับสัญญาณอ้างอิงปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
แม้ว่ากรณีสืบค้นจากแหล่งอื่นที่มีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การตรวจจับสัญญาณ FM

ในการตรวจจับสัญญาณเบสแบนด์ หรือสัญญาณภาพในการทดลองครั้งนี้ จะใช้วิธีการควอดตราเจอร์ตีเท็คชั่น (Quadrature Detection) ซึ่งเป็นการใช้วงจรแยกแยะเฟส (Phase Discriminator) ในการดึงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากส่วน FM ดังนั้นจะกล่าวถึงหลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ วงจรแยกแยะเฟสอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอเรนเชียล

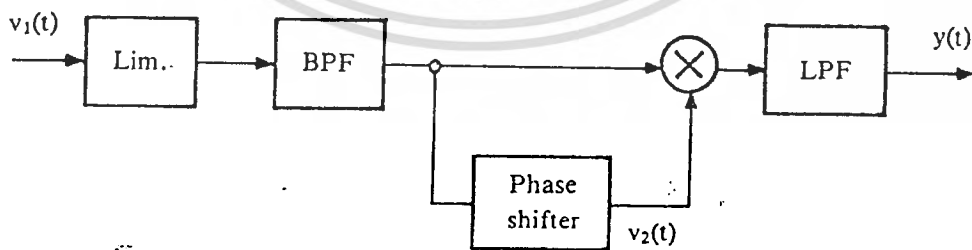
$$d\phi(t)/dt = (\phi(t) - \phi(t-\tau))/\tau \quad (1)$$

ในกรณีของสัญญาณ FM นั้นเนื่องจาก $\phi(t) = K \int m(t) dt$ ดังนั้นจากสมการที่ (1)

เราสามารถหาความสัมพันธ์กับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{aligned} (\phi(t) - \phi(t-\tau)) &= d\phi(t)/dt \\ &= K\tau m(t) \end{aligned} \quad (2)$$

จะเห็นว่าถ้าเราสามารถสร้าง $\phi(t-\tau)$ และสร้างวงจรที่ทำให้เกิดผลต่างระหว่าง $\phi(t)$ และ $\phi(t-\tau)$ สัญญาณขาออกที่ได้คือ $K\tau m(t)$ จะแปรผันตรงกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ด้วยค่าคงที่ $K\tau$ จากสัญญาณ FM เราสามารถสร้าง $\phi(t-\tau)$ ได้จากการใช้วงจรหน่วงเวลา หรือ วงจรเฟสชิฟเตอร์ (Phase Shifter) แบบเชิงเส้น และการทำให้เกิดผลต่างของ $\phi(t)$ และ $\phi(t-\tau)$ โดยนำสัญญาณ FM เดิมนั้นกับสัญญาณ FM ที่ถูกหน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณซึ่งวงจรคูณจะทำหน้าที่คูณสัญญาณทั้งสอง และให้สัญญาณขาออกเป็นสเปกตรัมของความถี่มากมาย ซึ่งเราสามารถนำมาผ่านวงจรกรองด้วยฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)



รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควอดตราเจอร์ตีเท็คชั่น

จากรูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการที่กล่าวมานี้ วงจรลิ้มิตเตอร์ และ ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ที่จะจัดการกับระดับสัญญาณที่อาจเปลี่ยนแปลงตามเวลา และให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้องตามลำดับ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควอดราราเจอร์ตีเท็คชั่นเป็นชื่อเรียกระบบตีเท็คชั่นข้างต้นที่ดึงการหน่วงเวลาของวงจรให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega_c \tau = \pi/2$ ดังนั้นถ้าให้สัญญาณ FM ที่เข้ามาเขียนได้เป็น

$$V_1(t) = \text{Cos}(\omega_c t + \phi(t)) \tag{3}$$

สัญญาณ $v_1(t)$ นี้เมื่อนำไปผ่านวงจรหน่วงเวลาได้เป็น

$$\begin{aligned} V_2(t) &= \text{Cos}(\omega_c (t-\tau) + \phi(t-\tau)) \\ &= \text{Sin}(\omega_c t + \phi(t-\tau)) \end{aligned} \tag{4}$$

ดังนั้นเมื่อคูณสัญญาณ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ด้วยวงจรคูณแล้วผ่านฟิลเตอร์ความถี่ต่ำผ่าน ผลที่ได้ออกมาเขียนได้เป็น

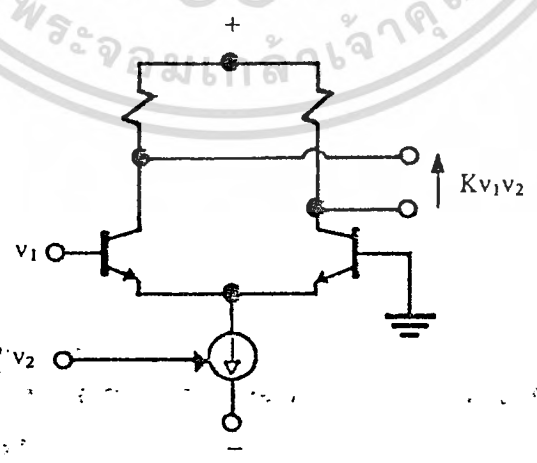
$$y(t) = \text{Sin}(\phi(t) - \phi(t-\tau)) \tag{5}$$

และเนื่องจาก มีค่าเล็กมาก ทำให้ $(\phi(t) - \phi(t-\tau)) \ll \pi$ สามารถประมาณค่าสมการ (5) ได้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} y(t) &= \phi(t) - \phi(t-\tau) \\ &= K\tau m(t) \end{aligned}$$

วงจรรคูณ

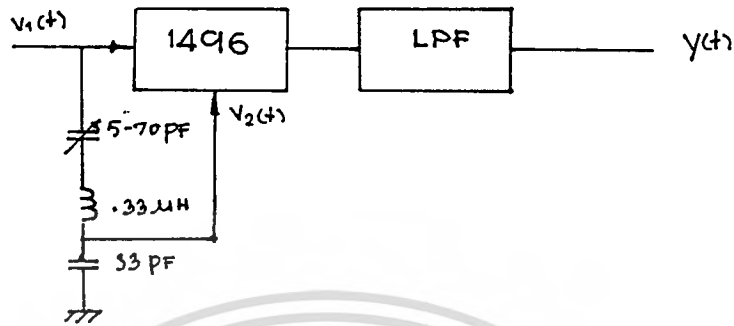
การสร้างวงจรรคูณสามารถทำให้หลายแบบ และแบบที่นิยมใช้แบบหนึ่งก็คือ วงจรรคูณแบบ แวริเอเบิลทรานคอนดักแตนส์ (Variable Transconductance multiplier) ซึ่งแสดงวงจรมูลฐานดังรูปที่ 6.2 ลักษณะของวงจรเป็นวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งอัตราขยายของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าทรานคอนดักแตนส์ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น v_2 จะเป็นสัญญาณที่ควบคุมอัตราขยายของวงจร เพราะจะเป็นตัวที่ทำให้กระแสโอมิตเตอร์เปลี่ยนแปลงไป เมื่อป้อน v_1 เข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ และอัตราขยายเปลี่ยนตามค่า v_2 สัญญาณออกที่ได้ก็จะมีรูปร่างเป็น Kv_1v_2 ซึ่งก็เป็นผลคูณของสัญญาณทั้งสองออกมา



รูปที่ 6.2 วงจรแวริเอเบิลทรานคอนดักแตนส์

ซึ่งในการทดลองในครั้งนี้ได้ใช้ไอซีเบอร์ 1496 เป็นตัวคูณสัญญาณ ส่วนวงจรที่ทำให้เกิดการหน่วงเวลา หรือเฟลซิปเตอร์ คือวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรมด้วย L ค่า 0.33 μH และ C ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

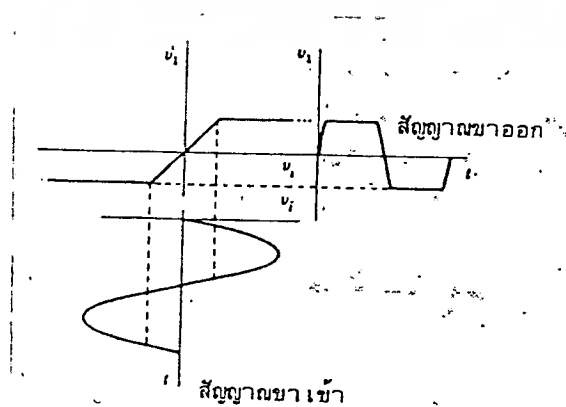
33 pF และ C ปรับค่าได้ 5-70 pF ร่วมกันเป็นวงจรเฟสชิฟเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 วงจรเฟสชิฟเตอร์

ลิมิตเตอร์

ในระบบเอเอ็มความถี่ของตัวพาจะเปลี่ยนตามสัญญาณเบสแบนด์ ส่วนขนาดจะมีค่าคงที่เสมอ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงขนาดของตัวพาต้องเกิดเนื่องจากเสียงรบกวนเพียงอย่างเดียว ดังนั้นลิมิตเตอร์ (Limiter) จึงเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการกำจัดการเปลี่ยนแปลงขนาดของเสียงรบกวนได้ วงจรลิมิตเตอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยไดโอด หรือทรานซิสเตอร์ที่ออกแบบมาให้แรงดันขาออกสัมพันธ์กับแรงดันขาเข้าดังแสดงในรูปที่ 6.4 ถ้าสัญญาณขาเข้ามีขนาดต่ำกว่าระดับจำกัด (Limiting Level) ของลิมิตเตอร์ สัญญาณขาออกจะแปรตามสัญญาณขาเข้าทุกประการ อย่างไรก็ตามในปกติขนาดของตัวพามักมีค่ามากกว่าระดับจำกัดของลิมิตเตอร์ ผลของการผ่านลิมิตเตอร์จะได้รูปคลื่นขาออกเป็นสี่เหลี่ยม (Square Wave) เมื่อคลื่นสี่เหลี่ยมนี้ผ่านวงจรมีลเตอร์ผ่านแถบความถี่ BPF ที่ยอมให้ความถี่พื้นฐานของคลื่นสี่เหลี่ยมผ่านเท่านั้น จะได้สัญญาณขาออกจากฟิลเตอร์ BPF เป็นสัญญาณไซน์ช้อยดัลอีก โดยทั่วไปวงจรลิมิตเตอร์ และวงจรมีลเตอร์ผ่านแถบความถี่นั้นมักจะประกอบกันเป็นอุปกรณ์ชิ้นเดียวกัน

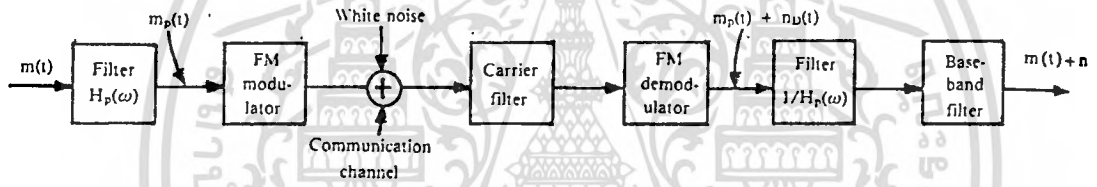


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 6.4 ลักษณะของคลื่นเมื่อผ่านลิมิตเตอร์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรที่ได้ทำการทดลองนั้น ลิมิตเตอร์ได้ใช้ IC เบอร์ MC 10116 ซึ่งวงจรภายใน อยู่ในลักษณะของ line tripper amplifier โดยที่สเตจแรกถูกจัดวงจรให้ทำหน้าที่ในการ เป็นวงจรขยายความแตกต่าง และสองสเตจต่อมาทำหน้าที่เป็นวงจรชมิทท์ทริกเกอร์ (Schmitt Trigger) เพื่อทำให้สัญญาณเอ้าท์พุทมีค่าคงที่ สัญญาณเอ้าท์พุทที่ขา 2 และขา 3 กลับเฟสกัน 180 องศา ซึ่งอันหนึ่งจะถูกป้อนเข้าที่อินพุทของวงจรรคูน คือขา 8 ของ 1496 ส่วนอีกขาหนึ่งจะทำการ เลื่อนเฟส 90 องศา เข้าที่ขา 4 ของ 1496 และนำสัญญาณเอ้าท์พุทออกที่ขา 6 หรือ 12 ก็ได้ ในที่นี้ได้ออกที่ขา 6 โดยผ่านวงจรบัฟเฟอร์โดยทรานซิสเตอร์ ϵ_r 2N2222A เพื่อนำสัญญาณไป ผ่านวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ LPF เพื่อให้ได้สัญญาณเบสแบนด์ต่อไป

การใช้ระบบพรีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิส ในการปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณ FM

ระบบพรีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิสที่ใช้ในภาคส่งและภาครับของระบบ FM ตามลำดับนั้น ตามความหมายก็คือ การเน้นส่วนประกอบสเปคตรัมทางภาคส่ง และลดส่วนประกอบสเปคตรัมที่ เคยถูก มาก่อน พรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสจะทำได้โดยใช้ ฟิลเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 6.5

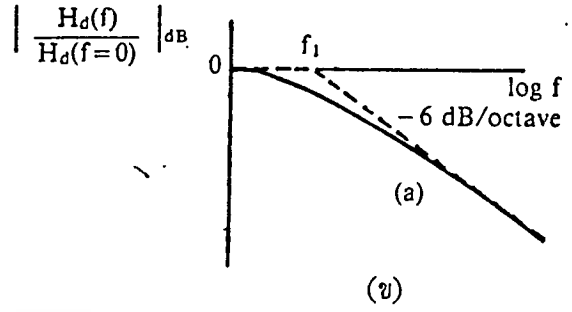
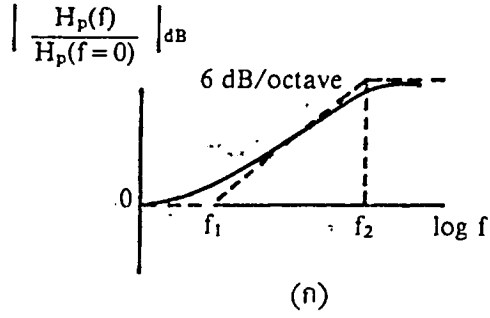


รูปที่ 6.5 ระบบ FM ที่ใช้พรีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิส

หลักการของการทำพรีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิสมาจากปรากฏการณ์ที่เกี่ยวข้องกัน 2 อย่างคือ ในภาคส่งถ้าให้สัญญาณเบสแบนด์ที่ทำการส่งเป็นสัญญาณเสียง ทั้งกำลังส่วนใหญ่ของสเปคตรัมจะกระจายอยู่ในสเปคตรัมที่มีความถี่ไม่สูงนัก เช่น สัญญาณเสียงสเปคตรัมที่มีความถี่สูงกว่า 3 KHz จะมีกำลังส่งน้อยมาก ดังนั้นเมื่อทำการมอดูเลตตามปกติ ก็เท่ากับเราต้องเตรียมแบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพ ในขณะที่เดียวกันทางภาครับ สัญญาณรบกวนที่ผ่านออกมาได้นั้น จะมีความหนาแน่นของสเปคตรัมเพิ่มสูงขึ้นตามกำลังสองของความถี่ และแปรตามกำลังงานของแบนด์วิดท์ ซึ่งหมายความว่า การใช้แบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพทางด้านภาคส่งยังผลทำให้ทางภาครับมีกำลังของสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้นด้วย

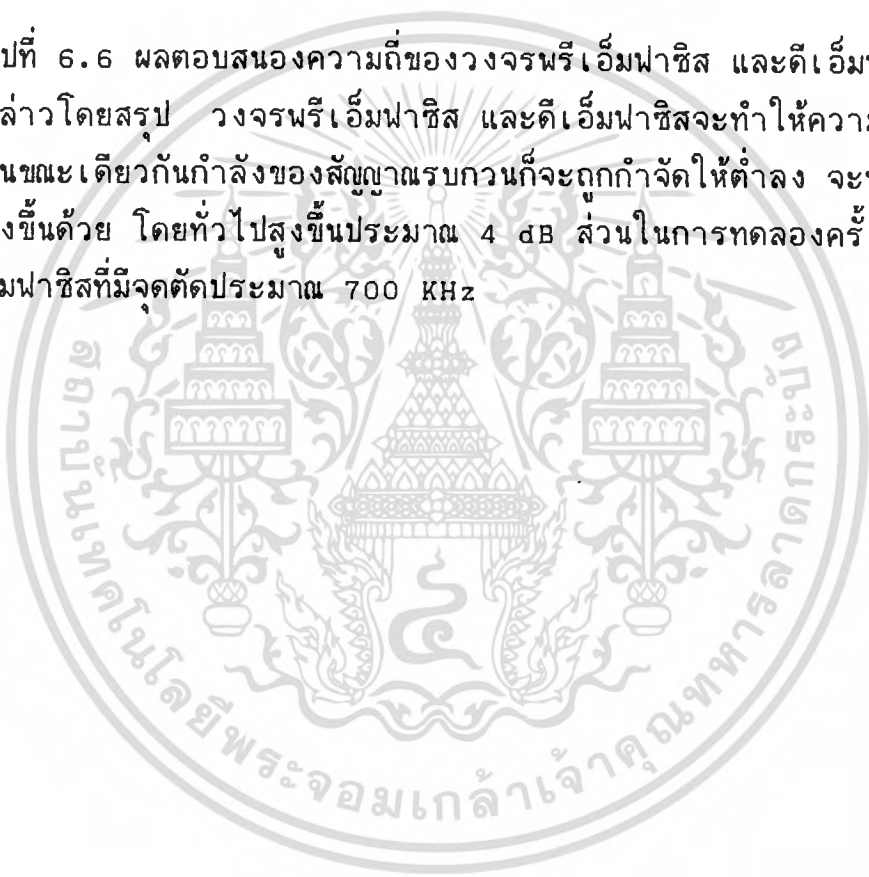
จากข้อเสียทั้ง 2 นี้เราสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้โดยวิธี พรีเอมฟาซิสสัญญาณทางภาคส่ง และดีเอมฟาซิสสัญญาณที่ตีเทคได้ทางภาครับ จากรูปที่ 6.5 ในภาคส่งแทนที่จะทำการป้อนสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ เข้าสู่ภาคมอดูเลเตอร์โดยตรง ก็จะทำการคั่นด้วยวงจรฟิลเตอร์เหมาะสมอันหนึ่ง และทางภาครับหลังจากตีเทคสัญญาณโดยวงจรแยกแยะความถี่แล้ว ก็จะคั่นด้วยวงจรฟิลเตอร์ที่มีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็นส่วนกลับของวงจรฟิลเตอร์ทางภาคส่ง เพื่อให้ได้สัญญาณที่ไม่ผิดเพี้ยน กลับคืนมา ทางภาคส่งจะต้องเน้นที่ความถี่สูง เพื่อให้มีการใช้แบนด์วิดท์ที่คุ้มค่า และในภาครับก็จะลดความถี่สูง ในขณะที่เดียวกันก็จะลดกำลังของสัญญาณรบกวนลงด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การโอนแบบเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรมีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิส

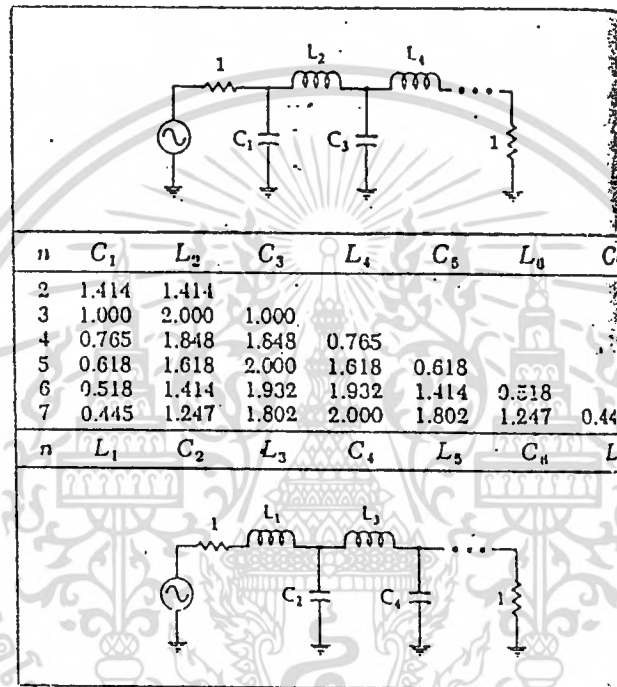
เมื่อก้าวโดยสรุป วงจรมีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิสจะทำให้ความถี่สูงถูกเน้น และมีคุณภาพดีขึ้น ในขณะที่เดียวกันกำลังของสัญญาณรบกวนก็จะถูกกำจัดให้ต่ำลง จะทำให้ SNR ของสัญญาณที่ตีเทคได้สูงขึ้นด้วย โดยทั่วไปสูงขึ้นประมาณ 4 dB ส่วนในการทดลองครั้งนี้ได้ใช้วงจรมีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิสที่มีจุดตัดประมาณ 700 KHz



บทที่ 7

การออกแบบ LOW-PASS FILTER

เนื่องจาก Butterworth filter มีผลตอบสนองที่ราบเรียบที่สุด ดังนั้น filter ที่จะนำมาใช้ทุกตัวจะเป็นแบบ Butterworth ทั้งหมด จากรูปที่ 7.1 แสดงวงจรต้นแบบของ Butterworth low pass filter พร้อมค่าของอุปกรณ์ที่ order ต่างๆ โดย n คือ order มีอัตราส่วน input impedance ต่อ output impedance เท่ากับ 1 : 1



รูปที่ 7.1 แสดงวงจรต้นแบบของ Butterworth Low Pass Filter ที่มี $R_s = R_L$

การออกแบบ Low Pass Filter 80 MHz Order ที่ 5

จากรูปที่ 7.1 เราจะใช้วงจรในรูปบนเพราะมีจำนวน C มากกว่าจำนวน L เมื่อ n = 5 จะได้ค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$C_1 = 0.618 \quad , \quad L_2 = 1.618$$

$$C_3 = 2.000 \quad , \quad L_4 = 1.618$$

$$C_5 = 0.618$$

ค่า C และค่า L เหล่านี้ยังไม่ใช่ค่าที่แท้จริง ค่าที่แท้จริงหาได้จากสูตร

$$C = C_n / 2\pi f_c R$$

$$L = RL_n / 2\pi f_c$$

โดย C = ค่าที่แท้จริงของ Capacitor

L = ค่าที่แท้จริงของ Inductor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L_n = ค่า L ที่ได้จากวงจรต้นแบบ

R = input impedance หรือ output impedance

f_c = ความถี่ Cutoff

$$C_1 = 0.618 / (2\pi * 80 * 10^6 * 50) \\ = 24.59 \text{ pF}$$

$$L_2 = 50 * 1.618 / (2\pi * 80 * 10^6) \\ = 160.95 \text{ nH}$$

$$C_3 = 2.000 / (2\pi * 80 * 10^6 * 50) \\ = 79.58 \text{ pF}$$

$$L_4 = L_2 = 160.95 \text{ nH}$$

$$C_5 = C_1 = 24.59 \text{ pF}$$

การพัน L

L แกนอากาศสามารถหาได้จากสูตร

$$N = \sqrt{(29L / 0.394r)}$$

โดย N คือ จำนวนรอบ

L คือ ค่า inductance มีหน่วยเป็น μH

r คือ รัศมีของแกนอากาศ มีหน่วยเป็น cm

หลังจากพันเสร็จแล้วให้ยึด coil ออกให้ยาว = $2r$

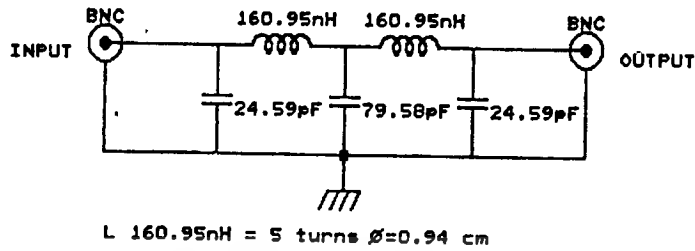
ลวดทองแดงที่ใช้จะมีขนาดเท่าใดก็ได้ เพราะค่า L ไม่ได้ขึ้นอยู่กับขนาดลวด แต่ถ้าลวดมีขนาดใหญ่เท่าใดก็จะยิ่งดีเท่านั้น เพราะค่า Q ของ L จะสูงขึ้น จากค่า L ที่คำนวณได้

$$L_2 = L_4 = 160.95 \text{ nH}$$

ในที่นี้เรามีแกน $\phi = 0.94 \text{ cm}$ ดังนั้น $r = 0.47 \text{ cm}$ จำนวนรอบจะหาได้จาก

$$N = \sqrt{((29 * 160.95 * 10^{-3}) / (0.394 * 0.47))} \\ = 5 \text{ รอบ}$$

Butterworth LOWPASS FILTER 80 MHz



รูปที่ 7.2 แสดงวงจรที่ได้

การออกแบบ Low Pass Filter 6 MHz Order ที่ 5

จากรูปที่ 7.1 เราจะใช้วงจรในรูปบนเพราะมีจำนวน 'C' มากกว่าจำนวน L เมื่อ n = 5 จะได้ค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$C_1 = 0.618 \quad , \quad L_2 = 1.618$$

$$C_3 = 2.000 \quad , \quad L_4 = 1.618$$

$$C_5 = 0.618$$

ค่า C และค่า L เหล่านี้ยังไม่ใช่ค่าที่แท้จริง ค่าที่แท้จริงหาได้จากสูตร

$$C = C_n / 2\pi f_c R$$

$$L = RL_n / 2\pi f_c$$

โดย C = ค่าที่แท้จริงของ Capacitor

L = ค่าที่แท้จริงของ Inductor

C_n = ค่า C ที่ได้จากรูปต้นแบบ

L_n = ค่า L ที่ได้จากรูปต้นแบบ

R = input impedance หรือ output impedance

f_c = ความถี่ Cutoff

$$\begin{aligned} C_1 &= 0.618 / (2\pi * 6 * 10^6 * 50) \\ &= 327.86 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_2 &= 50 * 1.618 / (2\pi * 6 * 10^6) \\ &= 2.15 \text{ }\mu\text{H} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_3 &= 2.000 / (2\pi * 6 * 10^6 * 50) \\ &= 1.06 \text{ nF} \end{aligned}$$

$$L_4 = L_2 = 2.15 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C_5 = C_1 = 327.86 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพัน L

จะเห็นว่าค่า L มีค่ามากพอสมควรถ้าใช้แกนอากาศจะได้ coil ที่มีขนาดใหญ่มาก ดังนั้นจะใช้แกน ferrite toroid เบอร์ FT 50-61 จากข้อมูลของแกน ferrite toroid (สามารถดูได้จาก Data Sheet ท้ายรายงาน) จะได้

$$A_L = 68.8 \text{ mH}/1000t$$

จากสูตรหาจำนวนรอบของ ferrite toroid

$$N = 1000\sqrt{L/A_L}$$

โดย N คือ จำนวนรอบ

L คือ ค่า inductance มีหน่วยเป็น mH

A_L คือ ค่าคงที่ของแกน ferrite มีหน่วยเป็น mH/1000t

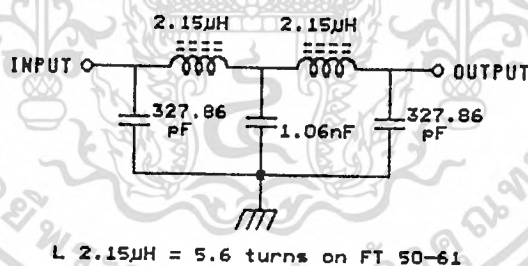
จากค่า L ที่คำนวณได้ $L_2 = L_4 = 2.15 \mu\text{H}$

$$N = 1000\sqrt{(2.15 \times 10^{-6})/68.8}$$

$$= 5.6 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นวงจรที่ได้จะเป็นดังรูป 7.3

Butterworth LOWPASS FILTER 6 MHz



รูปที่ 7.3 แสดงวงจรที่ได้

การออกแบบ BAND PASS FILTER 65-80 MHz ORDER ที่ 7

กำหนดข้อมูลที่เราต้องการสร้างวงจร Band Pass Filter

1. แถบความถี่ที่ต้องการให้ BPF รับสัญญาณได้ อยู่ระหว่าง 65-80 MHz ให้ $f_1 = 65 \text{ MHz}$, $f_2 = 80 \text{ MHz}$ และ $BW_c = 80-65 = 15 \text{ MHz}$ (คือช่วงความถี่ของสัญญาณที่รับได้ถูกลดทอนลงไม่เกิน 3 dB)

2. ความถี่ $f_c = 60 \text{ MHz}$ (ดูจากรูปที่ 7.4)

ดังนั้น f_4 หาได้จากสูตร

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{f_3 f_4}$$

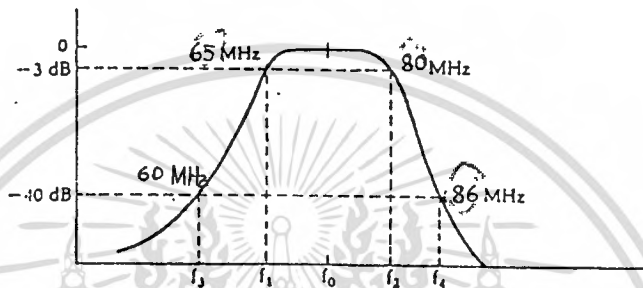
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ f_0 คือ ความถี่กลางของ BPF ไม่ว่าจะพิมพ์ใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสามารถหา f_o ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f_o &= \sqrt{80 \cdot 65} \text{ MHz} \\ &= 72.111 \text{ MHz} \end{aligned}$$

ดังนั้นสามารถหา f_4 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f_4 &= (f_o)^2 / f_3 \\ &= (72.111)^2 / 60 \text{ MHz} \\ &= 86.666 \text{ MHz} \end{aligned}$$



รูปที่ 7.4 แสดงลักษณะของ Band Pass Filter ที่ต้องการ

3. ช่วงความถี่ของสัญญาณที่รับได้ และถูกลดทอนลงประมาณ 40 dB ($BW_{40 \text{ dB}}$) เท่ากับ $f_4 - f_3$ ดังนั้นจะได้ $BW_{40 \text{ dB}} = 86.666 - 60 = 26.666 \text{ MHz}$

จากสูตร $BW_{40 \text{ dB}} / BW_c = f / f_c$

ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} BW_{40 \text{ dB}} / BW_c &= 26.666 / 15 \\ &= 1.777 \end{aligned}$$

จากนั้นนำไปเทียบกับกราฟของ Attenuation Characteristic For Butterworth Filters (คือกราฟของการลดทอนสัญญาณในวงจรกรองความถี่แบบ Butterworth) เพื่อให้มีการลดทอนสัญญาณตามที่เรากำลังต้องการ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 7.5

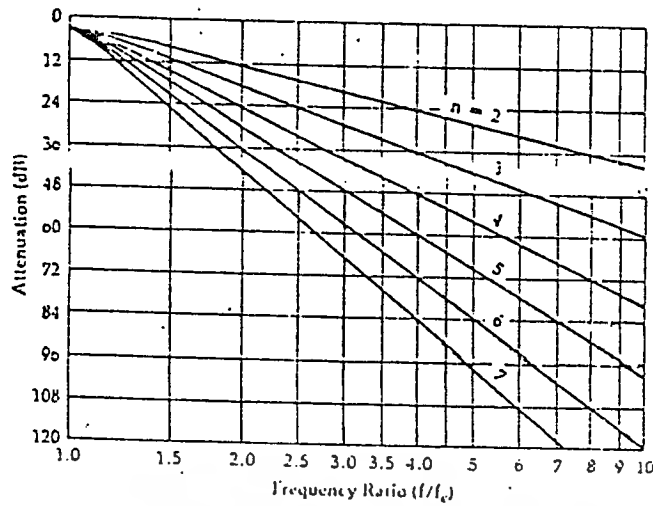


Fig. 3-9. Attenuation characteristics for Butterworth filters.

รูปที่ 7.5 แสดง Attenuation Characteristic For Butterworth จากกราฟจะได้ $n = 7$ (Order ที่ 7)

4. ให้ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำมาต่อทางด้านเข้าที่พุกของวงจร BPF ($R_s = R_L = 50$ โอห์ม)

จากนั้นนำไปหาค่าของอุปกรณ์ที่เราต้องการนำมาใช้ได้จกตารางแสดง Butterworth Equal Termination Low-Pass Prototype Element Values ($R_s = R_L$) (คือ ตารางแสดงค่าอุปกรณ์ต้นแบบของ LPF แบบ Butterworth ที่มีค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำมาต่อทางด้านเข้าที่พุกของ LPF) ซึ่งแสดงไว้ดังรูป 7.1

จากตารางจะได้

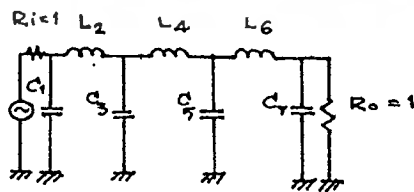
$$C_1 = C_7 = 0.445$$

$$L_2 = L_6 = 1.247$$

$$C_3 = C_5 = 1.802$$

$$L_4 = 2.000$$

ซึ่งสามารถเขียนวงจรของ Low Pass Filter ได้ดังรูป 7.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 7.6 แสดงวงจรต้นแบบของ Low Pass Filter แบบ Butterworth (Order ที่ 7)
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจร Low Pass Filter ที่แสดงในรูปที่ 7.6 สามารถแปลงให้เป็นวงจร Band Pass Filter ได้โดยใช้สูตร

สำหรับ Parallel-resonance Branches

$$C = C_n / 2\pi RB$$

$$L = RB / (2\pi(f_o)^2 L_n)$$

$$C_n = L_n$$

สำหรับ Series-resonance Branches

$$C = B / (2\pi(f_o)^2 C_n R)$$

$$L = RL_n / 2\pi B$$

$$C_n = L_n$$

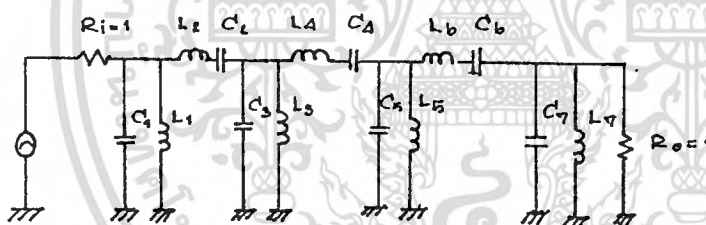
โดยที่ R คือ อิมพีแดนซ์ที่นำมาต่อทางด้านเข้าที่พหุของวงจร BPF

B คือ Bandwidth ของ BPF ที่สัญญาณถูกลดทอนลงไม่เกิน 3 dB

f_o คือ ความถี่กลางของ BPF

L_n คือ ค่า inductor ต้นแบบของวงจร BPF ที่ถูกแปลงมาจากวงจร LPF

C_n คือ ค่า capacitor ต้นแบบของวงจร BPF ที่ถูกแปลงมาจากวงจร LPF



รูปที่ 7.7 แสดงวงจร Band Pass Filter ต้นแบบที่ถูกแปลงมาจากวงจร Low Pass Filter

$$C'_1 = 0.445 / (2\pi * 50 * 15 * 10^6)$$

$$= 94.43 \text{ pF}$$

$$L'_1 = 50 * 15 * 10^6 / (2\pi * (72.111 * 10^6)^2 * 0.445)$$

$$= 51.58 \text{ nH}$$

$$C'_2 = 15 * 10^6 / (2\pi * (72.111 * 10^6)^2 * 1.247 * 50)$$

$$= 7.36 \text{ pF}$$

$$L'_2 = 50 * 1.247 / (2\pi * 15 * 10^6)$$

$$= 661.55 \text{ nH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C'_3 = 1.802 / (2\pi * 50 * 15 * 10^6)$$

$$= 382.39 \text{ pF}$$

$$L'_3 = 50 * 15 * 10^6 / (2\pi * (72.111 * 10^6)^2 * 1.802)$$

$$= 12.74 \text{ nH}$$

$$C'_4 = 15 * 10^6 / (2\pi * (72.111 * 10^6)^2 * 2 * 50)$$

$$= 4.59 \text{ pF}$$

$$L'_4 = 50 * 2 / (2\pi * 15 * 10^6)$$

$$= 1.06 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C'_1 = C'_7$$

$$L'_1 = L'_7$$

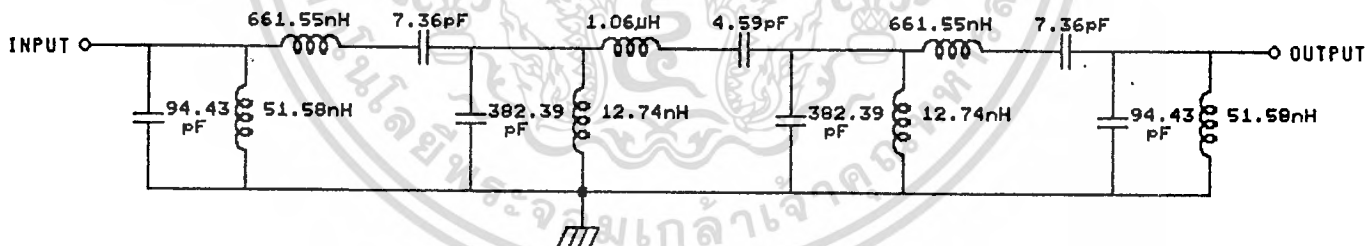
$$C'_2 = C'_6$$

$$L'_2 = L'_6$$

$$C'_3 = C'_5$$

$$L'_3 = L'_5$$

Butterworth BANDPASS FILTER 65-80 MHz



- L 1.06μH = 12.5 turns ϕ =1.0 cm
- L 661.55nH = 9.9 turns ϕ =1.0 cm
- L 51.58nH = 3.9 turns ϕ =0.5 cm
- L 12.74nH = 1.9 turns ϕ =0.5 cm

รูปที่ 7.8 แสดงวงจร BAND PASS FILTER ที่ต้องการ

การพัน L

L แกนอากาศสามารถหาได้จากสูตร

$$N = \sqrt{(29L/0.394r)}$$

โดย N คือ จำนวนรอบ

L คือ ค่า inductance มีหน่วยเป็น μH

r คือ รัศมีของแกนอากาศ มีหน่วยเป็น cm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากพันเสร็จแล้วให้ยึด coil ออกให้ยาว = $2r$

ลวดทองแดงที่ใช้จะมีขนาดเท่าใดก็ได้ เพราะค่า L ไม่ได้ขึ้นอยู่กับขนาดลวด แต่ถ้าลวดมีขนาดใหญ่เท่าใดก็ดียิ่งดีเท่านั้น เพราะค่า Q ของ L จะสูงขึ้น จากค่า L ที่คำนวณได้

$$L'_1 = L'_7 = 51.58 \text{ nH}$$

ในที่นี้เรามีแกน $\phi = 0.50 \text{ cm}$ ดังนั้น $r = 0.25 \text{ cm}$ จำนวนรอบจะหาได้จาก

$$N = \sqrt{((29 * 51.58 * 10^{-9}) / (0.394 * 0.25))}$$

$$= 4 \text{ รอบ}$$

$$L'_2 = L'_8 = 661.55 \text{ nH}$$

ในที่นี้เรามีแกน $\phi = 1.00 \text{ cm}$ ดังนั้น $r = 0.50 \text{ cm}$ จำนวนรอบจะหาได้จาก

$$N = \sqrt{((29 * 661.55 * 10^{-9}) / (0.394 * 0.50))}$$

$$= 10 \text{ รอบ}$$

$$L'_3 = L'_6 = 12.74 \text{ nH}$$

ในที่นี้เรามีแกน $\phi = 0.50 \text{ cm}$ ดังนั้น $r = 0.25 \text{ cm}$ จำนวนรอบจะหาได้จาก

$$N = \sqrt{((29 * 12.74 * 10^{-9}) / (0.394 * 0.25))}$$

$$= 2 \text{ รอบ}$$

$$L'_4 = 1.06 \text{ } \mu\text{H}$$

ในที่นี้เรามีแกน $\phi = 1.00 \text{ cm}$ ดังนั้น $r = 0.50 \text{ cm}$ จำนวนรอบจะหาได้จาก

$$N = \sqrt{((29 * 1.06) / (0.394 * 0.50))}$$

$$= 13 \text{ รอบ}$$

บทที่ 8

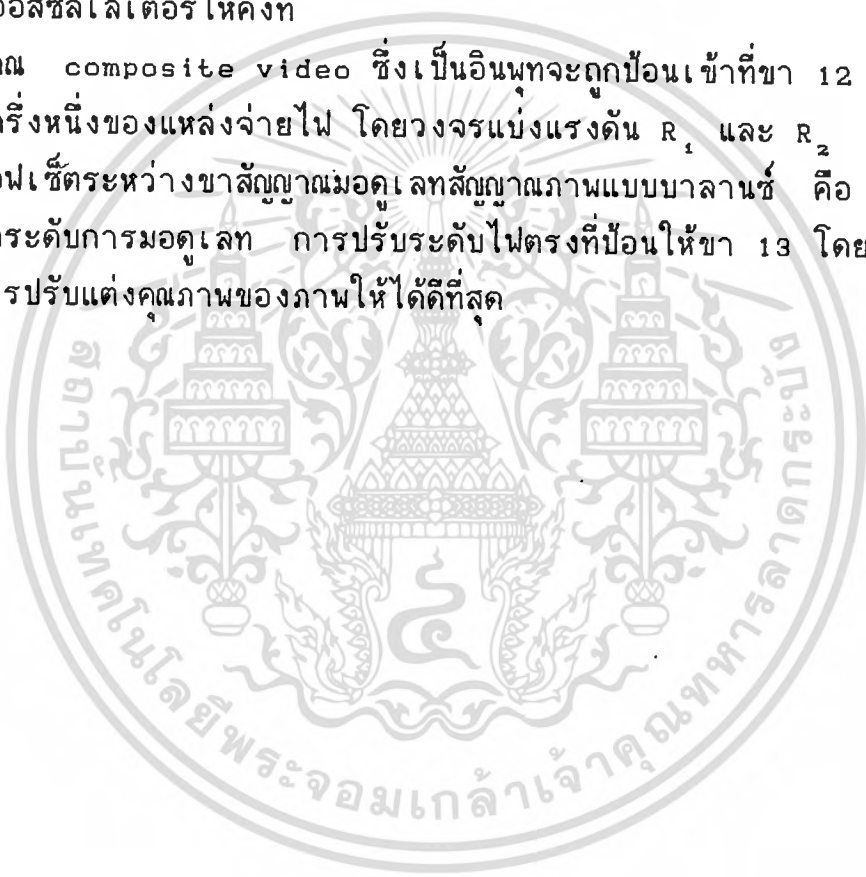
VIDEO AM MODULATOR

วงจรแสดงดังรูปในท้ายรายงาน มี IC LM 1889N เป็นตัวมอดูเลเตอร์ ซึ่งให้คลื่นพาร์ยานความถี่ VHF แบนด์ต่ำ อยู่ในช่อง 3 หรือช่อง 4 วงจรนี้ภาคมอดูเลทครอบคลุมแบนด์วิดท์ได้ 6 MHz มีความแรงของสัญญาณเอาต์พุทของคลื่นพาร์เท่ากับ $3 \text{ mV}_{\text{rms}}$ สำหรับโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม

ความถี่คลื่นพาร์ของสัญญาณภาพกำหนดด้วยวงจร IC แทงค์ ที่ต่อक्रमอยู่ที่ขา 6 และขา 7 ของ IC ซึ่งมีวงจร AFC (Automatic Frequency Control) อยู่ใน ช่วยควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ให้คงที่

สัญญาณ composite video ซึ่งเป็นอินพุทจะถูกป้อนเข้าที่ขา 12 ของ IC ขานี้ได้รับ Bias เท่ากับครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟ โดยวงจรแบ่งแรงดัน R_1 และ R_2 โดยผ่าน R_3

ค่าออฟเซ็ทระหว่างขาสัญญาณมอดูเลทสัญญาณภาพแบบบาลานซ์ คือ ขา 12 และขา 13 ทำหน้าที่กำหนดระดับการมอดูเลท การปรับระดับไฟตรงที่ป้อนให้ขา 13 โดยตัวต้านทานเกือกม้า VR 5K เป็นการปรับแต่งคุณภาพของภาพให้ได้ดีที่สุด



บทที่ 9

MMIC μ PC1651

MMIC = Microwave Monolithic Integrated Circuit

เป็นไอซีที่ใช้งานได้ตั้งแต่ความถี่ 1 MHz จนถึง ย่าน GHz หรืออาจกล่าวได้ว่าเป็น Op Amp ความถี่สูง ซึ่งโดยทั่วไปจะมีกำลังขยายประมาณ 10-24 dB และมีลักษณะพิเศษคือ ความต้านทานขาเข้า และความต้านทานขาออก มีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ซึ่งทำให้ง่ายต่อการออกแบบไปใช้งาน ซึ่งวงจรที่ใช้งานทางด้านความถี่สูงมักจะถูกรออกแบบให้มีความต้านทานขาเข้า และขาออกเป็น 50 โอห์มอยู่แล้ว และยังไม่ต้องการไบอัสภายนอกด้วย เนื่องจากภายในวงจรถูกจัดให้มีอัตรขยายคงที่อยู่แล้ว ส่วนวงจรภายในของ μ PC 1651 จะอยู่ทางด้านหลังของร่ายงานฉบับนี้

การนำไปใช้งาน

แม้ว่า MMIC จะใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่กว้างมาก 1 MHz - 1 GHz แต่ก็ต้องคำนึงถึงค่า Noise Figure ด้วย ซึ่งสาเหตุนี้ทำให้ MMIC ไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในภาครับสัญญาณที่ขนาดเล็กมากได้ และเมื่อความถี่สูงมากอัตรขยายก็จะลดลง ในการใช้งาน μ PC 1651 ก็เพียงแต่นำ C มาใส่ทางด้าน input และ output เพื่อกันไฟ DC จากการไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ภายใน 1651 ที่จะไปรบกวนวงจรที่นำมาต่อร่วมกับ μ PC 1651 เนื่องจากการต่อวงจรที่มีการบ้อนกลับอยู่ภายใน IC 1651 ตามคู่มือการใช้งานได้กำหนดอัตรขยายประมาณ 19 dB ที่ความถี่ 500 MHz และมีค่า Noise Figure 5.5 dB ที่ 500 MHz และที่สำคัญก็คือ ไฟเลี้ยงที่จ่ายให้กับ μ PC 1651 ต้องมีค่าที่แน่นอนคือ 5 V ถ้าใช้เกินค่านี้จะทำให้เสียหายได้

เนื่องจากความง่ายในการใช้งานในการทดลองโครงงานครั้งนี้ได้นำ μ PC 1651 มาเป็น วงจรขยายสัญญาณ RF ในภาคแรกซึ่งรับสัญญาณขาเข้ามาจากเสาอากาศ ซึ่งกำหนดให้เป็น วงจรขยายสัญญาณแบบย่านกว้าง (Wide Band) ที่สำคัญคือ เนื่องจากเราต้องการการรบกวนให้น้อยที่สุดในภาคขยายสัญญาณภาคแรกนี้ เราจึงมีการชิลด์ตัว 1651 โดยเฉพาะ และทำการกรองความถี่ที่ไฟเลี้ยงด้วย C feed through และ ferrite bead แยกต่างหาก หลังจากสัญญาณ RF ได้ถูกขยายแล้วจะถูกนำมาผ่านวงจรกรองแบบผ่านความถี่ BPF ซึ่งมีความถี่กลางประมาณ 72 MHz

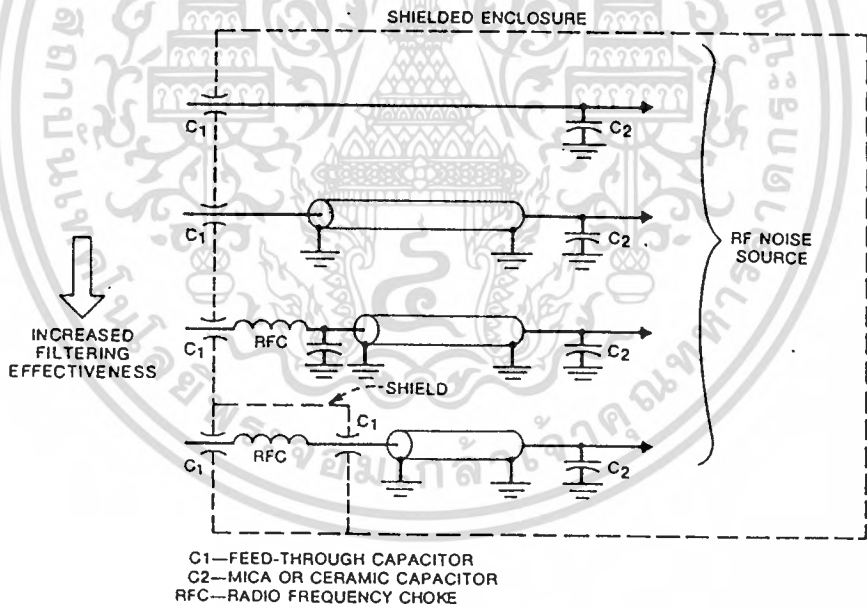
เพื่อกำจัดสัญญาณอื่นที่ไม่ต้องการออกไป เพื่อเป็นการเพิ่มอัตรส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) จากนั้นจึงจะนำไปขยายสัญญาณ RF ที่ถูกจำกัดแถบความถี่แล้ว ในภาคต่อไป เพื่อให้ได้ขนาดสัญญาณพอที่จะนำไปตีמודูเลตได้

บทที่ 10

Feed Through Capacitor

High Frequency Filtering

การปิดล้อมรอบด้วยโลหะมักจะถูกใช้ป้องกันสัญญาณรบกวน หรือการแผ่สัญญาณรบกวน จากวงจรความถี่สูง เพื่อที่จะทำให้การซัดในลักษณะนี้ได้ผลตัวนำ หรือสายสัญญาณต่าง ๆ ที่จะเข้า หรือออกจากแผ่นกรอบที่ล้อมรอบด้วยโลหะนี้ ควรจะต้องมีการป้องกันการนำสัญญาณรบกวน จากนอกระบบที่ซัดด้วย ในย่านความถี่เสียง การทำ decoupling ที่ไฟเลี้ยงก็เป็นที่น่าพอใจ แล้ว ในย่านความถี่สูงจะต้องให้ความสนใจเป็นพิเศษเพื่อที่จะรับประกันว่าการ filter ของเรา ได้ผล โดยการใช้ Feed through capacitor เป็นทางผ่านของสายสัญญาณ และมี C เซรามิก หรือ ไมก้า โดยควรจะใช้สายตัวนำที่ต่อกับตัวนำ และกราวด์ให้สั้น ๆ ซึ่งมีวิธีอื่นอีก 3 วิธี ในการ filter ที่ Power Supply ซึ่งสามารถแสดงการเป็น filter โดย C-L-C π -filter ซึ่งมี C 2 ตัว และ L 1 ตัว และเพื่อให้มีผลดีที่สุดควรจะทำกราวด์ตัว L ด้วยเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน ทั้งนี้หาตัวนำที่ C และสายไปยังกราวด์ต้องสั้นมากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้

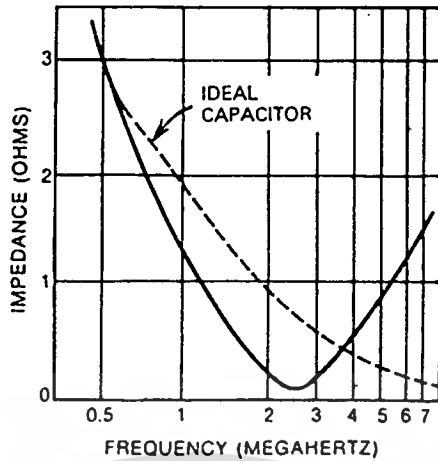


รูปที่ 10.1 แสดง HIGH FREQUENCY LEAD-FILTERING

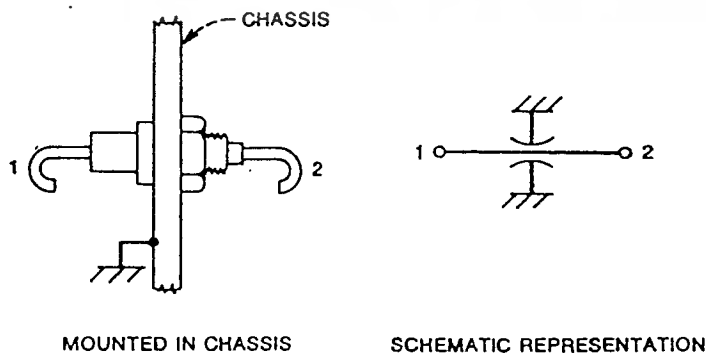
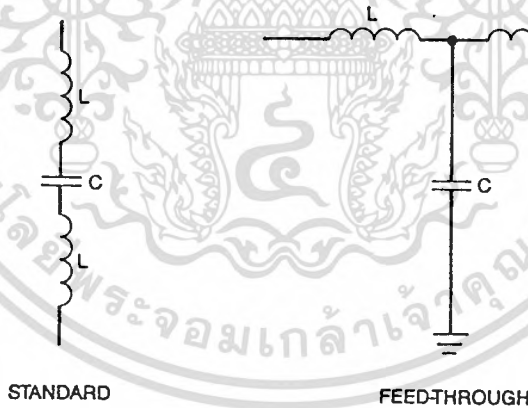
เนื่องจากคุณสมบัติของ C โดยทั่วไป มักจะเกิด Self Resonance ดังกราฟในรูป

10.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



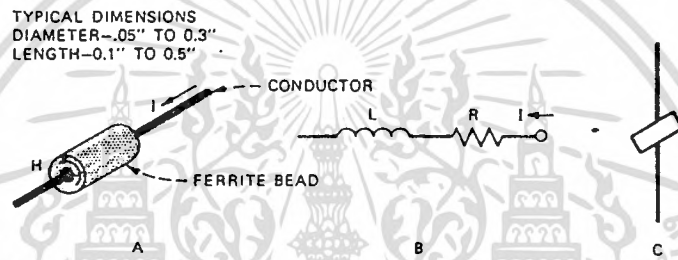
รูปที่ 10.2 กราฟแสดงอิมพีแดนซ์ของคาปาซิเตอร์ 0.1µF ที่ความถี่ต่าง ๆ
 ดังนั้น C ธรรมดาทั่วไปที่มีค่า L อยู่มากจะเกิด Self Resonance โดยที่ความถี่สูงกว่า f_0 ค่า impedance เพิ่มขึ้นเมื่อความถี่เพิ่ม คือกลายเป็น inductive reactance f_0 หรือ Self resonance frequency สามารถเพิ่มได้โดยใช้ C ประเภท Feed Through โดยในการใช้งานจะต้องติดตั้งบนตัวถังที่เป็นโลหะ Feed Through มีค่า L ต่ำมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 10.3 แสดง Feed Through Capacitor
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ferrite Beads

เนื่องจากที่ความถี่สูง ๆ สาร ferrite จะมี low eddy current losses ซึ่งต่างกับสาร ferromagnetic ความสูญเสียเนื่องจาก eddy current มีค่าสูง แปรผันตามค่ากำลังสองของ f การใช้ Ferrite Beads เป็นหนทางที่ประหยัด ในการเพิ่ม loss ที่ความถี่สูง โดยไม่ทำให้เกิด Power Loss ที่ไฟ DC หรือความถี่ต่ำ ดังนั้นเราจึงนำมาใช้งานเป็น L ที่ไม่ยอมให้ความถี่สูงผ่าน ซึ่งมีขนาดเล็ก และสามารถติดในวงจรอย่างง่าย ๆ โดยร้อยตัวนำผ่านแท่ง ferrite นี้ โดยในการใช้งานให้ได้ผลจะลดทอน (Attenuation) สัญญาณที่ไม่ต้องการที่มากกว่า 1 MHz ซึ่งทำให้ใช้งานเป็น High Frequency Decoupling , การ Supressive สัญญาณที่ติดมาแบบกาฝาก



รูปที่ 10.4 แสดง FERRITE BEAD

จากวงจรสมมูลนี้ค่าของ L และ R จะขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งาน ค่า R ที่เกิดขึ้นนั้นเนื่องมาจาก Hyteresis Loss ในความถี่สูงของวัสดุเฟอร์ไรต์

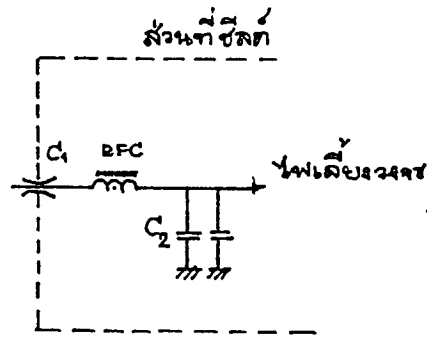
$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}$$

Ferrite Bead จะใช้อย่างได้ผล โดยเฉพาะเมื่อใช้ Damp Out สัญญาณความถี่สูงที่ Oscillate ซึ่งถูกผลิตมาจาก Switching Transient หรือ การเกิด Resonance แบบกาฝาก ภายในวงจร และยังมีประโยชน์ในการป้องกันสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่มาจากทั้งภายนอกและภายในวงจร การลดทอนสัญญาณโดย Bead จะขึ้นอยู่กับ Load และ Source Impedance ของวงจรที่ต่ออยู่กับ Bead โดยในการใช้งานจะต้องคำนึงถึงการอ้อมตัวของสาร ferrite ด้วย

ดังนั้นจากคุณสมบัติของ Ferrite Bead ในการเป็น RF-Choke ได้โดยการมอง bead นี้เหมือนกับแกนทอไรด์แบบหนึ่ง แล้วนำตัวนำร้อยผ่านเฉย ๆ หรือ ประมาณ 1-2 รอบ ก็จะทำให้ได้ RF-Choke เหมือนกัน ซึ่งสามารถลดทอนความถี่ตั้งแต่ประมาณ 1 MHz ขึ้นไป และเมื่อนำไปใช้ประกอบกับ Feed Through Capacitor ในการทำวงจรกรองที่ไฟเลี้ยง ก็สามารถนำไปประกอบใช้งานได้เหมาะสม โดยในการทดลองโครงงานครั้งนี้ในทุก ๆ วงจรที่มีไฟเลี้ยงจะถูกทำการกรองด้วย C-feed through และ Ferrite Bead ทุกวงจรในลักษณะ Low Pass Filter แบบ C-L-C π -Filter ดังรูป 10.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10.5 แสดงการใช้งาน FERRITE BEAD และ FEED THROUGH

C_1 = Feed-Through Capacitor 0.001 μF

C_2 = เซรามิค หรือ ไมก้า 0.01+0.1 μF

RFC = Ferrite Bead

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 11

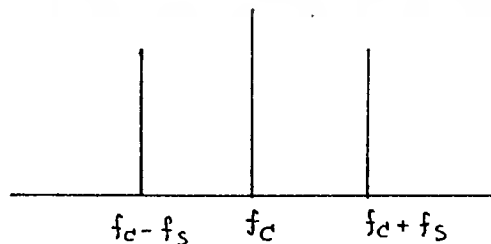
ปัญหาและข้อเสนอแนะ

เนื่องจากความถี่ที่ใช้อยู่ในย่าน VHF ดังนั้นในการทดลองวงจรจึงไม่สามารถที่จะกระทำการบน Proto-Board ได้ เนื่องจากจุดต่อแต่ละจุดของ Proto-Board จะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงอยู่ และค่าความจุไฟฟ้าแฝงเหล่านี้ไม่สามารถละเลยได้ที่ความถี่ย่าน VHF การทดลองทุกอย่างจะต้องกระทำการบนแผ่นวงจรพิมพ์เท่านั้น และยังต้องทำการ shield วงจรทั้งสี่ด้านด้วยแผ่นทองแดง ซึ่งในโครงการนี้ใช้แผ่นวงจรพิมพ์เป็นแผ่น shield เพื่อความแข็งแรง นอกจากนี้ขั้วต่อระหว่างวงจรแต่ละวงจรจะต้องใช้ Jack BNC ทั้งหมด และสายนำสัญญาณเป็นสาย Coaxial ที่มี impedance 50 โอห์ม เหตุที่ต้องทำเช่นนี้ก็เพื่อเป็นการป้องกันสัญญาณรบกวนไม่ให้เข้ามาในระบบ และเป็นการป้องกันไม่ให้สัญญาณจากวงจรหนึ่ง Coupling ไปรบกวนอีกวงจรหนึ่งด้วย

ปัญหาที่สำคัญประการหนึ่งก็คือ วงจร Demodulator แบบ AM ในเครื่องรับ TV สามารถ Detect สัญญาณ FM ได้ และช่วงความถี่ของสัญญาณ FM ที่ส่งออกอากาศมีค่าใกล้เคียงกับความถี่ของ AM MODULATOR จึงทำให้ RF signal ทั้ง 2 สัญญาณนี้เกิดการรบกวนกัน ซึ่งได้ทำการแก้ไขโดยการตัดวงจร Video Amp ทางภาคส่งออกไป ซึ่งจะมีผลทำให้ Bandwidth ของสัญญาณ FM ลดลงจนไม่กว้างมาถึงของ AM MODULATOR

และจากการปรับความถี่ของเครื่องรับโทรทัศน์ให้ตรงกับสัญญาณ FM แล้ว ปรากฏว่าเครื่องรับโทรทัศน์สามารถ Detect สัญญาณ FM ได้ และภาพที่ได้มีความคมชัดมาก ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากว่า Tuner ของเครื่องรับโทรทัศน์ถูกออกแบบมาอย่างดีมีความไวสูง และยังใช้วิธี Superheterodyne แปลงความถี่มาเป็นความถี่ IF แล้วขยายโดยวงจรขยาย IF ทำให้สัญญาณที่ได้มี S/N Ratio สูง

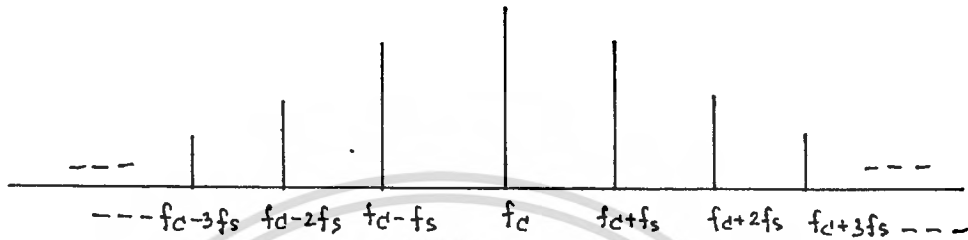
เหตุที่ AM DEMODULATOR สามารถ Detect สัญญาณ FM ได้เพราะสัญญาณ AM ประกอบด้วย 3 Component ดังรูป 11.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 11.1 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบ AM
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสัญญาณ FM ที่มี Bandwidth ไม่กว้างมากจะประกอบด้วย Component ดังรูป

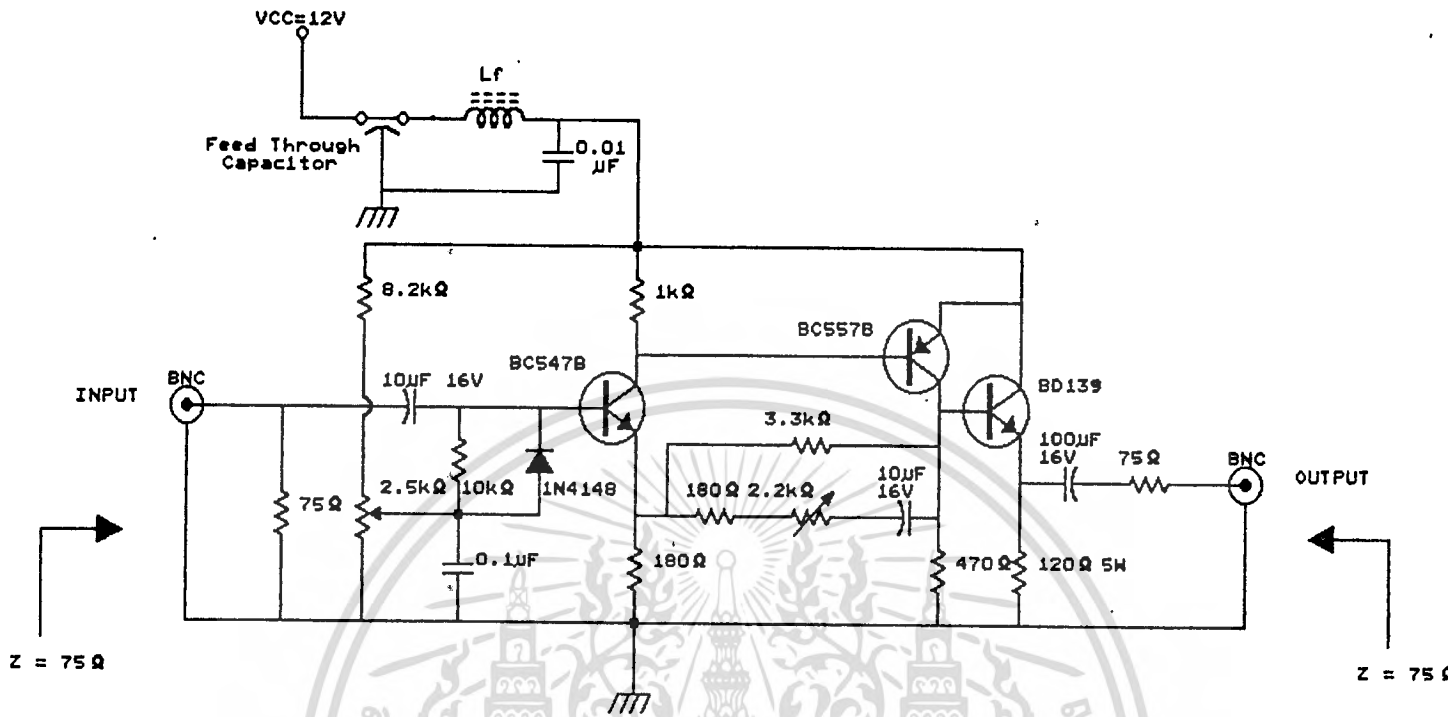
11.2



รูปที่ 11.2 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบ FM

จะเห็นว่าสัญญาณ FM ก็มี 3 Component แรกที่เหมือน AM และสัญญาณ FM ที่มี Bandwidth ไม่กว้างมากนัก ข้อมูลข่าวสารส่วนใหญ่ยังคงอยู่ใน 3 Component แรก ทำให้ AM DEMODULATOR สามารถ Detect สัญญาณได้

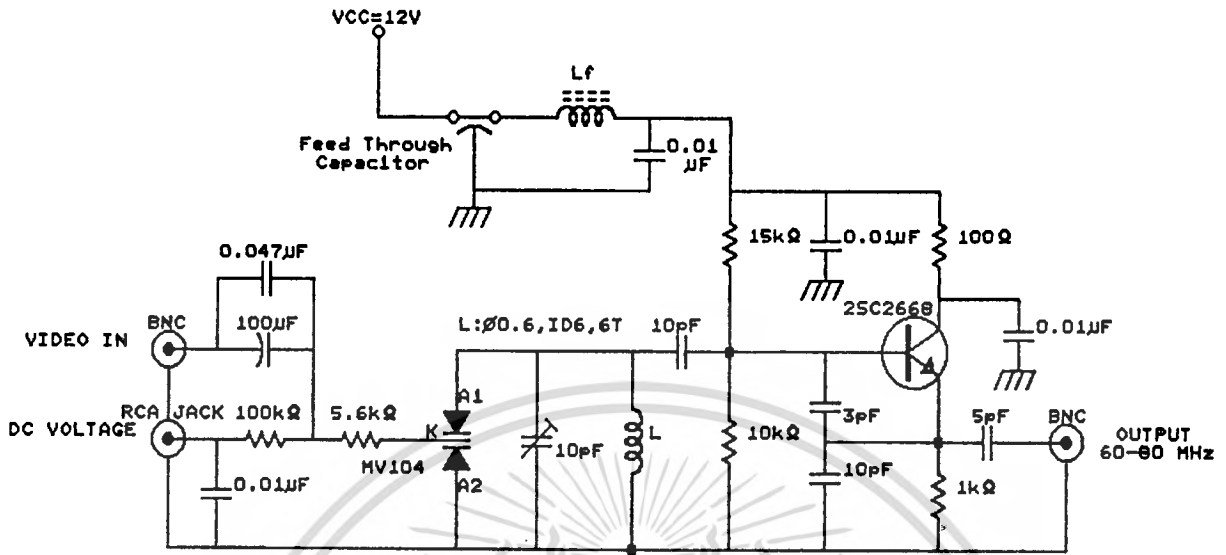
จากการทดลองส่ง-รับสัญญาณ โดยเครื่องส่งห่างจากเครื่องรับประมาณ 5 เมตร เครื่องส่งใช้เสาอากาศชนิด Dipole ($\lambda/2$) และเครื่องรับใช้เสาอากาศแบบซิก ($\lambda/4$) ผลที่ได้ปรากฏว่าภาพที่ได้ไม่คมชัดเท่าที่ควร และมี snow นิดหน่อย และภาพลំม่ง่าย เหตุที่เป็นเช่นนั้น เพราะ วงจรขยาย RF ที่ภาครับได้รับการออกแบบมาอย่างง่าย ๆ ทำให้ S/N Ratio ไม่มากเท่าที่ควร และวงจร Band Pass Filter ได้รับการออกแบบมาอย่างง่าย ๆ ดังนั้นคุณสมบัติของ Band Pass Filter ในทางปฏิบัติอาจไม่ตรงกับที่ออกแบบไว้ทีเดียวนัก นอกจากนี้เสาอากาศที่ใช้ทั้งภาคส่ง และภาครับก็ได้รับการออกแบบอย่างง่าย ๆ ดังนั้นค่า VSWR อาจไม่ดีเท่าที่ความ และ impedance ของเสาอากาศก็อาจไม่ Match กับวงจรเท่าที่ควร



VIDEO AMP

Video Amplifier	
Size	Document Number
A	FMTV1.CIR
Date:	March 16, 1992 Sheet 1 of 1

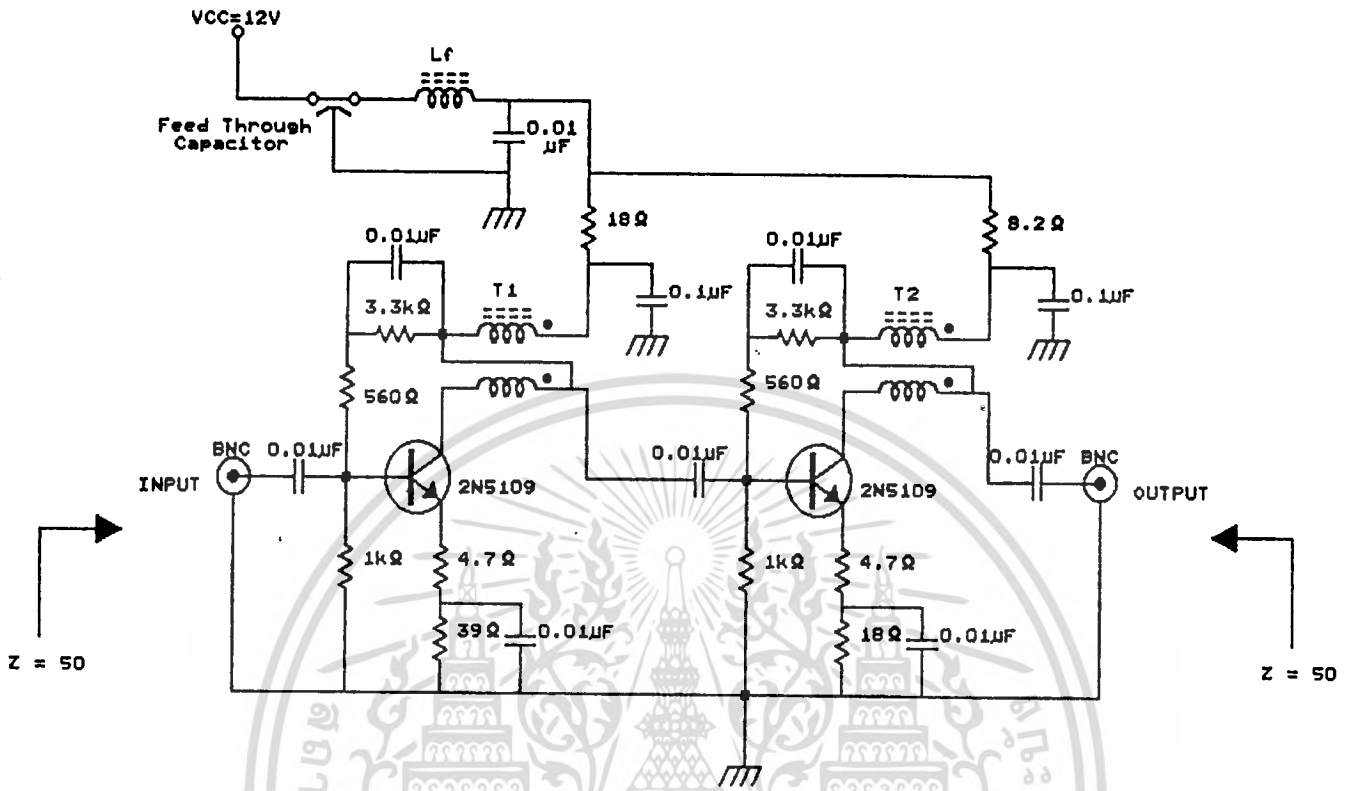
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



VCO

Voltage Control Oscillator	
Size	Document Number
A	FMTV2.CIR
Date:	March 16, 1992 Sheet 1 of 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

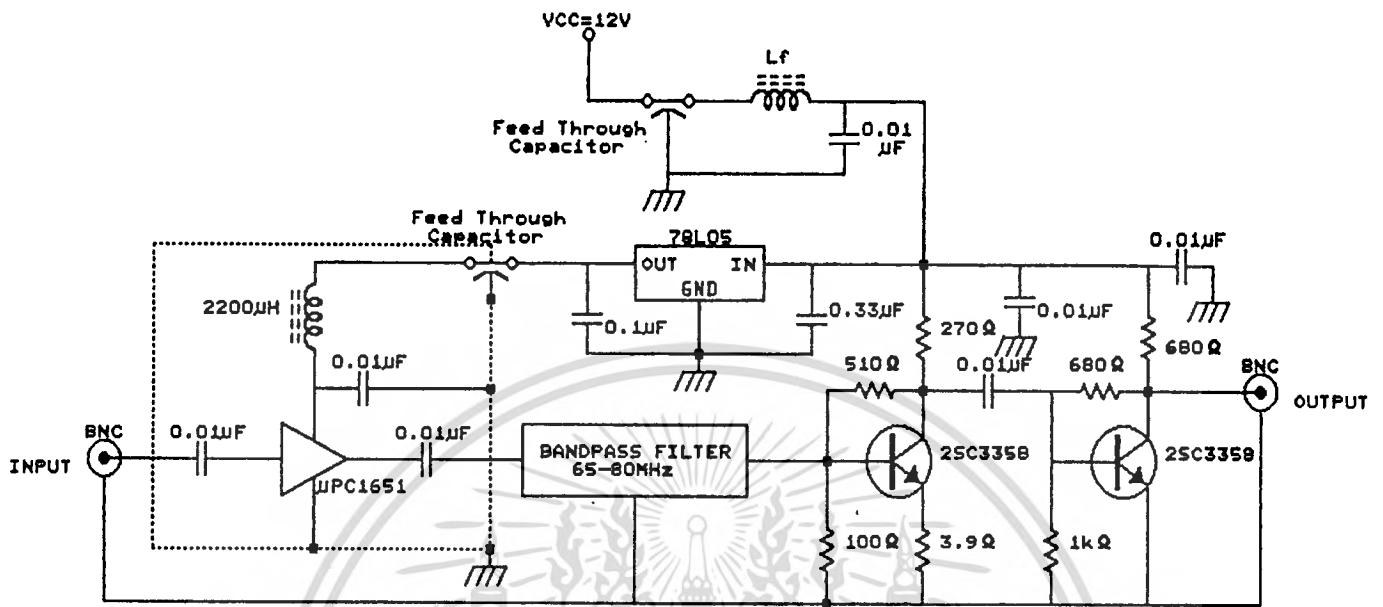


T1, T2 = 5 bifilar turns no.26 enamel on FT 37-61

RF AMP

Radio Frequency Amplifier	
Size	Document Number
A	FMTV3.CIR
Date:	March 16, 1992 Sheet 1 of 1

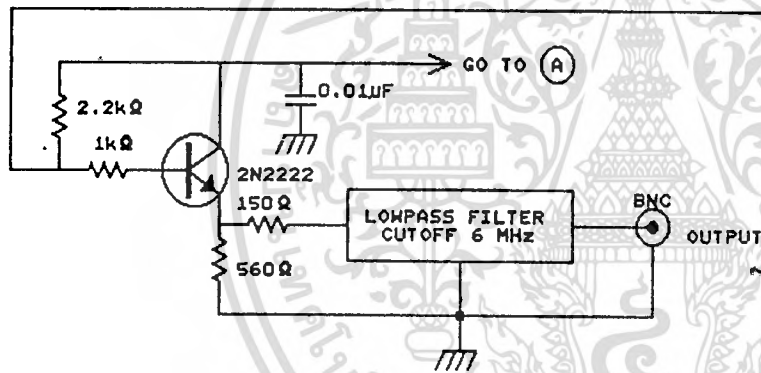
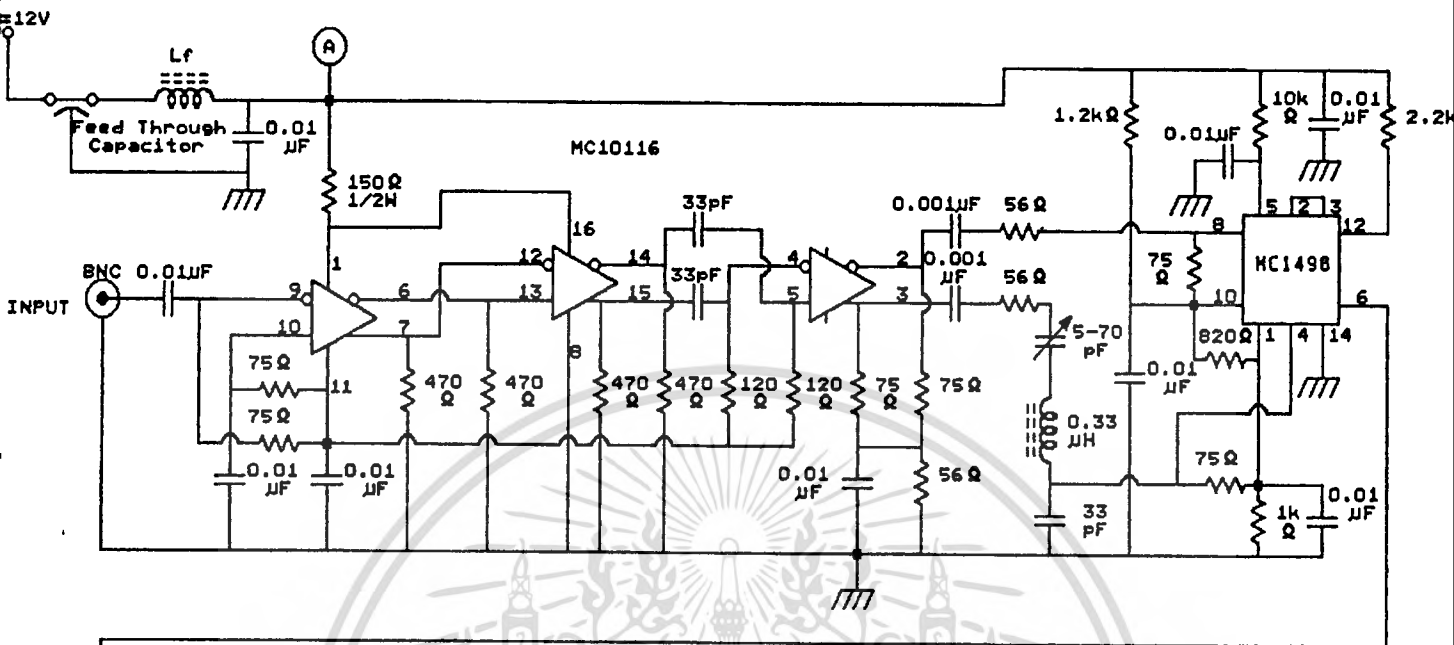
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TUNER

TUNER	
Size	Document Number
A	FMTV4.CIR
Date:	March 16, 1992 Sheet 1 of 1

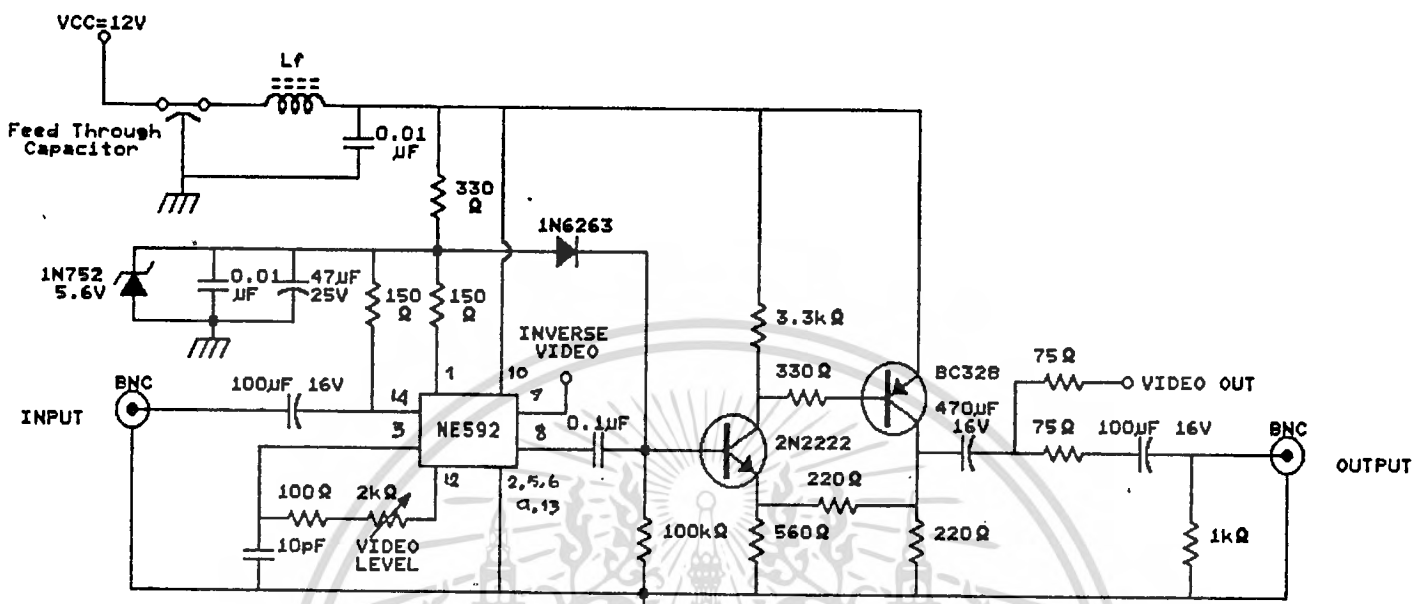
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LIMITER & DEMODULATOR

Limiter and Demodulator	
Size	Document Number
A	FMTV5.CIR
Date:	March 16, 1992 Sheet 1 of 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

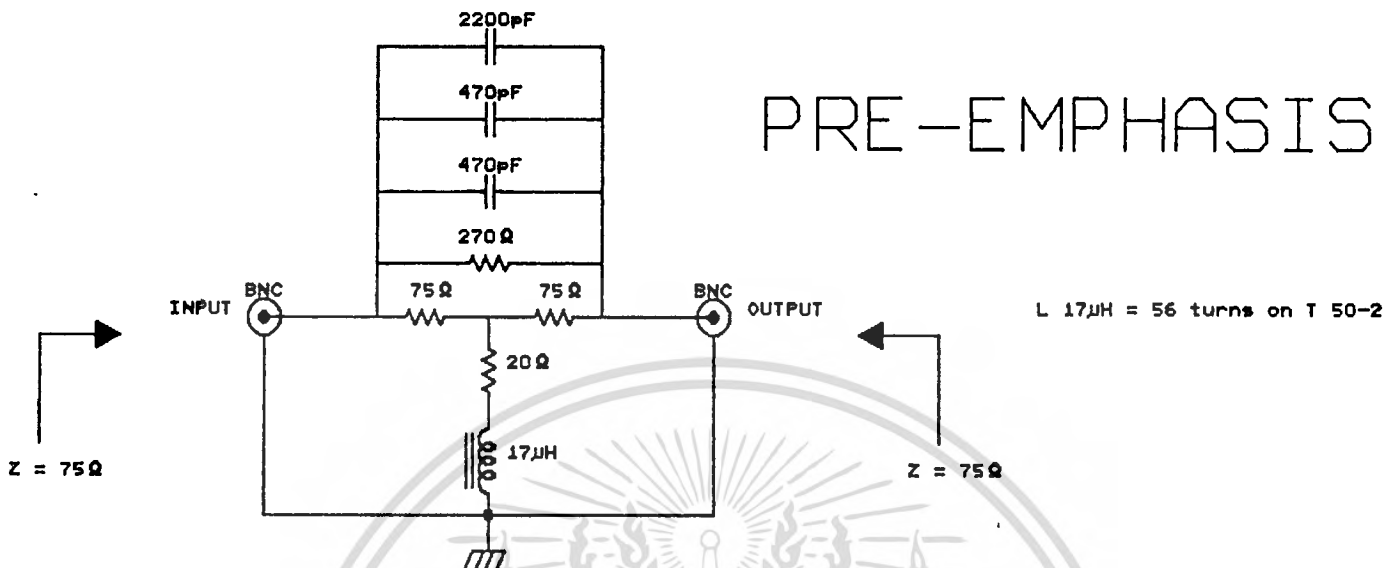


VIDEO AMP

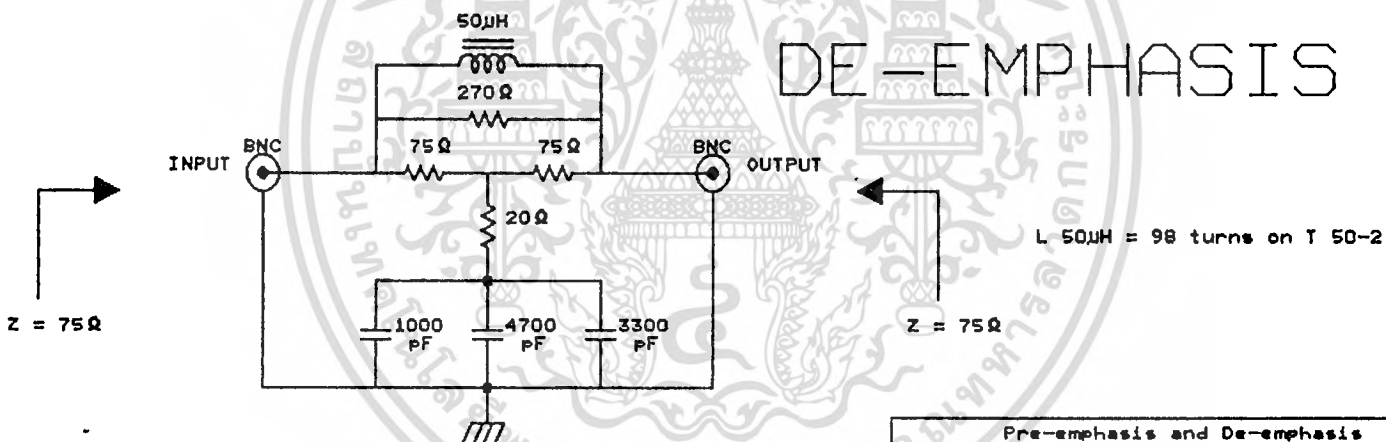
Video Amplifier	
Size	Document Number
A	FMTV6.CIR
Date:	March 16, 1992 Sheet 1 of 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PRE-EMPHASIS



DE-EMPHASIS



Pre-emphasis and De-emphasis

Size	Document Number
A	EMPHASIS.CIR
Date:	March 16, 1992 Sheet 1 of 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ...

1. อาจารย์ โทศล ขวเขย่น ผู้ให้แนวคิด และคำปรึกษาแนะนำ และช่วยเหลือในเรื่องอุปกรณ์ในการทดลอง
2. ร้านเอาเตอร์อน ที่เอื้อเฟื้อข้อมูลของอุปกรณ์ และเป็นแหล่งขายอุปกรณ์ที่หายาก
3. ร้านพีริญญาโท ที่เอื้อเฟื้อข้อมูลของอุปกรณ์ , Pattern Generator และให้คำปรึกษาแนะนำ
4. ภาควิชาเครื่องกล ที่ให้ใช้ส้วมเจาะปรินท์
5. ชุมชนอิเล็กทรอนิกส์ ที่ให้ใช้ส้วมเจาะปรินท์ และเอื้อเฟื้อแผ่นปรินท์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE , "THE ARRL HANDBOOK 1990"
2. CHRIS BOWICK , "RF CIRCUIT DESIGN" , HOWARD W. SAM & COMPANY , 1982
3. ULRICH L. RORDE , T.T.N. BUCHER , "COMMUNICATIONS RECEIVER PRINCIPLE AND DESIGN" , MC. GRAW HILL , 1988
4. HENRY W.OTT , "NOISE REDUCTION TECHNIQUES IN ELECTRONIC SYSTEMS" , JOHN WILEY & SONS , 1989



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

NE592
SE592

VIDEO AMPLIFIER

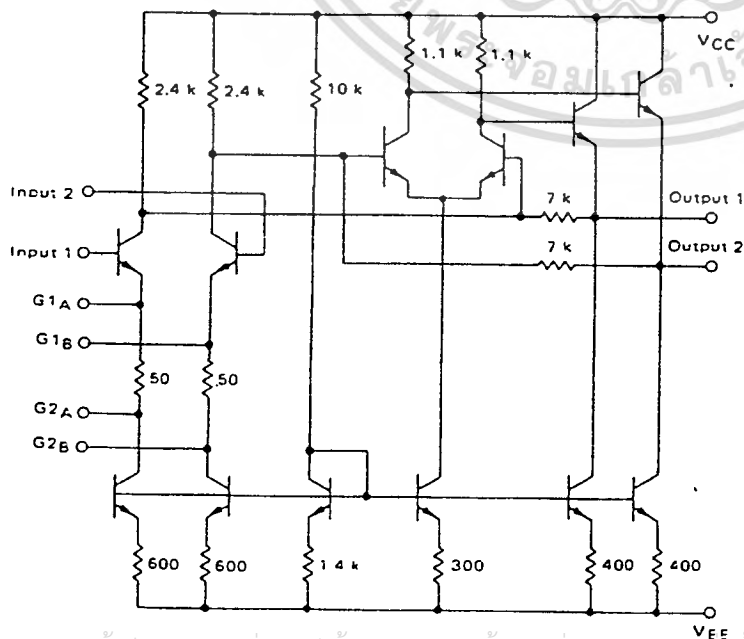
SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT

DIFFERENTIAL TWO STAGE VIDEO AMPLIFIER

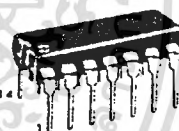
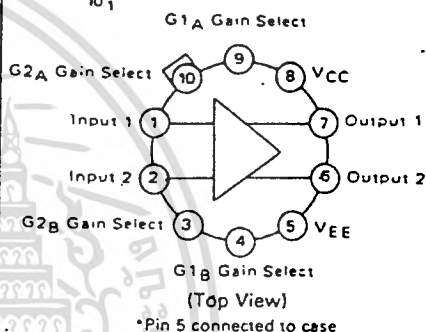
The SE/NE592 is a monolithic, two stage, differential output, wideband video amplifier. It offers fixed gains of 100 and 400 without external components and adjustable gains from 400 to 0 with one external resistor. The input stage has been designed so that with the addition of a few external reactive elements between the gain select terminals, the circuit can function as a high pass, low pass, or band pass filter. This feature makes the circuit ideal for use as a video or pulse amplifier in communications, magnetic memories, display and video recorder systems. The 592 is a pin-for-pin replacement for the MC1733.

- 90 MHz Bandwidth
- Adjustable Gains From 0 to 400
- Adjustable Pass Band
- No Frequency Compensation Required

CIRCUIT SCHEMATIC



H SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 603

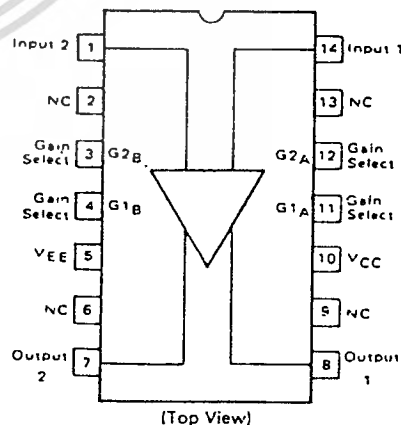


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CSE 751A
(SO-14)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
NE592D		SO-14
NE592N	0 to 70°C	Plastic DIP
NE592H		Metal Can
SE592H	- 55 to + 125°C	Metal Can

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ผู้ใช้ต้องรับผิดชอบต่อการใช้งาน และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาขอรับใช้

NE592, SE592

MAXIMUM RATINGS (T_A = -25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC} V _{EE}	+8.0 -8.0	Volts
Differential Input Voltages	V _{ID}	±5.0	Volts
Common-Mode Input Voltage	V _{IC}	±6.0	Volts
Output Current	I _O	10	mA
Operating Ambient Temperature Range SE592 NE592	T _A	-55 to +125 0 to +70	°C
Operating Junction Temperature Range Metal and Ceramic Packages Plastic Package	T _J	175 150	°C
Storage Temperature Range Metal and Ceramic Packages Plastic Package	T _{stg}	-65 to +150 -55 to +125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS T_A = 25°C unless otherwise noted. (V_{CC} = +6.0 V, V_{EE} = -6.0 V, V_{CM} = 0)

Characteristic	Symbol	SE592			NE592			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Differential Voltage Gain – Figure 3 (R _L = 2 kΩ, e _{out} = 3 Vp-p) (Gain 1, Note 1) (Gain 2, Note 2)	A _{vd}	300 90	400 100	500 110	250 80	400 100	600 120	V/V
Bandwidth – Figure 3 (Gain 1, Note 1) (Gain 1, Note 2)	BW	–	40 90	–	–	40 90	–	MHz
Rise Time – Figure 3 (Gain 1, e _{out} = 1 Vp-p, Note 1) (Gain 2, e _{out} = 1 Vp-p, Note 2)	t _{TLH} t _{THL}	–	10.5 4.5	–	–	10.5 4.5	–	ns
Propagation Delay – Figure 3 (Gain 1, e _{out} = 1 Vp-p, Note 1) (Gain 2, e _{out} = 1 Vp-p, Note 2)	t _{PLH} t _{PHL}	–	7.5 6.0	–	–	7.5 6.0	–	ns
Input Resistance (Gain 1, Note 1) (Gain 2, Note 2)	R _{in}	–	4.0 20	–	–	4.0 30	–	kΩ
Input Capacitance (Gain 2, Note 2)	C _{in}	–	2.0	–	–	2.0	–	pF
Input Offset Current (Gain 3, Note 3) – Fig. 2	I _{IO}	–	0.4	3.0	–	0.4	5.0	μA
Input Bias Current (Gain 3, Note 3) – Fig. 2	I _{IB}	–	9.0	20	–	9.0	30	μA
Input Noise Voltage (Gain 1 and Gain 2) (BW = 1 kHz to 10 MHz) – Figure 1	V _n	–	12	–	–	12	–	μV(rms)
Input Voltage Range (Gain 2, Note 2) – Fig. 3	V _{in}	±1.0	–	–	±1.0	–	–	V
Common-Mode Rejection Ratio – Figure 3 (Gain 2, V _{CM} = ±1 V, f ≤ 100 kHz) (Gain 2, V _{CM} = ±1 V, f = 5 MHz)	CMRR	60 –	86 .60	–	60 –	86 60	–	dB
Supply Voltage Rejection Ratio – Figure 2 (Gain 2, ΔV _S = ±0.5 V)	PSRR	50	70	–	50	70	–	dB
Output Offset Voltage – Figure 2 (Gain 3, R _L = ∞, Note 3)	V _{OO}	–	0.35	0.75	–	0.35	0.75	V
Output Common-Mode Voltage – Figure 2 (R _L = ∞, Gain 3, Note 3)	V _{CMO}	2.4	2.9	3.4	2.4	2.9	3.4	V
Output Voltage Swing – Figure 3 (R _L = 2k, Gain 2, Note 2)	V _O	3.0	4.0	–	3.0	4.0	–	Vp-p
Output Resistance	r _o	–	20	–	–	20	–	Ω
Power Supply Current – Figure 2 (R _L = ∞, Gain 2, Note 2)	I _D	–	18 24	–	–	18 24	–	mA

Note 1. Gain select pins G1A and G1B connected together.

Note 2. Gain select pins G2A and G2B connected together.

Note 3. All gain select pins open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและข้อกำหนดของเอกสารชุดนี้ไว้โดยไม่另行通知

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

NE592, SE592

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = T_{high}$ to T_{low} unless otherwise noted.* ($V_{CC} = -6.0$ Vdc, $V_{EE} = -6.0$ Vdc, $V_{CM} = 0$)

Characteristic	Symbol	SE592			NE592			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Differential Voltage Gain – Figure 3 ($R_L = 2$ k Ω , $e_{out} = 3$ Vp-p) (Gain 1, Note 1) (Gain 2, Note 2)	A_{vd}	200 80	– –	600 120	250 80	– –	600 120	V/V
Input Resistance (Gain 2)	R_{in}	8.0	–	–	8.0	–	–	k Ω
Input Offset Current (Gain 3) – Figure 2	$ I_{IO} $	–	–	5.0	–	–	6.0	μ A
Input Bias Current (Gain 3) – Figure 2	I_B	–	–	40	–	–	40	μ A
Input Voltage Range (Gain 2) – Figure 3	V_{in}	± 1.0	–	–	± 1.0	–	–	V
Common-Mode Rejection Ratio – Figure 3 (Gain 2, $V_{CM} = \pm 1$ V, $f < 100$ kHz)	CMRR	50	–	–	50	–	–	dB
Supply Voltage Rejection Ratio – Figure 2 (Gain 2, $\Delta V_S = \pm 0.5$ V)	PSRR	50	–	–	50	–	–	dB
Output Offset Voltage (Gain 3) – Figure 2	V_{OO}	–	–	1.2	–	–	1.5	V
Output Voltage Swing (Gain 2) – Figure 3	V_O	2.5	–	–	2.5	–	–	Vp-p
Power Supply Current (Gain 2) – Figure 2	I_D	–	–	27	–	–	27	mA

* $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ for NE592, -55°C for SE592
 $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for NE592, $+125^\circ\text{C}$ for SE592

GENERAL TEST CIRCUITS FIGURE 1

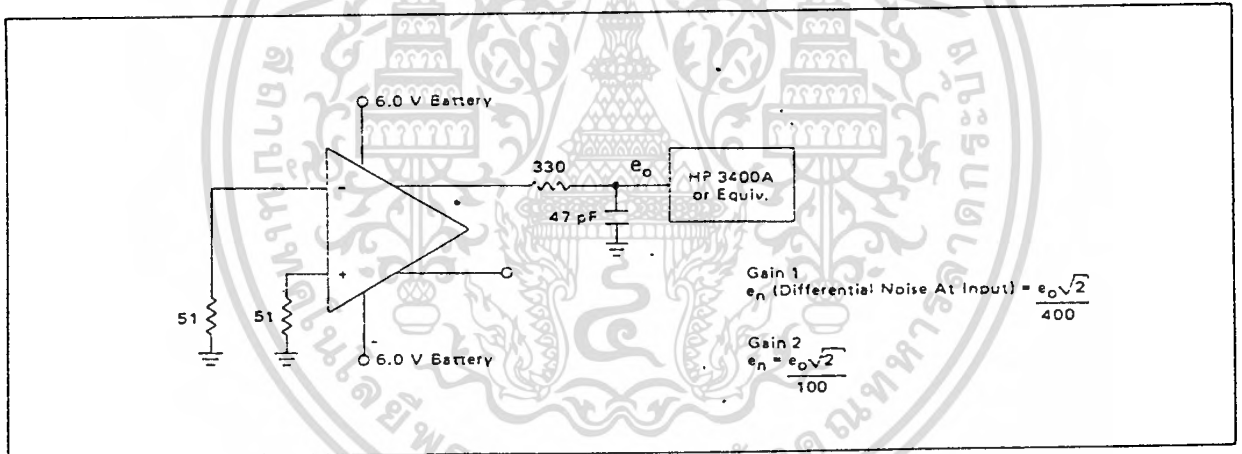


FIGURE 2

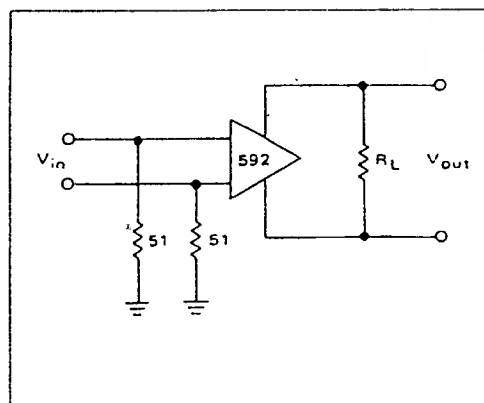
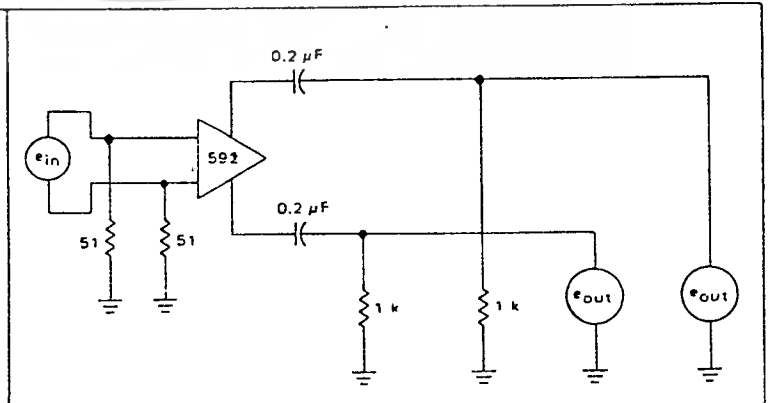


FIGURE 3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงแหล่งเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 - GAIN 1 versus FREQUENCY

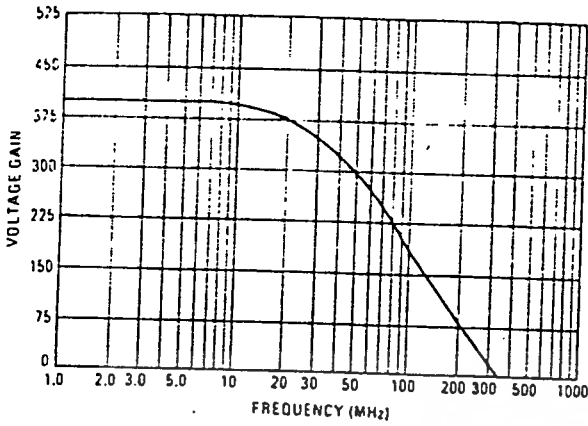


FIGURE 5 - GAIN 2 versus FREQUENCY

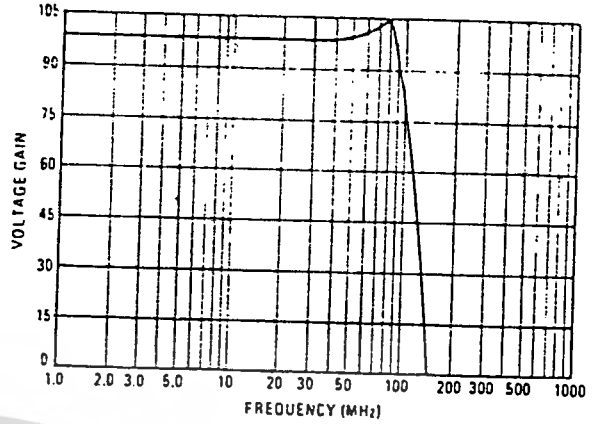


FIGURE 6 - OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY

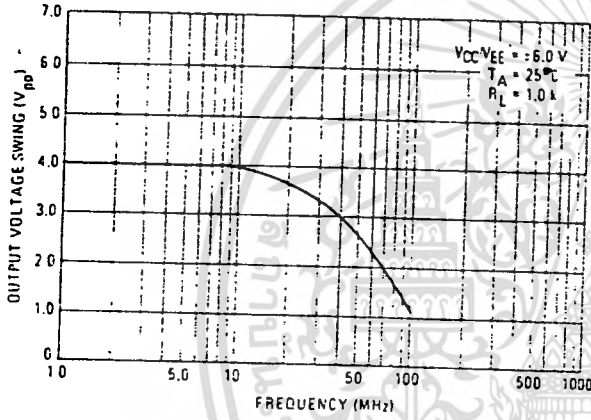


FIGURE 7 - OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE

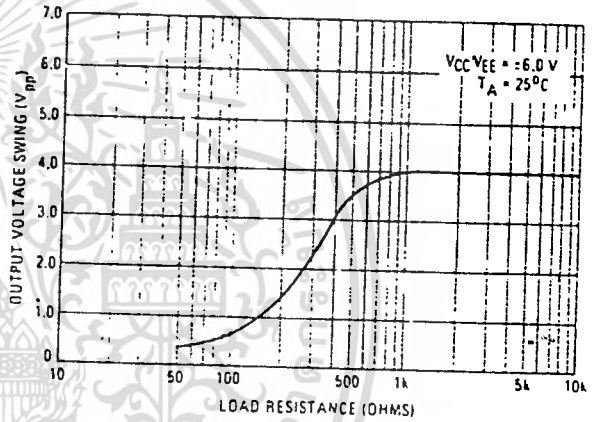
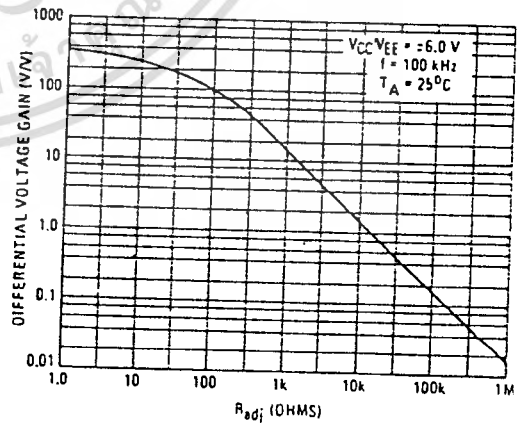
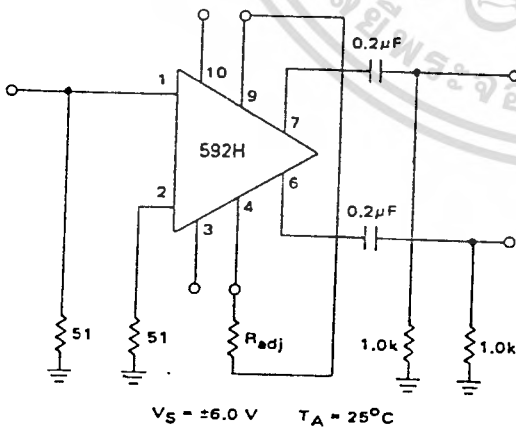


FIGURE 8 - VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF R_{adj} RESISTANCE



NE592, SE592

FIGURE 9 - DISK/TAPE PHASE MODULATED READBACK SYSTEMS

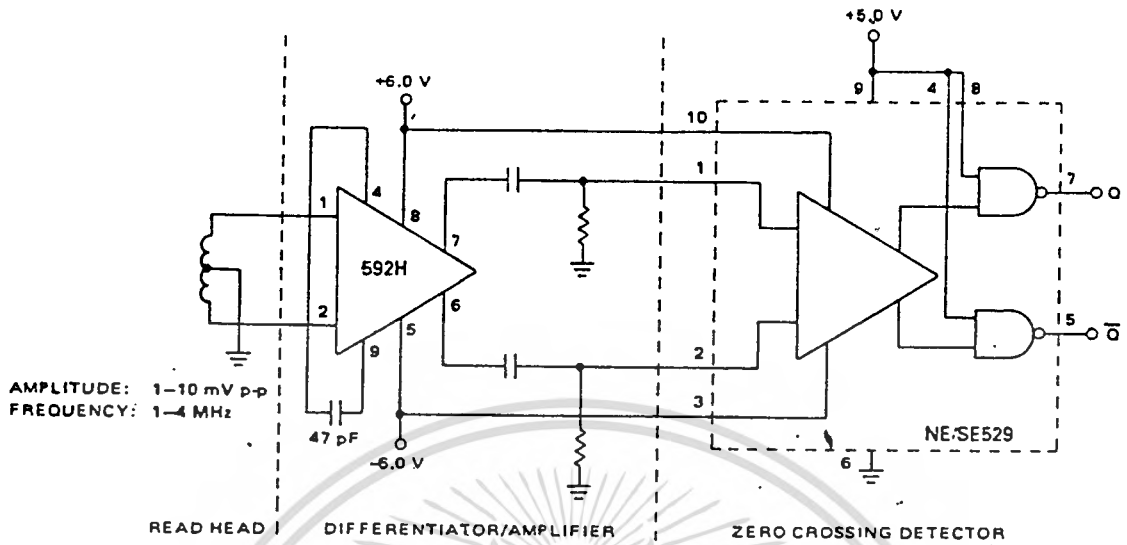
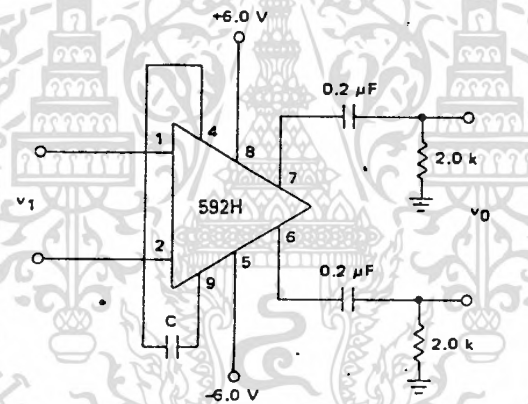


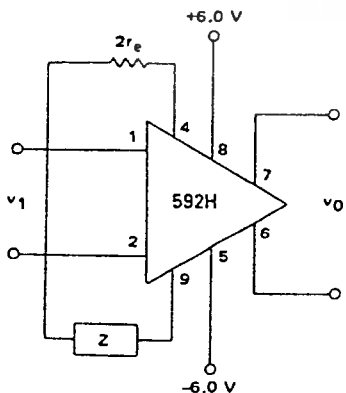
FIGURE 10 - DIFFERENTIATION WITH HIGH COMMON MODE NOISE REJECTION



FOR FREQUENCY $f_1 \ll 1/2\pi(32)C$

$$V_0 \approx 1.4 \times 10^4 C \frac{dV_1}{dt}$$

FIGURE 11 - FILTER NETWORKS



$$\frac{V_0(s)}{V_1(s)} \approx \frac{1.4 \times 10^4}{Z(s) + 2r_e}$$

$$\approx \frac{1.4 \times 10^4}{Z(s) + 32}$$

BASIC CONFIGURATION

Z NETWORK	FILTER TYPE	$V_0(s)/V_1(s)$ TRANSFER FUNCTION
	Low Pass	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[\frac{1}{1 + R/L} \right]$
	High Pass	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[\frac{s}{1 + 1/RC} \right]$
	Band Pass	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[\frac{s}{s^2 + R/Ls + 1/LC} \right]$
	Band Reject	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[\frac{s^2 + 1/LC}{s^2 + 1/LC + s/RC} \right]$

NOTE:
In the networks above, the R value used is assumed to include $2r_e$, or approximately 30 Ohms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกที่กรุงเทพฯ เดือนสิงหาคม ค.ศ. 1971 โดยบริษัท MOTOROLA

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression – 65 dB typ @ 0.5 MHz
 – 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection – 85 dB typ

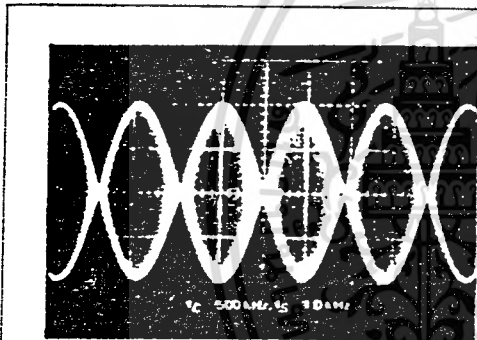


FIGURE 1 –
 SUPPRESSED CARRIER
 OUTPUT WAVEFORM

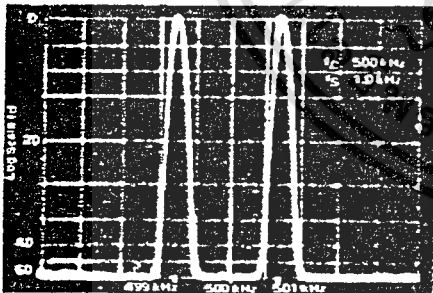


FIGURE 2 –
 SUPPRESSED CARRIER
 SPECTRUM

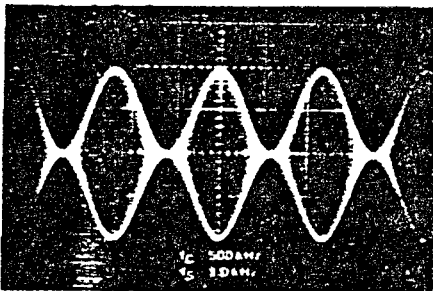


FIGURE 3 –
 AMPLITUDE MODULATION
 OUTPUT WAVEFORM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

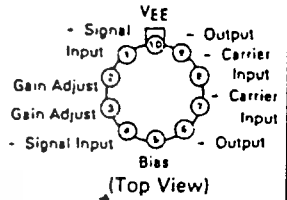
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Motorola เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA LINEAR INTERFACE DEVICES

MC1496
MC1596

**BALANCED
 MODULATOR/DEMODULATOR**

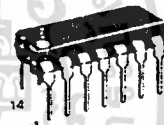
**G SUFFIX
 METAL PACKAGE
 CASE 603**



**L SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 632**

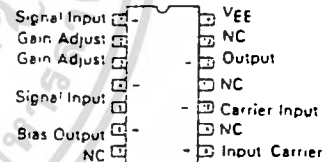


**D SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 751A
 (SO-14)**



**P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 646**

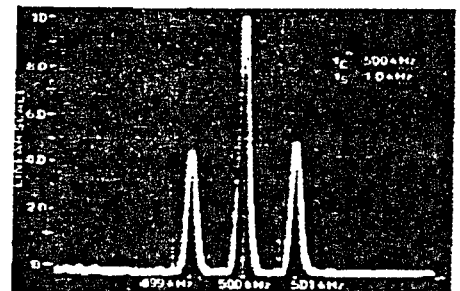
PIN ASSIGNMENTS



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496D	0°C to -70°C	SO-14
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP
MC1496P		Plastic DIP
MC1596G	-55°C to -125°C	Metal Can
MC1596L		Ceramic DIP

FIGURE 4 – AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM



MC1496, MC1596

Coupling and Bypass Capacitors C_1 and C_2

Capacitors C_1 and C_2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0 ohms at the carrier frequency.

Output Signal, V_o

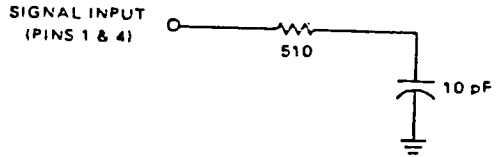
The output signal is taken from pins 6 and 9, either balanced or single-ended. Figure 12 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply, V_{EE}

V_{EE} should be dc only. The insertion of an RF choke in series with V_{EE} can enhance the stability of the internal current sources.

Signal Port Stability

Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a 1 kOhm resistor in series with the inputs, pins 1 and 4. In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

TEST CIRCUITS*

*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

FIGURE 5 - CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION

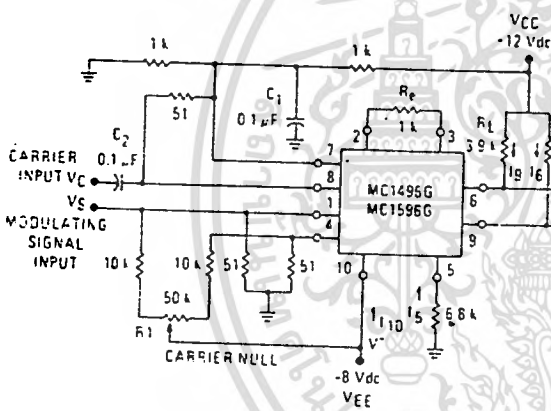
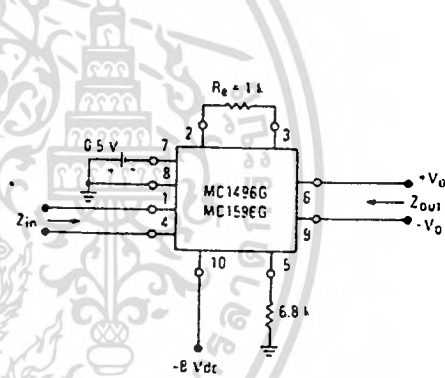


FIGURE 6 - INPUT-OUTPUT IMPEDANCE



NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

FIGURE 7 - BIAS AND OFFSET CURRENTS

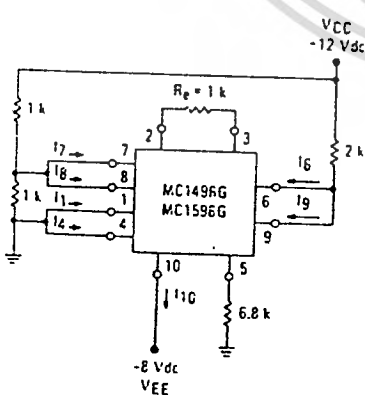
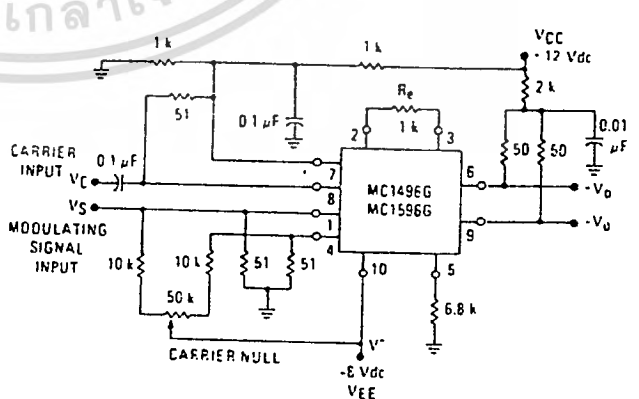


FIGURE 8 - TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้ง MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและเงื่อนไขการใช้งาน

MC1496, MC1596

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON MODE GAIN

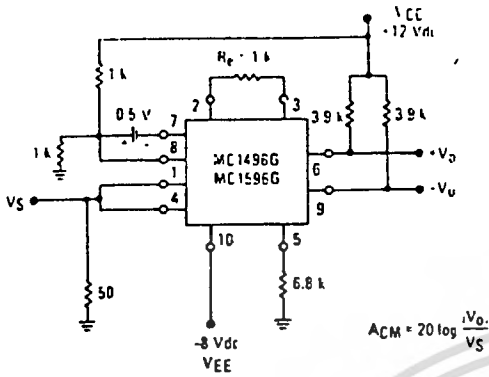
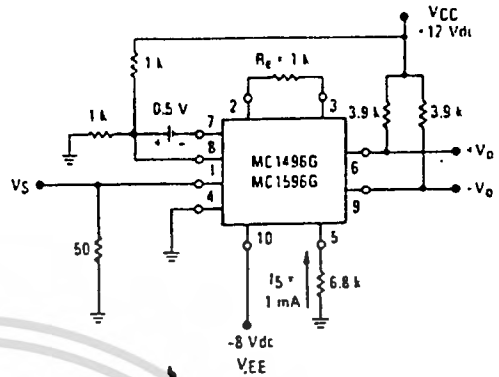


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5. $f_c = 500$ kHz (sine wave).
 $V_C = 60$ mV(rms), $f_S = 1$ kHz, $V_S = 300$ mV(rms), $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

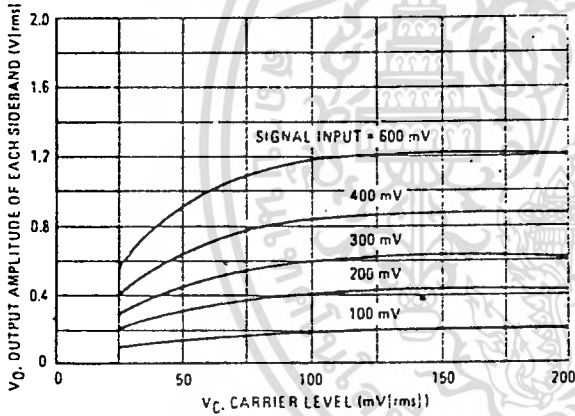


FIGURE 12 - SIGNAL PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

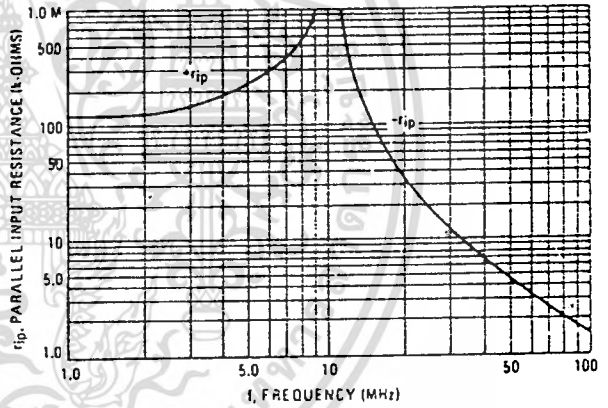


FIGURE 13 - SIGNAL PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

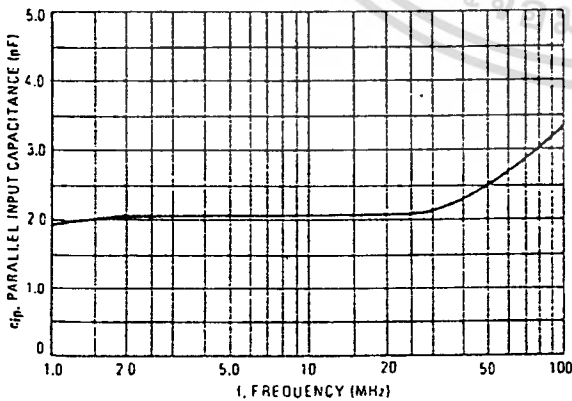
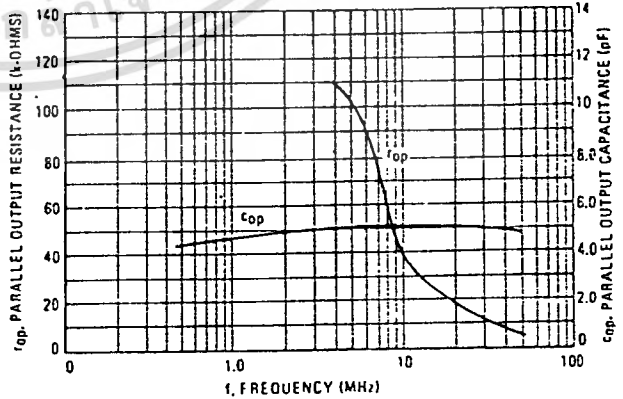


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5 ($f_C = 500$ kHz sine wave), $V_C = 60$ mV(rms), $f_S = 1$ kHz, $V_S = 300$ mV(rms), $T_A = -25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 15 – SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSADMITTANCES versus FREQUENCY

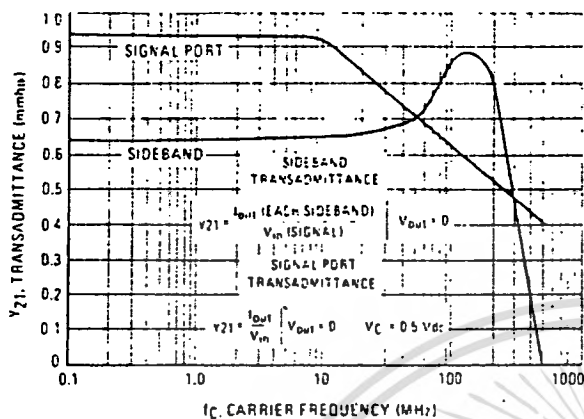


FIGURE 16 – CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

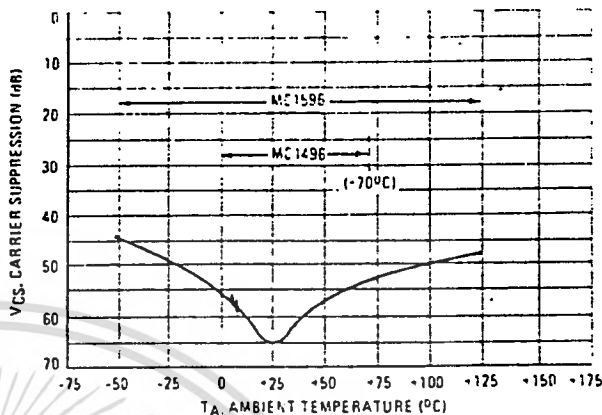


FIGURE 17 – SIGNAL-PORT FREQUENCY RESPONSE

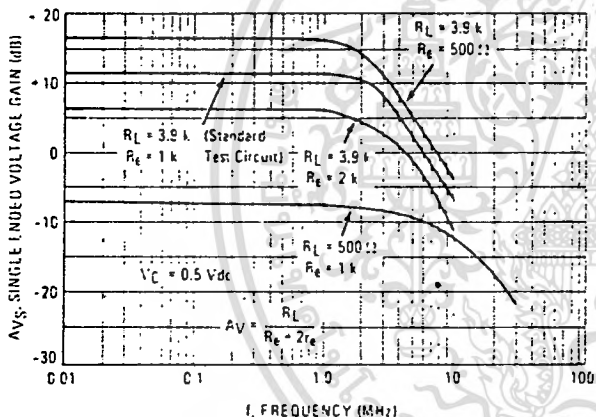


FIGURE 18 – CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

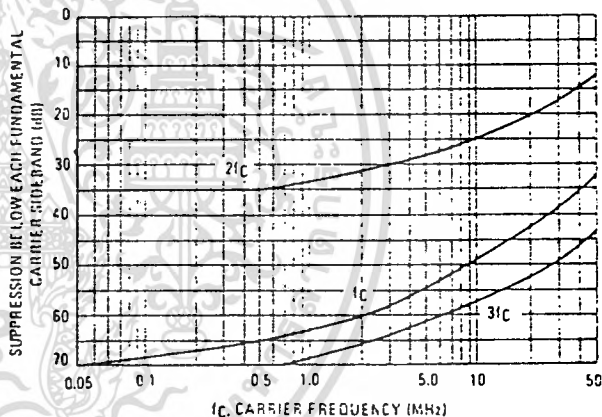


FIGURE 19 – CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

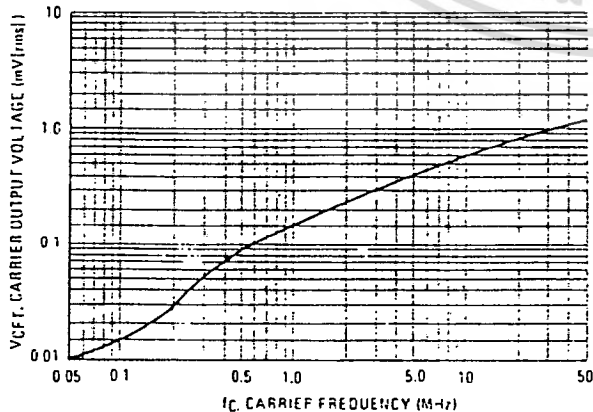
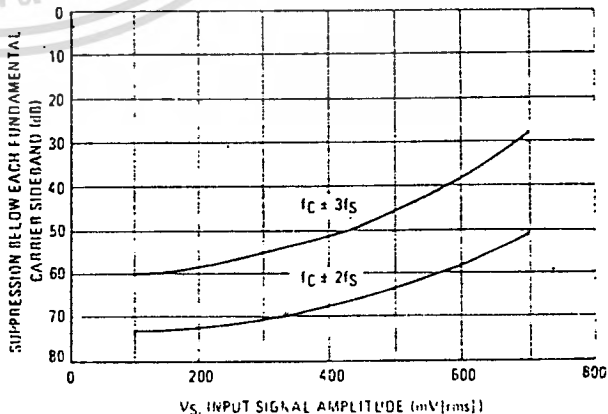


FIGURE 20 – SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 - SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

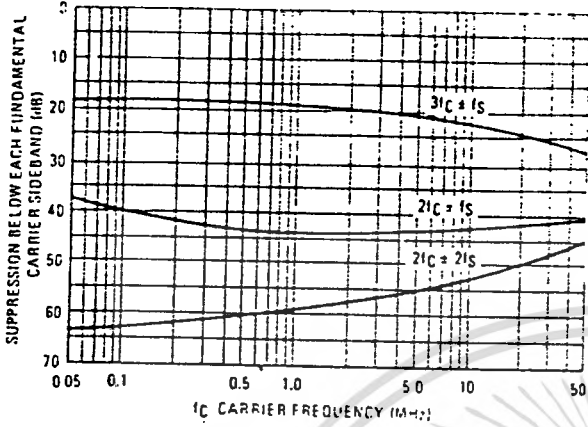
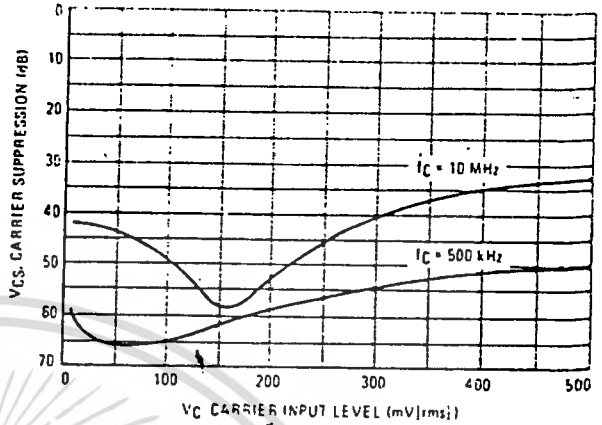


FIGURE 22 - CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



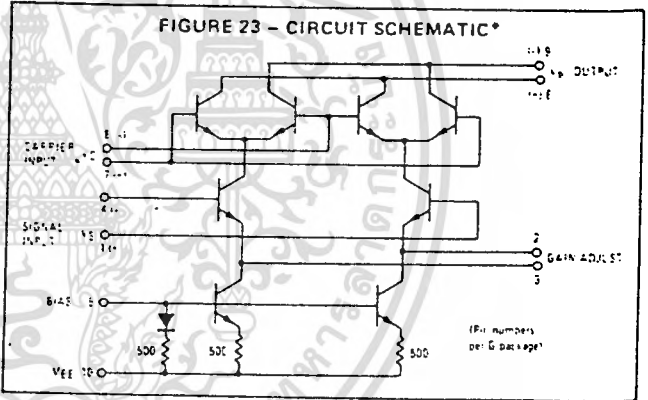
OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

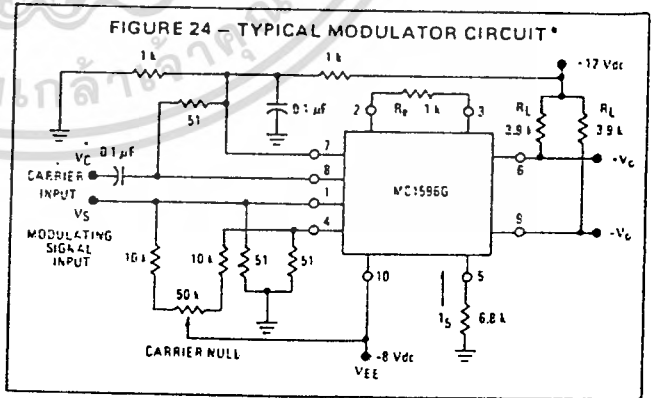


Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.



*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

OPERATIONS INFORMATION (continued)

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V \approx (I_5) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1596/MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Table 1, along with the frequency components contained in the output signal.

FIGURE 25 - TABLE 1
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain A_v	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

NOTES:

1. Low-level Modulating Signal, V_M , assumed in all cases. V_C is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, $f_C + f_M$ and $f_C - f_M$.
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4. R_L = Load resistance.
5. R_E = Emitter resistance between pins 2 and 3.
6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at +25°C:

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_5 \text{ (mA)}}$$

7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μF capacitors on pins 7 and 8 should be increased to 1.0 μF . Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/MC1496, the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไมวากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งหา MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES สารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Doubly Balanced Mixer

The MC1596/MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow-band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mV(rms).

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1596/MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detection and FM Detection

The MC1596/MC1496 will function as a phase detector. High level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1596/MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1596/MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

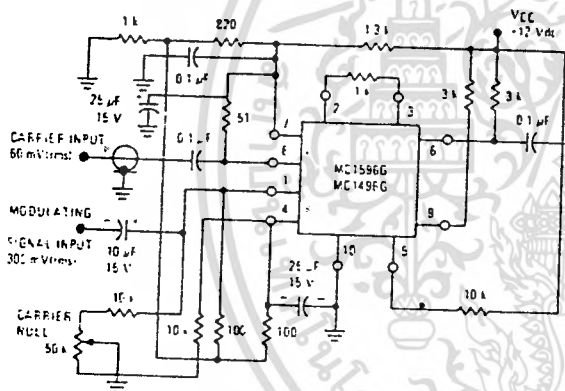


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

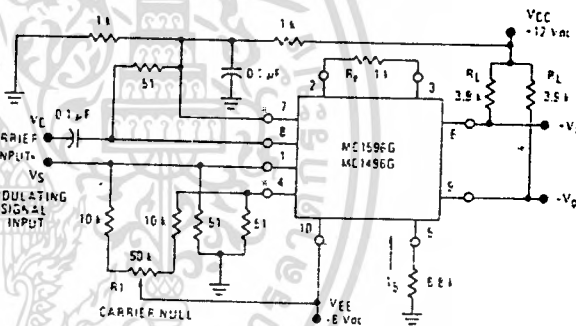


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

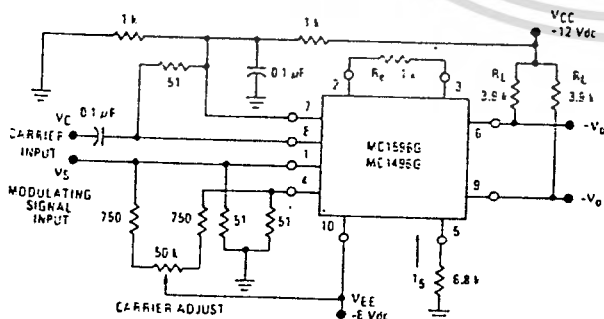
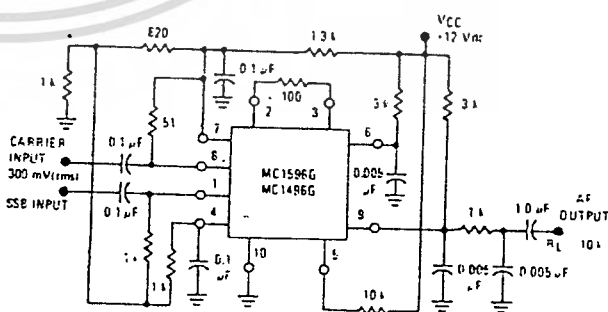


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER (BROADBAND INPUTS, 9.0 MHz TUNED OUTPUT)

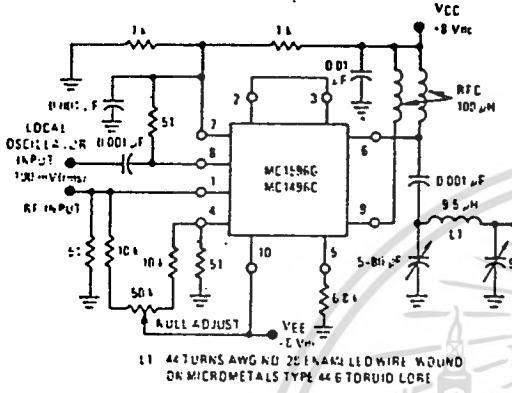


FIGURE 31 - LOW-FREQUENCY DOUBLER

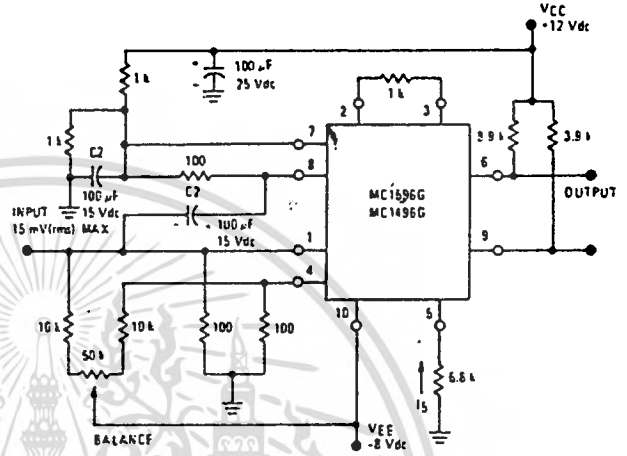
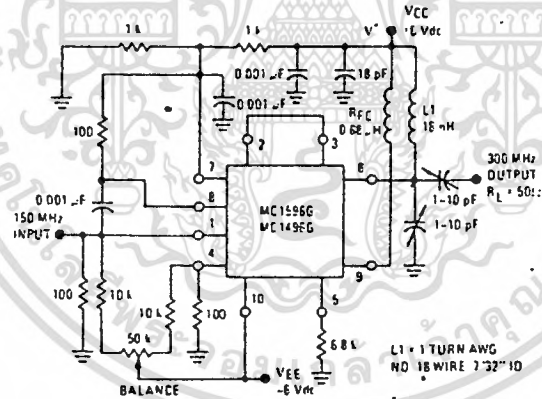
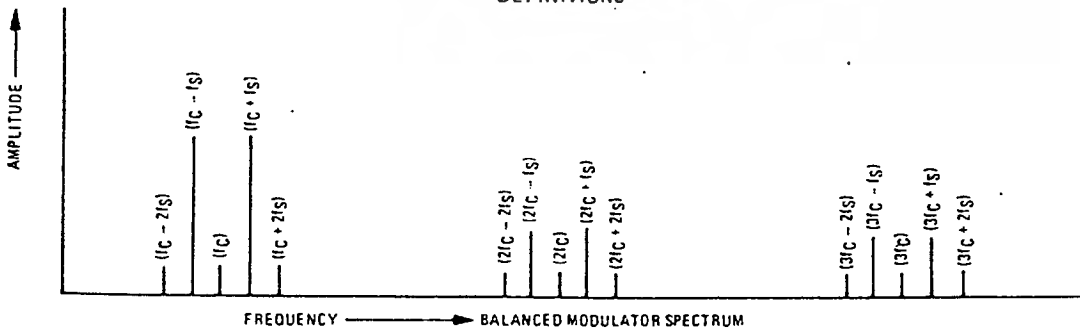


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER



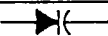
DEFINITIONS



- | | |
|---|--|
| f_c CARRIER FUNDAMENTAL | $f_c + n f_s$ FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS |
| f_s MODULATING SIGNAL | $n f_c$ CARRIER HARMONICS |
| $f_c \pm f_s$ FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBANDS | $n f_c \pm n f_s$ CARRIER HARMONIC SIDEBANDS |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MV104

VVC 

SILICON EPICAP DIODES

... designed for FM tuning, general frequency control and tuning, or any top-of-the-line application requiring back-to-back diode configurations for minimum signal distortion and detuning. This device is supplied in the popular TO-92 plastic package for high volume, economical requirements of consumer and industrial applications:

- High Figure of Merit —
 $Q = 140$ (Typ) @ $V_R = 3.0$ Vdc, $f = 100$ MHz
- Guaranteed Capacitance Range
 $37 - 42$ pF @ $V_R = 3.0$ Vdc (MV104)
- Dual Diodes — Save Space and Reduce Cost
- TO-92 Package for Easy Handling and Mounting
- Monolithic Chip Provides Near Perfect Matching — Guaranteed $\pm 1\%$ (Max) Over Specified Tuning Range.

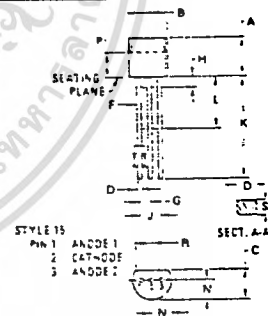
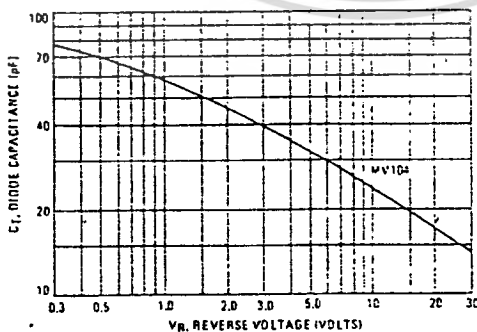
**DUAL
 VOLTAGE-VARIABLE
 CAPACITANCE DIODES**



MAXIMUM RATINGS (Each Device)

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	32	Volts
Forward Current	I_F	200	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ <small>25°C Derate above 25°C</small>	P_D	280	mW
Junction Temperature	T_J	-125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

FIGURE 1 — DIODE CAPACITANCE (Each Device)



STYLE 15

- 1 ANODE 1
- 2 CATHODE
- 3 ANODE 2

MILLIMETERS		INCHES	
DIM.	MIN MAX	MIN MAX	
A	4.32 5.33	0.170 0.210	
B	4.44 5.21	0.175 0.205	
C	3.16 4.18	0.125 0.165	
D	0.41 0.56	0.016 0.022	
E	0.41 0.48	0.016 0.019	
F	1.14 1.40	0.045 0.055	
G	— 2.54	— 0.100	
H	2.41 2.67	0.095 0.105	
I	1.70 —	0.067 —	
L	6.35 —	0.250 —	
N	2.03 2.67	0.080 0.105	
P	2.92 —	0.115 —	
R	3.43 —	0.135 —	
S	0.36 0.41	0.014 0.016	

All JEDEC dimensions and notes apply.

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A 25°C unless otherwise noted. Each Device)

Characteristic—All Types	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Break-down Voltage (I _R = 10 μAoc)	V _{BR}	32	—	—	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current (V _R = 30 Vdc) (T _A = 25°C) (T _A = 60°C)	I _R	—	—	50 500	nAoc
Diode Capacitance Temperature Coefficient (V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz)	T _C	—	280	—	ppm/°C

Device	C _T , Diode Capacitance V _R = 3.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF		Q, Figure of Merit V _R = 3.0 Vdc f = 100 MHz		C _R , Capacitance Ratio C ₃₀ /C ₃₀ f = 1.0 MHz	
	Min	Max	Min	Typ	Min	Max
MV104	37	42	100	140	25	2 E

TYPICAL CHARACTERISTICS (Each Device)

FIGURE 2 — FIGURE OF MERIT versus VOLTAGE

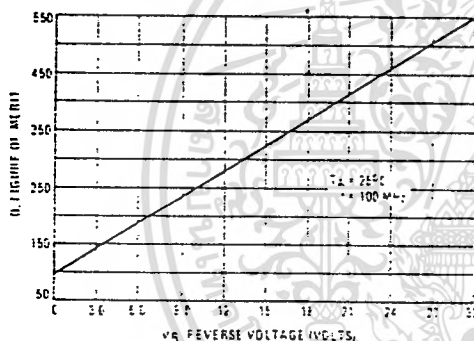


FIGURE 3 — FIGURE OF MERIT versus FREQUENCY

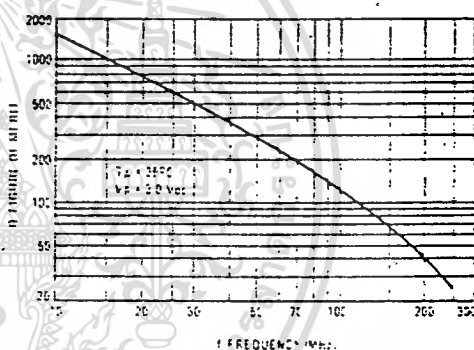


FIGURE 4 — DIODE CAPACITANCE versus TEMPERATURE

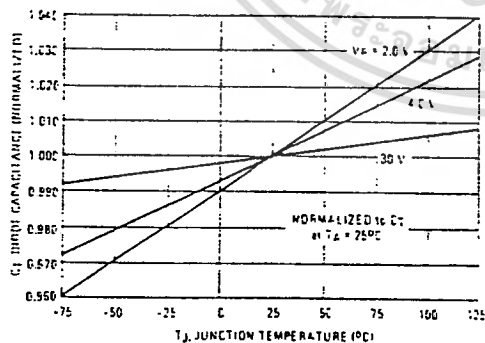
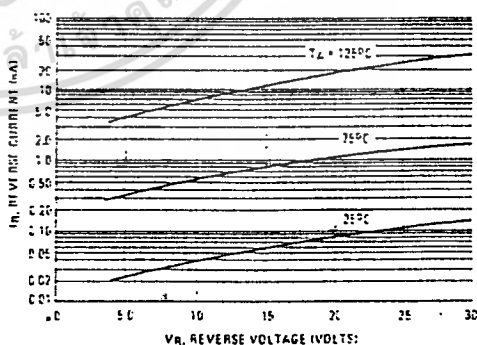


FIGURE 5 — REVERSE CURRENT versus REVERSE VOLTAGE



FERRITE TOROIDAL CORES

MATERIAL 43						Permeability 850	
Core\number	O.D. (in)	I.D. (in)	Hgt (in)	l_e cm	A_e cm ²	V_c cm ³	A_L value mh/1000 t
FT-23 -43	.230	.120	.060	1.34	.076	.029	188
FT-37 -43	.375	.187	.125	2.15	.133	.163	420
FT-50 -43	.500	.281	.188	3.02	.152	.401	523
FT-50A-43	.500	.312	.250	3.68	.303	.559	570
FT-50B-43	.500	.312	.500	3.18	.246	.964	1140
FT-82 -43	.825	.516	.250	5.26	.375	1.290	557
FT-114-43	1.142	.750	.295	7.42	.806	2.790	603
FT-140-43	1.400	.900	.500	9.02	1.610	7.280	953
FT-240-43	2.400	1.40	.500	14.80		23.900	1239

MATERIAL 61						Permeability 125	
Core\number	O.D. (in)	I.D. (in)	Hgt (in)	l_e cm	A_e cm ²	V_c cm ³	A_L value mh/1000 t
FT-23 -61	.230	.120	.060	1.34	.076	.029	24.8
FT-37 -61	.375	.187	.125	2.15	.133	.163	55.3
FT-50 -61	.500	.281	.188	3.02	.152	.401	68.3
FT-50A -61	.500	.312	.250	3.68	.303	.559	75.0
FT-50B -61	.500	.312	.500	3.18	.246	.964	150.0
FT-82 -61	.825	.516	.250	5.26	.375	1.290	73.3
FT-114 -61	1.142	.750	.295	7.42	.806	2.790	79.3
FT-140 -61	1.400	.900	.500	9.02	1.610	7.280	146.0
FT-240 -61	2.400	1.40	.500	14.80		23.900	171.0

MATERIAL 63/67						Permeability 40	
Core\number	O.D. (in)	I.D. (in)	Hgt (in)	l_e cm	A_e cm ²	V_c cm ³	A_L value mh/1000 t
FT-23 -63/67	.230	.120	.060	1.34	.076	.029	3.9
FT-37 -63/67	.375	.187	.125	2.15	.133	.163	9.7
FT-50 -63/67	.500	.281	.188	3.02	.152	.401	0
FT-50A-63/67	.500	.312	.250	3.68	.303	.559	24.0
FT-50B-63/67	.500	.312	.500	3.18	.246	.964	48.0
FT-82 -63/67	.825	.516	.250	5.26	.375	1.290	22.4
FT-114-63/67	1.142	.750	.295	7.42	.806	2.790	25.4
FT-140- /67	1.400	.900	.500	9.02	1.610	7.280	45.0
FT-240- /67	2.400	1.400	.500	14.80		23,900	50.0

MATERIAL 68						Permeability 20	
Core\number	O.D. (in)	I.D. (in)	Hgt (in)	l_e cm	A_e cm ²	V_c cm ³	A_L value mh/1000 t
FT-23 -68	.230	.120	.060	1.34	.076	.029	4.0
FT-37 -68	.375	.187	.125	2.15	.133	.163	8.8
FT-50 -68	.500	.281	.188	3.02	.152	.401	11.0
FT-50A-68	.500	.312	.250	3.68	.303	.559	12.0
FT-50B-68	.500	.312	.500	3.18	.246	.964	11.7
FT-82 -68	.825	.516	.250	5.26	.375	1.290	12.7
FT-114-68	1.142	.750	.295	7.42		2.790	

FERRITE TOROIDAL CORES

MATERIAL 77 (72)		Permeability 2000						
Core\number	O.D. (in)	I.D. (in)	Hgt (in)	l_e cm	A_e cm ²	V_e cm ³	A_L value mh/1000 t	
FT-23 -77	.230	.120	.060	1.34	.021	.029	396	
FT-37 -77	.375	.187	.125	2.15	.076	.163	888	
FT-50 -77	.500	.281	.188	3.02	.133	.401	1100	
FT-50A -77	.500	.312	.250	3.68	.152	.559	1200	
FT-50B -77	.500	.312	.500	3.18	.303	.964	2400	
FT-82 -77	.825	.516	.250	5.26	.246	1.290	1170	
FT-114 -77	1.142	.750	.295	7.42	.375	2.790	1270	
FT-114A -77	1.142	.750	.545	7.42	.690	5.130	2340	
FT-140 -77	1.400	.900	.500	9.02	.806	7.280	2250	
FT-240 -77	2.400	1.400	.500	14.80	1.610	23.900	2740	

MATERIAL 'F'		Permeability 3000						
Core\number	O.D. (in)	I.D. (in)	Hgt (in)	l_e cm	A_e cm ²	V_e cm ³	A_L value mh/1000 t	
FT-87A -F	.870	.540	.500	5.42	.522	2.830	3624	
FT-114 -F	1.142	.748	.295	7.32	.369	2.701	1902	
FT-150 -F	1.500	.750	.250	8.30	.581	4.822	2640	
FT-150A -F	1.500	.750	.500	8.30	1.110	9.213	5020	
FT-193 -F	1.932	1.252	.625	12.310	1.220	16.620	3640	
FT-193A -F	1.932	1.252	.750	12.310	1.490	19.940	4460	

MATERIAL 'J' (75)		Permeability 5000						
Core\number	O.D. (in)	I.D. (in)	Hgt (in)	l_e cm	A_e cm ²	V_e cm ³	A_L value mh/1000 t	
FT-23 -J	.230	.120	.060	1.34	.021	.029	980	
FT-37 -J	.375	.187	.125	2.15	.076	.163	2196	
FT-50 -J	.500	.281	.188	3.02	.133	.401	2715	
FT-50A -J	.500	.312	.250	3.68	.152	.559	2963	
FT-87 -J	.825	.516	.250	5.26	.246	1.290	3020	
FT-87A -J	.870	.540	.312	5.42	.522	2.829	6040	
FT-114 -J	1.142	.750	.295	7.42	.375	2.790	3170	
FT-140 -J	1.400	.900	.500	9.02	.806	7.280	6736	
FT-150 -J	1.500	.750	.250	8.30	.581	4.822	4400	
FT-150A -J	1.500	.750	.500	8.30	1.110	9.213	8365	
FT-193 -J	1.932	1.250	.525	12.31	1.220	16.620	6065	
FT-240 -J	2.400	1.400	.500	14.80	1.610	23.900	6845	

The following equations are useful for calculating the number of turns, the inductance or the A_L value of any Ferrite toroidal core. Each core has been assigned its own A_L value which is found in the preceding Ferrite toroidal core charts.

$$N = 1000 \sqrt{\frac{\text{desired } L \text{ (mh)}}{A_L \text{ (mh/1000 turns)}}$$

$$L \text{ (mh)} = \frac{A_L \times N^2}{1,000,000}$$

$$A_L \text{ (mh/1000 turns)} = \frac{1,000,000 \times L \text{ (mh)}}{N^2}$$

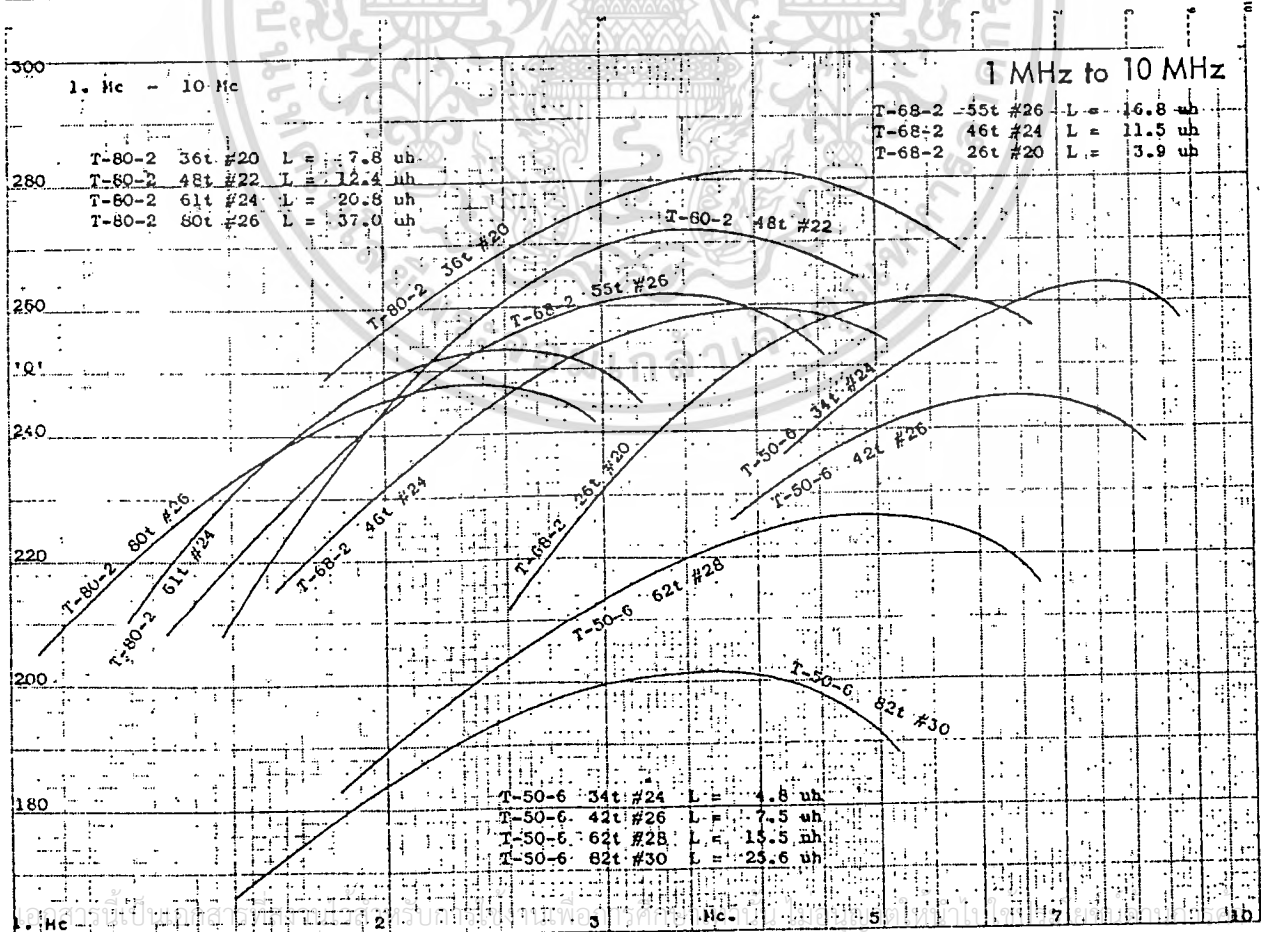
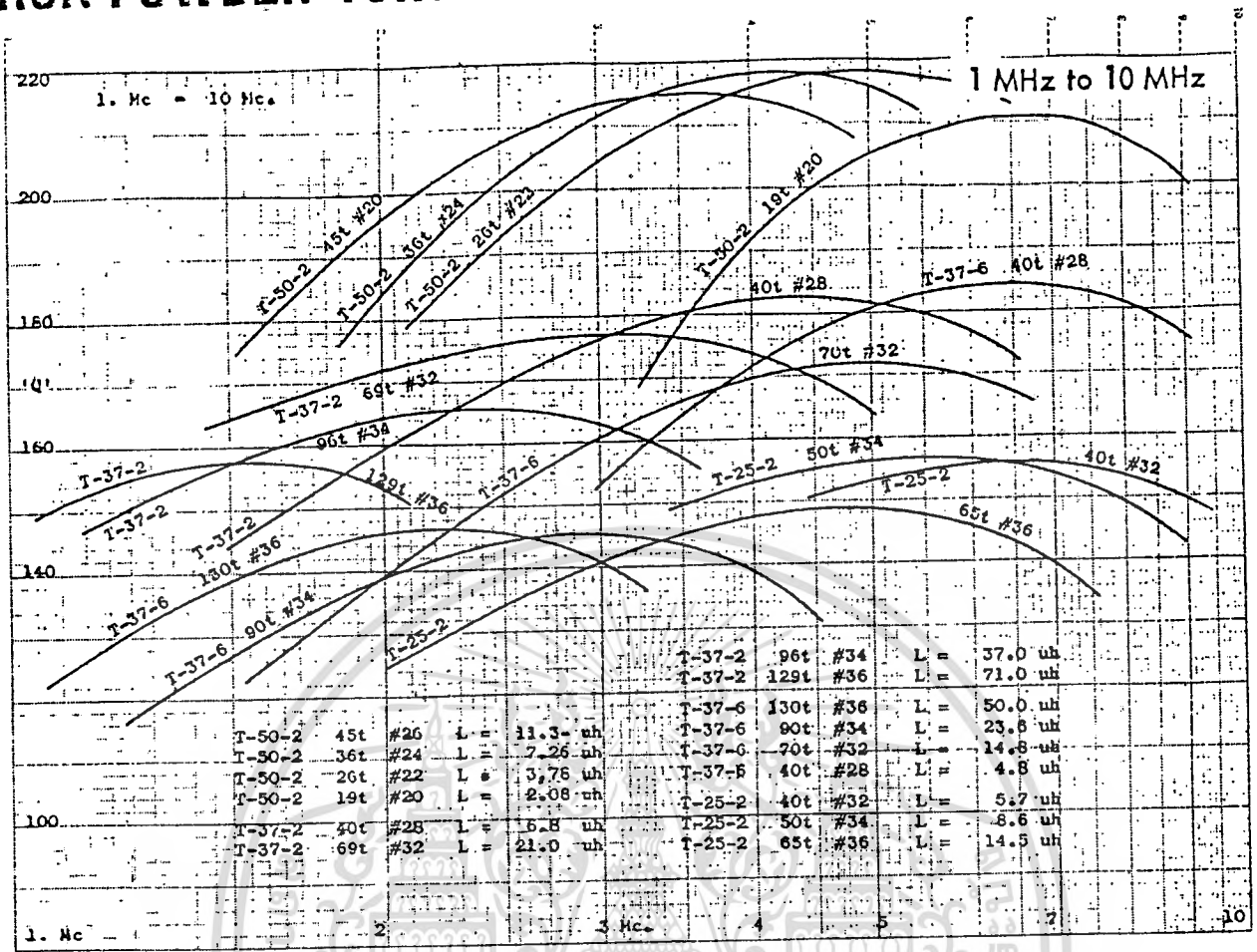
N = number of turns

L = inductance (mh)

A_L = inductance index (mh/1000 turns)

IRON-POWDER TOROIDAL CORES

Q-CURVES



ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRON POWDER TOROIDAL CORES

IRON-POWDER TOROIDAL CORES

TYPICAL 'Q' CURVES
various windings, same core

Physical Dimensions

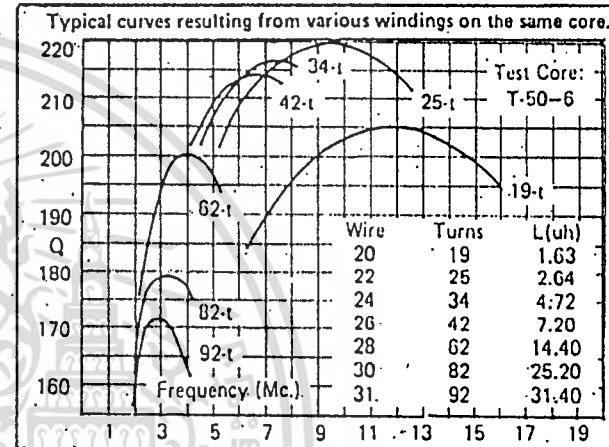
Core Size	Outer diam. (in)	Inner diam. (in)	Height (in)	Mean lgth. (cm)	Cross sect. (cm ²)	Core Size	Outer diam. (in)	Inner diam. (in)	Height (in)	Mean lgth. (cm)	Cross sect. (cm ²)
T-12	.125	.062	.050	0.75	.010	T-130	1.30	.78	.437	8.29	0.73
T-16	.160	.078	.060	0.95	.016	T-157	1.57	.95	.570	10.05	1.14
T-20	.200	.088	.070	1.15	.025	T-184	1.84	.95	.710	11.12	2.04
T-25	.250	.120	.096	1.50	.042	T-200	2.00	1.25	.550	12.97	1.33
T-30	.307	.151	.128	1.83	.065	T-200A	2.00	1.25	1.000	12.97	2.42
T-37	.375	.205	.128	2.32	.070	T-225	2.25	1.40	.550	14.56	1.50
T-44	.440	.229	.159	2.67	.107	T-225A	2.25	1.40	1.000	14.56	2.73
T-50	.500	.300	.190	3.20	.121	T-300	3.00	1.92	.500	19.83	1.81
T-68	.690	.370	.190	4.24	.196	T-300A	3.00	1.92	1.000	19.83	3.58
T-80	.795	.495	.250	5.15	.242	T-400	4.00	2.25	.650	24.93	3.66
T-94	.942	.560	.312	6.00	.385	T-400A	4.00	2.25	1.000	24.93	7.43
T-106	1.060	.570	.437	6.50	.690	T-500	5.20	3.08	.800	33.16	5.46

AL Values (uh / 100 turns)

For complete part number, add Mix number to Core Size number.

Core Size	26 Mix Yel-W u = 15 Mhz > Fvr.Frq.	3 Mix Gray u = 35	15 Mix Rd-W u = 25	1 Mix Blue u = 20	2 Mix Red u = 10	6 Mix Yellow u = 8	10 Mix Black u = 6	12 Mix Grn-W u = 3.5	0 Mix Tan u = 1
		.05 - .5	0.1 - 2	0.5 - 5	2 - 30	10 - 50	30 - 100	50 - 200	100-300
T-12-	na	60	50	48	20	17	12	7.5	3.0
T-16-	145	61	55	44	22	19	13	8.0	3.0
T-20-	180	76	65	52	27	22	16	10.0	3.5
T-25-	235	100	85	70	34	27	19	12.0	4.5
T-30-	325	140	93	85	43	36	25	16.0	6.0
T-37-	275	120	90	80	40	30	25	15.0	4.9
T-44-	360	180	160	105	52	42	33	18.5	6.5
T-50-	320	175	135	100	49	40	31	18.0	6.4
T-68-	420	195	180	115	57	47	32	21.0	7.5
T-80-	450	180	170	115	55	45	32	22.0	8.5
T-94-	590	248	200	160	84	70	58	32.0	10.6
T-106-	900	450	345	325	135	116	na	na	19.0
T-130-	785	350	250	200	110	96	na	na	15.0
T-157-	970	420	360	320	140	115	na	na	na
T-184-	1640	720	na	500	240	195	na	na	na
T-200-	895	425	na	250	120	100	na	na	na
T-200A-	1550	760	na	na	218	180	na	na	na
T-225-	950	424	na	na	120	100	na	na	na
T-225A-	1600	na	na	na	215	na	na	na	na
T-300-	800	na	na	na	114	na	na	na	na
T-300A-	1600	na	na	na	228	na	na	na	na
T-400-	1300	na	na	na	185	na	na	na	na
T-400A-	2600	na	na	na	360	na	na	na	na
T-500-	1460	na	na	na	207	na	na	na	na

na - not available.

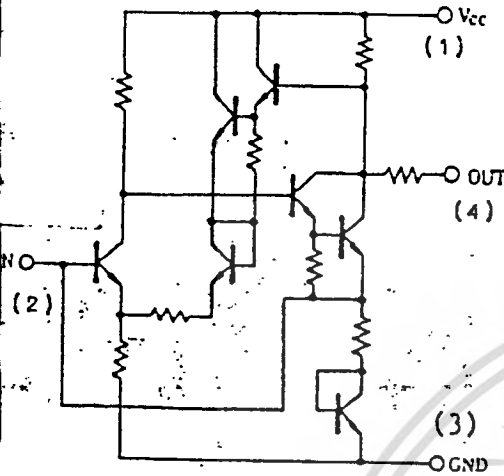


The above chart shows typical curves resulting from a number of various windings on the same core. The test core was a T-50-6.

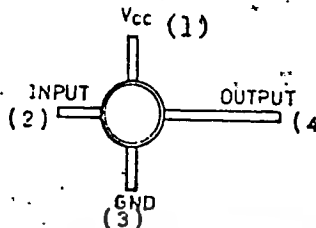
The following pages contain a number of curves which were measured and plotted from actual windings, therefore there may be a slight variation from a mathematical calculation.

WIDE BAND AMPLIFIER COVERED FROM HF TO UHF (1,200 MHz) μ PC1651G

Equivalent Circuit



การหาไอซี



- ขา 1 = โพลบวก
- ขา 2 = สัญญาณเข้า
- ขา 3 = โพลลบ(กราวด์)
- ขา 4 = ขาออก

μ PC 1651G - กำลังขยาย 19 dB ที่ 500 MHz

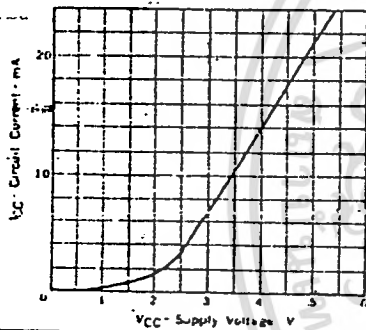
- Noise Figure 5.3 dB at 500 MHz
- ใช้งานได้ถึง 1200 MHz
- ใช้ไฟ 5VDC --20mA.
- Match กับ 50,75 Ω Imp
- ใช้อุปกรณ์เพิ่มเติมเพียง 3 ชิ้น

การใช้งาน

- บูลเตอร์ทีวี
- Preamp ให้เสารอากาศ
- ขยายสัญญาณให้เครื่องวัดความถี่
- Preamp. ให้ Oscilloscope
- Fiber Optics
- ระบบสื่อสาร
- Modem

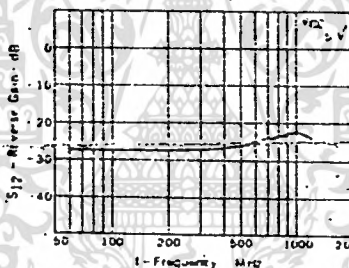
ราคาตัวละ 50 บาท พร้อมมาบะเบ็ชท์ทาวเวอร์

CIRCUIT CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE

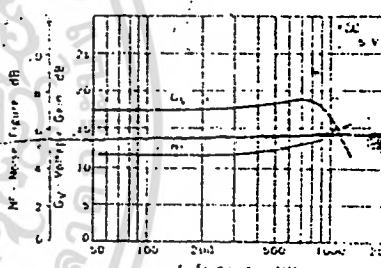


ข้อมูลทางเทคนิค

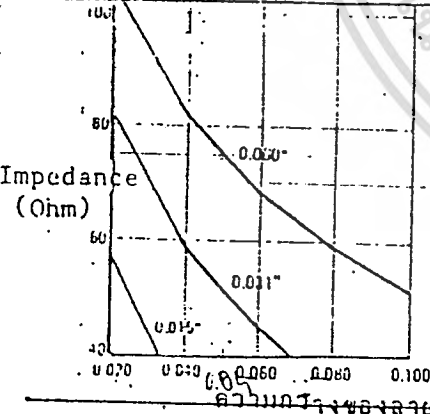
REVERSE GAIN vs FREQUENCY



NOISE FIGURE AND VOLTAGE GAIN vs FREQUENCY



การออกแบบโดยใช้กราฟให้ได้อิมพีแดนซ์ = 50 หรือ 75 โอห์ม



วิธีนี้เรียกว่า Strip Line Nomogram โดยใช้แผ่นปริ้นต์ G10 วัสดุทองแดง มีลายทองแดงทั้ง 2 ด้าน ด้านหนึ่งปล่อยให้ เป็น กราวด์ และอีกด้านเป็นลายวงจร จาก กราฟ แทนแนวตั้งเป็นค่าอิมพีแดนซ์ ที่ต้องการ แทนแนวนอนเป็นความกว้างของลายทองแดง เส้นเฉียง 3 เส้นเป็น ความหนาของแผ่นปริ้นท์ 2 หน้า เช่น ปกติหนา 0.031 นิ้ว

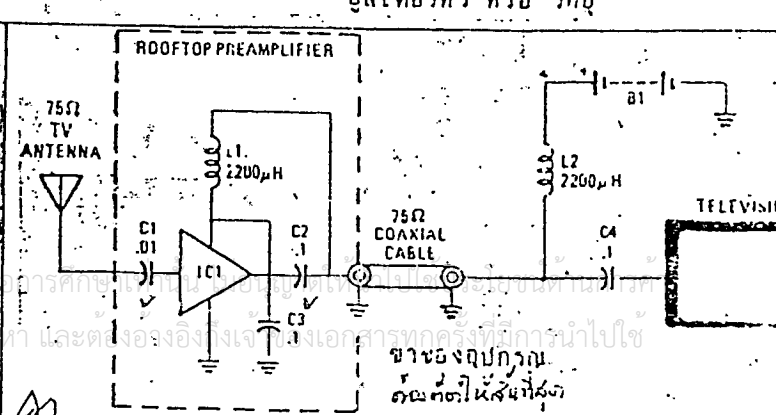
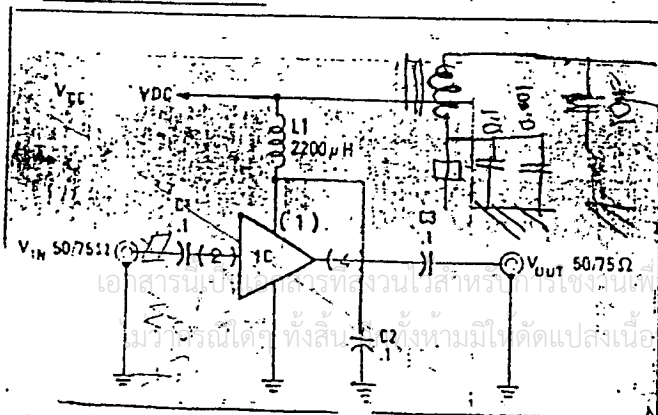
ตัวอย่าง มีแผ่นปริ้นต์ 2 หน้า หนา 0.031 นิ้ว ต้องการ Impedance=75 โอห์ม

วิธีหา จากแกนแนวตั้งค่า 75 ลากขนานมาชนเส้น 0.031 แล้วลากลง มลชนแกนแนวนอน จะได้ค่าความกว้างของลายวงจร = 0.025 นิ้ว

ตัวอย่างการใช้งาน

ปริ้นท์อุปกรณ์วัดความถี่

บูลเตอร์ทีวี หรือ วิทยุ



ช่างอุปกรณ์
ติดต่อในสาขา