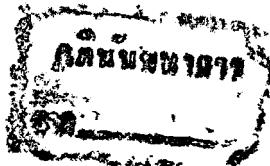




ปีการศึกษา 2530
เครื่องขยายการรับ - ส่งวิทยุ ย่าน VHF
ความถี่ 144 - 146 MHz
โดย
อนิรุทธ หุตางกูร
อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรหินุดย์



ปพ.
๑๓๑
๒๕๓๐

ปริญญาโทปีการศึกษา 2530

เรื่อง

เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุ ย่าน VHF ความถี่ 144-146 MHz

ผู้จัดทำ

นายอินุทช ทุตาทกูร

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ ประคินรุ วัชรวิบูลย์)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ วิชัย สุรพัฒน์)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์อุทัย ศรีธีรวิโรจน์)



เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุ ยาน VHF ความถี่ 144-146 MHz

อินรุทษ นุทงกูร (HS 1 CVK)

อาจารย์ ประคิษฐ์ วัชรวิบูลย์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

ผลงานชิ้นนี้ได้ปรับปรุง จากวงจรที่ใช้ขยายสัญญาณวิทยุทางค่านรับ (R.F. PRE-AMPLIFIER) และวงจรขยายกำลัง (R.F. POWER AMPLIFIER) ให้สามารถใช้ขยายได้ทั้งการรับและการส่งคลื่นวิทยุ ยาน VHF ความถี่ 144-146 MHz ได้ โดยใช้วิธีการ เปลี่ยนระบบรับ-ส่งแบบอัตโนมัติ (AUTOMATIC CHANGEOVER SYSTEM) การขยายสัญญาณทางค่านรับเป็นการขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LOW NOISE) โดยใช้ DUAL GATE MOSFET ซึ่งมีเกณฑ์การขยายระดับสัญญาณสูงโดยมี NOISE FIGURE ต่ำมากน้อยกว่า 3 dB ส่วนการขยายสัญญาณค่านส่งเป็นแบบ SINGLE STAGE R.F. POWER AMPLIFIER ทำให้ไม่ยากลำบากในการปรับแต่งวงจรมากนัก ทาง OUTPUT ของวงจรมี S.W.R. BRIDGE มีเทอร์ไว์ตรวจเช็คค่า VOLTAGE STANDING WAVE RATIO ที่เกิดขึ้นทาง OUTPUT ของ R.F. POWER TRANSISTOR ในวงจร ทางค่านเข้าและทางค่านออกของวงจร เครื่องขยายสัญญาณวิทยุมี IMPEDANCE เท่ากับ 50 Ω ภายในเครื่องมีแหล่งจ่ายไฟภายในจึงไม่ต้องนำเอาแหล่งจ่ายไฟจากภายนอกมาใช้ ทำให้ไม่ยุ่งยากในการต่อพ่วงระบบนี้เข้าไปในการขยายประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารทางไกล ทั้งนี้ได้เปลี่ยนแปลงให้นำมาใช้กับอุปกรณ์ที่มีขายในประเทศและราคาไม่สูงมากนัก เพื่อให้นักวิทยุสมัครเล่นสามารถจัดสร้างขึ้นโดยเป็นประโยชน์ต่อสถานที่ของตนเอง และจะได้ร่วมพัฒนาระบบการสื่อสารภายในประเทศให้ก้าวหน้ายิ่งขึ้นต่อไปในอนาคต

R.F. AMPLIFIER VHF FREQUENCY 144-146 MHz

ANIRUTH HUTANGKURA(HS 1 CVK)

MR. PRADIT VACHARPIBUL ADVISER.

ACADEMICS YEAR 1987

Abstack

This R.F. AMPLIFIER VHF FREQUENCY 144-146 MHz is modified from the R.F. pre-amplifier circuit and R.F. power amplifier circuit to be serve as the transmit and receive paths, and offers several additional features including an automatic changeover system. A low noise R.F. pre - amplifier using second general dual gate MOSFET device is incorporated in the receive path. This provides very high gain, with a very low noise figure of less than 3 dB. A single stage R.F power amplifier is incorporated in transmit path and this uses a high gain. This provide a simple alignment. On the output of R.F. power amplifier is connected with S.W.R bridge meter to check Voltage Standing Wave Ratio. The R.F. AMPLIFIER VHF is set the impedance of 50Ω on the output and input terminals so that it need not to have the outside adapter. The most benifit of this system is easily to connect with transceiver or other telecommunication equipment for boost, low cost and also the component are available in the country. This project is also provide a simple R.F. AMPLIFIER VHF FREQUENCY for the Amature Ham Radio to develop ability of Communication.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1	1
บทที่ 2	4
2.1	7
2.2	17
2.3	22
บทที่ 3	26
3.1	26
3.2	31
บทที่ 4	34
4.1	35
4.2	37
4.3	38
4.4	40
4.5	42
บทที่ 5	44
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

ในปัจจุบันการสื่อสารมีส่วนสำคัญ ในการทำให้เกิดความเจริญก้าวหน้าในด้านต่าง ๆ เป็นอันมากทั้งทางการศึกษา ธุรกิจการค้า การเมืองการปกครอง และการทหาร เป็นต้น ดังจะเห็นว่า ความแพร่หลายของความเจริญก้าวหน้าทางด้านการสื่อสารมาก จะเกิดผลทำให้ประเทศนั้นสามารถพัฒนาและมีความเจริญขึ้นได้ การสื่อสารทางวิทยุคมนาคมถือเป็นส่วนสำคัญ ถ้าการสื่อสารที่ดีมีประสิทธิภาพจะเป็นการติดต่อกันระหว่างจุดที่ทำการส่งข้อความถึงจุดที่ทำการรับข้อความ มีระยะทางในการติดต่อห่างกันมาก และยังถ้าสามารถติดต่อกันได้ทุกจุดของมุมโลก หรือระหว่างโลกกับอวกาศ ๆ ใดนั้น ย่อมถือว่าการติดต่อสื่อสารนั้นยังเกิดผลสูงสุด การใช้คลื่นวิทยุในการรับส่ง สัญญาณหรือข้อความต่าง ๆ นั้น จะเป็นการประหยัดและสะดวกที่สุด

ผู้จัดทำเห็นความสำคัญในเรื่องนี้และมีความสนใจอย่างจริงจัง โดยมีความคิดว่า ถ้าหากประเทศไทยเราสามารถที่จะพัฒนาเทคโนโลยีทางด้าน การสื่อสาร วิทยุ อาจทำให้ประเทศเราเกิดความเจริญมากขึ้นได้ ถ้าสามารถพัฒนาเครื่องรับ-ส่งวิทยุ วิทยุโทรทัศน์ หรือโทรทัศน์ขาว ๆ และทำใช้ได้ในประเทศไทยแล้ว จะทำให้ประเทศไทยของเราไม่ตองเสียงบประมาณในการสั่งซื้อจากต่างประเทศ เพราะเครื่องมือสื่อสารเหล่านี้มีราคาสูงมาก หากสามารถจัดสร้างและพัฒนาขึ้นโดยอาศัยอุปกรณ์ที่มีใช้ในประเทศไทย จะทำให้เกิดประโยชน์ต่อประเทศชาติอย่างยิ่ง ทั้งนี้ผู้จัดทำได้วางแนวทางในการศึกษาค้นคว้าและวิจัย " เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุ ยาน VHF ความถี่ 144-146 MHz " ใหญ่ที่สนใจสามารถนำไปศึกษาจัดสร้าง และพัฒนาขึ้นเพื่อต่อไปจะค้นแนวทางในการพัฒนาและปรับปรุง ให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้นต่อไป เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุนี้ สามารถใช้ขยายกำลังรับ-ส่งของ เครื่องรับส่งวิทยุขนาดเล็กตั้งแต่ขนาดกำลังส่ง 100 mW ขึ้นไป เพื่อให้ผู้สนใจที่ได้ทดลองสร้าง เครื่องรับ-ส่งวิทยุขนาดเล็กแล้วนั้น จะได้นำไปทดสอบการรับส่งวิทยุ ถึงสถานีวิทยุสมัครเล่นใกล้เคียง ๆ โดยใช้เครื่องขยายการรับส่งวิทยุนี้ เป็นตัวช่วยในการขยายทั้งสัญญาณทางอากาศรับและสัญญาณทางอากาศส่ง ให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น จะสามารถพัฒนาประสิทธิภาพของสถานีวิทยุสมัครเล่นของตนเองให้ดียิ่งขึ้นต่อไป ดังเช่น

ผู้จัดทำได้ทดลอง ทดสอบสัญญาณกับสถานีทดสอบสัญญาณที่ศูนย์ระยะของ จังหวัดระยอง ซึ่งโดย
ปกติแล้วจากสถานีของผู้จัดทำไม่สามารถรับสัญญาณจากสถานีทดสอบสัญญาณที่ศูนย์ระยะของได้
เลย หรือบางครั้งรับได้เพียงเล็กน้อย เมื่อใช้เครื่องขยายการรับส่งวิทยุนี้สามารถรับและ
ทดสอบสัญญาณที่ศูนย์ระยะของได้โดยตลอด

เนื้อหาทาง ๆ ในวิทยุวิทยุสมัครเล่นมี มีใหม่ เพียงหลักการคุณสมบัติของ เครื่องและ
ผลการทดลอง เพียงแค่นั้น แต่ยังมีมุ่ง เน้นให้ เป็นหลักและแนวทางในการนำไปเพิ่มประสิทธิภาพ
ของการติดต่อสื่อสารย่าน VHF ให้มีระยะทางการติดต่อไกลยิ่งขึ้น โดยในเนื้อหาได้
รวบรวมเอาหลักการแพร่กระจายคลื่นผลต่อการแพร่กระจายคลื่นย่าน VHF และจากที่ผู้จัดทำได้
เคยทดสอบและปฏิบัติมาจากระยะการของตนเอง เพื่อศึกษาและวิเคราะห์เป็นแนวทางร่วม
ในการปฏิบัติการ ส่วนทางด้านวงจรได้นำเอาหลักคำนวณของอุปกรณ์ทาง ๆ ที่ใช้ในวงจรภาครับ
และภาคส่ง เพื่อนำมาวิเคราะห์ถึงผลที่เกิดขึ้นในการปฏิบัติการสร้าง เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุ
ย่าน VHF นี้ นอกจากนั้นยังเป็นประโยชน์ในการวินิจฉัย เพื่อนำเอาหลักการอันนี้ไปพิจารณา
ปรับปรุงระบบทาง ๆ ของเครื่องรับส่งวิทยุคมนาคมให้ดียิ่งขึ้น รวมถึงเป็นประโยชน์ในการสร้าง
ตรวจซ่อมและทดลอง วงจร เครื่องรับ-ส่งวิทยุคมนาคมอีกด้วย

ลักษณะโดยทั่วไปของ เครื่องขยายการรับส่งวิทยุ ย่าน VHF นี้ประกอบด้วยวงจร
สำคัญ ๆ อยู่ 6 ส่วนด้วยกันคือ

1. วงจร LOW NOISE R.F. PRE-AMPLIFIER เป็นวงจรขยายสัญญาณ
ทางด้านรับใหม่เกณฑ์สูงขึ้นและทำให้ NOISE ที่รับเข้ามาจากสายอากาศถูกลดทอนให้ต่ำลง
2. วงจร R.F. POWER AMPLIFIER เป็นวงจรขยายสัญญาณทางภาคส่งใหม่
กำลังสูงยิ่งขึ้น
3. วงจร FILTER เป็นตัวกรองความถี่ที่รับและส่งให้อยู่ในย่านความถี่ที่ใ้
งานคือ 144-146 MHz
4. R.F. SENSING/AUTOMATIC CHANGEOVER เป็นวงจร เปลี่ยน
สภาวะการทำงานของขยายสัญญาณในภาครับและภาคส่งโดยอัตโนมัติ
5. S.W.R. BRIDGE เป็นวงจรวัดระดับ STANDING WAVE RATIO
ที่เกิดขึ้นที่ภาค OUTPUT ของ R.F. POWER TRANSISTOR

6. D.C REGULATED POWER SUPPLY

เป็นวงจรจ่ายไฟกระแสตรง

ไปเลี้ยงวงจรทั้งหมด

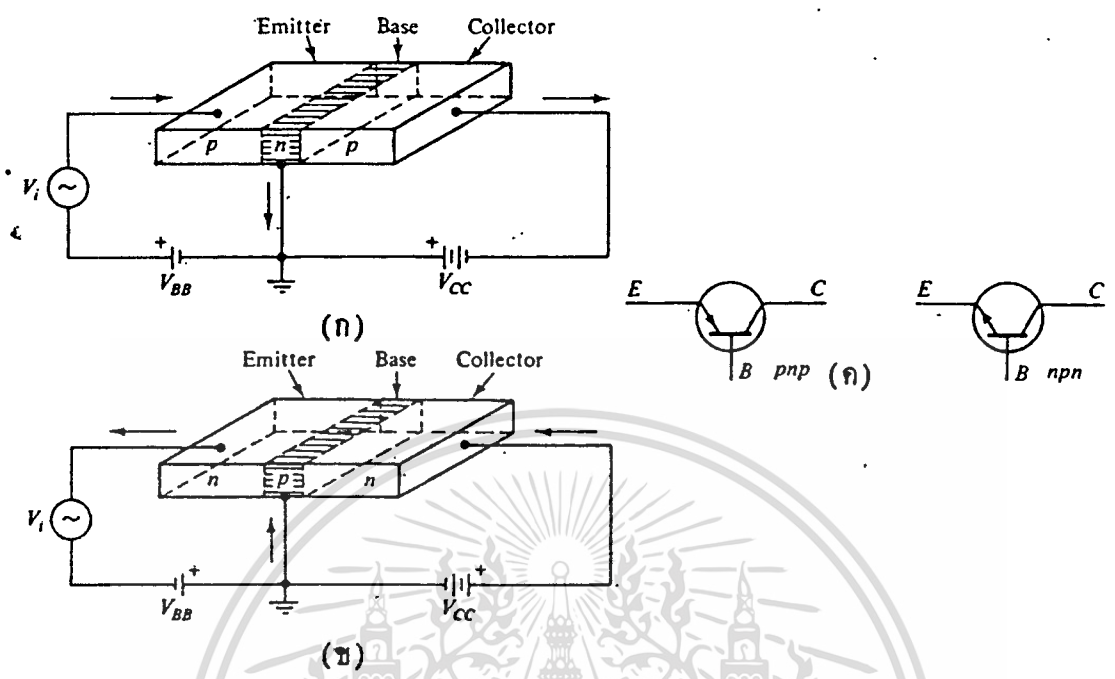


ทรานซิสเตอร์และการออกแบบวงจรขยาย

ในการออกแบบวงจรขยายกำลังทางค่านความถี่สูงนั้น จำเป็นต้องทราบถึงลักษณะคุณสมบัติในหลาย ๆ ด้านของตัวทรานซิสเตอร์ และลักษณะรูปแบบการทำงานของวงจรมัน ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการนำทรานซิสเตอร์มาใช้ในวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) ส่วนใหญ่แล้วมักนำเอาวงจรขยายแบบ อิมิตเตอร์รวม (Common Emitter Circuit) มาเป็นวงจรขยาย เนื่องจากความต้านทานทางค่านอินพุท ระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์มีค่าต่ำ และทางเอาพุทที่คอด เลคเตอร์กับอิมิตเตอร์มีค่าสูง และทั้งอัตราการ เปลี่ยนแปลงของกระแสที่เบสมีค่าเพียง เล็กน้อย จึงทำให้เกิดการ เปลี่ยนแปลงกระแสทางค่านเอาพุท (I_c) ได้มากมาย ดังนั้นวงจรอิมิตเตอร์รวมจึง เหมาะที่สุดที่จะนำมาใช้ในการขยายสัญญาณและกำลังงานซึ่งให้อัตราการขยายได้สูงมาก ก่อนที่จะกล่าวถึงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรความถี่สูงนั้นจะกล่าวถึงลักษณะโดยทั่ว ๆ ไป ของตัวทรานซิสเตอร์และการออกแบบวงจรขยายก่อน

ทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อ (Junction Transistor)

ทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อประกอบด้วย สารกึ่งตัวนำที่มัสสาร เจือ (doped semiconductor) ชั้นบาง ๆ ถูกประกบ อยู่ตรงกลางด้วยสารกึ่งตัวนำที่มัสสาร เจือชนิดตรงข้าม 2 ชั้น ซึ่งมีความหนามากกว่า ชั้นที่อยู่หัวท้ายนี้ อิมิตเตอร์ (emitter) และคอด เลคเตอร์ (collector) ส่วนชั้นที่อยู่ตรงกลางคือเบส (base) รอยต่อของทรานซิสเตอร์ เป็นส่วนต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิด เอ็นและพี รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส จะถูกไบอัสตรง ในขณะที่รอยต่อระหว่างเบสกับคอด เลคเตอร์ถูกไบอัสกลับ สำหรับทรานซิสเตอร์แบบพีเอ็นเอ็ (pnp) มีคัยของเบสและคอด เลคเตอร์ เป็นลบ เทียบกับอิมิตเตอร์ และทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น (npn) เบสและคอด เลคเตอร์ เป็นบวก เทียบกับอิมิตเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



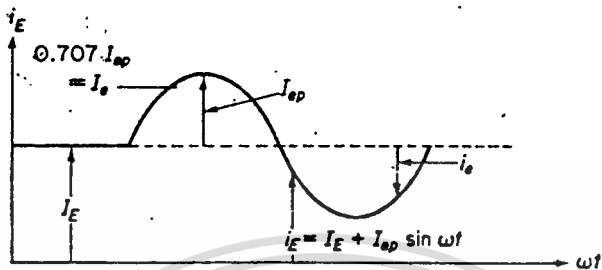
รูปที่ 2.1 (ก) ทรานซิสเตอร์แบบพีเอ็นพี (ข) ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น
(ค) สัญลักษณ์

สัญลักษณ์และแบบการทำงาน (Letter Symbols and Operating Mode)

ใช้สัญลักษณ์สำหรับปริมาณต่าง ๆ ตามตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การใช้สัญลักษณ์สำหรับปริมาณต่าง ๆ

Physical Quantity or variable	Symbol Letter, subscript	Example
dc	capital, capital	I_E, V_{BE}
rms	capital, lowercase	I_e, V_{be}
ac instantaneous	lowercase, lowercase	i_e, v_{be}
total instantaneous	lowercase, capital	i_E, V_{BE}
peak or maximum	capital, lowercase with additional subscript p or m	I_{em}, V_{bem}
circuit elements	capital	R, C_1
transistor parameters	lowercase or capital	r_n, C_n



(ก)



$V_{BE} = 10V$
 $V_{EB} = -10V$
 $V_{BE} = -V_{EB}$

(ข)

รูปที่ 2.2 การใช้สัญญาณ

ทรานซิสเตอร์มีแบบการทำงานที่เป็นไปได้ 4 แบบ แต่ละแบบมีข้อดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แบบการทำงานของทรานซิสเตอร์

Operating Mode	Bias on the Emitter Junction	Bias on the Collector Junction
active	forward	reverse
saturated	forward	forward
cutoff	reverse	reverse
inverse	reverse	forward

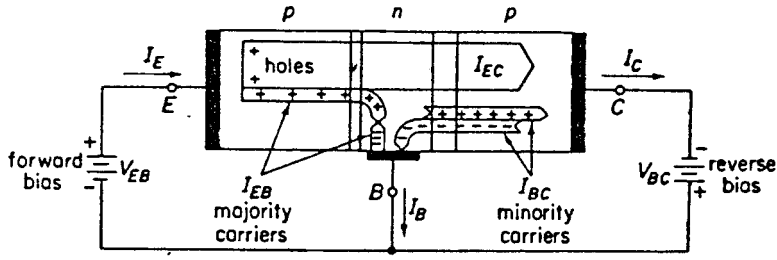
วงจรสวิทช์ (switching circuits) ทำงานทั้งแบบอิ่มตัว

(saturated) หรือคัทออฟ (cutoff) คอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นวงจรปิด หรือเป็นวงจรเปิดเมื่อทรานซิสเตอร์อิ่มตัว หรือคัทออฟ สำหรับวงจรมอเตอร์นั้นแบบของการทำงานของทรานซิสเตอร์คือแบบแอคทีฟ (active mode) สำหรับแบบอินเวิร์ส (inverse) ไม่ค่อยพบ

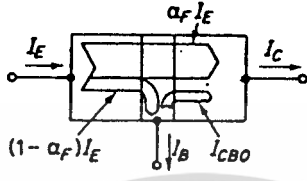
2.1 การทำงานของทรานซิสเตอร์ (Transistor Action)

เมื่อนำทรานซิสเตอร์มาใช้เป็นวงจรมอเตอร์ หรืออุปกรณ์ควบคุม (control device) รอยต่ออิมิตเตอร์-เบส ถูกไบอัสตรง และรอยต่อคอลเลกเตอร์-เบสถูกไบอัสกลับให้ทำงานในแบบแอคทีฟ อิมิตเตอร์ถูกไบอัสให้มีความหนาแน่นของสารเจือมากกว่าเบส ดังนั้นกระแสที่ไหลจึงเกิดจากพาหะนำไฟฟ้าส่วนใหญ่จากอิมิตเตอร์ สำหรับทรานซิสเตอร์แบบ pnp อิมิตเตอร์มีโฮล เป็นพาหะนำไฟฟ้าส่วนใหญ่ โฮลเคลื่อนที่ข้ามรอยต่ออิมิตเตอร์-เบส ไปยังเบส ซึ่งมีโฮล เป็นพาหะส่วนน้อย โฮลจำนวนมากที่ข้ามมาจากอิมิตเตอร์สามารถแพร่ข้ามส่วนเบสซึ่งเป็นชั้นบาง ๆ ไปยัง คอลเลกเตอร์ได้ ทำให้เกิดเป็นกระแส I_{EC} ดังรูปที่ 2.3 โฮลจำนวนน้อย (น้อยกว่า 1%) ที่ข้ามมาจากอิมิตเตอร์จะรวมกับอิเล็กตรอนในเบส เกิดเป็นกระแส I_{EB} พาหะนำไฟฟ้าส่วนใหญ่ของเบสคืออิเล็กตรอน บางส่วนจะข้ามรอยต่อไปยังอิมิตเตอร์เบสถูกไบอัสให้มีความหนาแน่นของสารเจือน้อย เพื่อลดการไหลของอิเล็กตรอนจากเบสไปยังอิมิตเตอร์

ยังมีส่วนประกอบของกระแสผ่านรอยต่อคอลเลกเตอร์-เบส ซึ่งถูกไบอัสกลับ ซึ่งประกอบด้วยพาหะส่วนน้อยของเบสคือโฮล และพาหะส่วนน้อยของคอลเลกเตอร์คืออิเล็กตรอน อิเล็กตรอนหนึ่งไหลไปยังเบสของถูกเอาออกจากเบสผ่านส่วนต่อเชื่อมของเบส (base contact) เป็นกระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (reverse saturation) แสดงด้วย I_{BC} ในรูปที่ 2.3 กระแสอื่นเกิดจากพาหะนำไฟฟ้าส่วนน้อยขึ้นกับอุณหภูมิ เพราะอิเล็กตรอนในคอลเลกเตอร์เกิดจากความร้อนไปแตกโควาเลนซ์พันธะ โดยการโคปคอลเลกเตอร์ให้เข้มข้นกว่าเบส เป็นการลดจำนวนอิเล็กตรอนในคอลเลกเตอร์ ดังนั้นกระแสอื่นเกิดจากอิเล็กตรอนนี้จึงลดลงด้วย



(ก)



(ข)

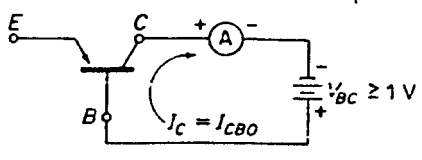
รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของทรานซิสเตอร์

โวลต์จากคอลเลคเตอร์ร่วมกับอีเล็กตรอนจากขั้วเบสไบแอสเตอร์ V_{CC} ทำให้เกิดเป็นกระแส I_C ดังรูปที่ 2.3 ที่อิมิตเตอร์ต่อกับขั้วบวกของเบสไบแอสเตอร์ V_{EE} ทำให้อีเล็กตรอนหนีออกจากอิมิตเตอร์และคงความเข้มข้นของโวลต์ในอิมิตเตอร์ เกิดเป็นกระแส I_E ดังรูป

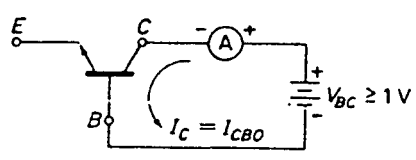
สำหรับทรานซิสเตอร์ npn ขั้วของศักย์ และทิศทางของกระแสจะกลับกันในรูปที่ 2.3 และพาหะนำไฟฟ้าก็กลับกันด้วย

I_{BC} เป็นกระแสรั่วไหล (leakage current) ผ่านรอยต่อคอลเลคเตอร์-เบส ซึ่งถูกไบแอสกลับ ซึ่งสามารถแสดงและวัดค่าโดยไม่ไปยุ่งเกี่ยวกับกระแสที่เกิดจากพาหะส่วนใหญ่ โดยวงจรในรูปที่ 2.4 ค่ายการให้ขั้วอิมิตเตอร์ เปิดไว้ เพื่อกำจัดสิ่งต่างๆ ที่เกิดจากรอยต่ออิมิตเตอร์ ในกรณีนี้กระแสคอลเลคเตอร์จะเท่ากับ กระแสลิ่มตัวย้อนกลับ หรือกระแสรั่วไหล

I_{CBO}



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 / วงจรสำหรับวัดค่า I_{CBO} สำหรับ (ก) ทรานซิสเตอร์แบบ pnp

(ข) ทรานซิสเตอร์แบบ npn



ตัวห้อยท้าย C และ B แสดงชื่อของทรานซิสเตอร์ที่กระแสไหล ตัวห้อยท้าย O แสดงให้รู้ว่าชื่อของทรานซิสเตอร์ที่เหลื้เปิดไว้ ในทรานซิสเตอร์แบบ pnp I_{CBO} ประกอบด้วยโวลต์ซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยของเบสข้ามไปยังคอลเลคเตอร์และอีเล็กตรอนหนึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยของคอลเลคเตอร์ข้ามไปยังเบส ในวงจรส่วนนอก (external circuit) I_{CBO} บรรยายไคควยกระแสของวงจรทั้งในรูปที่ 2.4 I_{CBO} ขึ้นกับอุณหภูมิอย่างยิ่ง ประมาณ 2 เท่า สำหรับอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น $6^{\circ}C$ ในทรานซิสเตอร์ชนิดที่นำควยซิลิคอน และ $10^{\circ}C$ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่เป็นเยอรมาเนียม I_{CBO} สำหรับทรานซิสเตอร์และไดโอดแบบเยอรมาเนียมมีค่าสองสามไมโครแอมแปร์ แต่ของทรานซิสเตอร์และไดโอดแบบซิลิคอนจะมีค่าน้อยกว่าประมาณ 1,000 เท่า ดังนั้นสำหรับทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอนจึงตัด I_{CBO} ทิ้งได้

เมื่อไดโอดถูกไบอัสกลับ กระแสลึ้มตัวย้อนกลับมีค่าคงที่, น้อยและไม่ขึ้นกับศักย์ไบอัสกลับ จนกว่าจะเกิดการพังอะวาลานซ์ หรืออีเนอร์ I_{CBO} จะมีค่าคงที่ควยเมื่อรอยต่อคอลเลคเตอร์-เบส ถูกไบอัสกลับ

ไดโอด อิมิตเตอร์-เบส ถูกไบอัสตรง ศักย์ระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส V_{EB} สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอน และเยอรมาเนียมมีค่า 0.7 V และ 0.3 V ตามลำดับ

เมื่อ I_E คือกระแสที่ไหลเข้าทรานซิสเตอร์ในส่วนด้านเข้าของวงจร เรียกว่า กระแสอิมิตเตอร์ (emitter current) ส่วนของกระแสอิมิตเตอร์ที่ไหลสู่คอลเลคเตอร์บอกควย α_F (forward current-transfer ratio) นั่นคือกระแสคอลเลคเตอร์พิจารณาในขั้นแรกนี้ได้จากสว่ประกอบ $I_{EC} = \alpha_F I_E$ กระแสที่เหลื้ของกระแสอิมิตเตอร์คือ $(1 - \alpha_F) I_E$ เป็นส่วนที่ทำให้เกิดการรวมของโฮลและอีเล็กตรอน (recombination) ในเบส ปกติ α_F มีค่าระหว่าง 0.91 ถึง 0.99 และมักให้ความมาอยู่ในคู่มือ เป็น h_{FB}

กระแสของทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 2.3 แสดงอยู่ในรูปที่ 2.3 รูปล่างเป็นพจน์ของ α_F และ I_{CBO} ความสัมพันธ์ของกระแสต่าง ๆ เขียนได้จากรูปล่างของ 2.3 โดยคิดว่ากระแสที่ไหลเข้าทรานซิสเตอร์ เท่ากับกระแสที่ไหลออกจากทรานซิสเตอร์

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_C = \alpha_F I_E + I_{CBO}$$

กระแสที่ขั้วเบส เป็นผลต่างของกระแสที่เกิดจากการรวมของโวลต์จีโอเล็กตรอน คือ $(1 - \alpha_F) I_E$ และกระแสรั่วไหลคือ I_{CBO}

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_E - I_{CBO}$$

กราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ (Characteristic Curves of a Transistor)

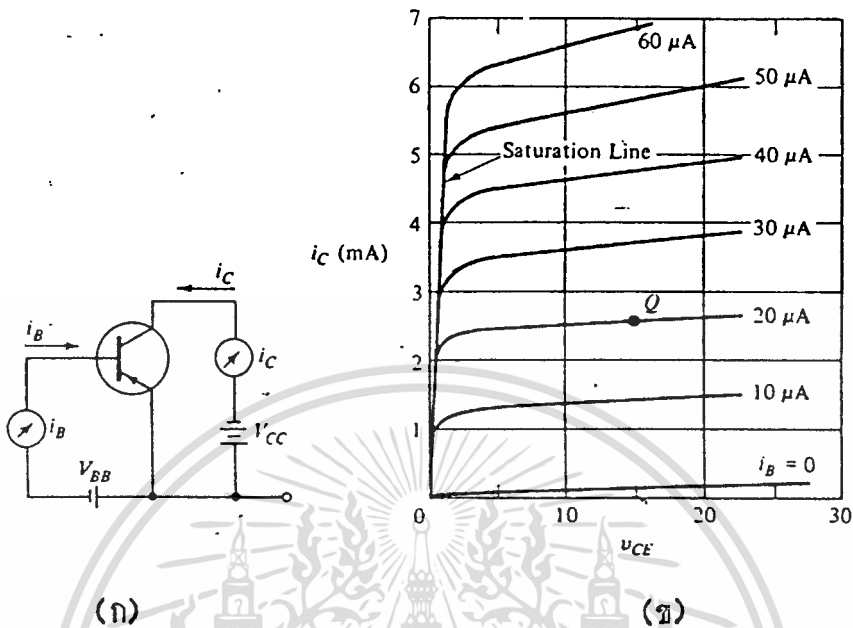
กราฟทางค่านอกของวงจรทรานซิสเตอร์ เป็นพื้นฐานในการอธิบายคุณสมบัติการควบคุมของทรานซิสเตอร์ รูปที่ 2.5 เป็นกราฟของกระแสจริงกับศักย์ ความชันของกราฟสำหรับค่า i_B ใด ๆ เป็นส่วนกลับของความต้านทาน :-

$$\frac{\Delta i_C}{\Delta V_{CE}}$$

ดังนั้นความต้านทานของคอลเลคเตอร์ (collector resistance) จึงเป็นส่วนกลับของความชันของกราฟ

$$r_C = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta i_C}$$

ถ้าความชันของกราฟมีค่าน้อย r_C จะมาก จะเห็นว่า r_C ค่อนข้างคงที่สำหรับค่ากระแสเบส หนึ่ง ๆ และจะน้อยลง เมื่อกระแสเบส เพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.5 (ก) วงจรของทรานซิสเตอร์ (ข) กราฟค่าแรงดันออกของทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอน ที่อุณหภูมิ 25 °C (77 °F)

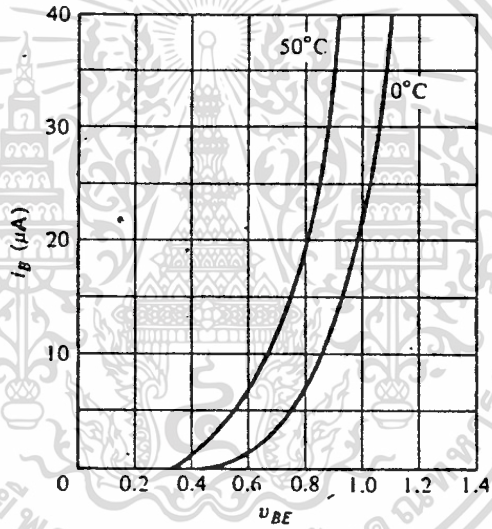
หาค่าคิกยกคอล เลคเตอร์-อิมิตเตอร์ 1 v หรือต่ำกว่า กราฟจะรวมเข้าสู่เส้นอิ่มตัว (saturation line) ซึ่งอยู่ทางซ้ายของรูปที่ 2.5 (ข) การควบคุมกระแสควย เบสก็หมดลง ส่วนกลับของความชันของกราฟยังคงเป็นความต้านทาน เป็นความต้านทานของรอยต่อคอล เลคเตอร์-เบส ดังเช่น ไคโอด ความต้านทานของรอยต่อคอล เลคเตอร์-เบส ซึ่งมีค่าน้อยที่สุดนี้ เรียกว่า $R_{CE} (sat.)$ ซึ่งขึ้นกับความต้านทานของสารในส่วนที่เป็นคอล เลคเตอร์

กระแสคอล เลคเตอร์ถูกควบคุมโดยกระแส เบสที่แปร เปลี่ยนค่าไม่โดยกระแส เบส ถูกควบคุมโดยคิกยกของเบส-อิมิตเตอร์ v_{BE} บริเวณที่ห้อมล้อมด้วยเส้นอิ่มตัว, เส้น $i_B = 50 \mu A, v_{CE} = 25 V$ และเส้น $i_B = 0$ กราฟกระจายอยู่ทางกันสมำ เสมอ ความชันของกราฟคงที่ทุกเส้น ซึ่งชี้ให้เห็นถึงความคงที่ของพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ อาณาเขตนี้นี้เป็นบริเวณทำงานของทรานซิสเตอร์ ในวงจรขยายชนิดต่าง ๆ เรียกว่า บริเวณแอคทีฟ

(active region)

คัทออฟ เกิดเมื่อ $i_B \approx 0$ ซึ่งเป็นเส้นที่ $i_C = I_{CEO}$ (collector-to-emitter current, base open) สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอนกระแสไม่ค่าน้อยมาก เช่น $2 \mu A$ และเส้นกราฟ เมื่อ $i_B = 0$ จะอยู่ใกล้แกน
 รัศมีมาก สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิดเยอรมาเนียม I_{CEO} อาจเป็น 100 ถึง 200 μA

กราฟทางคานเขาของวงจร แสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเบส และคิกย์ของ เบส-อิมิตเตอร์ เมื่อถูกไบอัสตรงกราฟนี้ดูคล้ายคลึงกับกราฟของไดโอดเมื่อถูกไบอัสตรง จากกราฟในรูปที่ 2.6 จะเห็นการเปลี่ยนแปลงของ V_{BE} ที่มีคอบุณภูมิ



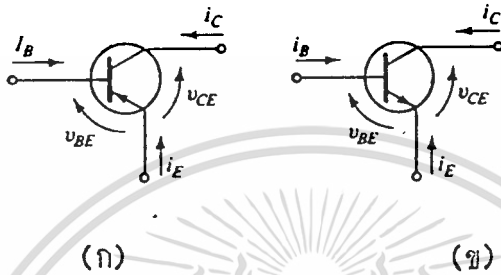
รูปที่ 2.6 กราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทางคานเขาของวงจร (เป็นทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอนเช่นเดียวกับรูปที่. 2.5)

ตัวประกอบของการขยายกระแส (Current Amplification Factors)

กระแสทั้งสามของทรานซิสเตอร์ชนิด npn และ pnp จะมีทิศทางข้ามกัน จึงจะเห็นได้จากรูปที่ 2.1 เพื่อป้องกันความสับสน เราจะกำหนดกระแสทั้งสามนี้ให้เป็นบวกเมื่อมีทิศเข้าหาทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.7 ดังนั้น

$$i_E + i_C + i_B = 0$$

และแน่นอนที่จะต้องมีกระแสอินโดซ์หนึ่ง เป็นลบ และมีทิศออกจากทรานซิสเตอร์ เพื่อสอดคล้องกับกฎกระแสไฟฟ้าของ เคอร์ชอฟฟ์



รูปที่ 2.7 การกำหนดกระแสและทิศทางสำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด (ก) pnp (ข) npn

ต่อไปจะหาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ เป็นการวัดประสิทธิภาพของประจุที่จะเคลื่อนที่ผ่านเบส การเปลี่ยนแปลงของกระแสอิมิตเตอร์จะแตกต่างกันการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์ เพราะมีการรวมของโฮลและอิเล็กตรอน (recombination) ในเบส เราวัดความสามารถของการเคลื่อนที่ของประจุ เมื่อคิกขของคอลเลคเตอร์-เบสคงที่เป็นอัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ ของกระแสคอลเลคเตอร์ (Δi_C) ต่อการเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ ของกระแสอิมิตเตอร์ (Δi_E) พารามิเตอร์นี้ใช้กับสัญญาณขนาดเล็ก เรียกว่า ตัวประกอบของการขยายกระแสคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ เมื่อเป็นสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal collector-emitter current amplification factor) :

$$a = \left[\frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \right]_{V_{CB} = \text{คงที่}}$$

มีค่า 0.90 ถึง 0.99

ค่าโดยประมาณของ α หาได้โดยใช้ค่ากระแสคงตัว ที่จุด ๆ หนึ่งบนกราฟห่างจากแกนออกนั้นคือ

$$a \approx \frac{i_C}{i_E} = h_{FB}$$

4. เรียกว่าตัวประกอบของการขยายกระแสคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์แบบ dc หรือสแตติก (static or dc collector-emitter current amplification factor)

ตัวประกอบของการขยายกระแส ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ ในกระแสคอลเลคเตอร์ i_C ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส i_B เมื่อสวิตช์ของคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์คงที่ คือตัวประกอบของการขยายกระแสคอลเลคเตอร์-เบส เมื่อเป็นสัญญาณขนาดเล็ก :

$$\beta = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{V_{CE} = \text{คงที่}} = h_{fe}$$

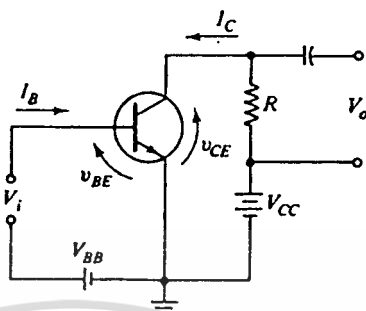
เนื่องจาก i_B น้อย โดยการออกแบบ ดังนั้น h_{fe} มีค่า 20 ถึง 200 และเราอาจหา h_{fe} โดยใช้ค่ากระแสตัวทุก ๆ หนึ่งในกราฟที่อ่านออก ดังนั้น

$$h_{FE} = \frac{i_C}{i_B} \approx H_{fe}$$

เส้นโหลดและจุดทำงาน (Load Line and Operating(Q) Point (Quiescent Point))

วงจรขยายในรูปแบบที่ 2.8 เขียนสมการรอยดูที่ด้านออกของวงจรได้ว่า

$$V_{CE} = V_{CC} - R i_C$$

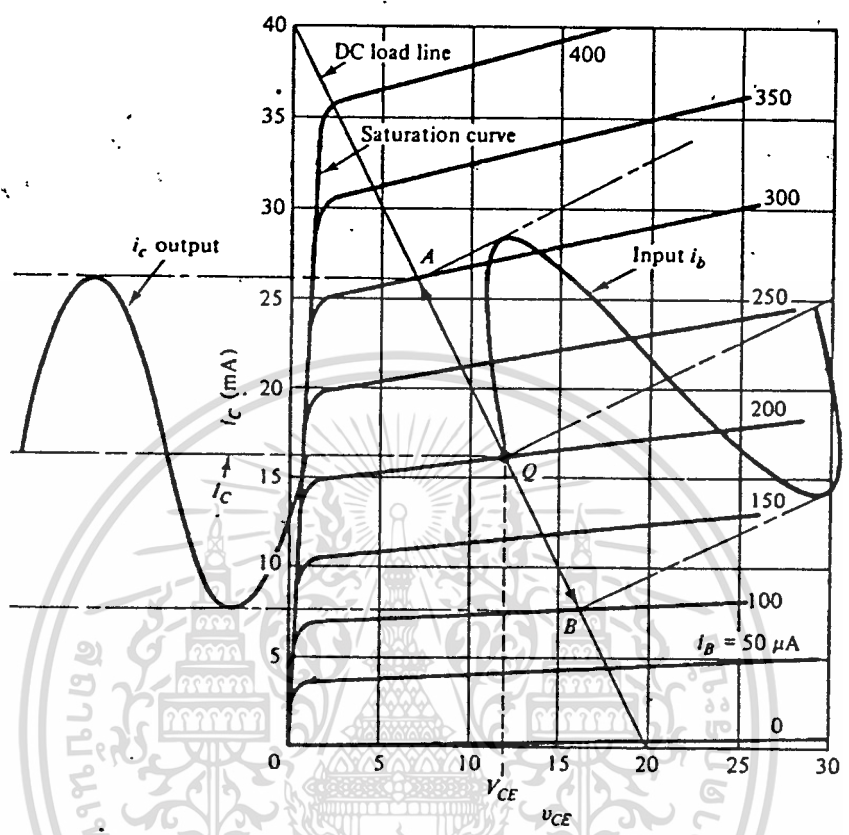


รูปที่ 2.8 วงจรขยายของทรานซิสเตอร์

ซึ่งเป็นสมการของกราฟเส้นตรง อาจเขียนใหม่ให้เห็นชัดได้ดังนี้

$$i_C = -\frac{V_{CE}}{R} + \frac{V_{CC}}{R}$$

เป็นกราฟเส้นตรงของตัวแปร V_{CE} และ i_C กราฟทางด้านออกดังรูปที่ 2.9 กับตัวแปร 2 ตัวนี้เป็นแกน เมื่อเขียนกราฟตามสมการ (2.15) ลงไปจะได้เส้นโหลดแบบ dc (dc load line)



รูปที่ 2.9 กราฟทางคานาออกของทรานซิสเตอร์ ในวงจรรูปที่ 11.8

วิธีเขียนเส้นโหลด กระทำโดยง่าย ๆ โดยหาจุดตัดบนแกนระดับ และแกนตั้ง. เมื่อ $i_C = 0, v_{CE} = V_{CC}$ และเมื่อ $v_{CE} = 0, i_C = V_{CC}/R$ เส้นโหลดในรูปที่ 11.9 มี $V_{CC} = 20 \text{ V}, V_{CC}/R = 40 \text{ mA}$ และ $R = 20/0.04 = 500\Omega$

เส้นโหลดคือโลคัส (locus) สำหรับศักย์และกระแสทุกค่าซึ่งสามารถมีได้เมื่อโหลดที่อนุกรมอยู่กับทรานซิสเตอร์ เส้นโหลดจะตัดกราฟคุณสมบัติที่จุดต่าง ๆ เราเลือกจุดทำงาน (Q point) ให้สอดคล้องกับสัญญาณเข้า เช่นสัญญาณเข้าในรูปที่ 2.9 เราเลือกจุด Q ให้อยู่ที่เส้น $i_B = 200 \mu\text{A}$ จุด Q บางทีเรียกว่าจุดเฝ้า เนื่องจากเป็นจุดที่วงจรเฝ้าคือ $v_i = 0$ จุด Q เป็นจุดของแกนศูนย์ (zero axis point or no-signal point) ลากเส้นตรงจากจุด Q ไปตั้งฉากกับแกน v_{CE} และ i_C จะได้ค่าศักย์คงตัว v_{CE}

และกระแสคอลเลกเตอร์ I_C ตามลำดับ จากจุด Q เรายังได้กระแสเบส I_B ด้วย

ดังนั้นเราสามารถวิเคราะห์วงจรได้โดยวิธีกราฟ กล่าวคือเขียนสัญญาณเข้าลงไปในกราฟ แล้วเขียนรูปสัญญาณออกที่สอดคล้องกันลงไป ดังรูปที่ 2.9

ค่า h_{fe} หาได้โดยการวัดตามเส้นแนวตั้งที่ค่า v_{CE} คงที่ ในรูปที่ 2.9 การเปลี่ยนแปลงของ i_B จาก 200 ถึง 150 μA ทำให้ i_C เปลี่ยนแปลงจาก 16.2 ถึง 11.7 mA ดังนั้น

$$h_{fe} = \frac{(16.2 - 11.7) \text{mA}}{(0.20 - 0.15) \text{mA}} = 90$$

ส่วนกลับของความต้านทาน เมื่อมีวงจรทางคานออก (output short-circuit reciprocal resistance) นิยามว่า

$$h_{oe} = \frac{I_2}{V_2} = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}}$$

ซึ่งคือความชันของกราฟเมื่อ i_B คงที่ จะเห็นว่า h_{oe} คงที่ไม่ว่าในบริเวณกลาง ๆ ของกราฟในรูปที่ 2.9

ความต้านทานคานเข้า (input resistance) นิยามว่า

$$h_{ie} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B}$$

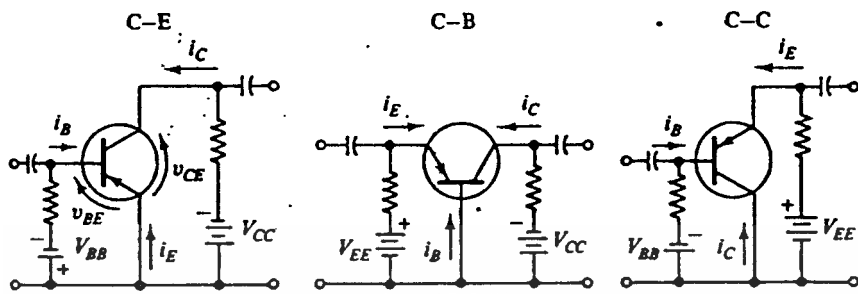
ซึ่งคือส่วนกลับของความชันของกราฟในรูปที่ 2.6 ซึ่งเป็นกราฟทางคานเข้าของวงจร สัญญาณเข้าต้องมีการเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ รอบจุด Q เพื่อให้ h_{ie} มีค่าคงที่ ข้อจำกัดเพื่อให้พารามิเตอร์ h ทั้งหมดมีค่าคงที่ จึงเป็นเหตุผลที่นิยามพารามิเตอร์ h ทั้งหมดว่าเป็นพารามิเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal parameter)

สำหรับ h_{re} หาได้จากความชันของกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง v_{CE} กับ v_{BE} เมื่อ i_C คงที่

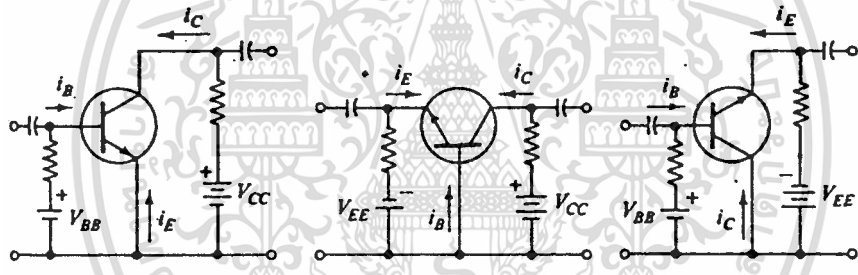
2.2 วงจรขยายทรานซิสเตอร์ (Transistor Amplifier)

ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนประกอบแอกทีฟของวงจรขยาย เนื่องจากทรานซิสเตอร์มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งพลังงานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่ออนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 3 ชั่วโมง เราจึงใช้ในวงจรเป็นอุปกรณ์ 4 ชั่วโมง, 2 ส่วน (two port device) โดยมีข้อ

หนึ่งขงทรานซิสเตอร์ เป็นขั้วรหว่างส่วนเข้าและส่วนออกของวงจร (input and output ports) ด้งนั้นจึงจัดเป็นวงจรขยายได้ 3 แบบ ด้งรูปที่ 2.10 คือ วมิตเตอร์รวม (C - E), วมิตเตอร์รวม (C - B) และคอดเลคเตอร์รวม (C - C)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.10 วงจรขยายของทรานซิสเตอร์ แบบ C-E, C-B และ C-C พร้อมทั้งกำหนดกระแส รูป (ก) ทรานซิสเตอร์ชนิด pnp รูป (ข) ทรานซิสเตอร์ชนิด npn

วงจรทั้งสามแบบแตกต่างกันที่การจัดรูปวงจรและประโยชน์ เช่น C-E เหมาะสำหรับเป็นวงจรขยายกำลัง C-B ใช้เป็นอุปกรณ์จับโวลต์ให้เข้ากัน (load-matching) ทำให้แหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานต่ำต่อกับวงจรที่มีความต้านทานด้านออกค่าสูง ๆ ได้ และให้อัตราการขยายสัณยัไกลหนึ่ง C-C ให้คุณสมบัติของการแปลงความต้านทานกลับกัน และให้อัตราขยายกระแสได้ 1

เพื่อแสดงขั้วรหว่างกันเข้าและกันออกของวงจร เราจะใส่ตัวห้อยท้ายตัวที่สองไว้ที่พารามิเตอร์ h เช่น h_{fe} , h_{ib} , h_{oc} เป็นต้น

วงจรรขยายอิมิตเตอร์รวม (Common-Emitter Amplifier(C-E)

เราจะใช้วงจรสมมูลดังรูปที่ 2.13(ข) เพื่อหาการทำงานของวงจรรขยายอิมิตเตอร์

ศึกษาคำนวณของวงจรร :

$$V_o = - I_c R = - g_m V_{be} R$$

$$\therefore A_{Ve} = \frac{V_o}{V_i} = - g_m R$$

อิมิตเตอร์รวมกระแส

กระแสในโหลด R คือ

$$I_c = g_m V_{be} = h_{fe} I_b$$

โดยใช้สมการ

$$A_{ie} = \frac{I_c}{I_b} = h_{fe}$$

ซึ่งเป็นอิมิตเตอร์รวมกระแสของตัวทรานซิสเตอร์เอง

ความต้านทานทานทาน เขา :

จากการพิจารณาวงจรร จะได้

$$R_{ie} = \frac{V_i}{I_b} = \frac{V_{be}}{I_b} = h_{ie}$$

ซึ่งเป็นความต้านทานที่เข้หน้ากับแหล่งกำเนิดสัญญาณเขา

ความต้านทานทานทานออก :

ความต้านทานซึ่งวัดทางทาน 2,2 หาได้โดยลัดแหล่งกำเนิดสัญญาณลงสู่ศูนย์ $V_i = V_{be} = 0$ ดังนั้นแหล่งกำเนิดกระแสลัดลอค เลคเตอร์ เป็นศูนย์หรือเป็นวงจรรเมื่อกว่ ทางทาน 2,2

เราเห็นเป็นวงจรรเมื่อก แต่ในทางปฏิบัติเราพบว่า มี $1/h_{oe}$ อยู่ทางทานนี้ ซึ่งเป็นความต้านทานทานค่าสูง ดังนั้น

อัตรากำลังขยาย

$$A_p = \left| A_{ve} A_i \right| = g_m h_{fe} R = \frac{h_{fe}^2 R}{h_{ie}}$$

ปกติเรากำหนด A_p ในรูปของ เดซิเบล

ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกระแสและอัตราขยายศักย์ (Relation between A_i and A_v)

เขียนนิพจน์สำหรับ C-E โคโธมคังนี้

$$A_{ve} = -g_m R = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R = -A_i \frac{R}{h_{ie}}$$

แสดง ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายศักย์และกระแสในวงจรขยายซึ่งอาจเขียน

ได้ว่า

$$A_v = -A_i \frac{\text{ความต้านทานโหลด}}{\text{ความต้านทานคานเข้า}} = -A_i \frac{R}{R_i}$$

การแปลงระหว่างพารามิเตอร์ เอช (Conversion of h Parameters)

รูปแบบของวงจรสมมูลแบบพารามิเตอร์ h เหมือนกันสำหรับวงจรที่มี 2 ด้านทั้งหลาย ทั้งในวงจร C-E, C-B และ C-C จึงมีวงจรสมมูลเหมือนกัน ค่าของพารามิเตอร์จะเปลี่ยนแปลงขึ้นกับว่า ขั้วโคของทรานซิสเตอร์ เป็นขั้วรวม ตารางที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์เหล่านี้

เนื่องจากเรากำหนดเกี่ยวกับพารามิเตอร์ของ C-E การวิเคราะห์วงจรเราจะใช้พารามิเตอร์เหล่านี้

ตารางที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ของ C-E, C-B และ C-C

C-B and C-C Parameters as Functions of C-E Parameters

$$\begin{aligned}
 h_{ib} &= \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}} & h_{ic} &= h_{ie} \\
 h_{ob} &= \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}} = \frac{h_{oe}}{h_{fe}} & h_{oc} &= h_{oe} \\
 h_{fb} &= \frac{-h_{fe}}{1 + h_{fe}} = -\alpha & h_{fc} &= -(1 + h_{fe}) \approx -h_{fe} \\
 h_{rb} &= \frac{h_{ie}h_{oe} - h_{re}h_{fe}}{1 + h_{fe}} & h_{rc} &\approx 1
 \end{aligned}$$

C-E and C-C Parameters as Functions of C-B Parameters

$$\begin{aligned}
 h_{ie} &= \frac{h_{ib}}{1 - \alpha} & h_{ic} &= \frac{h_{ib}}{1 - \alpha} \\
 h_{oe} &= \frac{h_{ob}}{1 - \alpha} & h_{oc} &= \frac{h_{ob}}{1 - \alpha} \\
 h_{fe} &= \frac{\alpha}{1 - \alpha} & h_{fc} &= \frac{-1}{1 - \alpha} \\
 h_{re} &= \frac{h_{ib}h_{ob} - h_{rb}\alpha}{1 - \alpha} & h_{rc} &\approx 1
 \end{aligned}$$

การเปรียบเทียบการทำงานของวงจรรขยาย (Comparison of Amplifier Performance)

ตารางที่ 2.4 รวบรวมค่าทาง ๆ ของวงจรรขยายทั้งสามแบบ
 ตารางที่ 2.4 เปรียบเทียบวงจรรขยายพื้นฐาน

	C-E	C-B	C-C
Input resistance, R_i	h_{ie}	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$h_{ie} + h_{fe}R$
Output resistance, R_o	$\frac{1}{h_{oe}}$	$h_{fe} \frac{1}{h_{oe}}$	$\frac{h_{ie}R}{h_{ie} + R}$
Current gain, A_i	h_{fe}	≈ -1	$-h_{fe}$
Voltage gain, A_v	$-g_m R$	$g_m R$	≈ 1
Power gain	$h_{fe} g_m R$	$g_m R$	$\frac{h_{fe} g_m R}{1 + g_m R}$
Power gain as a ratio to that of the C-E amplifier	1	$\frac{1}{h_{fe}}$	$\frac{1}{1 + g_m R}$

ตารางที่ 2.5 เป็นตัวอย่างค่าต่าง ๆ ของวงจรสำหรับทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่ง จะเห็นว่า C-E มีความต้านทานคานเข้าและคานออกพหุประมาณและมีอัตราขยายกำลังสูงที่สุด จึงเป็นที่นิยมใช้ วงจร C-B มีประโยชน์ในการจัดความถี่ให้เข้ากันจากค่าไปสูง ในขณะที่ C-C ใช้สำหรับแยกคานเข้าออกจากคานออกและจัดความถี่ให้เข้ากันจากค่าสูงสู่อีกค่า

ตารางที่ 2.5 ค่าการทำงานของวงจรขยายสำหรับทรานซิสเตอร์ตัวอย่าง

Transistor:	$h_{ie} = 900 \Omega$	$h_{fe} = 25$	
	$h_{re} = \text{negligible}$	$h_{oe} = 16 \times 10^{-6} \text{ mho}$	
	$g_m = 0.0278 \text{ mho}$	$\approx \text{negligible}$	
	C-E	C-B	C-C
R_i	900 Ω	35 Ω	52,900 Ω
R_o	62,500 Ω	1.62 M Ω	621 Ω
A_i	25	-0.96	-25
A_v	-55.5	55.5	0.984
P.G.	1387	55.5	24.6
P.G. dB	31.4 dB	17.3 dB	13.9 dB

2.3 ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรความถี่สูง

ในตัวทรานซิสเตอร์นั้น ลักษณะโครงสร้างภายในมิได้ประกอบด้วย ELECTRODE ต่าง ๆ เหมือนหลอดสุญญากาศ ดังนั้น ปัญหาสำคัญเกี่ยวกับการประดิษฐ์โครงสร้างทรานซิสเตอร์ที่จะใช้ในเครื่องวิทยุความถี่สูง ๆ จึงมุ่งเจาะจงลงไปเฉพาะทางด้าน TRANSIT TIME แต่เพียงอย่างเดียวและหลักประการสำคัญในการลดค่า TRANSIST - TIME นั้น ก็มิได้อยู่แต่เพียงว่า ทำอย่างไรจึงจะทำให้ CHARGE CARRIER จาก EMITTER เคลื่อนที่ไปยัง คอลเลคเตอร์ ด้วยระยะเวลาที่สั้นลง และได้พบว่าการแก้ปัญหาได้โดยทาง MECHANICAL หรือโดยทาง PHYSICAL โดยวิธีทำ เมส ใบบางหรือลดขนาดความหนาของเมสลง เพื่อให้ระยะห่างระหว่าง อิมิเตอร์ กับ คอลเลคเตอร์ น้อยลงนั้นไม่สามารถกระทำได้ ทั้งนี้เพราะ

ก) ความจุ ภายในตัวทรานซิสเตอร์ - เพิ่มขึ้น มีผลเสียในทางสูญเสียพลังงาน

ข) ถ้าแอส บางมาก ก็ไม่สามารถให้ OPERATING VOLTAGE สูง ๆ แก่ คอเลคเตอร์ ได้ เพราะจุด BREAK - DOWN VOLTAGE ต่ำ ดังนั้นเมื่อไม่สามารถกำหนด OPERATING VOLTAGE สูง ๆ ได้ ก็ยอมจะทำให้ได้ GAIN ต่ำ

ฟิสิกส์ เอฟเฟค ทรานซิสเตอร์ (Field Effect Transistor (FET))

ปัจจุบันนิยมใช้ FET เพราะ FET มีคุณสมบัติดีกว่าทั้งหลอดและ JUNCTION TRANSISTOR จนเป็นที่คาดหมายว่าต่อไปในอนาคต FET จะใช้งานแทนที่หลอดและ JUNCTION TRANSISTOR

เมื่อนำ FET เปรียบเทียบกับหลอด FET เหมือนกับหลอดตรงที่มี INPUT IMPEDANCE สูง เหมือนระหว่าง GRID กับ CATHODE ของหลอด และเมื่อนำ EET มาเปรียบเทียบกับ TRANSISTOR จะเห็นว่า TRANSISTOR มี INPUT IMPEDANCE ต่ำ และมีอัตราขยายได้ไม่สูงเท่า FET และมีเสียงรบกวนใน FET ต่ำกว่าของหลอดและ TRANSISTOR หลอดจตุรกรณภูมิมีผลต่อ FET น้อยกว่า TRANSISTOR

เนื่องจาก FET เป็นอุปกรณ์ที่ให้สัญญาณรบกวนต่ำ และมีการขยายที่เป็นเชิงเส้นดี มี INPUT IMPEDANCE สูง ทำให้การออกแบบวงจรไม่ยุ่งยากมากนัก จึงมีผู้นำ FET ไปใช้ในวงจรขยายความถี่วิทยุที่ใช้ในเครื่องรับหรือเครื่องส่งกันมาก

ที่เรียกว่า FIELD EFFECT TRANSISTOR ก็เพราะว่ามีการควบคุมกระแสของ CHARGE CARRIER ควบคุมด้วยแสงของเส้นแรงไฟฟ้าจากสนามไฟฟ้า

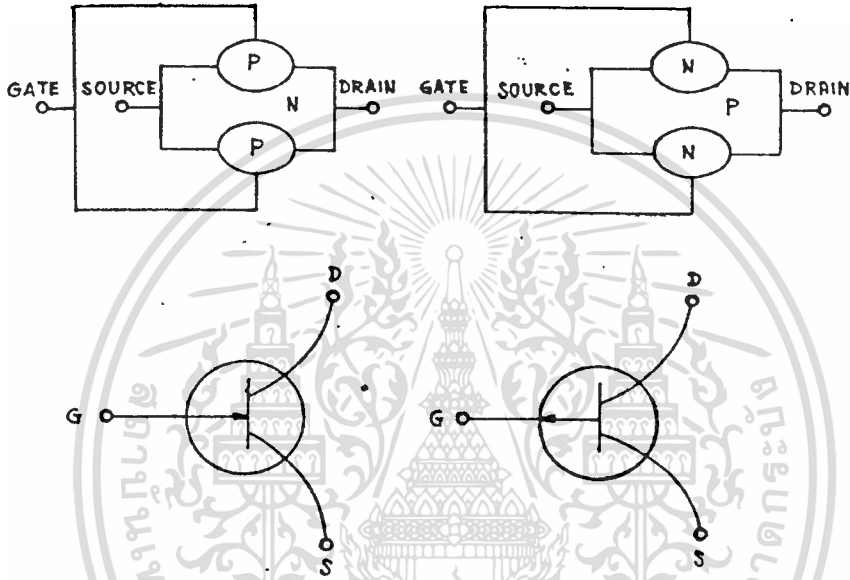
FET. มีหลายชนิดแบ่งออกเป็น 2 ชนิดใหญ่ ๆ คือ JUNCTION FET (J FET) และ IGFET. (INSULATED GATE FIELD EFFECT TRANSISTOR) หรือ (MOSFET OXIDE SEMICONDUCTOR FIELD EFFECT TRANSISTOR)

ลักษณะโครงสร้างของ FET

FET มีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์แบบธรรมดาทั่วไป หากแต่ให้นำเอาขั้วไฟฟ้าของ JUNCTION แรก อิมเพกเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์ แบบธรรมดา มารวมกับขั้วไฟฟ้าของ JUNCTION ที่สาม คอเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบธรรมดา รวมเป็นขั้วเดียวกัน ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางครั้งจึงเรียกว่า UNI-POLAR ทรานซิสเตอร์ แล้วเรียกชื่อ ELEMENT ใหม่ว่า GATE ซึ่งเปรียบหน้าที่คล้ายเป็น CONTROL GRID ในหลอดสุญญากาศหรือเปรียบเหมือน BASE ของ ทรานซิสเตอร์แบบธรรมดา ส่วน JUNCTIONกึ่งกลางซึ่งปกติให้เป็น BASE ใน ทรานซิสเตอร์ แบบธรรมดาจะต่อขั้วไฟฟ้าออกมา 2 ขั้ว



รูปที่ 3.1 FIELD EFFECT TRANSISTOR และ สัญลักษณ์

ขั้วก้านหนึ่งปล่อยให้ CHARGE CARRIER ออกไป เรียกว่า SOURCE: ซึ่งเปรียบหน้าที่คล้ายกับ EMITTER ใน TRANSISTOR แบบธรรมดา ขั้วอีกก้านหนึ่งทำหน้าที่รับเอา CHARGE CARRIER มาจ่ายคืนให้ LATTERY เรียกว่า DRAIN เปรียบเสมือน COLLECTOR ของ TRANSISTOR แบบธรรมดา

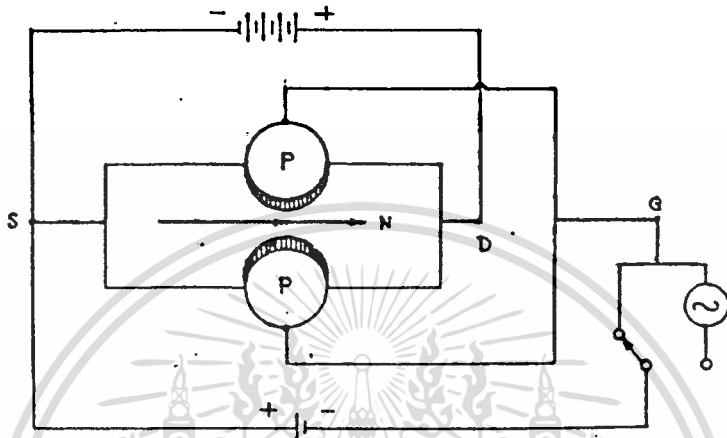
คุณลักษณะของ Field Effect Transistor

การแก้ปัญหาเรื่อง Transit-Time ใน Field Effect Transistor นั้นก็คือ ไม่ท้องให้ Charge carrier ไหลข้าม Cross section area ใดๆ หากแต่จะให้ไหลผ่าน Basic Semiconductor อันเกี่ยวกับตลอดจาก Source ไปยัง Drain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเผยแพร่เท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แวลว้ Gate เป็นเครื่องม้งค้บปรลมาของ Charge carrier ที่ไหลผ่านร้งว่าง เกิด Field Effect จ้งทำให้ Drain current เปลี่ยนเปลงไปตามอำนางม้งค้บของ Gate น้เดว



รูปที่ 3.2 ปรากฏการณ์ใน Field Effect Transistor

การทำงานของ FET โดยคอก Reverse bias โทแก Source ก้บ Gate เพื่อให้เกิด Depletion Zone (เขตทพที่ร้งปราศจาก Charge Carrier มากนอยตาม ทอการ ถ้า Bias voltage นอย Depletion Zone จะขยายอาณาเขตนอย เปิดร้งทาง บานของ Charge carrier กว้าง Charge carrier บานไปได่มาก Drain current ก้มากคว และแสดงปรากฏการณ์ตรงข้ามก้บ ถ้า Voltage เพิ่มข้บ น้ค้บถ้า Apply A.C. voltage เข้าไปที่ Gate ก้ยอมจะทำให้ Drain Current เปลี่ยนเปลงไปตาม A.C. Gate voltage และถาคอก Load เข้าในวงจร Drain ก้ยอมจะนำเอา Voltage ทกครอม Load ไปจ้งงานได

คุณสมบัติของ ตัวอุปกรณ์ในวงจรที่มีผลต่อความถี่ VHF

ในการศึกษาถึงคุณสมบัติของตัวอุปกรณ์ที่มีผลต่อความถี่สูงขึ้นไปนั้น จะทำให้เราสามารถวิเคราะห์ ทฤษฎี การพิจารณา และคำนึงถึงในการจัดสร้าง จักหาอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรเครื่องรับส่งวิทยุคมนาคมผ่านความถี่สูงได้ ซึ่งค่า L, R และ C ที่เกิดขึ้น เมื่อนำเอาอุปกรณ์ต่าง ๆ ประกอบลงบนแผงวงจรพิมพ์แล้ว จะทำให้ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ไม่เป็นไปตามค่าของอุปกรณ์ในวงจรที่ผู้ออกแบบมา

ส่วนประกอบทางไฟฟ้าของวงจรนั้น ๆ หมายถึง ส่วนประกอบที่ทำหน้าที่เกี่ยวข้องกับวงจรคือ หลอดแก้ว หรือ TRANSISTOR, CAPACITOR, RESISTOR และ INDUCTOR ส่วนประกอบทางไฟฟ้าจำพวก CAPACITOR, RESISTOR และ INDUCTOR ที่ใช้งานในวงจรวิทยุผ่านความถี่สูงนั้นสามารถจัดหามาใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรได้ จากสิ่งที่มีแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้า 2 กรณีด้วยกันคือ

1) ส่วนประกอบที่แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าแบบ LUMPED เรียกว่า LUMPED PROPERTY ELEMENT หมายถึงส่วนประกอบของวงจรที่มองเห็นเป็นก้อนของมัน เช่น ตัว CAPACITOR, RESISTOR และ INDUCTOR ที่มีขั้วตามท้องตลาดทั่วไป เป็นส่วนประกอบที่มีค่ากำหนดที่แน่นอน

2) ส่วนประกอบที่แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าแบบ DISTRIBUTED เรียกว่า DISTRIBUTED PROPERTY ELEMENT หมายถึงส่วนประกอบของวงจรที่มองไม่เห็นเป็นตัวจริงของมัน แต่สามารถแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนเช่นเกี่ยวข้องกับตัว CAPACITOR, RESISTOR และ INDUCTOR จริง ๆ ใ้ทุกประการ

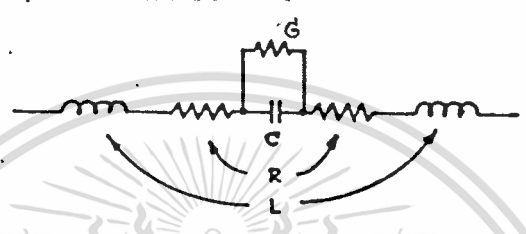
3.1 LUMPED PROPERTY ELEMENT

ส่วนประกอบทางไฟฟ้าของวงจรแบบ LUMPED เมื่อ LIMPED ELEMENT ใช้งานในวงจรวิทยุความถี่สูงกว่า 30 MHZ ขึ้นไป เป็นระยะที่เริ่มจะได้รับอิทธิพลจากผลสำแดงทาง

DISTRIBUTED ให้เห็นได้ชัดขึ้นเป็นลำดับตามความถี่ใช้งานที่เพิ่มขึ้น ๆ และทำให้เกิด เป็นขีปนากำหนดต่อความถี่ใช้งาน ดังนี้

LUMPED CAPACITOR

คุณสมบัติทางไฟฟ้าในรูปของ DISTRIBUTED ที่แสดงตัวออกมาใน LUMPED CAPACITOR สามารถเขียนเป็นวงจร EQUIVALENT ได้ดังรูปที่ 3.1 ข้างล่างนี้



รูปที่ 3.1 วงจร EQUIVALENT ของ LUMPED CAPACITOR

G. คือการสูญเสียกำลังงาน RF. ใน DIELECTRIC ของ LUMPED CAPACITOR

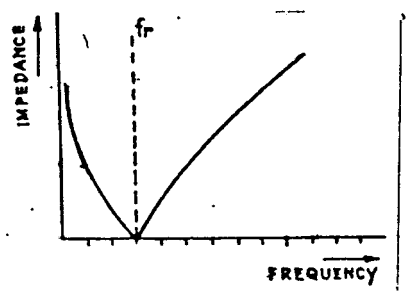
C. คือค่าความจุจริงของ LUMPED CAPACITOR

R. คือ RF. RESISTANCE ของ LEAD พร้อมทั้ง RF. RESISTANCE ของแผ่นโลหะบาง ๆ ภายใน LUMPED CAPACITOR

L. คือ SELF INDUCTANCE ของ LEAD

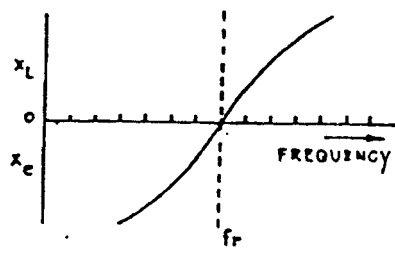
ค่า REACTANCE ใน LUMPED CAPACITOR

เนื่องจาก LUMPED CAPACITOR ที่ใช้ในความถี่สูง ๆ นั้นแสดงตัวเหมือน L-C ต่อตัวกัน ดังนั้นค่า RESISTANCE เมื่อสัมพันธ์กับความถี่ปรากฏดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 A IMPEDANCE ของ CAPACITOR ณ ความถี่สูงกวาและต่ำกว่า

ความถี่ RESONANCE



รูปที่ 3.2 B REACTANCE กับความถี่

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง REACTANCE กับความถี่จะเห็นว่า ณ ความถี่ค่า ๆ หนึ่ง LUMPED CAPACITOR จะยังคงแสดงตัวเป็นคุณสมบัติเดิมของมันแต่เมื่อความถี่สูงขึ้น ๆ ค่า REACTANCE ของมันยิ่งลดลง ๆ และเมื่อความถี่สูงขึ้นขนาดหนึ่งจะพบว่ามันแสดงตัวเป็นวงจร SERIES RESONANT ทำให้คุณสมบัติเดิมหมดไป ดังนั้นจึงจำกัดในการใช้งานก็คือ ไม่สามารถเพิ่มความถี่ใช้งานให้ถึงจุด RESONANT นี้ได้

ข้อจำกัดความถี่ใช้งานสูงสุดใน LUMPED CAPACITOR แบบต่าง ๆ

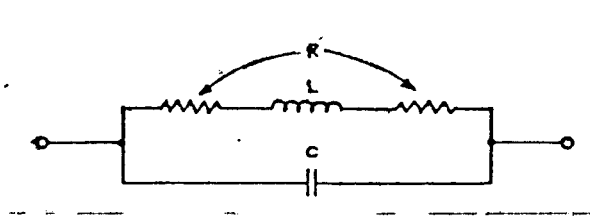
ก) ELECTROLYTIC CAPACITOR จะแสดงคุณสมบัติเป็น CAPACITOR อยู่ได้ ในระยะความถี่สูงไม่เกิน 2-3 MHz ดังนั้นวงจรความถี่สูง วงจรที่มีความจำเป็นต้องใช้ ELECTROLYTIC CAPACITOR จึงมักจะใช้ PAPER หรือ MICA CAPACITOR ที่เหมาะสมมาทดแทนไว้เพื่อ BYPASS ความถี่สูงนั่นเอง

ข) PAPER CAPACITOR จะเกิด SERIES RESONANCE ตั้งแต่ 1-10 MHz ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าความจุของ CAPACITOR และความยาวของ LEAD

ค) CERAMIC CAPACITOR จะเกิด SERIES RESONANT ได้ตั้งแต่ 400 - 500 MHz

LUMPED INDUCTOR

คุณสมบัติทางไฟฟ้าในลักษณะของ DISTRIBUTED ที่แสดงตัวออกมาใน LUMPED INDUCTOR สามารถเขียนเป็นวงจร EQUIVALENT ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ข้างล่างนี้



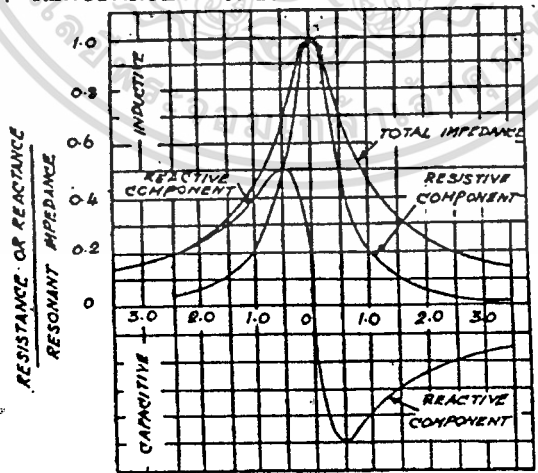
รูปที่ 3.3 วงจร EQUIVALENT ของ LUMPED INDUCTOR

R. คือการสูญเสียพลังงาน RF. เนื่องจาก SKINEFFECT การสูญเสียในแก๊สต่าง ๆ ที่อยู่ข้างเคเบิล, การสูญเสียใน DIELECTRIC เว้นแอมพอนระหว่างขดลวด และการสูญเสียในแกนผง เหล็กผสมเร็วกว่า HYSTERISIS LOSS.

- L. คือค่า INDUCTANCE ของ LUMPED INDUCTOR.
- C. คือค่าความจุระหว่างขดลวด

ค่า REACTANCE LUMPED INDUCTANT

เนื่องจาก LUMPED INDUCTOR ในความถี่สูง ๆ นั้นแสดงตัวเหมือนเป็น L-C ต่อขนานกัน ดังนั้นค่า REACTANCE เมื่อสัมพันธ์กับความถี่ปรากฏให้เห็นดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง REACTANCE กับความถี่

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง REACTANCE ความถี่จะเห็นว่า ณ ความถี่ค่า ๆ หนึ่งเท่านั้น ที่ LUMPED INDUCTOR ยังคงแสดงคุณสมบัติเดิมของมันแต่เมื่อเพิ่มความถี่ถึง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

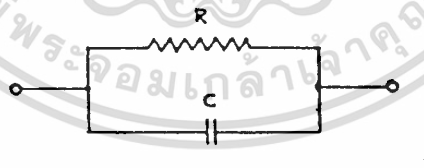
จุด ๆ ที่ค่า REACTANCE ของมันจะลดลงอย่างรวดเร็วและในที่สุดลดลงถึงศูนย์เสีย เพิ่มความถี่ถึงจุด PARALLELED RESONANT การประกอบวงจรใช้งานในทางปฏิบัติ มักจะใช้ LUMPED INDUCTOR โดยพิจารณาความถี่ใช้งานในทางจุด PARALLEL RESONANT พอดี เพราะไม่ต้องการใช้ LUMPED CAPACITOR มาต่อกรอมวงจร จึงทำให้มีขนาดกระทัดรัดขึ้น ตัวอย่างที่ใช้คุณสมบัติของวงจรดังกล่าวคือ

ก) ใน T.V. TUNER ซึ่งจะมองเห็นเฉพาะ LUMPED INDUCTOR เท่านั้นแต่ที่จริงแล้ววงจรจะประกอบด้วย DISTRIBUTED CAPACITOR ที่มองไม่เห็นมาประกอบเป็นวงจรจุด PARALLEL RESONANT อยู่ด้วย

ข) ในเครื่องรับ RADAR
หมายเหตุ การเปลี่ยนความถี่ของวงจรจุด RESONANT อาจกระทำโดยใส่ SLUG TUNE

LUMPED RESISTOR

คุณสมบัติทางไฟฟ้าในลักษณะของ DISTRIBUTED ที่แสดงตัวออกมาใน LUMPED RESISTOR สามารถเขียนเป็นวงจร EQUIVALENT ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจร EQUIVALENT ของ LUMPED RESISTOR

R. คือค่าความต้านทานของ LUMPED RESISTOR

C. คือค่าความจุระหว่างสาย LEAD ทั้งสอง

ซึ่งจำกัค่าความถี่ใช้งานสูงสุดของ LUMPED RESISTOR

ก) LUMPED RESISTOR ที่ใช้งานในความถี่สูง ๆ (สูงกว่า 30 MHz ขึ้นไป) จะไม่ใช่ WIRE - WOUND RESISTOR เป็นอันขาด

ข) LUMPED RESISTOR ที่ใช้กับความถี่สูงถึง 1,000 MHz หรือมากกว่าขึ้นไป จะใช้แผ่น PHENOLIC PLASTIC อามควยวักฎที่เป็นความต้านทาน

ค) สำหรับ CARBON RESISTOR แบบธรรมดาที่ขายตามท้องตลาดนั้น ในทางทฤษฎีควรจะให้ ค่าตรงตามที่กำหนดไว้ ณ ความถี่ไม่เกิน 200 MHz เมื่อความถี่สูงขึ้น ค่า EFFECTIVE RESISTANCE ยิ่งต่ำลง ทั้งนี้ เนื่องจากค่าความจุที่เป็นผลสำแดงในทางขนานนั้นเองมี IMPEDANCE หรือมีความต้านทานที่กระแส RF. น้อยลง ๆ

ง) ค่าความจุ C. ใน CARBON RESISTOR แบบธรรมดา นั้น ส่วนใหญ่ขึ้นอยู่กับรูปร่าง และขนาดลำตัวของ RESISTOR กล่าวคือลำตัวสั้น หรือสั้นกว่าก็ควมจุก็เพิ่มมากขึ้น

จ) สำเหตุที่ EFFECTIVE RESISTANCE ของ CARBON RESISTOR ลดลง ประการที่สองคือ DIELECTRIC LOSS ภายในตัว RESISTOR หมายความว่าความถี่สูง CARBON ธรรมดา ๆ ที่ประกอบเป็นตัว RESISTOR จะตองยึดติดกันไว้ด้วยวัสดุชนิดหนึ่งซึ่งทำให้ RF. ความถี่สูง ๆ ผ่านไปโดยง่าย

3.2 การสูญเสียพลังงานคลื่นวิทยุความถี่สูงในวงจรภายในช่อง เครื่องวิทยุ การสูญเสียพลังงานคลื่นวิทยุความถี่สูงในวงจรภายในช่อง เครื่องวิทยุ นั้น สืบเนื่องมาจากสาเหตุหลายประการ คือ

การสูญเสียเนื่องจาก DISTRIBUTED CAPACITANCE

ระหว่างสาย LEAD ต่าง ๆ หรือความจุระหว่างทาง ระหว่างกระแส RF. กับ CHASSIS

การสูญเสียเนื่องจาก DIELECTRIC LOSS

คือการสูญเสียเนื่องจากสนามไฟฟ้า ที่ขยายตัวและยุบตัวอยู่ที่ใกล้ฉนวนไฟฟ้า แลวตองสูญเสีย FLUX เส้นแรงไปจำนวนหนึ่ง เพื่อบังคับให้ ELECTRON ในฉนวนเคลื่อนที่แล้วเกิดเป็นความร้อน การสูญเสียนี้ บางครั้งเรียกว่า

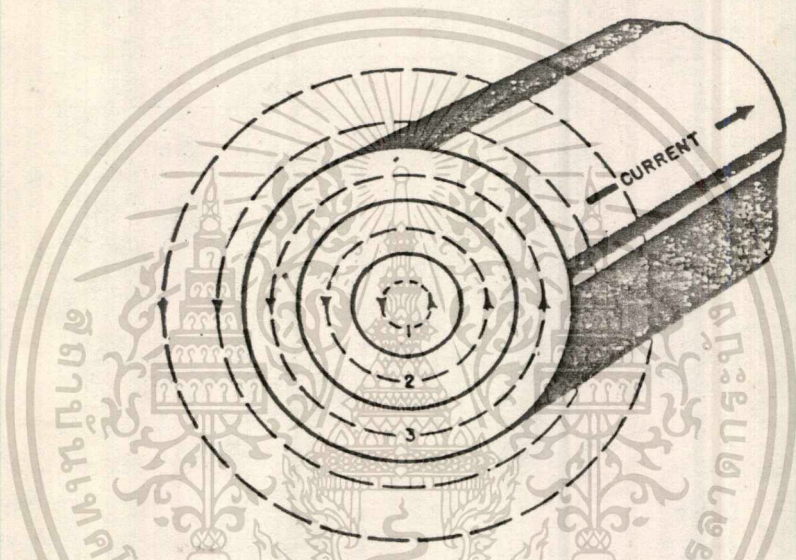
DIELECTRIC HYSTERESIS LOSS การสูญเสียประเภทนี้มักจะสูญเสียไปในแกวครอบหลอด และ แกวที่เป็นฉนวนยึกระหว่าง ELECTRODE ต่าง ๆ ของหลอด การสูญเสียทำนองนี้จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนโดยตรงต่อความถี่ของวงจร

การสูญเสียเนื่องจาก SURFACE LEAKAGE คือการสูญเสีย RF. POWER ไปให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับฉนวนกันตามจุดต่าง ๆ ซึ่งเป็นฉนวนธรรมดาเช่นฝ้าย PORCELAIN และ BALSALITE
พ่นเนื่องจากเกิดความชื้นบนผิวหน้าของฉนวนไป และความชื้นนี้ถูกพลังงานวิทยุเสียไป
แต่ในทางปฏิบัติวิธีแก้ไขโดยใช้เคลือบด้วย LAQUER ฟิล์มสารประกอบ SILICON ฟิล์ม

การสูญเสียเนื่องจาก RF. RESISTOR LOSS เกิดขึ้นเนื่องจากกระแส RF.
ไหลผ่านเส้นลวดแล้วเกิด SELF INDUCTANCE หรือที่เรียกว่า DISTRIBUTED INDUCTANCE
แล้วเกิดการหน่วงเหนี่ยว หรือต้านทานการไหลของกระแส RF. ที่ไหลผ่านเส้นลวดนั้น ก็แสดง
ให้เห็นในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 MAGNETIC FIELD รอบๆ ลวดตัวนำกระแส ที่นำกระแส A.C.

จากรูปที่ 3.6 เมื่อกระแสไฟฟ้า AC. ไหลผ่านลวดที่มีรูปร่างลักษณะเป็นเส้นตรง
มีพื้นที่หน้าตัดขนาดหนึ่ง โดยสมมติแบ่งเนื้อห่อออกเป็น 3 ส่วน คือ ส่วนที่ 1, 2 และ 3 และสมมติ
ว่าทุกส่วนนำกระแสเท่ากันพอดี โดย STOP ACTION ไว้ ณ ขณะที่กระแสไฟฟ้าเคลื่อนที่ไปคง
แสดงตัวขดเหนียวได้ ดังนี้

สนามแม่เหล็กขยายตัวออก หรือเคลื่อนที่จากข้างในเส้นลวดออกมาข้างนอก
FLUX เส้นแรงจากวงที่ 1 ขยายตัวออกมากับวงที่ 2 และที่ 3 จึงสังเกตว่า
จำนวนเส้นแรงแม่เหล็กที่อยู่รอบ ๆ วงที่ 1 นั้นมากกว่าที่อยู่รอบ ๆ วงที่ 2 และที่ 3 ดังนั้นวง
ที่ 1 จึงมี SELF-INDUCTANCE ที่จะหน่วงเหนี่ยว หรือต้านทานกระแส R.F. มากกว่าวงที่ 2
และที่ 3 แสดงว่าลวดตัวนำใด ก็ตามที่นำกระแส A.C. ย่อมจะมี SELF-INDUCTANCE

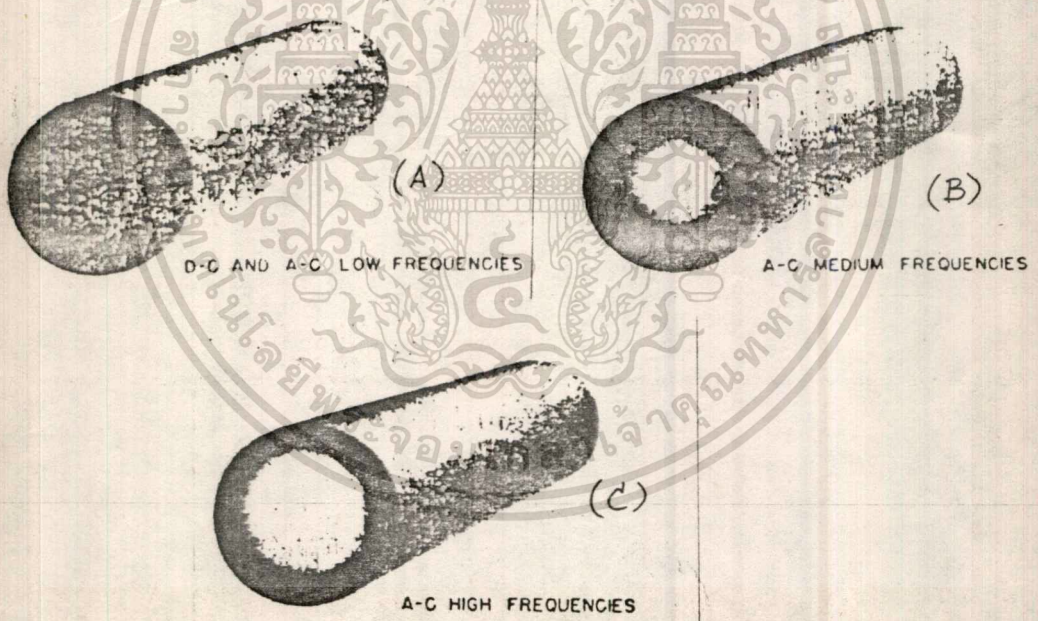
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาของท่านนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงสุกทรงกึ่งกลาง และคอบ ๆ จางลงเมื่อใกล้วันออกนอกมา

กระแส A.C. ที่ไหลผ่านเส้นลวดจึงไม่สามารถเคลื่อนที่ไปในวงที่ 1 ที่ 2 และที่ 3 เท่ากันได้ นั่นคือ กระแสที่ไหลในวงกลมที่ 3 และที่ 2 จะมากกว่ากันตามลำดับ

เมื่อความถี่สูงขึ้น ความต้านทานต่อกระแส RF. ภายในเส้นลวดยิ่งสูงขึ้น ทำให้กระแส RF. ไหลหนาแน่นขึ้นในวงนอก ๆ ของเนื้อโลหะ ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.7

จากรูปที่ 3.7 เมื่อความถี่ RF. สูงมากขึ้น เนื้อโลหะที่ RF. นำกระแส RF. น้อยลง เสมือนมีซิลวกตัวนำที่มีขนาดเล็กลงและเกิดจากความต้านทานต่อกระแส RF. มากขึ้น อาการที่เกิดขึ้นในลักษณะนี้เรียกว่า SKIN EFFECT วิธีแก้การสูญเสียเนื่องจาก RF. RESISTANCE LOSS หรือ SKIN EFFECT ในทางปฏิบัติ คือ ฉาบตัวนำ จุดยึดกริ่งและ CONTACT ที่ SOCKET, หลอด PLUGS, SWITCHES และทุกสิ่งทุกอย่างที่เป็นพหุทางนำของกระแส RF. ด้วยเงิน ทองแดง



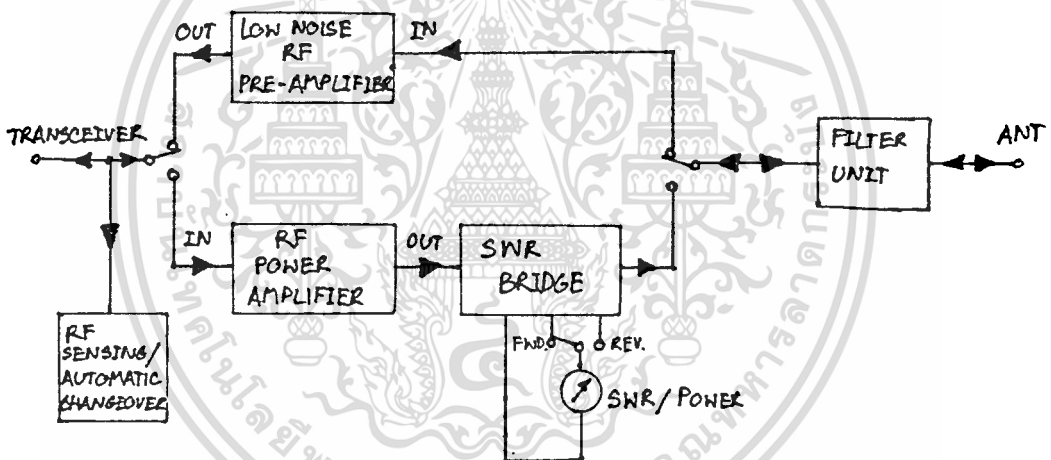
รูปที่ 3.7 SKIN EFFECT

RADIATION LOSS การสูญเสียเนื่องจากกำลังงาน RF. แผ่กระจายออกมาจากผิวประกอบของวงจรที่มีขนาดยาวกว่าหรือโตกว่า $\frac{1}{4}$ ของความถี่ที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของ เครื่อง ขยายการรับ-ส่งวิทยุ ย่าน VHF ความถี่ 144-146 MHz

เครื่องขยายการรับส่งวิทยุย่าน VHF นี้ ใช้ต่อท่วงระหว่างเครื่องรับ-ส่งวิทยุ-คมนาคมกับสายอากาศ เพื่อขยายประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารย่าน VHF ให้มีระยะทางไกลออกไปโดยจะทำการ ขยายกำลังส่ง ของภาคส่ง (Transmitter) และ เพิ่มเกนต่อการรับของภาครับ (receiver) ให้กับเครื่องรับส่งวิทยุคมนาคมที่นำมาต่อรวมอยู่ โดยจะทำการขยายการส่งและรับในความถี่ตั้งแต่ 144-146 MHz หรือในความยาวคลื่น 2 เมตร ทั้งนี้ภายในเครื่องจะมีภาค filter ช่วยกรองความถี่ มีการ เปลี่ยนระบบการขยายการรับ-ส่ง เป็นแบบอัตโนมัติ (automatic changeover system)



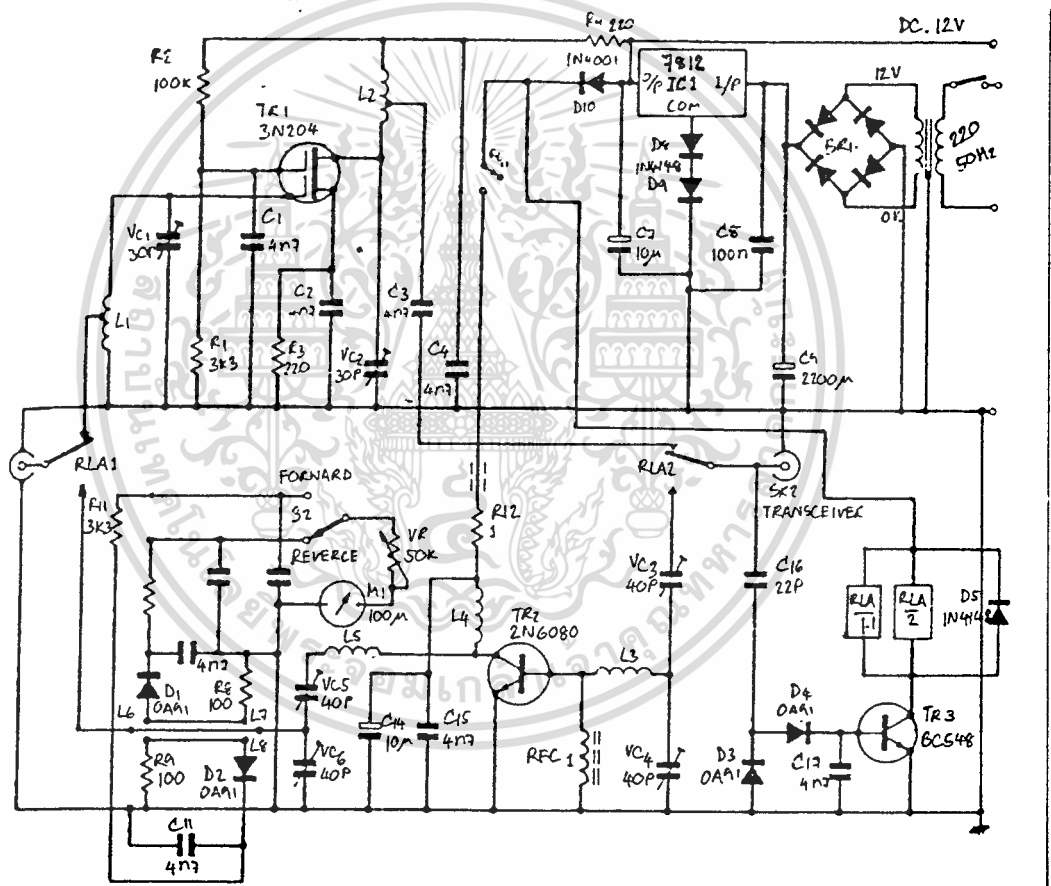
รูปที่ 4.1 แสดงการทำงานในแต่ละภาคของ เครื่องขยายการรับ-ส่ง วิทยุย่าน VHF

จากรูปที่ 4.1 ภาคส่งและภาครับถูกเลือกโดย relay switching circuit โดยการทำงานของวงจรในภาค automatic change over จะทำการเปลี่ยนตำแหน่งจากภาวะปกติในการขยายการรับเป็นการขยายกำลังส่ง เมื่อมีการส่งคลื่นวิทยุเข้ามาที่ input ของวงจร เมื่อไม่มีการส่งคลื่นวิทยุเข้ามาในภาคนี้ relay switching ก็จะกลับไปอยู่ในภาวะปกติ คือขยายการรับถึงเดิม

ภาคขยายการรับจะเป็นวงจร low noise RF pre-amplifier โดยใช้ dual gate MOSFET ขยาย ซึ่งข้อดีของการใช้ DUAL GATE MOSFET คือจะให้อัตรา

ขยายสูง และ noise figure ต่ำมากน้อยกว่า 3db ที่ input และ output Impedance ของภาค RF pre - amplifier จะ match เท่ากับ 50 Ω

การขยายกำลังส่ง ใช้แบบ single stage RF. power amplifier โดยใช้วงจรมิกเซอร์รวม ซึ่งเหมาะที่สุดในการนำมาขยายสัญญาณและกำลังงานที่ให้อัตราการขยายสูงมากแหล่งจ่ายไฟ 12v.DC ใช้ IC regulated เพื่อช่วยให้ power supply ที่จ่ายออกไปกระแสที่เรียบมาก นอกจากนั้นยังมี RF. filter unit ที่ช่วยกรอง harmonic ที่เกิดขึ้นจากการขยายกำลังส่ง และยังช่วยจับรับสัญญาณเฉพาะตรง 144-146 MHz ในย่านเฮกมาโคทที่สุด และความถี่จะถูกกักกักออกไป



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรเครื่องขยายกำลังรับ-ส่งวิทยุย่าน VHF ความถี่ 144-146 MHz

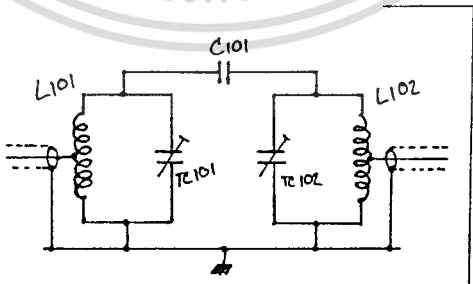
4.1 การทำงานของวงจร

วงจรที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.2 ทรานซิสเตอร์ TR 1 ทำงานเป็น CONVENTIONAL เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMMON SOURCE AMPLIFIER โดยใช้ DUAL GATE FET EFFECT ทราบวิธีต่อ
 potential divider ถูกกำหนดโดย R_1 และ R_2 โดยใช้เป็นตัวกำหนด bias voltage
 ให้ gate 2 ของ TR_1 สำหรับ input และ output สามารถ match จะได้โดยการ
 T_{ap} ที่ L_1 กับ L_2 และทั้ง L_1 และ L_2 จะถูกจูนร่วมกับ TC_1 และ TC_2 โดยให้ความ
 ถี่เท่ากับ 145 MHz

ทรานซิสเตอร์ Tr_2 ทำงานเป็น Common emitter configuration ใน
 class c, Supply line decoupling ถูกกำหนดโดย R_{12}, C_{14} และ C_{15}
 ทำให้ทรานซิสเตอร์ขยายความถี่ใหม่ได้ดีกว่าปกติที่สุด input matching ไร้เป็น
 capacitive potential divider โดย TC_3 และ TC_4 กับ L_3 ในการ match ทาง
 ด้าน input impedance ของ Tr_2 , inductor L_4 เป็น quarter-wave choke ใน
 Collector supply ที่ Tr_2 และแสดงให้มันเป็น high impedance 145 MHz Inductor
 L_5 เป็นการ combination กับ TC_5 และ TC_6 ในการจูนให้ resonant
 ที่ 145 MHz และจูน out put ให้ match กับสาย

วงจร R.F. sensing ไร้ D_3, D_4 และ D_5, D_3 และ D_4 จะ conduct
 เมื่อมีสัญญาณ Rf เข้ามา จะมี voltage = 0.6v ที่ base ของ Tr_5, TR_5 จะ saturate
 และจะมีการไหลทาง collector ทำให้ relay เปลี่ยนตำแหน่งการทำงานเป็นการสกัดวง
 จจร เป็นการขยายกำลังส่ง, D_5 ขวนกลับ back e.m.f. ที่ เกิดขึ้นโดย inductance
 ของ Relay



รูปที่ 4. แสดงวงจร filter

ในวงจร S.W.R. Bridge meter ไร้ทำหน้าที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาด
 กำลังไฟที่ส่งออกไป (forward power) และ คัดลน ที่สะท้อนกลับ (reflected power)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แฉวงแสดงค่าออกมาทางมิเตอร์, D1 และ D2 จะแปลงแรงกันให้เข้าสลับที่เหนียวนำ เขามาที่ L7 และ L8 และมี C10 กับ C11 ช่วยกรองแรงดันให้เป็นไฟตรง โดยมี resistor ช่วย divider แรงดันให้กับมิเตอร์และมี S2 ทำการสับเปลี่ยนตำแหน่งการวัด, VR2, ไซ้ปรับขนาดแรงดันให้เหมาะสมสำหรับมิเตอร์วงจร filter ในรูปที่ 4.3 จะใช้การขนาน L กับ C เป็นวงจร Resonance ให้ความถี่ 144-146 MHz ย่านใดก็ได้ที่ผู้ฟังสองชุด

4.2 การจัดสร้างและอุปกรณ์

อุปกรณ์บางตัวในวงจรอาจจัดหาไม่ได้ จึงจำเป็นต้องมีการแทนค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้ D1 และ D2 เบอร์ OA91 ผู้จัดทำใช้ 1N60 แทนแต่ไม่ค่อยดีในกรณีหน้าไปวัด V.S.W.R. ของเครื่องขยายกำลังส่งซึ่งมีการขยายกำลังส่งสูงมาก เนื่องจาก peak reverse voltage และ average rectified forward current ของ diode 2 ตัวนี้ ไม่เท่ากันคือ OA91 = 100V, 200 MA และ 1N60 = 40V, 50 MA แต่สามารถนำมาใช้ได้ในการนี้กำลังส่งของ เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุมีไม่มากจนเกินไป

dual gate mosfet เบอร์ 3N 204 ไม่สามารถจัดหาได้จึงนำเอาเบอร์ 3N211 มาแทนได้เพราะเป็น dual gate MOSFET ชนิด N, ch เหมือนกันและมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมาก ทำให้ไม่กระทบแรงดัน bias ให้กับ gate 2

ส่วนทรานซิสเตอร์ภาคขยายกำลังส่ง เบอร์ 2N 6080 เป็นแบบตัวถังจานบิน ซึ่ง MAX POWER = 12 W. สามารถแทนได้ถวยเบอร์ 2 SC 1257 ซึ่งมี MAX POWER = 30 W. ซึ่งมีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน แต่ผู้จัดทำไม่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 เบอร์นี้เนื่องจากมีราคาสูงมากจึงนำเอาทรานซิสเตอร์ เบอร์ 71 ที่กำลังวัตต์สูงที่สุดน้อยกว่า 2 เบอร์ที่กล่าวมาแล้ว แต่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน และมีความถี่ใช้งานได้ตั้งแต่ 136-174 MHz เช่นเดียวกัน แต่ราคาถูกกว่ามาก

เทคนิคในการติดตั้ง POWER TRANSISTOR ให้ใช้งานได้ดีที่สุดคือ ติดตั้งให้ขาแต่ละขาของทรานซิสเตอร์อยู่ค่าที่สุด เพื่อลดค่า L และ C ที่เกิดขึ้นระหว่างขาเนื่องจากทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรความถี่สูงนั้นค่า L และ C ที่เกิดขึ้นมีผลมากกับวงจรแต่ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์แบบจานบินก็จะแก้ปัญหาอันนี้ได้เนื่องจากได้ออกแบบลายปริ้นส์ให้สามารถนำทรานซิสเตอร์ที่มีตัวถังแบบจานบินมาขักรึ่ทอลงกับแผงวงจรพิมพ์ได้เลย ส่วนแนะนำความรอน ท่อทำให้มีพื้นที่มากเพื่อ

ควบคุมค่าความรบกวนที่เกิดขึ้นในหัวทรานซิสเตอร์ จะให้มีการขยายกำลังไคอบาง เติมประสิทธิภาพ และกำลังขยายมีกำลังส่งคงที่อีกด้วย

การพันคอยล์บาง ๆ ก็สามารถพันได้ตามค่าที่ให้ไว้ในแบบ การพันคอยล์ในวงจรค่า c แบบปรับค่าได้ใช้ให้คอนขางไกล เคียงมากที่สุดในการปรับคาระหว่างขงขงอย่าให้ค่ากวาหรือสูง กว่าขงที่กำหนด คอนเคนเซอรชนิดคางที่ส่วนใหญ่ใช้แบบเซรามิคเพราะสามารถ BY PASS ความถี่สูงได้

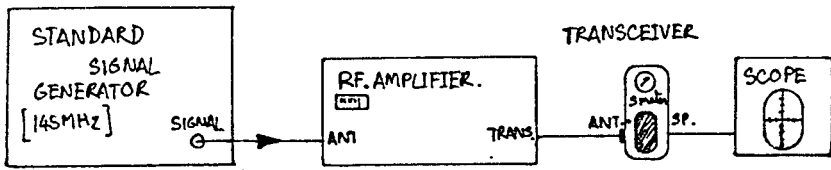
IC REGULATE ใช้แบบตัวถึง TO-3 ก็ได้ต้องการใช้กับการขยายกำลังส่งที่มี POWER สูงๆ เนื่องจากตัว IC จะทนกระแสที่ REGULATE ได้สูง

4.3 วิธีการปรับแต่งภาคขยายการรับ - ส่ง ของ เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุยาน- VHF ความถี่ 144-146 MHz

อุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับแต่ง

1. STANDARD SIGNAL GENERATOR ซึ่งสามารถ GENERATE ความถี่ ได้สูงถึง 145 MHz
2. เครื่องรับ-ส่งวิทยุคมนาคม ความถี่ 144 - 146 MHz
3. FREQUENCY COUNTER
4. DUMMY LOAD ที่ ทนกำลังวัตต์ได้สูงถึง 20 W และความถี่ใช้งานสูงกว่า 145 MHz
5. R.F. WATT POWER METER
6. S.W.R. METER
7. สาย connector ที่มี Impedance = 50 Ω
8. เครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุ ยาน VHF ความถี่ 144-146 MHz
9. ไขควงขง
10. OSCILLOSCOPE 150 MHz

การปรับแต่งภาคขยายการรับ



รูปที่ 4.4 แสดงการต่อเครื่องมือปรับแต่งวงจรขยายการรับ

ทั้งความถี่ของ standard signal gen. ที่ความถี่ 145 MHz จากนั้นนำ frequency counter มาวัด output ของเครื่อง เพื่อปรับความถี่ของ standard signal gen. ให้ได้ความถี่แน่นอนที่ 145.00 MHz และ ทั้งความถี่ MODULATE ที่ 1000 Hz แล้วจึงการต่อเครื่องขยายการรับส่งวิทยุตรง Connector ด้าน ANT เข้ากับ standard signal gen. และด้าน TRANS. เข้ากับเครื่องรับ-ส่งวิทยุคมนาคม ดังรูปที่ 4.4 และทั้งความถี่ของ เครื่องรับส่งวิทยุคมนาคมให้เท่ากับ 145.00 MHz จากนั้นเปิดเครื่องขยายการรับ - ส่งวิทยุจะได้ยินเสียงดังทางลำโพงของเครื่องขยายเสียงการรับส่งวิทยุ จากนั้นปรับ TC1 และ TC2 ให้ได้สัญญาณที่ชัดเจนที่สุดหรือหงายลง ATTENUATOR ของสัญญาณให้กำลังแล้วจนปรับแต่งให้ได้สัญญาณที่รับได้แรงที่สุดโดยอาจฟังจากเสียงและสังเกตุจาก S-METER ที่เครื่องรับ - ส่งวิทยุคมนาคมก็ได้โดย ATTENUATOR ให้ได้สัญญาณที่ออกจาก S-meter อยู่ในวง 55-57 แล้วปรับให้ ได้สัญญาณที่แรงที่สุด การหาเกณฑ์การขยายเครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุทำได้โดยใช้สูตร

$$GAIN (db) = 20 \log \frac{V_o}{V_i}$$

ถ้าสามารถแยกภายในของ เครื่องรับ-ส่งวิทยุคมนาคมออกมาสามารถนำเอา probe ของ oscilloscope จับ sine wave ของ รูปคลื่นที่ออกมาทางลำโพง เพื่อปรับดูความชัดเจนของรูปคลื่นสัญญาณได้ชัดเจนและแน่นอน

การปรับตั้งและการขยายกำลัง



รูปที่ 4.5 แสดงการต่อเครื่องมือปรับตั้งวงจรขยายกำลัง

ต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.5 จากนั้นเปิดเครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุและเครื่องรับ-ส่งวิทยุขนาดมิกโดยตั้งความถี่ 145.00 MHz และตั้งกำลังส่งทำก่อนประมาณ 500 mW แล้วกด key ส่งสัญญาณจากเครื่องรับส่งวิทยุขนาดมิกปรับ TC3, TC4, TC5, TC6 ให้ได้กำลังวัตต์สูงสุด โดยดูจาก power meter และ sine wave ที่ scope จับได้ให้ช่วยอีกทั้งยังต้องดูผลของ SWR มิเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างเครื่องขยายการรับ-ส่งวิทยุกับเครื่องรับส่งวิทยุขนาดมิกด้วยว่ามี V.S.W.R. มากน้อยเท่าไร โดยใช้ POWER WATT สูงสุดและได้ V.S.W.R. ที่ต่ำสุดโดยปรับแรงรวมกันกับ FILTER UNIT ด้วยกับปรับ TC101 และ TC102 ด้วย เพื่อปรับให้สัญญาณ out put ที่ขยายได้รูปคลื่นที่สุด และกำลังวัตต์สูงสุดและ V.S.W.R. ที่ต่ำสุด จากนั้นวัดกำลังส่งที่เริ่มขึ้นทาง out put ของเครื่องกับกำลังวัตต์ขาเข้าทาง input แล้วบันทึกผลการทดสอบ

4.4 ผลการทดสอบคุณสมบัติของ เครื่องขยายการรับส่งวิทยุย่าน VHF ภาคขยายการรับ

FREQUENCY RANGE :	144-146 MHz
GAIN :	18 dB
NOISE FIGURE :	24 dB
INPUT IMPEDANCE:	50 Ω
OUTPUT IMPEDANCE:	50 Ω

ภาคขยายกำลัง

FREQUENCY RANGE : 144-146 MHz

GAIN : 10.5 dB

OUTPUT (R.F.) : INPUT 200 MW. OUTPUT 3 W
 INPUT 400 MW OUTPUT 5 W
 INPUT 500 MW OUTPUT 6 W

INPUT IMPEDANCE : 50 Ω

OUTPUT IMPEDANCE: 50 Ω

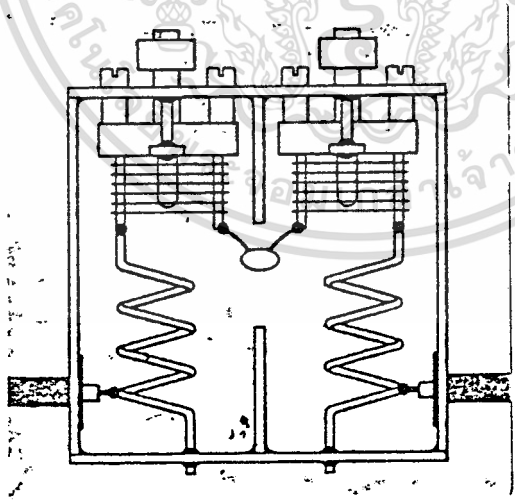
วงจร filter

BANDWIDTH ± 1.5 MHz (-3dB)

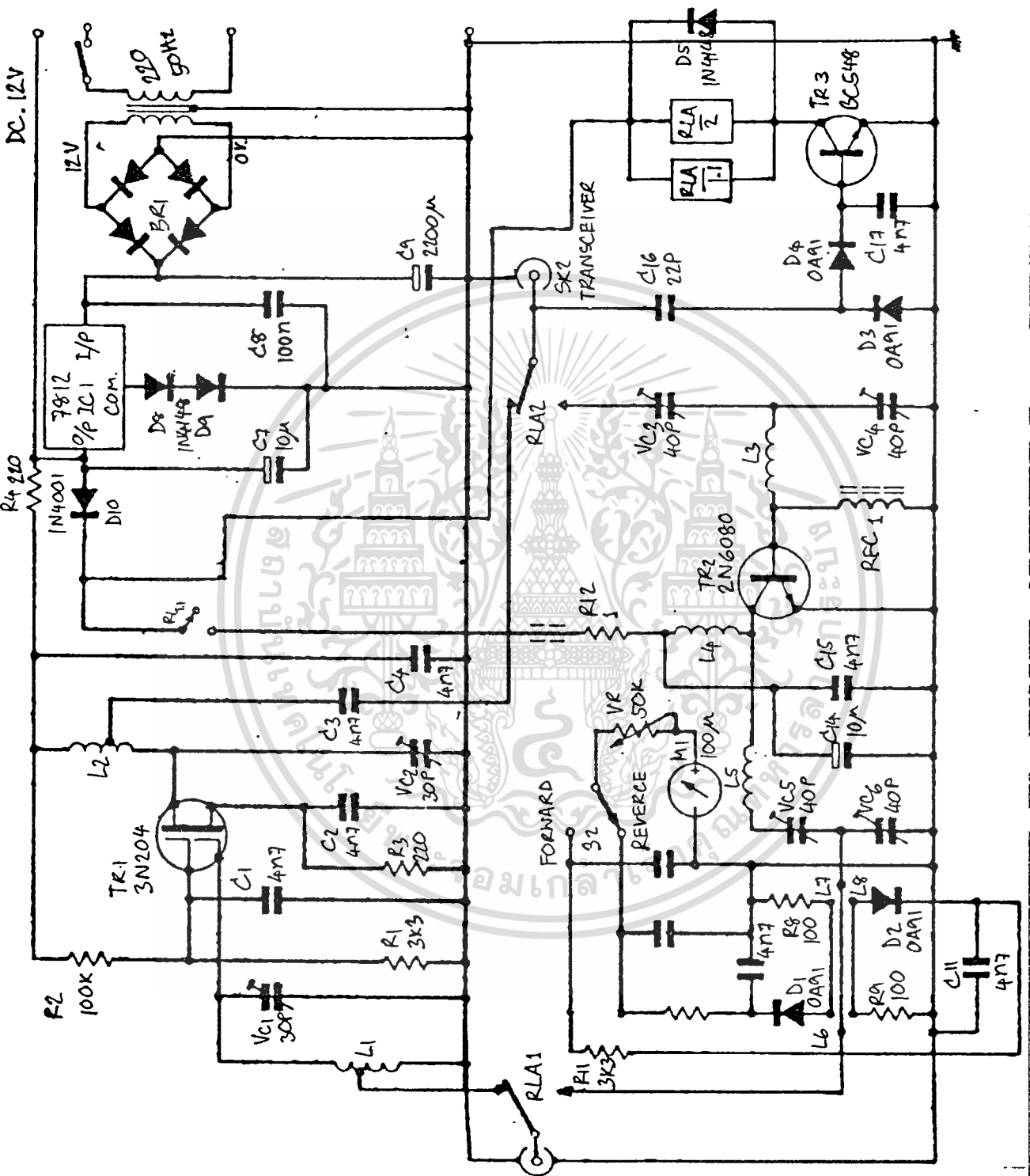
CENTER FREQUENCY 145 MHz

INSERTION LOSS LESS THAN 1 dB

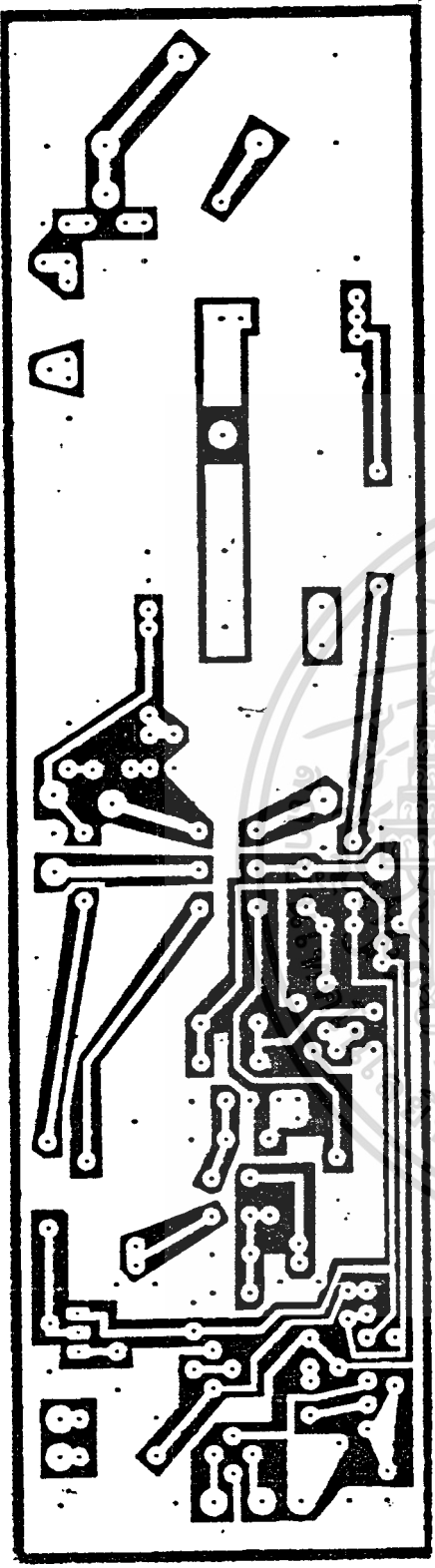
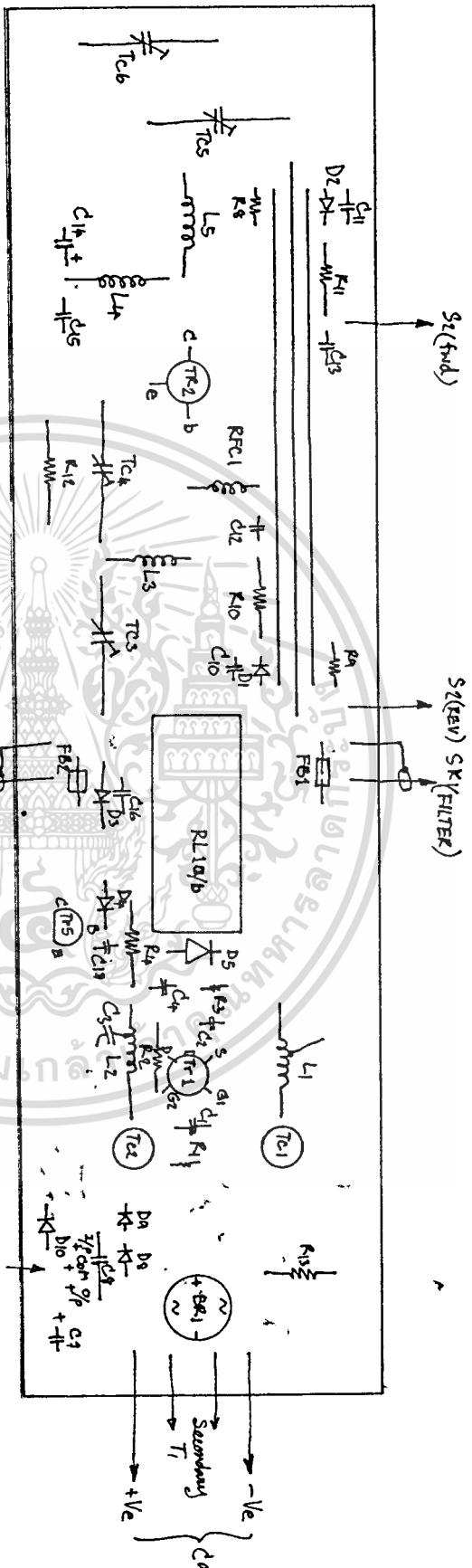
LOADED Q 50



รูปที่ 4.6 แสดงการทำงานของวงจร filter ในกล่องรีเลย์



รูปที่ 4.7 แสดงวงจรกรวยขยายการรับส่งย่าน VHF ความถี่ 144 - 146 MHz



4.5 รายการอุปกรณ์

รหัส	ชื่อ	ปริมาณ	ค่า	ชนิด	ชื่อ	ปริมาณ	ชื่อ
141	W 5%	แบบคาร์บอน			ทรานซิสเตอร์		
	100Ω	2	R8,9		2N6080	1	Tr2
	220Ω	2	R3,4		3N204	1	Tr1
	1kΩ	1	R13		BC548	1	Tr3
	3.3kΩ	3	R1,R10,R11	ไอซี			
	100kΩ	1	R2		7812	1	IC1
	แบบวาววาว 2.5 W				ไอโอ		
	1Ω	1	R12		OA91	4	D1,D2,3,4
	โพเทนชิโอมิเตอร์				1N4001	1	D10
	แบบเกอออกมา				1N4148	3	D5,8,9
	50kΩ	1	VR		เวกทีไฟต์		
	คาปาซิเตอร์				โคโอปริสท์	1	(50V1A)BRI
	แบบเซรามิก				ทรานส์ฟอร์มเมอร์		
	2.2 pF	1	C10.1		220,12V,0V	1	T1
	22 pF	1	C16		อื่น ๆ		
	4.7nF	10	C1,2,3,4,10,11		สวิทช์แบบสกดเกล็ด	1	S1
			12,13,15,17		"(d.p.s.t)"	1	S2
	แบบโพลีเอสเตอร์				รีเลย์ 12V 2 คอนแทก	1	RL1
	100nF	1	C8		รีเลย์ 12V 1 คอนแทก	1	RL2
	แบบแทนทาลัม 16 V				SO 239	2	SK1,2
	10 μF	2	C7,14		มิเตอร์	1	meter
	แบบอิเล็กโทรไลติก 25 V				อิหังค์	1	
	2200 μF	1	Ca		กล่องใส่เครื่องขยายการรับส่งวิทยุ		
	แบบเซรามิก-ทริมเมอร์						

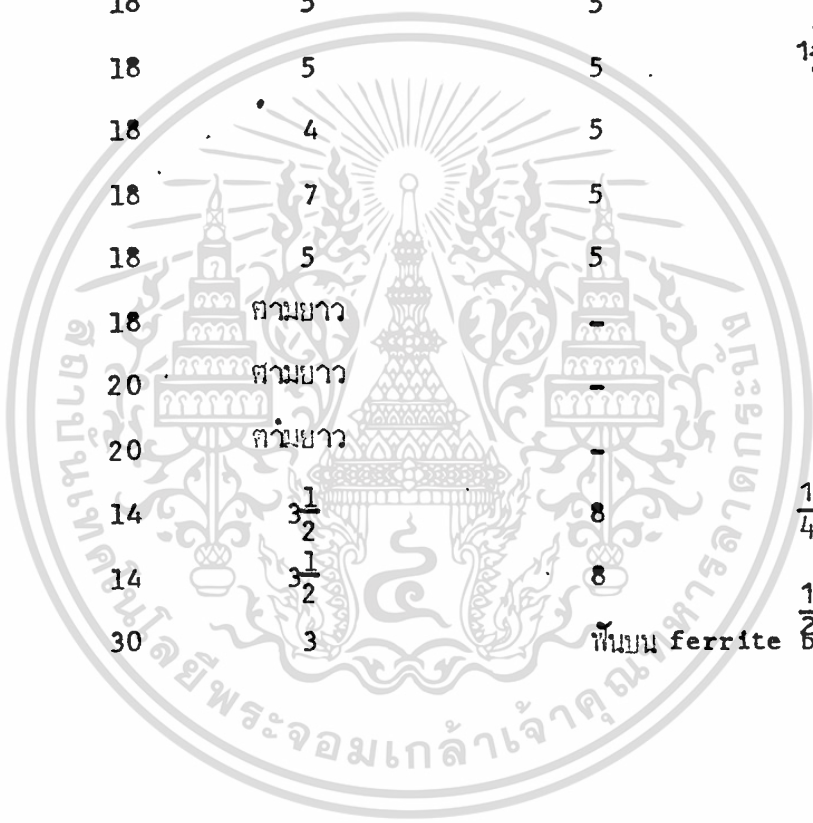
เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของโรงเรียนที่ใช้เพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบแกงฐน

2.5 -25 PF 2 TC101,102

แบบการพันคอยในวงจร

คอย	ลวด	จำนวนรอบ	ภายใน	การแพ
L1	18	5	5	1 3/4 รอบของจุกกราวก
L2	18	5	5	1 3/4 รอบของขามวก
L3	18	4	5	-
L4	18	7	5	-
L5	18	5	5	-
L6	18	สามยาว	-	-
L7	20	สามยาว	-	-
L8	20	สามยาว	-	-
L101	14	3 1/2	8	1 1/4 รอบของกราวก
L102	14	3 1/2	8	1 1/2 รอบของกราวก
RFC1	30	3	แผ่น ferrite bead	



บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดลองสร้างวงจรขยายการรับ-ส่งวิทยุนี้ มีปัญหาที่อุปกรณ์ในวงจร
 จึงจำเป็นต้องหาเบอร์แทน ซึ่งเมื่อแทนค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้ไปแล้ว อาจทำให้ผลของ
 ประสิทธิภาพที่ได้รับลดลง สำหรับวงจรทางภาค filter ต้องใช้แผนวงจรพิมพ์มาทำเป็นซีล
 ในแต่ละชุดของวงจร tune เพื่อป้องกันการรบกวนกัน 2 ชุด ภาครับที่ได้เมื่อทดสอบแล้วผลปรากฏ
 กว่า สามารถ เพิ่มเกณฑ์การรับได้จริงและ noise ลดลงจากเดิมมาก จากการทดสอบรับ
 สัญญาณจากสถานีทดสอบวิทยุระยะของจังหวัดระยอง ปรากฏว่าเมื่อไม่นานเครื่องขยายการรับส่ง
 วิทยุ ไม่สามารถทดสอบรับส่งสัญญาณจากวิทยุระยะของไกล แต่เมื่อนำมาทดสอบเครื่องขยายการ
 รับส่งสัญญาณแล้ว สามารถรับและทดสอบสัญญาณกับ ศูนย์ระยะของไกลเป็นอย่างดี

วงจร filter มีผลมากในภาครับแต่งการขยายการรับของสัญญาณ ส่วนภาคส่งก็
 เช่นเดียวกัน โดย bandwidth ที่ได้จากการทดลองประมาณ 1.5 MHz ซึ่งนับว่าแคบมากและ
 ถือว่า มีประสิทธิภาพที่พอสมควร อีกหนึ่งการสูญเสียของระดับสัญญาณเมื่อวัดเป็น dB แล้วเกิดการ
 สูญเสียประมาณ 1dB ส่วนทางภาคส่งมีปัญหามากเกี่ยวกับทรานซิสเตอร์ตัววงจรถือ TO-39 เพราะ
 ทรานซิสเตอร์ตัวนี้ขาดประสิทธิภาพอีกทั้งยังทางกลไกบนระบบความร้อนในชั้นห่อหุ้มหลอดความร้อน เพียงพอใ
 กับทรานซิสเตอร์ ตัวแปรระบบความร้อนเอง ก็มีผลต่อวงจรทำให้ประสิทธิภาพของการขยาย
 กำลังลดลงไปมาก เมื่อเทียบกับนำทรานซิสเตอร์แบบครีทึกลงบนแผงวงจรพิมพ์ แต่ทำเช่นนั้นไม่ได้
 เนื่องจากไม่มีเนื้อที่ในคราววางแผ่นระบายความร้อน ถ้าสามารถนำครีทึกลงบนแผงวงจรพิมพ์ได้แล้ว
 อัตราการขยายกำลังจะไ้สูงขึ้นมาอีก

สรุปผลจากที่ได้ทดลองไว้ว่า การทำงานที่เกี่ยวของกับความถี่สูงมาก ๆ ต้องคำนึง
 ถึงอุปกรณ์ภายในวงจรอย่างมาทั้งค่าของตัวอุปกรณ์เองและผลลอดลายวงจรอีกทั้งรวมถึงส่วนประกอบ
 ของจุดต่อต่าง ๆ ภายในวงจรและ connector ภายนอก เพราะแต่ละจุดที่ควรที่จะเกิดการสูญเสีย
 อย่างมากถ้าเราไม่คำนึงถึงจุดต่าง ๆ และผลของอุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้แล้วจะทำให้การทำงานของ
 วงจรทางด้านความถี่ทำงานได้ประสิทธิภาพไม่เต็มที่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งทางด้านกรับ สัญญาณ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เพียงเล็กน้อย ที่สูญเสียไปตามจุดต่างๆ หรือ การเชื่อมกระหว่างภาคต่าง ๆ เมื่อเทียบเป็น dB แล้วมีผลมาก เนื่องจากสัญญาณที่รับเข้ามามาก ดังนั้นจึงจำ ต้องคำนึงถึงอย่างมาก ส่วนภาคส่งอาหารานซิสเตอร์ ไม่มีการระบายความร้อนที่ค้อแล้ว จะไม่สามารถทำงานได้โดยที่ แร่ธาตุใช้งานไปนาน ๆ จะทำให้เกิดอาการขยายคดลง และต่ำลงจนถึง กับทำให้ไม่มีการ ขยายเกิด ขึ้น ดังนั้นผลอันนี้เองเราต้องคำนึงถึง เป็นอันมาก สำหรับ ทรานซิสเตอร์ที่ขยายแควยามาน หมดนั้น จากการทดสอบแล้วปรากฏว่าทำเป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในย่านความถี่สูงมาก ๆ แล้วมักจะมี คุณภาพไม่คุ้มแรงเกิดอาการขยายต่ำ บางตัวทำงานไม่ได้ อย่างที่สเปกออกมา ดังนั้นการ เลือก วัสดุอุปกรณ์ที่ใช่จำเป็นเช่นเดียวกัน จากการทดสอบได้เห็นอย่างชัดแจ้ง เลยว่าการนำเอาทรานซิส- เตอร์ที่มีคุณภาพต่ำ มาไว้ในวงจรขยายความถี่สูงมาก นั้นไม่เป็นผลดีในการขยายกำลังสูงเลย และผลที่ได้อาจไม่คุ้มค่ากับงบประมาณ ที่เสียไป ดังนั้นจึงจำเป็นต้อง เลือกอุปกรณ์ที่มีคุณ ภาว ดีหรือจะใช้งานก็ได้





VHF Power Amplifiers

SELECTING THE OPTIMUM CONFIGURATION

The most important of the transistor parameters which limit the maximum RF power output are:

Breakdown voltage.

PG vs. bias-power-gain variation with bias.

$P_{D(max)}$ —allowable power dissipated at the collector junction.

These parameters and how they influence the choice of configuration are discussed here.

Breakdown Voltage. If ideal class B operation is assumed, the static operating point would exist as shown in Fig. 25.1. An arbitrary load line has been constructed on a typical set of collector characteristics (either common base or common emitter). The collector voltage for class B operation will have a minimum of $E_{(min)}$ (see Fig. 25.1) and a maximum of $(2V_{CC} - E_{(min)})$. Figures 25.2 and 25.3 illustrate the voltage and current waveforms for idealized class B operation.

Because it is necessary to stay within the normal operating region of the transistor, the breakdown voltage (common base or common emitter) limits the peak voltage, E_P ,

$$E_P = V_{CC} - E_{(min)} \leq \frac{BV_C - E_{(min)}}{2} \quad (1)$$

where BV_C is the collector breakdown voltage.

The power output can be written as

$$P_O = \frac{E_P^2}{2R_L} \quad (2)$$

Thus, for a given R_L and $E_{(min)}$ fixed by other considerations, the breakdown voltage limits the available output power. The maximum output power can be found by combining Eqs. (1) and (2):

$$P_{O(max)} = \frac{(BV_C - E_{(min)})^2}{8R_L} \quad (3)$$

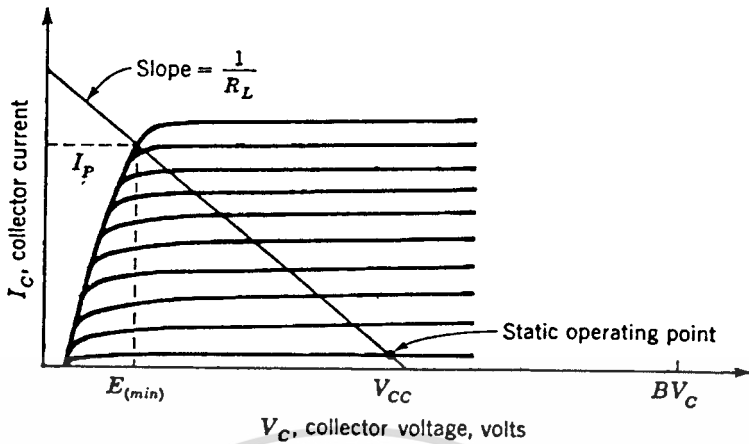


Figure 25.1

Power Dissipation from Thermal-stability Considerations. The maximum allowable junction temperature $T_{j(max)}$ limits the power that can be dissipated in a transistor. However, in circuit configurations which have high thermal-stability factors, thermal runaway may occur before $T_{j(max)}$ is reached. Thermal runaway occurs when the increase in leakage current due to increasing temperature causes power dissipation to increase, causing a further increase in temperature and leakage current. If this series of events becomes self-sustained, thermal runaway occurs.

In the common-base circuit, the thermal-stability factor is unity. The common-emitter circuit may have a thermal-stability factor as great as the common-emitter forward current gain h_{FE} . A large thermal-stability factor may cause thermal runaway to occur before the junction temperature reaches its maximum rated value $T_{j(max)}$. When this condition occurs, the power-dissipation rating of the common-emitter circuit is decreased.

Additional information on thermal parameters appears in Sec. 4.4 and Chap. 7.

Power Gain vs. Bias. At relatively low frequencies (low compared to the cutoff frequency of the device under consideration), current and voltage swings are usually limited by such factors as breakdown voltage, saturation voltage, and maximum power dissipation. As the operating frequency is increased, the variation in power

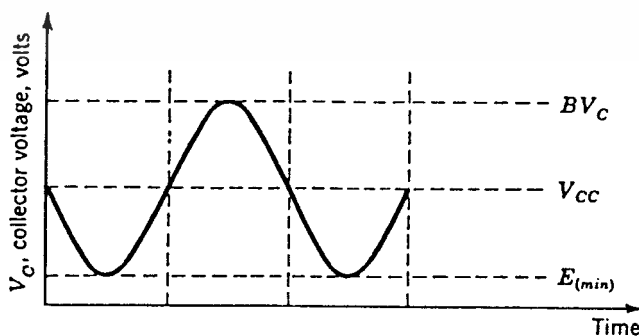


Figure 25.2

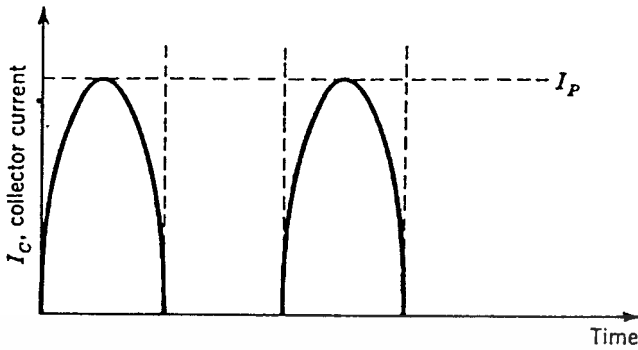


Figure 25.3

gain becomes more important, and in some cases it is the dominant limitation. Figure 25.4 illustrates the variation of power gain for the 2N1142 at 108 mc; this graph shows the changes in power gain for various bias conditions. Small-signal measurements were used to calculate the power gain shown in Fig. 25.4, with the assumption that the transistor is unilateralized and conjugately matched at each

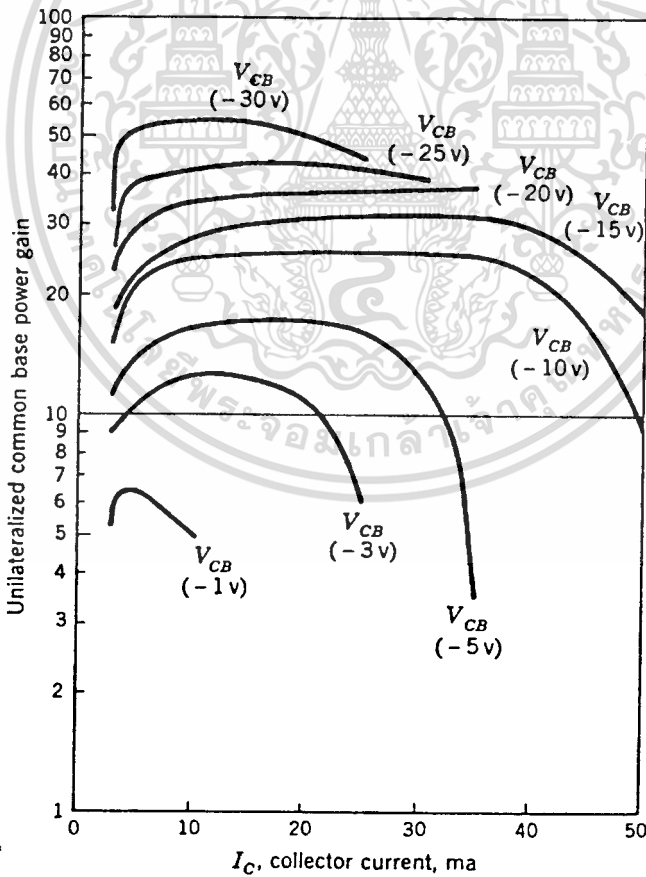


Fig. 25.4. Unilateralized power gain vs. bias of the 2N1142 at 108 mc in common-base configuration.

measurement point. If the short-circuit admittance parameters are used, then power gain is given by

$$PG = \frac{|y_{21}|^2}{4G_{11}G_{22}} \quad (4)$$

The rapid decrease of power gain at low voltages and high currents (shown in Fig. 25.4) severely limits the maximum power output obtainable from the 2N1142.

A more graphic method of displaying this limitation is to construct curves of constant power gain, using the collector voltage and collector current as coordinates. Figure 25.5 shows these constructions for the 2N1142 at 108 mc with resistive load line included. When power output is of prime importance, the instantaneous bias point should be restricted to a point which has a power gain equal to or greater than unity, because operation beyond this point requires a greater increase in input signal than is obtained in the output. This causes a large decrease in efficiency and an increase in harmonic distortion.

If the limit of unity power gain is accepted, then an optimum load line can be established. The determination of the best load line may be accomplished by noting that the locus of the minimum voltage, $E_{(min)}$, and the maximum current, I_P , is the unity-power-gain curve. This curve establishes a relationship between $E_{(min)}$ and I_P :

$$I_P = f(E_{(min)}) \quad (5)$$

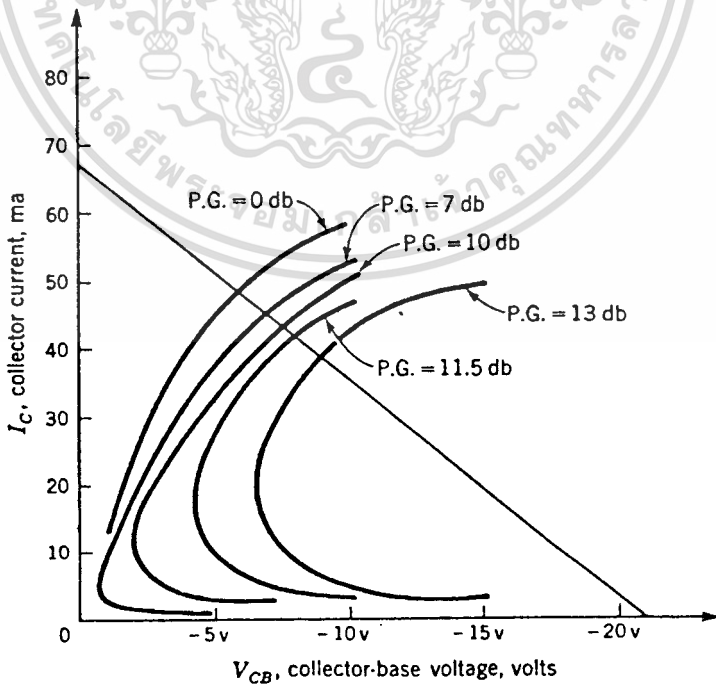


Fig. 25.5. Curves of constant unilateralized power gain of the 2N1142 at 108 mc in common-base configuration.

The peak voltage is

$$E_P \leq \frac{BV_C - E_{(min)}}{2} \quad [\text{Same as Eq. (1)}]$$

The output power may be expressed in terms of BV_C and $E_{(min)}$:

$$P_O = \frac{E_P I_P}{2} = \frac{BV_C - E_{(min)}}{4} f(E_{(min)}) \quad (6)$$

By differentiating expression (6) with respect to $E_{(min)}$, the conditions for the maximum output power are obtained:

$$\frac{dP_O}{dE_{(min)}} = \frac{1}{4} [(BV_C - E_{(min)})f'(E_{(min)}) - f(E_{(min)})] = 0 \quad (7)$$

or

$$E_{(min)} = BV_C - \frac{f(E_{(min)})}{f'(E_{(min)})} \quad (8)$$

This value of $E_{(min)}$ is optimum, provided the power-dissipation rating is not exceeded.

Power Dissipation. The value of $E_{(min)}$ given by Eq. (8) may result in power dissipation in excess of the transistor rating. In this case $E_{(min)}$ is selected by writing power dissipation in terms of $E_{(min)}$. Power dissipation $P_D \leq P_{D(max)}$, where $P_{D(max)}$ is the maximum allowable dissipation of the transistor for the particular ambient temperature and heat-sink configuration. Power dissipation (see Figs. 25.2 and 25.3) is given by

$$P_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_P E_P \sin \theta + I_P E_{(min)} \sin \theta - I_P E_P \sin^2 \theta) d\theta \quad (9)$$

$$P_D = \frac{I_P E_P}{\pi} + \frac{I_P E_{(min)}}{\pi} - \frac{I_P E_P}{4} \leq P_{D(max)} \quad (10)$$

Substituting Eqs. (1) and (5) into (10),

$$P_D = \frac{f(E_{(min)})}{8\pi} [BV_C(4 - \pi) + E_{(min)}(4 + \pi)] \leq P_{D(max)} \quad (11)$$

This equation gives the largest value of $E_{(min)}$ which may be used.

Optimum Load Line. The load resistance, R_L , may be written as

$$R_L = \frac{E_P}{I_P} = \frac{BV_C - E_{(min)}}{2f(E_{(min)})} \quad (12)$$

The optimum value of R_L is obtained by substituting the smallest value of $E_{(min)}$ given by Eq. (8) or (11) into Eq. (12).

As stated previously, the above values of $E_{(min)}$, R_L , etc., are calculated to deliver the maximum power output. If more gain is needed, instantaneous bias points must be restricted to constant power-gain curves significantly greater than unity (3- or 4-db gain curves). This decreases the variation in power gain, thus increasing overall gain and decreasing harmonic distortion. The new power-gain curves are

used to obtain values of $E_{(min)}$ and R_L in exactly the same manner as previously described.

25.2. MATCHING NETWORKS

Output Matching Networks. VHF transistor power amplifiers are usually required to drive a load of approximately 50 ohms. A matching network must be used to transform the 50-ohm load to the value given by Eq. (12) at the output of the transistor. The matching network shown in Fig. 25.6 is one of the more useful of those commonly used. L , C_1 , and C_2 are given by the following equations:

$$C_1 = \frac{Q_L}{\omega_o R_p} \quad (13)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_o R_o} \sqrt{\frac{R_o}{R_s} - 1} \quad (14)$$

$$L = \frac{L_p R_p^2}{R_p^2 + (\omega_o L_p)^2} + \frac{1}{\omega_o^2 C_s} \quad (15)$$

where Q_L is the desired loaded Q of the circuit and

$$R_p = \frac{R_L R_{(out)}}{R_L + R_{(out)}} \quad (16)$$

$R_{(out)}$ is the output resistance of the transistor at the operating conditions

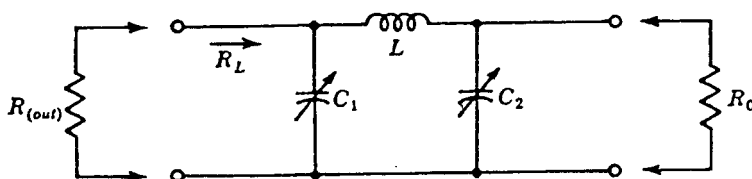
$$R_s = \frac{R_p (\omega_o L_p)^2}{R_p^2 + (\omega_o L_p)^2} \quad (17)$$

$$C_s = \sqrt{\frac{1}{\omega_o^2 R_s (R_o - R_s)}} \quad (18)$$

$$L_p = \frac{R_p}{\omega_o Q_L} \quad (19)$$

It may be impractical to transform R_o to R_L for the desired value of Q_L . In this case, a second network can be used to transform R_o to a lower value at the output of the first network. This network is calculated exactly like the first, but with the ends reversed.

Another useful matching network is shown in Fig. 25.7. This network eliminates



pi-matching network

Figure 25.6

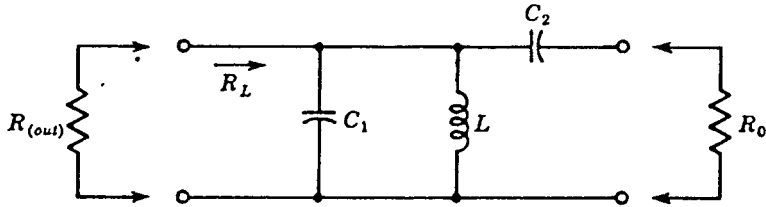


Figure 25.7

a coupling capacitor; loaded Q 's of ten or above are easily obtained. The equations for the circuit elements are:

$$C_1 = \frac{Q_L}{\omega_o R_p} - C_2 \left(1 - \frac{R_o}{R_p} \right) \quad (20)$$

$$R_p = \frac{R_L R_{(out)}}{R_L + R_{(out)}} \quad (21)$$

$$R_L = \frac{(E_p)^2}{2P_o} \quad (22)$$

$$L = \frac{R_p}{\omega_o Q_L} \quad (23)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_o R_o \sqrt{R_p/R_o - 1}} \quad (24)$$

Input Matching Section. Either of the above circuits may be used to match the input. The circuit of Fig. 25.7 is recommended because a low input impedance makes a high loaded Q difficult to obtain.

1N--- TYPE NUMBERS

The following table provides a numerical index and short-form specifications for EIA-registered 1N type numbers.

KEY

TYPE	MATERIAL	REPLACE- MENT	REF.	IDENTIFICATION	RECTIFIERS				ZENER DIODES				REFERENCE DIODES				SHADING INDICATES			
					V _R Volts	V _F Volts	I _F mA	I _R mA	I _F mA	I _R mA	V _Z Volts	I _{ZT} mA	Tol V _Z , %	P _D Watts	V _Z Volts	I _{ZT} mA	Tol V _Z , %	P _D Watts	V _Z Volts	I _{ZT} mA
RECTIFIERS					V _R = DC Blocking Voltage V _F = Average Forward Voltage Drop I _F = Average Rectifier Forward Current I _R = Average Reverse Current I _{FSM} = Peak Surge Current				ZENER DIODES				SHADING INDICATES							
SHADING INDICATES					V _R (Nom) = Nominal Zener Break-down Voltage (Volts) I _{ZT} = Test Current for Zener Voltage (mA) Tol = Tolerance for Specified Nominal Zener Breakdown Voltage P _D = Maximum Power Dissipation W = Watts				SHADING INDICATES				SHADING INDICATES							
SHADING INDICATES					V _R = Peak Reverse Voltage V _F @ I _F = Maximum Forward Voltage at Indicated Forward Current - M = Milliamp, A = amp. I _R = Reverse Current - M = milliamp, μ = microamp N = nanoamp I _r = Reverse Recovery Time				SHADING INDICATES				SHADING INDICATES							
SHADING INDICATES					V _Z (Nom) = Nominal Zener Break-down Voltage (Volts) I _{ZT} = Average Temperature Coefficient over Temperature Range I _{ZT} = Test Current for Zener Voltage (mA) Temp Range = Operating Range of Average T _C				SHADING INDICATES				SHADING INDICATES							

The codes listed below define the listed device and indicates the appropriate specification column heading.
 .R - Rectifier, Fast Recovery DS - Diode, Signal
 DR - Diode, Reference

TYPE	MATERIAL	REPLACEMENT	REF.	IDENTIFICATION	SIGNAL DIODES				I _r (μA)	I _F (mA)	I _{FSM} (Amps)	V _Z (nom)
					V _R (Volts)	V _F (Volts)	I _F (mA)	I _R (μA)				
1N21W	G	Microwave Mixer - to 9000 MHz		DS	60	1.0	8.5M	15*				
1N34	C			DS	60	1.0	5.0M	30*				
1N34A	C			DS	30	1.0	7.5M	2.0M				
1N35	C			DS	100	1.0	7.5M	2.5*				
1N38	C			DS	100	1.0	4.0M	6.0*				
1N38A	C			DS	100	1.0	4.0M	6.0*				
1N39	C			DS	200	1.0	5.0M	4.0*				
1N39A	C			DS	200	1.0	5.0M	4.0*				
1N40	C			DS	200	1.0	4.0M	650*				
1N41	C			DS	25	1.0	4.0M					
1N42	C			DS	50	1.0	5.0M					
1N43	C			DS	60	1.0	5.0M	2.0*				
1N44	C			DS	115	1.0	3.0M	410*				
1N45	C			DS	75	1.0	3.0M	1.5M				
1N46	C			DS	50	1.0	3.0M	400*				
1N47	C			DS	50	1.0	5.0M	833*				
1N48	C			DS	85	1.0	4.0M					
1N49	C			DS	50	1.0	4.0M					
1N50	C			DS	50	1.0	4.0M					
1N51	C			DS	50	1.0	2.5M	150*				
1N52	C			DS	85	1.0	4.0M	100*				
1N52A	G			DS	50	1.0	5.0M					
1N53	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 34,860 MHz; NF = 13.1 to 9.0 dB		DS	100	1.0	3.0M	800*				
1N53A	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 34,860 MHz; NF = 13.1 to 9.0 dB		DS	100	1.0	3.0M	800*				
1N53B	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 34,860 MHz; NF = 13.1 to 9.0 dB		DS	200	1.0	3.0M	800*				
1N53C	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 34,860 MHz; NF = 13.1 to 9.0 dB		DS	200	1.0	3.0M	800*				
1N53D	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 34,860 MHz; NF = 13.1 to 9.0 dB		DS	400	1.0	3.0M	800*				
1N54	G			DS	35	1.0	5.0M	10*				
1N44A	G			DS	50	1.0	5.0M	7.0*				
1N55	G			DS	150	1.0	3.0M	0.3M				
1N55A	G			DS	150	1.0	4.0M	500*				
1N55B	G			DS	190	1.0	5.0M	500*				
1N56	G			DS	30	1.0	1.5M	300*				
1N56A	G			DS	80	1.0	3.6M	300*				
1N58	G			DS	100	1.0	3.0M	800*				
1N58A	G			DS	100	1.0	3.0M	800*				
1N59	G			DS	200	1.0	5.0M	400*				
1N60	G			DS	40	1.0	5.0M					
1N60A	G			DS	130	1.0	5.0M	300*				
1N61	G			DS	110	1.0	5.0M	700*				
1N62	G			DS	175	1.0	4.0M	50*				
1N63	G			DS	100	1.0	4.0M	50*				
1N63A	G			DS	20	1.0	2.5M	200*				
1N64	G			DS	85	1.0	5.0M	50*				
1N65	G			DS	125	1.0	3.0M	25*				
1N66	G			DS	40	1.0	3.0M	0.3M				
1N66A	G			DS	125	1.0	2.5M	0.05M				
1N67	G			DS	60	1.0	5.0M	50*				
1N67A	G			DS	80	1.0	4.0M	5.0*				
1N68	G			DS	100	1.0	4.0M	5.0*				
1N68A	G			DS	130	1.0	3.0M	625*				
1N69	G			DS	60	1.0	5.0M	50*				
1N69A	G			DS	125	1.0	5.0M	30*				
1N70	G			DS	125	1.0	3.0M	25*				
1N70A	G			DS	100	1.0	3.0M	0.3M				
1N71	G			DS	40	1.0	1.5M	0.05M				
1N72	G			DS	1.7	1.0	1.5M	0.05M				
1N74	G			DS	1.8	1.0	1.5M	0.05M				
1N75	G			DS	125	1.0	2.5M	50*				
1N76	S	Microwave X-band Detector: F = 9,375 MHz; V ₀ = 5.0 mV to 16 mV		DS	100	1.0	3.0M	5.0*				
1N76A	S	Microwave X-band Detector: F = 9,375 MHz; V ₀ = 5.0 mV to 16 mV		DS	100	1.0	3.0M	5.0*				
1N77A	S	Photocensitive Device: V _F = 10 V @ 10 mA, I _r (dark) = 30 μA @ 50 V		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N77B	S	Photocensitive Device: V _F = 10 V @ 10 mA, I _r (dark) = 30 μA @ 50 V		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N78	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N78A	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N78B	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N78C	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N78D	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N78E	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N78F	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N79	S	Microwave Ku-band Mixer: F = 16,000 MHz; NF = 12 to 7.5 dB		DS	100	1.0	3.0M	625*				
1N81	G	Meter Rectifier - to 3,000 MHz		DS	50	1.0	3.0M	10*				
1N81A	G	Meter Rectifier - to 3,000 MHz		DS	50	1.0	3.0M	10*				
1N82	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82A	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82B	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82C	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82D	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82E	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82F	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82G	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82H	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82I	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82J	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82K	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82L	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82M	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82N	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82O	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82P	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82Q	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82R	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82S	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82T	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82U	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82V	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82W	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82X	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82Y	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				
1N82Z	S	Microwave Mixer - to 1,000 MHz; NF = 16 to 14 dB		DS	100	1.0	3.0M	10*				

2N6080 (SILICON)

2N6081

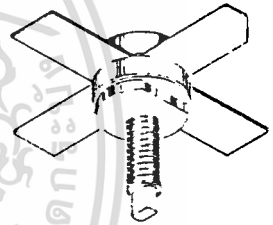
The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTORS

... designed for 12.5 Volt VHF large-signal power amplifier applications required in military and industrial equipment operating to 300 MHz.

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics —
 Output Power = 4.0 W — 2N6080
 15 W — 2N6081
 Minimum Gain = 12 dB — 2N6080
 6.3 dB — 2N6081
 Efficiency = 50%
- Balanced Emitter Construction to provide the designer with the device technology that assures ruggedness and resists transistor damage caused by load mismatch
- Stripline Packaging for lower lead inductance and better broad-band capability

4.0 and 15 W
 175 MHz
 RF POWER
 TRANSISTORS
 NPN SILICON



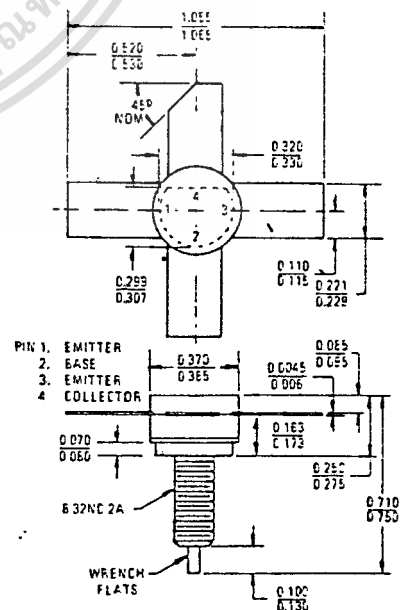
*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N6080	2N6081	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	18		Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	36		Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	4.0		Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	1.0	2.5	Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ (2) Derate above 25°C	P_D	12 68.5	31 177	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200		$^\circ\text{C}$
Stud Torque(1)	—	6.5		in. lb.

* Indicates JEDEC Registered Data

(1) For repeated assembly use 5 in. lb.

(2) These devices are designed for RF operation. The total device dissipation rating applies only when the devices are operated as RF amplifiers.



To convert inches to millimeters multiply by 25.4

CASE 145A-01

2N6080, 2N6081 (continued)

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10 \text{ mA dc}, I_B = 0$)	2N6080	18	—	—	Vdc
($I_C = 20 \text{ mA dc}, I_B = 0$)	2N6081	18	—	—	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 5.0 \text{ mA dc}, V_{BE} = 0$)	2N6080	36	—	—	Vdc
($I_C = 10 \text{ mA dc}, V_{BE} = 0$)	2N6081	36	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 1.0 \text{ mA dc}, I_C = 0$)	2N6080	4.0	—	—	Vdc
($I_E = 2.0 \text{ mA dc}, I_C = 0$)	2N6081	4.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 15 \text{ Vdc}, V_{BE} = 0, T_C = +55^\circ\text{C}$)	2N6080	—	—	5.0	mA dc
2N6081	—	—	—	8.0	mA dc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	2N6080	—	—	0.25	mA dc
2N6081	—	—	—	0.5	mA dc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 0.25 \text{ A dc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$)	2N6080	5.0	—	—	—
($I_C = 0.5 \text{ A dc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$)	2N6081	5.0	—	—	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 0.1 \text{ MHz}$)	2N6080	—	15	20	pF
2N6081	—	—	70	85	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($P_{out} = 4.0 \text{ W}, V_{CC} = 12.5 \text{ Vdc}, f = 175 \text{ MHz}$)	2N6080	12	—	—	dB
($P_{out} = 15 \text{ W}, V_{CC} = 12.5 \text{ Vdc}, f = 175 \text{ MHz}$)	2N6081	6.3	—	—	dB
Collector Efficiency ($P_{out} = 4.0 \text{ W}, V_{CC} = 12.5 \text{ Vdc}, f = 175 \text{ MHz}$)	2N6080	50	—	—	%
($P_{out} = 15 \text{ W}, V_{CC} = 12.5 \text{ Vdc}, f = 175 \text{ MHz}$)	2N6081	50	—	—	%

*Indicates JEDEC Registered Data

175 MHz TEST CIRCUIT

FIGURE 1 - 2N6080

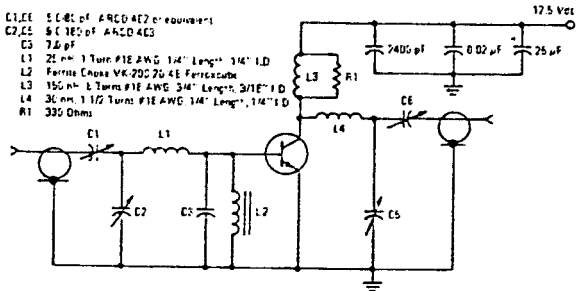
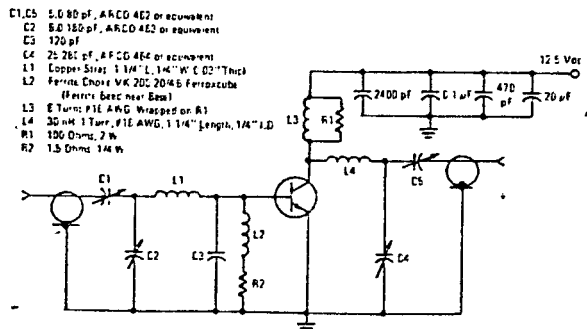


FIGURE 2 - 2N6081



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTPUT POWER versus INPUT POWER

FIGURE 3 - 2N6080

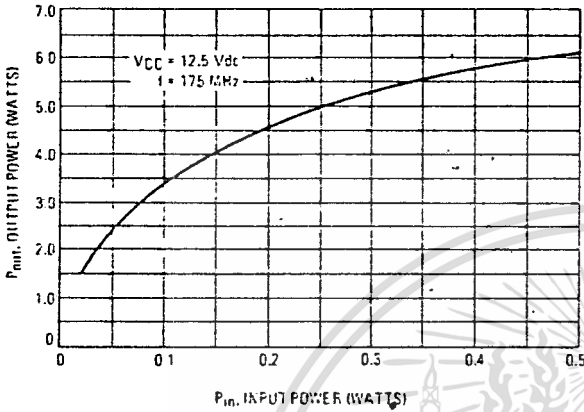
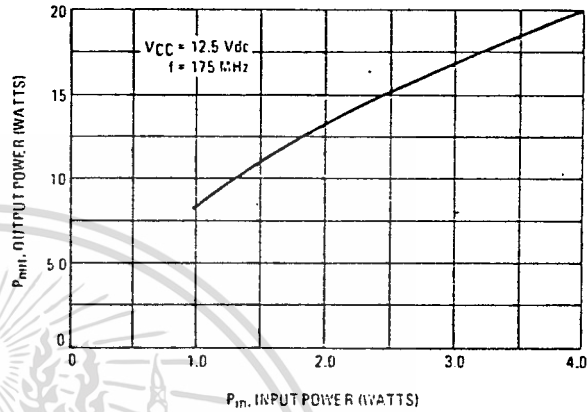


FIGURE 4 - 2N6081



OUTPUT POWER versus FREQUENCY

FIGURE 5 - 2N6080

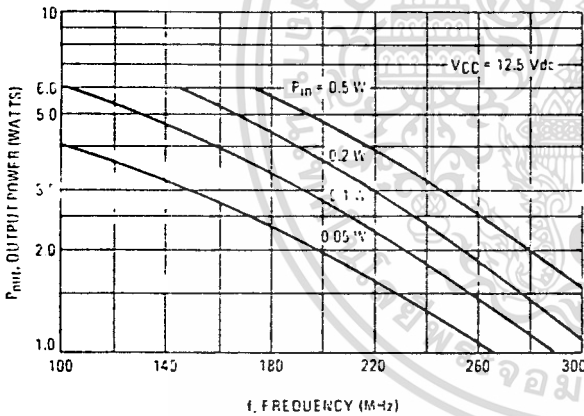
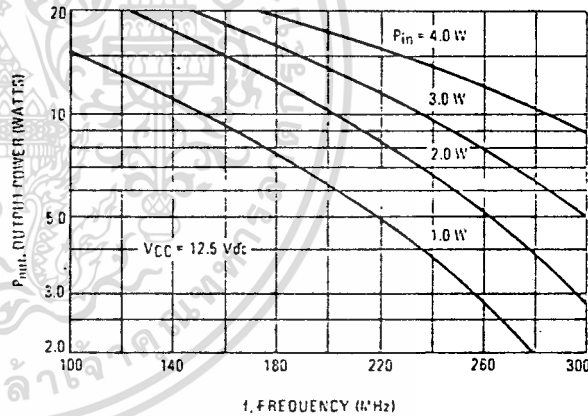


FIGURE 6 - 2N6081



OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

FIGURE 7 - 2N6080

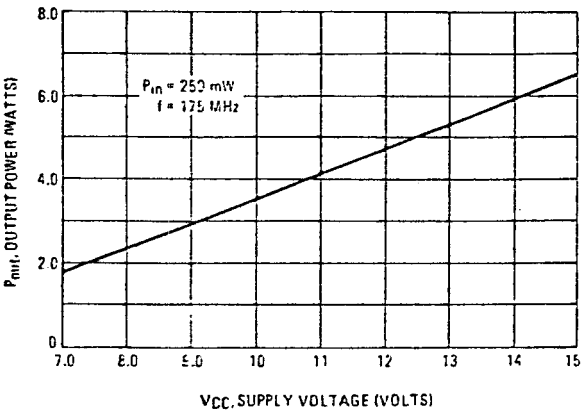
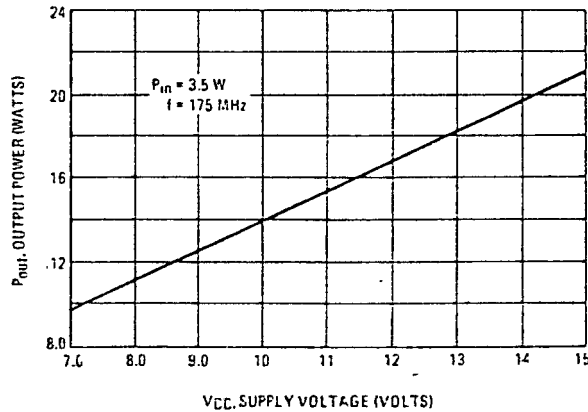


FIGURE 8 - 2N6081



PARALLEL EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

FIGURE 9 - 2N6080

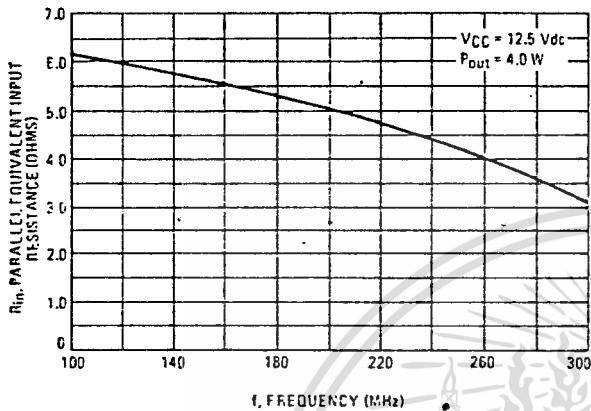
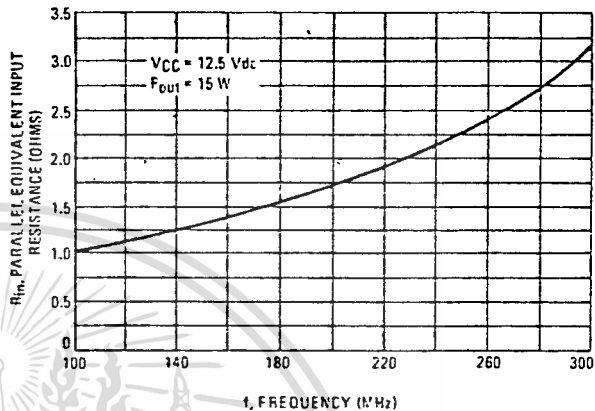


FIGURE 10 - 2N6081



PARALLEL EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

FIGURE 11 - 2N6080

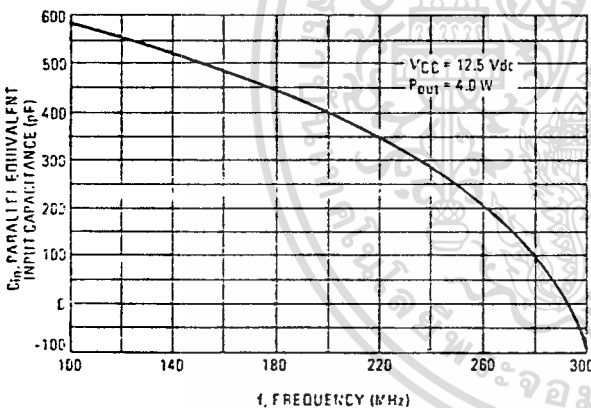
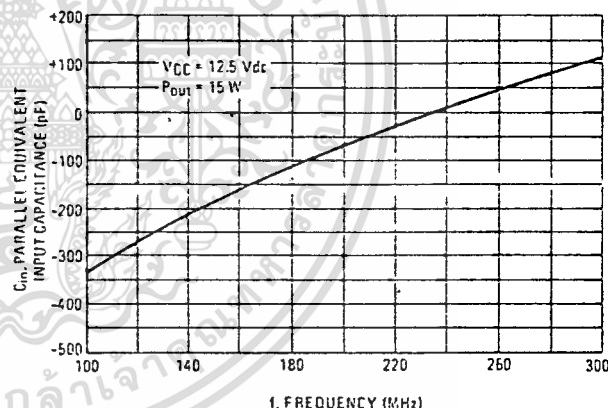


FIGURE 12 - 2N6081



PARALLEL EQUIVALENT OUTPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

FIGURE 13 - 2N6080

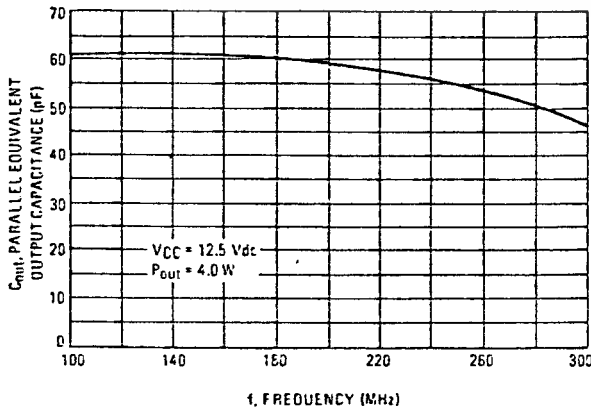
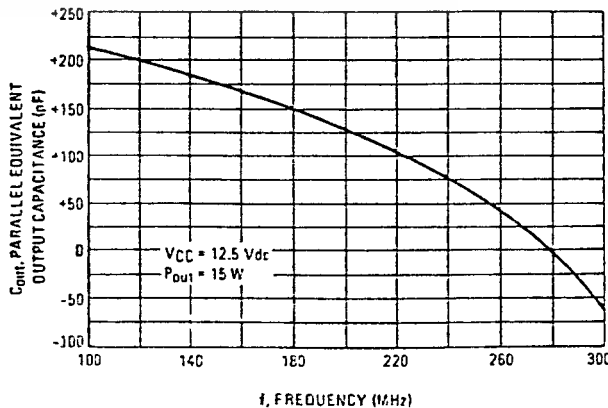


FIGURE 14 - 2N6081



μA7800 SERIES

3-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

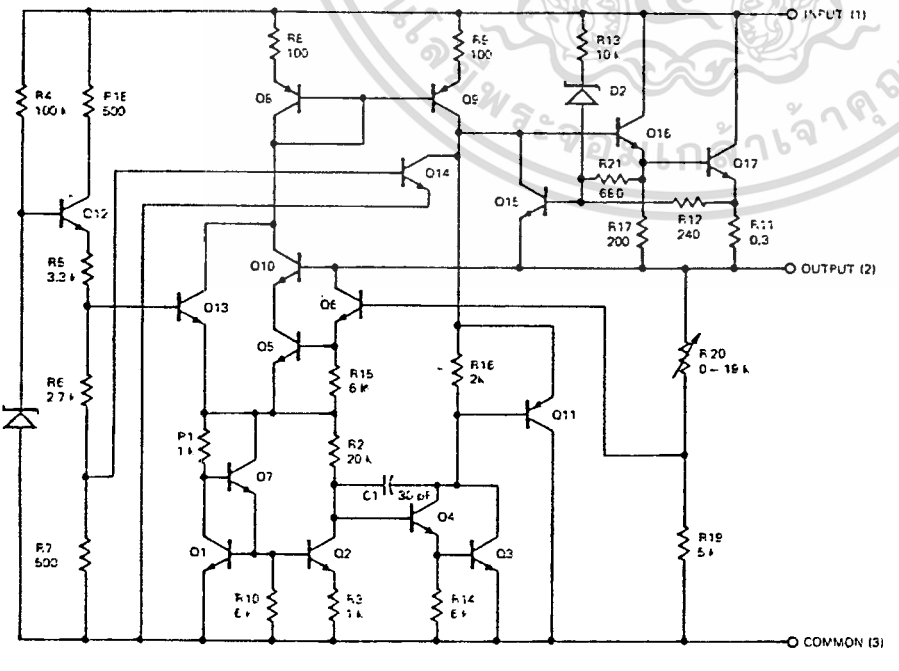
GENERAL DESCRIPTION — The μA7800 series of monolithic 3-Terminal Positive Voltage Regulators is constructed using the Fairchild Planar* epitaxial process. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making them essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. They are intended as fixed voltage regulators in a wide range of applications including local (on card) regulation for elimination of distribution problems associated with single point regulation. In addition to use as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents.

**OUTPUT CURRENT IN EXCESS OF 1 A
NO EXTERNAL COMPONENTS
INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT LIMITING
OUTPUT TRANSISTOR SAFE AREA COMPENSATION
AVAILABLE IN THE TO-220 AND THE TO-3 PACKAGE
OUTPUT VOLTAGES OF 5, 6, 8, 8.5, 12, 15, 18, AND 24 V**

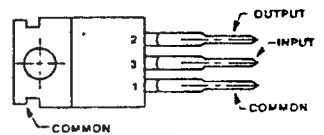
Absolute Maximum Ratings

Input Voltage (5 V through 18 V) (24 V)	35 V 40 V
Internal Power Dissipation	Internally Limited
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Junction Temperature Range	μA7800 -55°C to +150°C μA7800C 0°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 s time limit) TO-3 Package	300°C
(Soldering, 10 s time limit) TO-220 Package	230°C

EQUIVALENT CIRCUIT



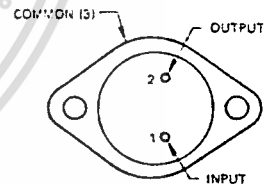
**CONNECTION DIAGRAMS
TO-220 PACKAGE
(SIDE VIEW)**



ORDER INFORMATION

OUTPUT VOLTAGE	TYPE	PART NO.
5 V	μA7805C	μA7805UC
6 V	μA7806C	μA7806UC
8 V	μA7808C	μA7808UC
8.5 V	μA7885C	μA7885UC
12 V	μA7812C	μA7812UC
15 V	μA7815C	μA7815UC
18 V	μA7818C	μA7818UC
24 V	μA7824C	μA7824UC

**TO-3 PACKAGE
(TOP VIEW)**



ORDER INFORMATION

OUTPUT VOLTAGE	TYPE	PART NO.
5 V	μA7805	μA7805KM
6 V	μA7806	μA7806KM
8 V	μA7808	μA7808KM
8.5 V	μA7885	μA7885KM
12 V	μA7812	μA7812KM
15 V	μA7815	μA7815KM
18 V	μA7818	μA7818KM
24 V	μA7824	μA7824KM
5 V	μA7805C	μA7805KC
6 V	μA7806C	μA7806KC
8 V	μA7808C	μA7808KC
8.5 V	μA7885C	μA7885KC
12 V	μA7812C	μA7812KC
15 V	μA7815C	μA7815KC
18 V	μA7818C	μA7818KC
24 V	μA7824C	μA7824KC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD • μ A7800 SERIES

μ A7805

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_{IN} = 10\text{ V}$, $I_{OUT} = 500\text{ mA}$, $-55^{\circ}\text{C} < T_J < 150^{\circ}\text{C}$, $C_{IN} = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 0.1\ \mu\text{F}$,
unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS		CONDITIONS (Note 1)	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	4.8	5.0	5.2	V
Line Regulation		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$7\text{ V} < V_{IN} < 25\text{ V}$	3	50	mV
			$8\text{ V} < V_{IN} < 12\text{ V}$	1	25	mV
Load Regulation		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.5\text{ A}$	15	100	mV
			$250\text{ mA} < I_{OUT} < 750\text{ mA}$	5	25	mV
Output Voltage		$8.0\text{ V} < V_{IN} < 20\text{ V}$ $5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.0\text{ A}$ $P < 15\text{ W}$	4.65		5.35	V
Quiescent Current		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		4.2	6.0	mA
Quiescent Current Change		with line with load	$8\text{ V} < V_{IN} < 25\text{ V}$		0.8	mA
			$5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.0\text{ A}$		0.5	mA
Output Noise Voltage		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$		8	40	$\mu\text{V}/\text{V}_{OUT}$
Ripple Rejection		$f = 120\text{ Hz}$, $8\text{ V} < V_{IN} < 18\text{ V}$	68	78		dB
Dropout Voltage		$I_{OUT} = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.0	2.5	V
Output Resistance		$f = 1\text{ kHz}$		17		$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} = 35\text{ V}$		0.75	1.2	A
Peak Output Current		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	1.3	2.2	3.3	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage		$I_{OUT} = 5\text{ mA}$	$-55^{\circ}\text{C} < T_J < +25^{\circ}\text{C}$		0.4	$\text{mV}/^{\circ}\text{C}$
			$+25^{\circ}\text{C} < T_J < +150^{\circ}\text{C}$		0.3	V_{OUT}

μ A7805C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_{IN} = 10\text{ V}$, $I_{OUT} = 500\text{ mA}$, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $C_{IN} = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 0.1\ \mu\text{F}$,
unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS		CONDITIONS (Note 1)	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	4.8	5.0	5.2	V
Line Regulation		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$7\text{ V} < V_{IN} < 25\text{ V}$	3	100	mV
			$8\text{ V} < V_{IN} < 12\text{ V}$	1	50	mV
Load Regulation		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.5\text{ A}$	15	100	mV
			$250\text{ mA} < I_{OUT} < 750\text{ mA}$	5	50	mV
Output Voltage		$7\text{ V} < V_{IN} < 20\text{ V}$ $5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.0\text{ A}$ $P < 15\text{ W}$	4.75		5.25	V
Quiescent Current		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		4.2	8.0	mA
Quiescent Current Change		with line with load	$7\text{ V} < V_{IN} < 25\text{ V}$		1.3	mA
			$5\text{ mA} < I_{OUT} < 1.0\text{ A}$		0.5	mA
Output Noise Voltage		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$		40		μV
Ripple Rejection		$f = 120\text{ Hz}$, $8\text{ V} < V_{IN} < 18\text{ V}$	62	78		dB
Dropout Voltage		$I_{OUT} = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.0		V
Output Resistance		$f = 1\text{ kHz}$		17		$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} = 35\text{ V}$		750		mA
Peak Output Current		$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.2		A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage		$I_{OUT} = 5\text{ mA}$, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$		-1.1		$\text{mV}/^{\circ}\text{C}$

NOTE:

1. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w < 10\text{ ms}$, duty cycle $< 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

กิจกรรม รมประกาศ

ในการทำปริญญานิพนธ์ เรื่อง " เครื่องขยายอรรถ-ส่งวิทยุย่าน VHF ความถี่ 144-146 MHz " นี้ผู้จัดทำขอขอบพระคุณท่าน อาจารย์ประคิมรุ วังวิญญูธรรม ซึ่งเป็น อาจารย์เป็นริษัทหนึ่ง ใจคอยให้คำแนะนำอย่างใกล้ชิดโดยตลอดรวมทั้งท่านอาจารย์ภาคเทคนิค บุคคลากรที่ให้ความกรุณาเสียสละเวลาแนะนำและให้ผู้จัดทำได้สอบถามปัญหาต่าง ๆ ขณะทำการทดลองผล วิจัยผลงานปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้ นอกจากนี้แล้วผู้จัดทำขอขอบพระคุณสมาคมนักวิทยุสมัครเล่นทุกท่าน ที่ช่วยแนะนำในคำปรึกษาในขณะที่ผู้จัดทำทดลองอยู่กับท่าน โดยใช้สอบถาม ในความถี่ โดยเลขหมาย VR946 ผู้ซึ่งช่วยตอบปัญหาของผู้จัดทำอย่างมากด้วย รวมทั้งเพื่อน ๆ สมาคมนักวิทยุสมัครเล่นอีกหลาย ๆ ท่านที่ช่วยเป็นกำลังใจในงานทดลองวิจัยปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้ สำเร็จได้ด้วยดี

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณในความกรุณาของท่านทุกท่านที่กล่าวมาในพื้นทศความจริงใจครับ

อนิรุทธ ภูทาทกร (HS 1 CVK)

หนังสืออ้างอิง

1. Michael tooley and David whitfeld, "Practical Wireless" May, 1980
2. CQ. ham radio Henshiba, "U-VHF Techrigue for HAM radio", CQ shupp shuppansha, 1985
3. สุภาภรณ์ แก้วทักดา, "อิเล็กทรอนิกส์ 1", คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยรามคำแหง, หน้า 357, 2529.
4. ศูนย์ฝึกโทรทัศน์กรมประชาสัมพันธ์ "วิชาเทคนิควงจรเครื่องวิทยุสื่อสารในย่านความถี่ วี.เอช.เอฟ." องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย, หน้า 48-57
5. JOSEPH A. WALSTON and JOHN R. MILLER, "TRANSISTOR CIRCUIT DESIGN" TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, pp. 345-359, 1963