



เครื่องรับส่งวิทยุย่าน ยู เอช เอฟ
UHF TRANSCEIVER



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

หัวข้อปริญญาโท เครื่องรับส่งวิทยุย่าน ยู เอช เอฟ
UHF TRANSCEIVER
ชื่อนักศึกษา นายไพฑูรย์ แยมเทศ
นายวิชา เ็นสม
นายเสริมยศ หวังเบญจพร
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์คลชัย สุขเจริญผล
ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา 2537

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้แนบปริญญาโทฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาโท

ประธานกรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งวิทยุย่าน ยู เลข เอฟ

โดย นายไพฑูรย์ แยมเทศ รหัส 36012061
นายวัชรา เข็นสม รหัส 36012066
นายเสริมยศ หวังเบญจพร รหัส 36012081

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ดลชัย สุขเจริญผล
ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาออกแบบและทดลองสร้างเครื่องรับส่งวิทยุ โดยใช้คลื่นพาราส่งที่ความถี่ย่าน ยู เลข เอฟ โดยใช้หลักการของ Superheterodyne ในการออกแบบภาค Up conversion และ Down conversion

ทางภาคส่ง เมื่อสัญญาณเสียง(voice signal)มอดูเลตกับความถี่ IF 27 MHz โดยการมอดูเลตเป็นแบบ Amplitude modulation (AM) สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วจะนำไปเลื่อนความถี่ของ IF center ด้วยภาค Up converter ที่ใช้ความถี่จาก Local oscillator ที่ 340 MHz แล้วขยายสัญญาณส่งออกทางสายอากาศ

ทางภาครับ สัญญาณจากสายอากาศขยายผ่าน RF Amp. จะถูก Down-conversion ด้วยความถี่ Local oscillator 340 MHz ซึ่งอาศัยหลักการ Superheterodyne คือสัญญาณ RF นี้จะถูกแปลงความถี่ลงมาเป็นความถี่ IF 27 MHz เหมือนทางภาคส่งจากนั้นสัญญาณ IF นี้จะถูกดีมอดูเลต (Demodulate) เพื่อแยกเอาสัญญาณเสียง(voice signal)ออกมา

UHF TRANSCEIVER

By	Mr.Paithoon	Yamtes	No.36012061
	Mr.Wachara	Sensorn	No.36012066
	Mr.Sermyos	Wangbenchaporn	No.36012081

Advisor Mr.Dolchai Sukchareanpon

Academic 1994

ABSTRACT

This thesis was studied about the circuits design, implementation and measurement of transceiver which use carrier signal on UHF(Low band) ,principles of Superheterodyne to design in part of Up/Down converter.

Transmitter, When voice signal was modulated amplitude modulation(AM). The signal pass out of modulation will bring to shift frequency of IF center with up-converter which frequency in use come from local oscillator 340 MHz and it will amplified by high frequency amplifier before sent to antenna for propagation.

Receiver, Signal from antenna will amplify with RF amp. It has been to down-conversion with frequency of local oscillator 340 MHz which used principles of superheterodyne. Which RF signal will changed frequency be IF 27 MHz and IF signal will demodulated with demodulator for separated to return to the voice signal.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี โดยได้รับความอนุเคราะห์ช่วยเหลือจากอาจารย์ดลชัย สุขเจริญผล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาได้ให้คำแนะนำในเรื่องเนื้อหาและเครื่องมือในการทำโครงการนี้

สุดท้ายนี้คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ

กิตติกรรมประกาศ

บทที่ 1. บทนำ

1

2. ทฤษฎี

3

2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

3

2.2 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด

12

2.3 วงจรกรองความถี่

21

2.4 วงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ

27

2.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

35

2.6 สายอากาศ

43

3. การออกแบบวงจร

47

4. วิจารณ์และสรุปผล

57

เอกสารอ้างอิง

60

ภาคผนวก

บทที่ 1 บทนำ

ปัจจุบันเครื่องรับส่งวิทยุสื่อสารที่ใช้กันอยู่ได้พัฒนาให้มีประสิทธิภาพ คุณสมบัติ คุณภาพการใช้งานได้สูงขึ้นและสามารถขยายย่านความถี่การใช้งานออกไปเรื่อยๆ

เครื่องรับส่งวิทยุในย่าน VHF และ UHF ส่วนใหญ่จะเป็นแบบแบนด์วิดท์แคบซึ่งใช้ในการรับส่งสัญญาณ FM บางทีอาจมี AM, SSB หรือสัญญาณอื่นๆด้วย และเครื่องรับส่งเหล่านี้จะมีหลายแบบ คือแบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน แบบดับเบิลคอนเวอร์ชัน และแบบอ็อปคอนเวอร์ชัน

ในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบทดลองสร้างเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้มอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอด โดยใช้ IF 27 MHz และใช้วิธีการ Upconversion ขึ้นเป็นความถี่ย่าน UHF ซึ่งเครื่องรับส่งวิทยุส่วนใหญ่จะใช้การรับส่งเป็นแบบ FM มากกว่า แต่การส่งย่าน UHF ยังไม่ค่อยมีการใช้งานมากนัก จึงใช้ย่านนี้เป็นการทดลองส่ง ความถี่ 27 MHz จะใช้แร่คริสตอลเป็นตัวกำเนิดความถี่ ความถี่ใช้งานบางที่จะจัดเป็นช่องๆตายตัว ถ้าต้องการเปลี่ยนความถี่ก็ปรับสวิตช์เลือก มักจะใช้แร่คริสตอล แต่รุ่นใหม่ๆจะใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่แทนการใช้แร่คริสตอลทำให้สามารถเลือกหรือเปลี่ยนความถี่ใช้งานได้สะดวกและปรับจูนความถี่ได้ตามต้องการตลอดย่านความถี่นั้นๆ

ภาคเครื่องส่งที่ใช้ทดลองจะเป็นเครื่องส่งแบบอ็อปคอนเวอร์ชัน ซึ่งความถี่ออสซิลเลเตอร์สูงกว่าความถี่ใช้งานสูงสุดของเครื่องส่ง ดังนั้น IF จึงต้องสูงกว่าความถี่ใช้งานสูงสุดด้วย วิธีการนี้จะต้องใช้วิธีเฮตเทอโรไดนาญ์ จะเห็นว่าสัญญาณเสียงจะนำมามอดูเลตกับสัญญาณ IF 27MHz ผ่านวงจรแบนด์พาสจากนั้นจะนำมามิกเซอร์กับความถี่ โลคอลออสซิลเลเตอร์ซึ่งจะผลิตความถี่ 340 MHz สัญญาณที่ได้จะมีความถี่ $340+27$ และ $340-27$ MHz ก็คือ 313 กับ 367 MHz ซึ่งเราก็จะเลือกเอาความถี่ใดความถี่หนึ่งไปใช้ส่งออกอากาศออกไป

ทางภาคเครื่องรับจะเป็นระบบซูเปอร์เฮตเทอโรไดนาญ์ชนิดอ็อปคอนเวอร์ชันเหมือนกัน โดยที่สัญญาณ RF ที่รับคือความถี่ที่ภาคส่งส่งมาจะเป็น 313 MHz หรือ 367 MHz เมื่อสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศจะป้อนเข้าสู่วงจรขยาย RF เพื่อทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้น วงจรขยาย RF ที่ดีควรมีนอยส์ต่ำและสามารถตัดสัญญาณเงาได้สัญญาณนี้จะถูกทำเฮตเทอโรไดนาญ์ด้วยวงจรมิกเซอร์วงจรรีโอบแบบให้ทำงานในช่วงที่ไม่เป็นลิเนียร์ทำให้เกิดผลลัพธ์เป็นสัญญาณความถี่ผลต่างกับสัญญาณความถี่ผลรวมแปลงเป็นความถี่ผลต่างที่เป็น IF 27 MHz ด้วยความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ 340 MHz ความถี่นี้จะเข้าไปปิดหรือผสมที่วงจรมิกเซอร์จะต้องมีค่าพอดีและให้ผลลัพธ์ออกมาที่มีค่าที่ตายตัวซึ่งจะเท่ากับความถี่ IF เสมอ สัญญาณ IF ที่ได้จะนำมาตีมอดูเลตเพื่อแยกสัญญาณ เสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองนี้เป็นการเสนอแนวทางการส่งสัญญาณเสียงหรือข้อมูลที่ใช้ช่วงความถี่ย่าน UHF ที่ใช้ความถี่สูงกว่าย่าน VHF ซึ่งจะหลีกเลี่ยงการเกิดการส่งสัญญาณซ้ำซ้อนกับสัญญาณความถี่อื่นๆได้ และการใช้ส่งสัญญาณเสียงหรือข้อมูลโดยใช้ส่งออกทางสายอากาศ แทนการใช้ส่งสัญญาณที่ส่งทางสายนำสัญญาณ ซึ่งสายนำสัญญาณอาจมีปัญหาและการส่งทางสายอากาศจะเป็นการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นอันนี้ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎี

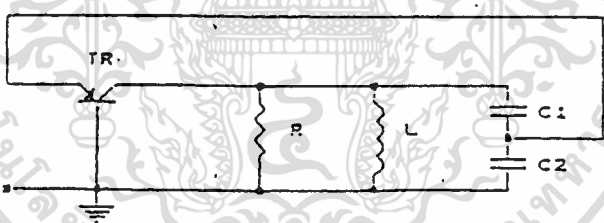
2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillators)

เงื่อนไขการออสซิลเลทของวงจรออสซิลเลเตอร์

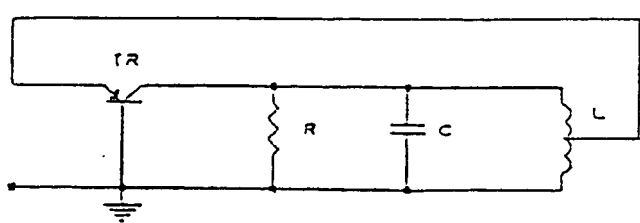
1. ต้องมีการป้อนกลับ (Feedback) จากเอาต์พุตมายังอินพุตและต้องมีลูเกน (Loop Gain) อย่างน้อยเท่ากับหนึ่ง และเฟสชิฟ (Phase Shift) เท่ากับศูนย์องศา
2. ค่าสเทอร์นแฟคเตอร์ ของวงจรออสซิลเลเตอร์จะต้องน้อยกว่าหนึ่ง
3. ค่าดีเทอร์มิแนนท์ ของสมการ Node Voltage หรือ Mesh Current ต้องเท่ากับศูนย์

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ

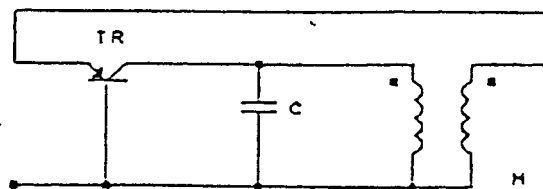
วงจรที่แสดงในรูป 2.1.1 ถึง 2.1.3 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับที่ใช้กันมากที่สุด ปกติมักจะใช้ทรานซิสเตอร์ ทำงานแบบร่วมแต่วงจรแบบอื่น และอุปกรณ์แบบอื่นก็สามารถใช้ได้ เพื่อให้เสถียรภาพดีขึ้น อาจใช้ผลึกควอทซ์ (Quart Crystal) แทนรีแอคแตนซ์ตัวใดตัวหนึ่งในวงจร



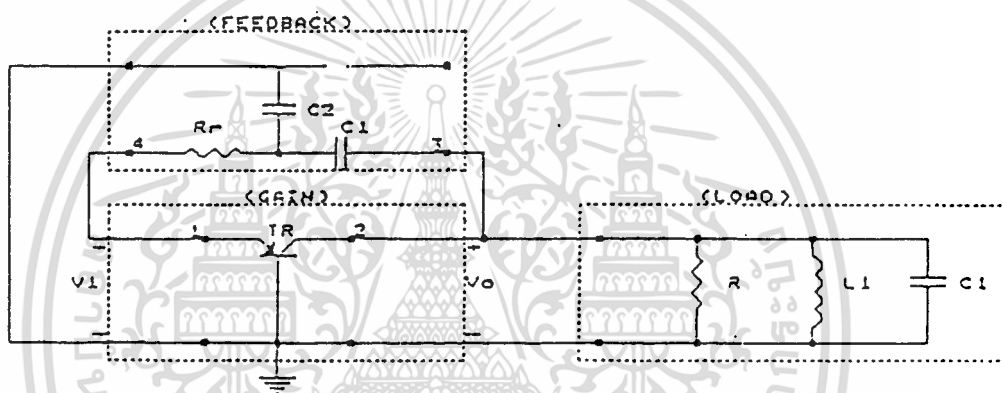
รูป 2.1.1 Colpitts Oscillators



รูป 2.1.2 Hartley Oscillators



รูป 2.1.3 Tuned-Output Oscillators



รูป 2.1.4 Colpitts Oscillators แบ่งตามการทำงาน

จากรูป C_f ถูกใส่เข้ามาเพื่อให้การปรับความถี่ง่ายขึ้น R_o ช่วยลดผลจากการเปลี่ยนไปของอินพุตแอมิตแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ ค่าโวลต์เตจ V_f ที่อินพุตพอร์ทจะทำให้เกิดเอาต์พุตโวลต์เตจ V_o ค่า V_o/V_i จะถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และค่าโหลดทั้งหมดที่ปรากฏทางเอาต์พุตพอร์ท ซึ่งค่าโหลดทั้งหมดนี้คือค่าต้านทานจากส่วนของโหลด ขนาดกันกับค่าความต้านทานที่มองเข้าไปยังจุด 3 ของวงจรป้อนกลับ

เพื่อให้การออสซิลเลทมีเสถียรภาพ วงจรป้อนกลับต้องป้อนโวลต์เตจ V_f กลับไปยังอินพุตของทรานซิสเตอร์ ซึ่งหมายความว่าจำเป็นต้องมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity Gain) และ Phase Shift = 0 องศา (0,.....,360) รอบรูป 1-2-3-4-1 วงจรจะออสซิลเลทที่ความถี่ ซึ่งให้ค่า Phase Shift ตามที่กล่าว โดยที่อัตราขยายรอบรูป ก่อนเกิดการออสซิลเลทต้องมากกว่าหนึ่ง โดยปกติแล้วความถี่ของการออสซิลเลทควรจะถูกกำหนดโดย L, C_f, C_1 และ C_2 แต่ค่าอินพุตและเอาต์พุต Subceptance ของทรานซิสเตอร์ และ Phase Angle ของอัตราขยาย อาจมีผลอย่างมากต่อความถี่ของการออสซิลเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนมากจะใช้วงจรเบสร่วม , อิมิตเตอร์ร่วม , เกทร่วม และ เดรนร่วม สำหรับทรานซิสเตอร์ นิยมใช้วงจรเบสร่วมสำหรับออสซิลเลเตอร์เพราะว่า

1. มีการป้อนกลับภายในตัวทรานซิสเตอร์น้อย ทำให้สามารถควบคุมการป้อนกลับได้ด้วยอุปกรณ์ภายนอก
2. อัตราขยายกระแสมี Phase Shift น้อยมาก และมีขนาดเกือบเท่ากันจนถึงความถี่ประมาณ $f_1/2 \sim f_2/2$ ซึ่งถ้าเป็นวงจรอิมิตเตอร์ร่วมค่าอัตราขยายกระแส (β) จะลดลง 6 เดซิเบล Octave สำหรับที่ความถี่สูงและ Phase Shift 90 องศา ซึ่งทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรยากลำบากขึ้น

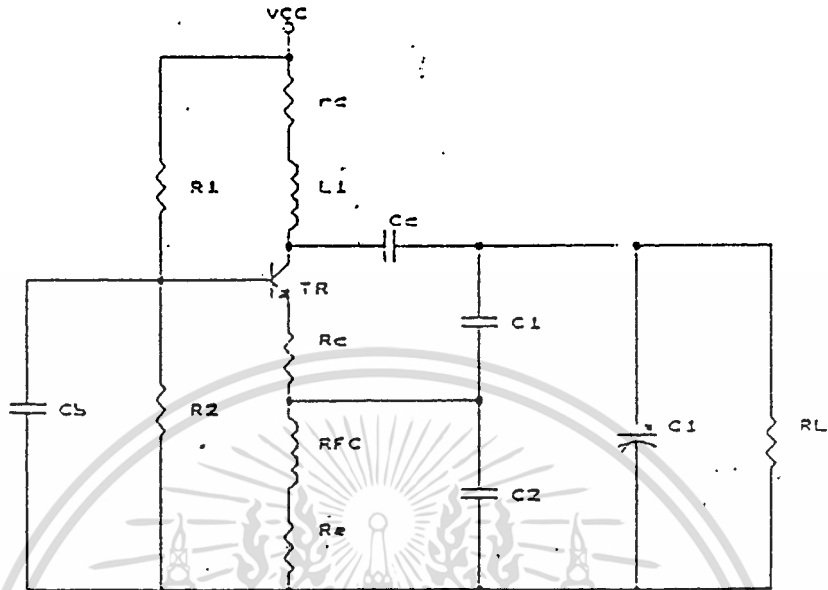
การวิเคราะห์และการออกแบบวงจร Colpitts Oscillator

เราพิจารณาวงจรแบบเบสร่วมเพราะใช้กันมาก ในวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่วิทยุ (RF Oscillator) วงจรที่สมบูรณ์ของออสซิลเลเตอร์ดังรูป 2.1.5 โดยที่ R_L คือ ค่าความต้านทานของโหลด C_f เป็นคาปาซิเตอร์แบบปรับค่าได้ใช้สำหรับปรับความถี่ C_1 และ C_2 เป็นตัวกำหนดอัตราป้อนกลับ R_e เป็นตัวทำให้วงจรมีเสถียรภาพ จากการเปลี่ยนแปลงทางด้าน อินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ , R_E , R_1 และ R_2 เป็นตัวกำหนดจุดการทำงาน (Q Point) และ L_2 เป็นค่าอินดักแตนซ์ของวงจรแทงค์ ซึ่งจะขนานอยู่กับ R_L , C_2 , RFC ที่ขาอิมิตเตอร์จะต้องป้องกัน การลดทอนกำลังของสัญญาณ RF เนื่องจาก R_E C_E จะทำให้ขาเบสลงกราวด์ที่ความถี่ใช้งาน , C_c จะกันไม่ให้กระแสไฟตรงเข้าไปยังโหลดค่าความต้านทาน r_o ของขดลวด L_c มีความสำคัญในการทำงานของวงจร โดยเราสามารถเปลี่ยนเป็นวงจรสมมูลย์ ของ R_p ขนานอยู่กับค่าคอยล์ L_c ซึ่งไม่มีความต้านทานภายในเลย โดยที่ $R_p = Q_o^2 \cdot r_o$ (Q_o เป็นค่า Q ของคอยล์) ความต้านทาน R_e ควรจะมีค่ามากพอสมควร (เป็นร้อยโอห์ม) เพื่อที่จะกำจัดผลจาก อินพุทอินดักแตนซ์ ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรง่ายขึ้น และทำให้ความถี่ของการออสซิลเลทไม่ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ แต่จะมีการสูญเสียของสัญญาณ RF ใน R_e เพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้น จะให้

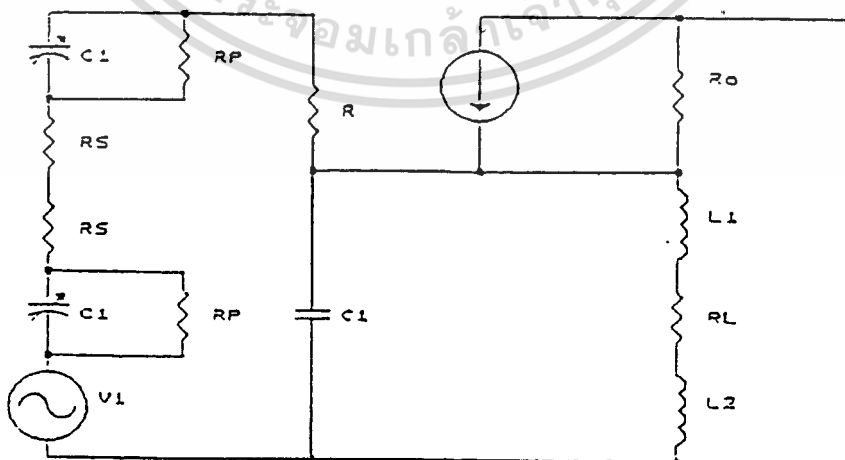
$$R_t = R_L // R_p$$

$$R_t = R_e + r_o$$

โดยใช้วงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์ และ สมมุติว่า ค่ารีแอคแตนซ์ของ RFC เป็นอนันต์ และค่ารีแอคแตนซ์ของ C_B และ C_c เท่ากับศูนย์ จะได้วงจรดังรูปที่ 2.1.5



รูปที่ 2.1.5 วงจร Colpitts Oscillator



รูปที่ 2.1.6 วงจรสมมูลของ Colpitts Oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

g คือค่า Noise Pulse ซึ่งเกิดชั่วขณะหนึ่งและทำให้เกิดการออสซิลเลชันในรูปของแอมมิตแดนท์ $g_1 = 1/R_1$ และ $g_2 = 1/R_2$ และสำหรับความถี่เชิงซ้อน s สามารถเขียน Node Equation ของวงจร

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 + s(C_1 + C_2) & -sC_2 \\ -\alpha g_1 - sC_1 & g_2 + s(C_1 + C_2 + C_3) + 1/sL_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_0 \end{bmatrix} \tag{2.1.1}$$

ในเทอมของค่า ดีเทอร์มิแนนท์ $\Delta(s)$ และค่าโคแฟกเตอร์ $\Delta_{12}(s)$ ค่าแรงดันทางเอาต์พุตเขียนได้เป็น

$$V_0 = I_{in} \Delta_{12}(s) / \Delta(s)$$

เนื่องจากนอยซ์พัลส์ I_{in} ทางอินพุตมีค่าน้อยมากๆ ค่า V_0 จะเกิดมีค่าขึ้นก็ต่อเมื่อ $\Delta(s) = 0$ ดังนั้นถ้าให้ $\Delta(s) = 0$ จึงเป็นเงื่อนไขของการออสซิลเลชัน

$$\Delta(s) = g_1 + s(L_1 g_1 g_2 + C_1) + s^2(L_1 g_1 C_2 + L_1 g_2 C_1 - L_1 C_1 \alpha g_1) + s^2(L_1 C_2 C_3 - L_1 C_1^2) = 0 \tag{2.1.2}$$

โดยที่

$$C_1 = C_1 + C_2 \tag{2.1.3}$$

$$C_2 = C_1 + C_2 + C_3 \tag{2.1.4}$$

ถ้าเงื่อนไขของการออสซิลเลชันเป็นจริง สมการ (2.1.2) จะมีรากซึ่งมีคู่คอนจูเกต (Conjugate Pair) อยู่ทางขวาของ S-Plane ข้อกำหนดของการออสซิลเลชัน คือ ค่ารากของสมการจะต้องอยู่บนแกน jw ดังนั้นจากข้อกำหนดนี้เราแทนค่า $s = jw$ ลงในสมการ (2.1.2) ซึ่งเทอมที่มีกำลังคู่จะเป็นจำนวนจะเป็นจำนวนจริงและเทอมที่มีกำลังเป็นเลขคี่จะเป็นจำนวนจินตภาพ ซึ่งทั้งสองส่วนจะต้อง

เท่ากับศูนย์ การที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$\operatorname{Re}.\Delta(j\omega) = g_1 - \omega^2 L_1 (C_1 g_1 + C_2 g_2 - C_1 \alpha g_1) = 0 \quad (2.1.5)$$

และ

$$\operatorname{Im}.\Delta(j\omega) = L_1 g_1 g_2 + C_2 - \omega^2 L_1 (C_1 C_2 - C_1^2) = 0 \quad (2.1.6)$$

คำตอบของสมการ (2.1.6) ทำให้ได้ค่าความถี่ของการออสซิลเลท

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

ซึ่งถ้าแทนค่านี้ลงไปใน (2.1.5) จะได้ค่าสูงสุดของ สำหรับการออสซิลเลทดังนี้

$$\omega_o^2 = [g_1 g_2 + (C_2 / L_1)] / [C_1 C_2 - C_1^2] \quad (2.1.7)$$

แทนค่า C_1 และ C_2

$$\omega_o^2 = \frac{(1/L_1 [C_o + C_r + (C_1 C_2 / (C_1 + C_2))])}{(C_1 + C_2) + C_1 C_2} + \frac{(1/R_1 R_2 [(C_2 + C_o)])}{(C_1 + C_2) + C_1 C_2} \quad (2.1.8)$$

เทอมแรกของสมการ (2.1.8) เป็นผลจากวงจร LC Tank และเทอมที่สองของ เป็นผลจากทรานซิสเตอร์ และโหลดซึ่งความถี่ของการออสซิลเลท ควรจะถูกกำหนดโดยเทอมแรกเพื่อไม่ให้ผลจากการ Loading การเปลี่ยนแปลงของจุด Q และที่อื่น ๆ มีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลท f_o จะเห็นว่า คออีส์ที่มีค่า Q สูง และค่าโหลดที่สูง จะทำให้ R_1 สูงขึ้น

ซึ่งทำให้เทอมที่สองใหม่ดังนี้

$$R_1 R_2 (C_1 + C_2) [C_o + C_r + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]$$

และส่วนของเทอมที่หนึ่ง

$$L_1 [C_o + C_r + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]$$

ถ้าต้องการให้เทอมที่หนึ่งมีค่ามากกว่าเทอมที่สองแล้ว

$$L_1 \ll R_1 R_2 (C_1 + C_2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ซึ่งถ้าเป็นจริง ความถี่ของการออสซิลเลชันจะเท่ากับ

$$\omega_o^2 = 1/L_e [C_r + C_o + (C_1 C_2 / (C_1 + C_2))] \tag{2.1.9}$$

นั่นก็คือวงจรจะออสซิลเลชันที่ความถี่ที่กำหนดโดย L_e ซึ่งขนานอยู่กับ C_f C_o และ C_1 กับ C_2 ซึ่งต่อกันอยู่แบบอนุกรม

ความถี่ของการออสซิลเลชันเป็นหนึ่งในสองสิ่งซึ่ง การวิเคราะห์หบบ Small Signal สามารถบอกได้ ส่วนที่เหลือค่า ที่น้อยที่สุดที่เพียงพอสำหรับการออสซิลเลชัน

จากสมการ (2.1.5) แทน $W = \omega_o$ ได้

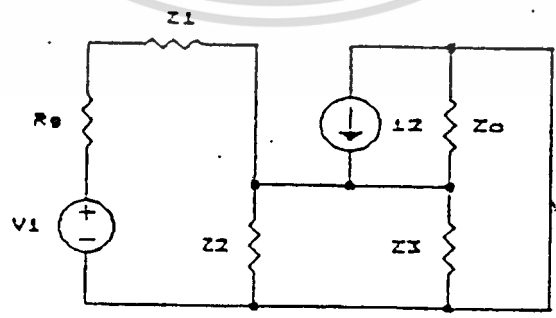
$$\alpha_{min} = 1 + (C_r + C_o) / C_1 + R_1 / R_2 (1 + C_2 / C_1) - 1 / (\omega_o^2 L_e C_1) \tag{2.1.10}$$

สมมติว่า ω_o^2 มีค่าประมาณตาม (2.1.9) จะได้

$$\alpha_{min} \approx 1 - C_2 / (C_1 + C_2) + R_1 / R_2 (1 + C_2 / C_1) = 1 / (1 + C_2 / C_1) + R_1 / R_2 (1 + C_2 / C_1) \tag{2.1.11}$$

เพื่อที่จะให้การออสซิลเลชันเกิดขึ้นได้ค่า α ของทรานซิสเตอร์มากกว่าค่า α_{min} ซึ่งในปัจจุบันทรานซิสเตอร์มักจะมีเกนเพียงพอเสมอ ตราบเท่าที่ความถี่ใช้งานต่ำกว่า $f_{\alpha 2}$ และ R_1 มีค่ามากกว่า 1000 โอห์ม

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์



Loop 1

$$(Z_1 + r_o + Z_2) i_1 - Z_2 i_2 = 0 \tag{2.1.12}$$

$$-Z_2 i_1 + (Z_2 + Z_3) i_2 + i_2 (r_o + Z_0) = 0 \tag{2.1.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต (2.1.13) ราคาไม่ต่ำกว่า 10 บาท

แต่

$$i_1 = -i_2, \quad i_3 = i_2 = hfe \cdot i_1$$

ดังนั้นแทน i_1, i_3 ใน (2.1.12), (2.1.13) จะได้

$$(Z_1 + r_o + Z_2) i_1 - Z_2 i_2 = V_1 \quad (2.1.14)$$

$$[hfe(r_o + Z_2) - Z_2] i_1 - (Z_2 + Z_3) i_2 = 0 \quad (2.1.15)$$

จัดให้อยู่ในรูปของ Matrix

$$\begin{bmatrix} Z_1 + r_o + Z_2 & -Z_2 \\ [hfe(r_o + Z_2) - Z_2] & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.16)$$

$$\Delta = (Z_1 + Z_2 + r_o)(Z_2 + Z_3) + [hfe(r_o + Z_2) - Z_2] Z_2 = 0 \quad (2.1.17)$$

$$Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + r_o Z_2 + Z_1 Z_2 + Z_2 r_o + Z_2 hfe \cdot r_o + Z_2 Z_3 hfe - Z_2^2 \quad (2.1.18)$$

$$Z_1 = \frac{[R_o + j\omega C_o R_s R_p + R_p]}{[1 + j\omega C_o R_p]}$$

$$Z_2 = 1/j\omega C_1$$

$$Z_3 = (R_L + j\omega L)$$

จากสมการที่ (2.1.18) แทนค่า Z_1, Z_2, Z_3

$$\begin{aligned} Z_1 Z_3 &= \left[\frac{(R_o + R_p) + j\omega C_o R_s R_p}{1 + j\omega C_o R_p} \right] \left[R_L + j\omega L \right] \\ &= \frac{R_o R_L + R_p R_L + j\omega C_o R_s R_p R_L - \omega^2 C_o L R_o R_p}{1 + j\omega C_o R_p} \end{aligned}$$

เมื่อ $j\omega C_o R_p \gg 1$

$$Z_1 Z_3 = (R_o R_L) - j\omega C_o (R_o + R_p) R_L - \omega^2 C_o L R_o R_p / \omega C_o R_p \quad (2.1.19)$$

$$Z_2 Z_3 = (R_L + j\omega L) / j\omega C_1 = L/C_1 - jR_L / \omega C_1 \quad (2.1.20)$$

$$\begin{aligned} Z_1 Z_2 &= [(R_o + R_p) + j\omega C_o R_s R_p] / j\omega C_1 \\ &= C_o R_s R_p / C_1 - j(R_o + R_p) / \omega C_1 \end{aligned} \quad (2.1.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \Delta = & R_s R_L + j[(R_s + R_L)R_L - W^2 C_L R_s R_L] / WC_L + L/C_L \\ & - jR_L / WC_L + r_o(R_L + jWL) + C_L R_s R_L / C_L - j(R_s + R_L) / WC_L \\ & + r_o[(R_s + R_L) + jWC_L R_s R_L] / (1 + jWC_L R_s) - jhfe \cdot r_o / WC_L \\ & + L \cdot hfe / C_L - jhfe \cdot R_L / WC_L = 0 \end{aligned} \quad (2.1.22)$$

เทอมจริงคือ

$$R_s R_L + L/C_L + r_o R_L + C_L R_s R_L / C_L + r_o R_s + L \cdot hfe / C_L \quad (2.1.23)$$

เทอมจินตภาพ จะเป็นเทอมกำหนดความถี่ Resonance

$$\begin{aligned} -j[(R_s + R_L)R_L - W^2 C_L R_s R_L] / WC_L - jR_L / WC_L + jr_o W_L \\ - j(R_s + R_L) / WC_L - jr_o(R_s + R_L) / WC_L - jhfa(r_o + R_L) / WC_L = 0 \end{aligned} \quad (2.1.24)$$

$$\begin{aligned} jW_L r_o = j[(R_s + R_L)R_L - W^2 C_L R_s R_L] / WC_L + j[(R_s + R_L) \\ + r_o(R_s + R_L) + hfe(r_o + R_L)] / WC_L \end{aligned} \quad (2.1.25)$$

จาก Data Sheet $R_s = 1$ โอห์ม, $R_L = 30 \cdot 10^3$ โอห์ม

$$C_L W_L r_o = [(R_L + hfe(r_o + R_L))] / WC_L \quad (2.1.26)$$

$$W^2 = [(R_L + hfe(r_o + R_L))] / r_o C_L L \quad (2.1.27)$$

$$f_{osc} = 1/2\pi \cdot \sqrt{[(R_L + hfe(r_o + R_L))] / r_o C_L L} \quad (2.1.28)$$

2.2 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation)

จุดมุ่งหมายของระบบสื่อสารก็คือการส่งสัญญาณเบสแบนด์จากด้านส่งผ่านช่องสัญญาณสื่อสารไปยังด้านรับ คำว่า เบสแบนด์ถูกนำมาใช้เพื่อระบุแถบความถี่ของสัญญาณเดิมโดยได้มาจากแหล่งกำเนิดข่าวสาร และในการใช้เพื่อระบุแถบความถี่ของสัญญาณเดิมโดยได้มาจากแหล่งกำเนิดข่าวสาร และในการใช้ช่องสัญญาณสื่อสารให้เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพนั้น ต้องเปลี่ยนพิสัย (range) ความถี่ของเบสแบนด์ให้เป็นความถี่อื่นที่เหมาะสมสำหรับการส่งสัญญาณ และหลังจากได้รับสัญญาณนี้แล้วก็ต้องเปลี่ยนกลับให้ได้รับพิสัยความถี่เดิมด้วย อย่างเช่นระบบวิทยุนั้น โดยทั่วไปจะส่งด้วยความถี่ 30 kHz ขึ้นไป ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์นั้นโดยทั่วไปจะประกอบด้วยความถี่ย่าน audio ดังนั้นจึงต้องมีกระบวนการเปลี่ยนความถี่ให้เหมาะสมที่จะให้ทำงานได้อย่างสมบูรณ์ ในการเปลี่ยนสัญญาณนั้นกระทำโดยวิธีการที่เรียกว่าการมอดูเลต (modulation) ซึ่งเป็นกระบวนการที่เปลี่ยนองค์ประกอบบางตัวของคลื่นพาห้ (carrier wave) ด้วยคลื่นเบสแบนด์ที่ป้อนเข้าไป สัญญาณเบสแบนด์นี้ถูกเรียกว่า modulating wave และผลที่ได้จากการมอดูเลตถูกเรียกว่า modulated wave ทางด้านรับของระบบสื่อสารก็ต้องการที่จะได้รับสัญญาณเบสแบนด์เดิมหรือต้องทำให้ modulating wave กลับคืนสู่สภาพเดิม กระบวนการในตอนนี้ถูกเรียกว่า การดีมอดูเลต (demodulation) ซึ่งเป็นกระบวนการที่กระทำในทางตรงกันข้ามกับของการมอดูเลต

แอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation)

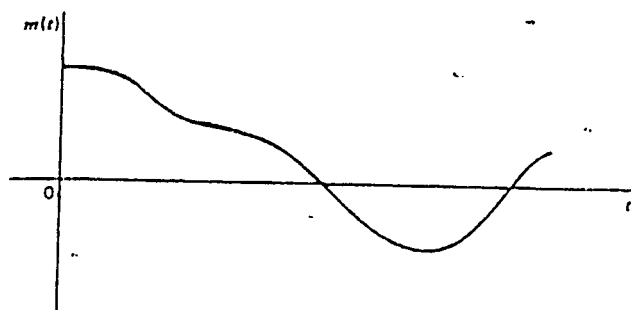
พิจารณาคลื่นพาห้ลักษณะชานี่ $c(t)$ ซึ่งกำหนดให้เป็นฟังก์ชันดังนี้

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (2.2.1)$$

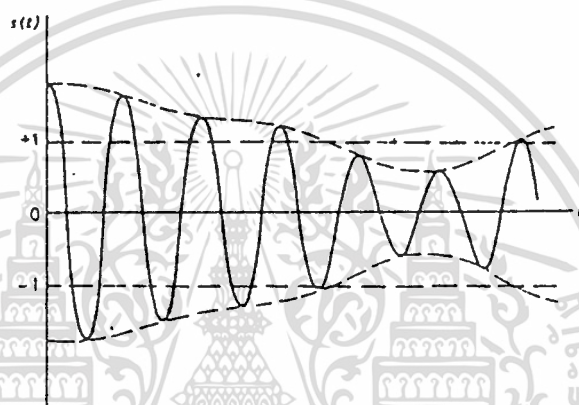
ซึ่ง A_c และ f_c เป็นแอมพลิจูดและความถี่ของคลื่นพาห้ตามลำดับ เพื่อความสะดวกจะสมมติว่าเฟสของคลื่นพาห้เป็นศูนย์ กำหนดให้ $m(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ซึ่งเป็นคุณลักษณะของข่าวสาร และคลื่นพาห้ $c(t)$ ไม่เกี่ยวข้องกับ $m(t)$ ดังนั้น จะได้ modulated wave แบบ A.M. ดังนี้

$$s(t) = A_c [1 + k_a m(t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (2.2.2)$$

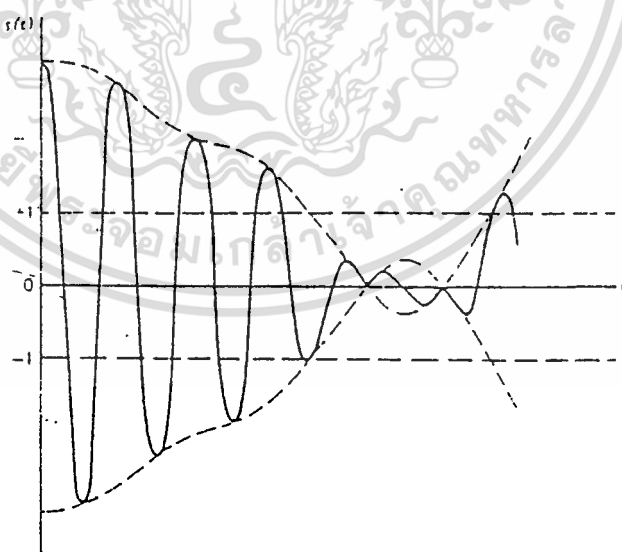
ในที่นี้ K_a เป็นค่าคงที่ซึ่งถูกเรียกว่า amplitude sensitivity ของมอดูเลเตอร์



(ก) สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$



(ข) คลื่น AM เมื่อ $|K_a m(t)| < 1$ สำหรับทุกค่าของ t



(ค) คลื่น AM เมื่อ $|K_a m(t)| > 1$ สำหรับบางค่าของ t

รูปที่ 2.2.1 แสดงกระบวนการของการมอดูเลตทางอัมปลิจูด

รูปที่ 2.2.1 แสดงกระบวนการของอัมปลิจูดมอดูเลชัน รูป(ก) เป็นสัญญาณเบสแบนด์ รูป(ข) และ

(ค) แสดงลักษณะคลื่นแบบ A.M. โดยมี amplitude sensitivity K_a ที่แตกต่างกัน และมีอัมปลิจูดของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่อยู่ใต้เงื่อนไขลิขสิทธิ์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นพาห้ $A_c=1$ โวลท์ จะสังเกตเห็นได้ว่า envelope ของ $s(t)$ จะมีรูปร่างเหมือนกันกับของ สัญญาณ $m(t)$ ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขดังต่อไปนี้

- 1) อัมพลิจูดของ $K_a m(t)$ จะต้องน้อยกว่า 1 เสมอ นั่นคือ

$$|k_a m(t)| < 1, \text{ ทุกค่าของ } t \tag{2.2.3}$$

เงื่อนไขนี้แสดงไว้ตามรูป 2.2.1(ข) และเป็นสิ่งแน่นอนว่า ฟังก์ชัน $1+K_a m(t)$ จะต้องเป็นบวกเสมอ ดังนั้นจึงสามารถแสดง envelope ของคลื่น $s(t)$ แบบ A.M. จากสมการ 2.2.2 ได้เป็น $A_c[1+K_a m(t)]$ ถ้า K_a มีค่ามากพอที่จะทำให้ $|K_a m(t)| > 1$ แล้ว t จะมีค่าใดๆก็ตาม คลื่นพานี้จะมีสถานะเป็น over-modulated จะมีผลทำให้คลื่นพาห้มีเฟสกลับเป็นตรงกันข้าม แฟคเตอร์ $1+K_a m(t)$ จะมีค่าผ่านศูนย์ แล้ว modulated wave จะมี envelope ที่พลา่หายไปจากเดิมตามรูป 2.2.1 (ค) ค่าสัมบูรณ์ของ $K_a m(t)$ ที่คูณด้วย 100 จะถูกเรียกว่า เปอร์เซนต์การมอดูเลต (percentage modulation)

- 2) ความถี่ของคลื่นพาห้จะต้องสูงกว่าความถี่สูงสุด W ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ มากๆ กล่าวคือ

$$f_c \gg W \tag{2.2.4}$$

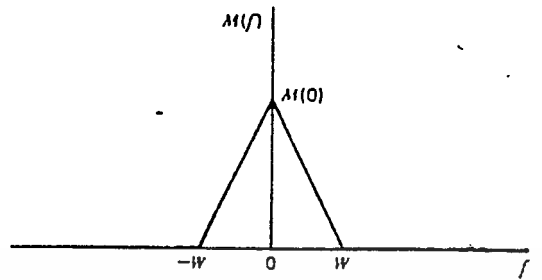
และจะเรียก W นี้ว่า แบนด์วิดท์ของข่าวสาร (message bandwidth) ซึ่งถ้าความถี่ของคลื่นพาห้ไม่เป็นไปตามเงื่อนไขในสมการ 2.2.4 แล้ว จะได้ envelope ที่ไม่เหมือนกับสัญญาณเดิม จากสมการ 2.2.2 เป็นที่ทราบกันดีว่าฟูริเออร์ทรานส์ฟอร์มของคลื่น $s(t)$ แบบ A.M. จะมีค่าดังนี้

$$S(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f-f_c) + \delta(f+f_c)] + \frac{k_a A_c}{2} [M(f-f_c) + M(f+f_c)] \tag{2.2.5}$$

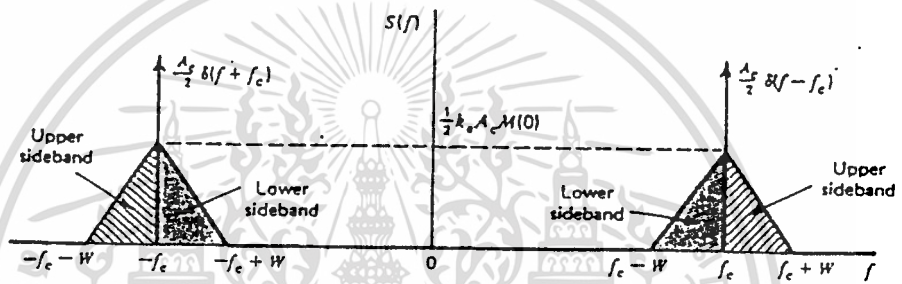
ในที่นี้ กำหนดให้ฟูริเออร์ทรานส์ฟอร์มของ $m(t)$ คือ $M(f)$

ในขณะนี้สมมติว่าสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ถูกจำกัดให้อยู่ในแถบความถี่ $-W < f < W$ ตามรูป 2.2.2(ก) ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อการอธิบายเท่านั้น และจากสมการ 2.2.5 ก็จะได้รูปร่างของสเปกตรัม $S(f)$ ดังแสดงไว้ในรูป 2.2.2(ข) สำหรับกรณีที่ $f_c > W$ สเปกตรัมนี้จะประกอบด้วยเดลต้าฟังก์ชัน 2 เทอมที่ $+f_c$ โดยตัวคูณด้วยแฟคเตอร์ $A_c/2$ และจะมีสเปกตรัมของเบสแบนด์ 2 เทอมซึ่งถูกแปลงด้วยความถี่ $+f_c$ โดยมีอัมพลิจูด $K_a A_c/2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.2.2(ก) สเปกตรัมของเบสแบนด์ (ข) สเปกตรัมของคลื่น AM

จากสเปกตรัมตามรูป 2.2.2(ข) จะสังเกตได้ดังต่อไปนี้

1) กรณีที่ความถี่เป็นบวก สเปกตรัมของคลื่น A.M. จะอยู่สูงกว่าความถี่คลื่นพาห์ f_c ซึ่งเรียกว่า upper sideband(USB) ในขณะที่ส่วนซึ่งสมมาตรกันที่อยู่ต่ำกว่า f_c เรียกว่า low sideband (LSB) สำหรับกรณีที่ความถี่เป็นลบ upper sideband จะแสดงโดยสเปกตรัมที่อยู่ต่ำกว่า $-f_c$ และ low sideband จะแสดงที่ความถี่สูงกว่า $-f_c$ ดังนั้นเงื่อนไขของ $f_c > W$ จึงเป็นการยืนยันว่าแถบความถี่ข้างเคียง (sideband) จะไม่ซ้อนกัน

2) กรณีที่ความถี่เป็นบวก องค์ประกอบความถี่สูงสุดของคลื่น A.M. จะเท่ากับ $f_c + W$ และองค์ประกอบความถี่ต่ำสุดจะเท่ากับ $f_c - W$ ผลต่างระหว่างความถี่ทั้งสองนี้ถูกเรียกว่า transmission bandwidth B_T ของคลื่น A.M. ซึ่งจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบนด์วิดธ์ของข่าวสาร W กล่าวคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ $B_T = 2W$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.2.6) ราคาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผลิตคลื่น A.M.

ต่อไปนี้จะอธิบายถึงวงจร 2 แบบที่ผลิตคลื่น A.M. กล่าวคือ square law modulator และ switching modulator ซึ่งทั้ง 2 แบบนี้จะใช้อุณหภูมิของวงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้น และวงจรทั้งสองแบบนี้เหมาะสำหรับกรณีที่ต้องการส่งด้วยทาวเวอร์ต่ำๆ

สแควร์ลอว์มอดูเลเตอร์ (square-law modulator)

วงจรมีลักษณะที่สำคัญ 3 ประการคือ

- 1) วิธีรวมคลื่นพาห้เข้ากับ modulating wave
- 2) มีอุณหภูมิที่ไม่เป็นเชิงเส้น
- 3) มีวงจรกรองแถบความถี่สำหรับแยกแถบความถี่ที่ต้องการออกมา

ลักษณะสำคัญเหล่านี้แสดงไว้ในรูป 2.2.3 ประกอบด้วยไดโอดและทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นอุณหภูมิที่ไม่เป็นเชิงเส้น สำหรับวงจรกรองความถี่นั้น โดยทั่วไปจะใช้แบบ single หรือ double-tuned



รูปที่ 2.2.3 สแควร์ลอว์มอดูเลเตอร์

เมื่ออุณหภูมิที่ไม่เป็นเชิงเส้นอย่างเช่นไดโอดได้รับไบอัสอย่างเหมาะสมและทำงานในส่วนของคุณลักษณะที่จำกัด กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ป้อนให้กับไดโอดนั้นมีกำลังน้อยๆ ก็จะสามารถได้ว่าคุณสมบัติในการขนถ่ายของไดโอดสามารถจะแสดงโดย square law ดังนี้

$$v_2(t) = a_1 v_1(t) + a_2 v_1^2(t) \quad (2.2.7)$$

ซึ่ง a_1 และ a_2 เป็นค่าคงที่ สำหรับอินพุตโวลเตจ $v_1(t)$ จะประกอบด้วยคลื่นพาห้ และ modulating wave ดังนี้

$$v_1(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + m(t) \quad (2.2.8)$$

เมื่อแทนค่าสมการ 2.2.8 ลงในสมการ 2.2.7 จะได้โวลเตจตกคร่อมที่ขั้วหลอดปรุปรุของเอทท์ทรานส์ฟอเมอร์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_2(t) = a_1 A_c \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} m(t) \right] \cos(2\pi f_c t) + a_1 m(t) + a_2 m^2(t) + a_2 A_c^2 \cos^2(2\pi f_c t) \quad (2.2.9)$$

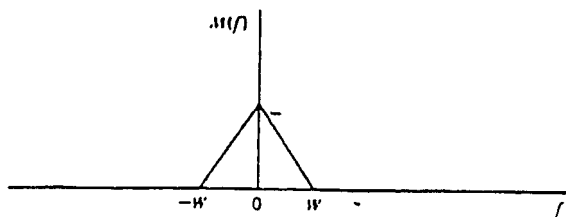
เทอมแรกของสมการ 2.2.8 เป็นคลื่น A.M. ที่ต้องการโดยมี amplitude sensitivity $K_a = 2a_2/a_1$ ที่เหลืออีก 3 เทอมจะถูกกำจัดออกไปโดยวงจรกรองความถี่

สมมติว่า $m(t)$ ถูกจำกัดแถบความถี่ให้อยู่ระหว่าง $-W < f < W$ ตามรูป 2.2.4 (ก) ดังนั้นจากสมการ 2.2.9 ก็จะทราบสเปกตรัม $V_2(f)$ ของโวลเตจ $v(t)$ ได้ ดังแสดงไว้ในรูป 2.2.3(ข) และนอกจากนั้นเทอมที่ไม่ต้องการก็จะถูกกำจัดออกจาก $v_2(t)$ โดยใช้ tuned filter ที่เอาท์พุทของมอดูเลเตอร์ตามรูป 2.2.3 ฟิลเตอร์นี้มีความถี่กลางที่ f_c และแบนด์วิดท์ $2W$ ซึ่งเป็นไปตามความต้องการคือ $f_c > 3W$

สวิทช์มอดูเลเตอร์ (switching modulator)

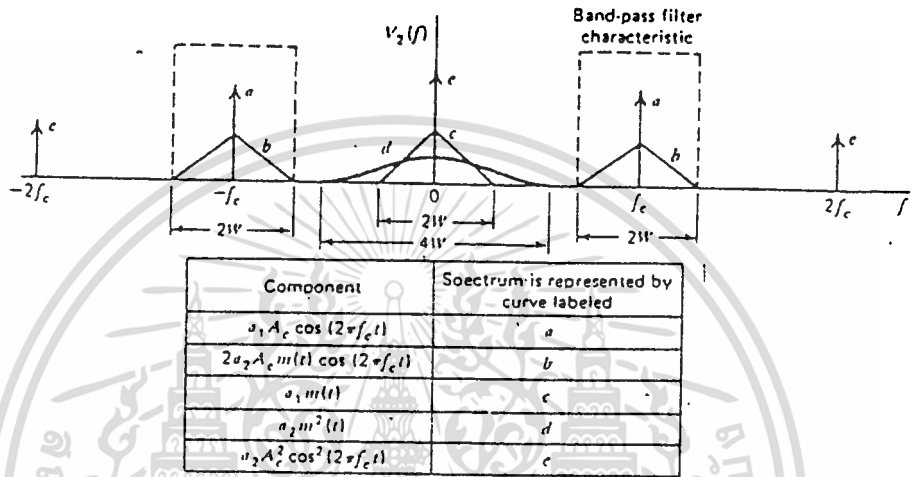
พิจารณารูป 2.2.5(ก) สมมติว่าคลื่นพาห้ $c(t)$ ที่ป้อนให้กับไดโอดนั้นมีอัมพลิจูดสูงและสมมติว่าไดโอดทำงานเสมือนเป็นไอเดียลสวิทช์ กล่าวคือ เมื่อไบอัสเป็น forward อิมพีแดนซ์จะมีค่าเป็นศูนย์ (สอดคล้องกับ $c(t) > 0$) และจะมีอิมพีแดนซ์เป็นค่าอนันต์ เมื่อมีไบอัสกลับกัน (สอดคล้องกับ $c(t) < 0$) ดังนั้น จะได้ทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันโดยประมาณของไดโอดตามรูป 2.2.5(ข) ฉะนั้นถ้าอินพุทโวลเตจ $v_1(t)$ เป็น

$$v_1(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + m(t) \quad (2.2.10)$$



(ก) สเปกตรัมของสัญญาณแบบแบนด์

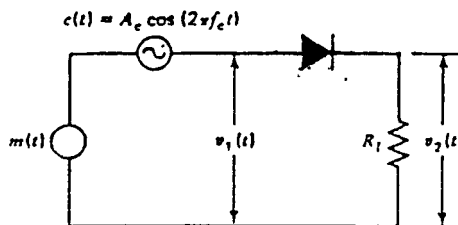
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) สเปกตรัมของ $v_2(t)$

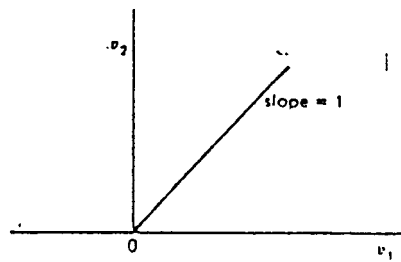
รูปที่ 2.2.4 การแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสเปกตรัมของสแควร์ลอว์มอดูเลเตอร์ ซึ่ง $|m(t)| \ll A_c$ แล้วโวลเตจตกคร่อมโหลด $v_2(t)$ จะมีค่าดังนี้

$$v_2(t) \approx \begin{cases} v_1(t), & c(t) > 0 \\ 0, & c(t) < 0 \end{cases} \quad (2.2.11)$$



(ก) แผนภาพวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



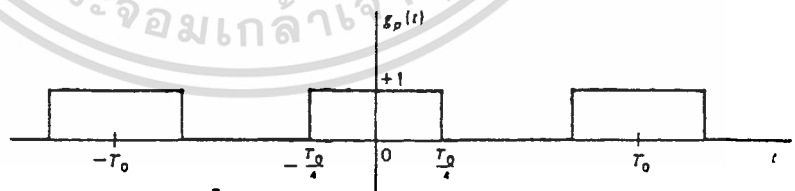
(ข) ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุท-เอาต์พุททางอุดมคติ

รูปที่ 2.2.5 สวิตชิงมอดูเลเตอร์

นั่นคือ โวลเตจตกคร่อมโหลด $v_2(t)$ จะเปลี่ยนอย่างมีคาบเวลาระหว่างค่า $v_1(t)$ และศูนย์ในอัตราเท่ากับความถี่คลื่นพาห์ f_c กรณีนี้ถ้าสมมติว่า modulating wave มีอัมพลิจูดน้อยเมื่อเทียบกับของคลื่นพาห์แล้ว จะพิจารณาได้ว่าคุณลักษณะของไดโอดจะมีค่าใกล้เคียงกับการเป็นเชิงเส้นและอาจแสดงค่า $v_2(t)$ จากสมการ 2.2.11 ทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$v_2(t) \approx [A_c \cos(2\pi f_c t) + m(t)]g_p(t) \quad (2.2.12)$$

ซึ่ง $g_p(t)$ เป็นชบวนพัลส์มีคาบเวลา duty cycle เป็น 1/2 และมีคาบเวลา $T_0 = 1/f_c$ ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.2.6



รูปที่ 2.2.6 ชบวนพัลส์มีคาบเวลา

เมื่อกระจาย $g_p(t)$ โดยใช้อนุกรมฟูรีเยอร์ จะได้

$$g_p(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \cos[2\pi f_c t(2n-1)] \quad (2.2.13)$$

เมื่อแทนค่าสมการ 2.2.13 ลงในสมการ 2.2.12 แล้ว จะได้ค่า $v_2(t)$ ซึ่งประกอบด้วย 2 เทอม ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและจะไม่รับผิดชอบต่อเนื้อหาการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) องค์ประกอบ

$$\frac{A_c}{2} \left[1 + \frac{4}{\pi A_c} m(t) \right] \cos(2\pi f_c t)$$

เป็นคลื่น A.M. ที่ต้องการโดยมี amplitude sensitivity

(ข) องค์ประกอบที่ไม่ต้องการ

ซึ่งประกอบด้วยสเปกตรัมที่เป็นเดลต้าฟังก์ชันที่ความถี่ $0, +2f_c, -2f_c, +4f_c, -4f_c, \dots$ และสเปกตรัมซึ่งมีความกว้าง $2W$ โดยมีกึ่งกลางอยู่ที่ความถี่ $0, +3f_c, -3f_c, +5f_c, -5f_c, \dots$ (W เป็นแบนด์วิดท์ของข่าวสาร) องค์ประกอบที่ไม่ต้องการนี้ถูกกำจัดออกจากโหนดโวลเตจโดยการใช้วงจรแถบความถี่ผ่านซึ่งมีความถี่กลางอยู่ที่ f_c แบนด์วิดท์ $2W$ (ในที่นี้ $f_c > 2W$)



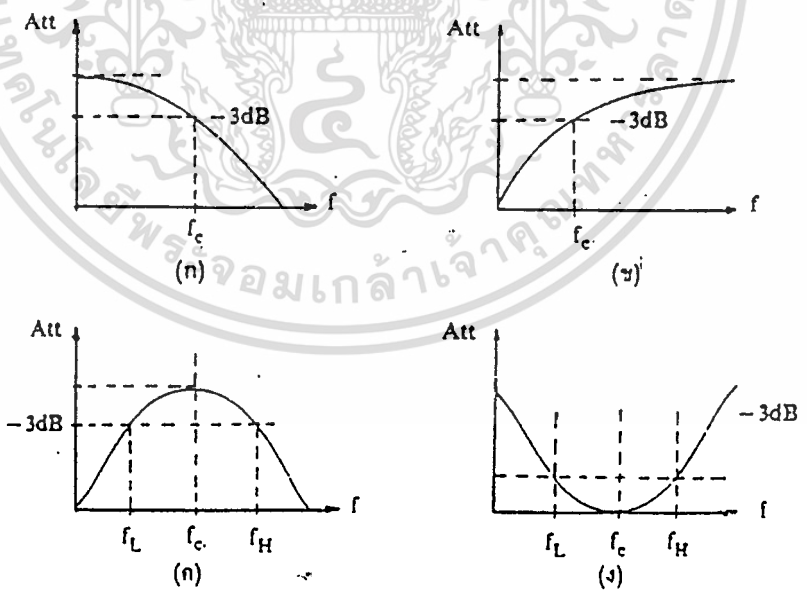
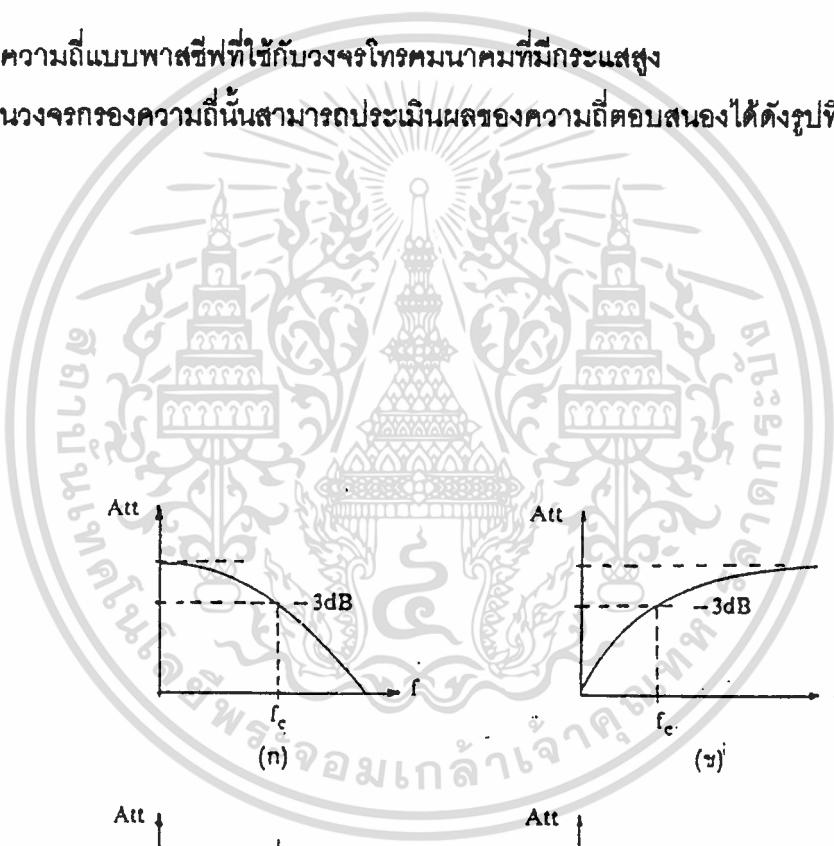
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่

การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ใช้ในวงจรโทรคมนาคมนั้นพอจะแยกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่หนึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับสัญญาณที่มีค่าต่ำๆและวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับวงจรที่มี กระแสผ่าน เช่นวงจรกรองความถี่ในวงจรขยายกำลังส่งออกของเครื่องส่งวิทยุ เป็นต้น ในวงจร แบบนี้จำเป็นต้องใช้วงจรแบบพาสซีฟ (passive) แม้ว่าจะเกิดค่าสูญเสียก็ตาม วงจรกรองความถี่ ที่ใช้กันมากจะมี อยู่ 4 แบบ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองความถี่สูง วงจรกรองความถี่กลาง และ วงจรกรองความถี่ข้าง

วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ใช้กับวงจรโทรคมนาคมที่มีกระแสสูง

ในวงจรกรองความถี่นั้นสามารถประเมินผลของควมถี่ตอบสนองได้ดังรูปที่ 2.3.1



รูปที่ 2.3.1 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของความลาดชันของเส้นแสดงความถี่ตอบสนองสามารถดูได้จากอุปกรณ์ที่นำมาต่อวงจร กรองความถี่ว่ามีอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์กี่ตัว ถ้ามีหนึ่งตัวจะมีความลาดชันของเส้นแสดงความถี่ตอบสนองมีค่า -3dB ต่ออ็อกเตป ถ้ามีสองตัวความลาดชันจะมีค่า -6dB ถ้ามี 4 ตัวจะมีความลาดชัน 12dB (จำนวนอุปกรณ์บอกถึงความลาดชัน)

ในวงจรกรองความถี่กลางค่าของความถี่เรโซแนนซ์ จะมีค่าคือ

$$F_r = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \tag{2.3.1}$$

ค่า Q ของ L และ C สามารถหาได้จากสมการคือ

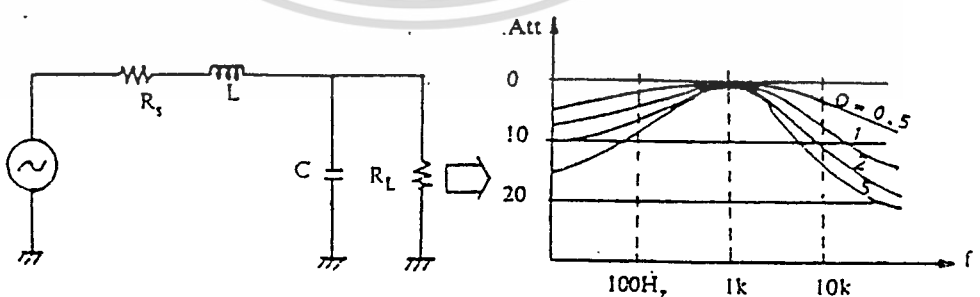
individual Q $Q_1 = Q_L = X_L/R_s$ (series resistance) (2.3.2)

$Q_2 = Q_C = R_L/X_C$ (parallel resistance) (2.3.3)

เมื่อนำ L และ C มาต่อเข้าด้วยกันจะได้ Q รวม คือ

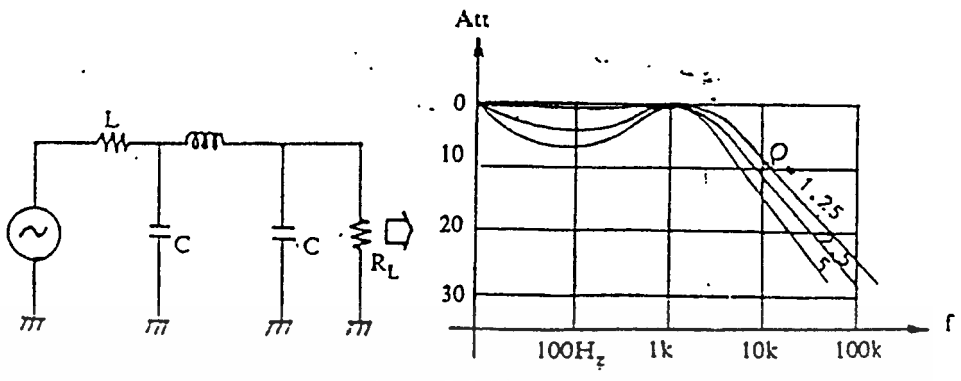
$$Q_{รวม} = Q_1 Q_2 / (Q_1 + Q_2) \tag{2.3.4}$$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ โดยให้มีความชันของความถี่ตอบสนองที่จุดตัดความถี่มีค่ามากขึ้น เพื่อให้เข้าใกล้วงจรกรองความถี่ในอุดมคติ จะทำให้เกิดค่า peak ขึ้นใกล้จุดตัดความถี่ดังรูปที่ 2.3.2 และรูปที่ 2.3.3



รูปที่ 2.3.2 แสดงความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบใช้ L และ C อย่างละตัวโดยใช้ค่า Q ต่างๆกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.3 แสดงความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบใช้ L และ C อย่างละตัวโดยใช้ค่า Q ต่างๆกัน

จากผลในรูปข้างบนทำให้ทราบค่าความสัมพันธ์ของการเกิด ripple ที่กราฟแสดงความถี่ตอบสนองได้ โดยค่าของพีคจำนวนน้อยกว่าจำนวนของอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์รวมกันอยู่หนึ่ง ตั้งสมการ 2.3.5

$$\text{จำนวนพีค} = N - 1 \tag{2.3.5}$$

N = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ในวงจร

วงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ท (butterworth)

วงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ทนี้ออกแบบโดยมุ่งหวังให้มีคุณสมบัติทางความถี่ตอบสนองที่ราบเรียบ โดยเลือกค่า Q ได้พอสมควร ค่าการสูญเสียในวงจรกรองความถี่แบบนี้หาได้จากสมการที่ 2.3.6

$$\Lambda_{bd} = 10 \log [1 + (w/w_c)^{2v}] \tag{2.3.6}$$

w = ความถี่ที่ต้องการทราบค่าการสูญเสียของสัญญาณ

w_c = ความถี่จุดตัดของความถี่ตอบสนองคิดที่ -3dB

v = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

ในวงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ท เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์ (คิดเสมือนนำความต้านทาน 1 โอห์มไปต่อ) จะได้

$$\Lambda_k = 2 \sin [(2k-1) / 2n] \tag{2.3.7}$$

v = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

A_k = ค่าของรีออคแตนซ์ที่แต่ละค่าของ k

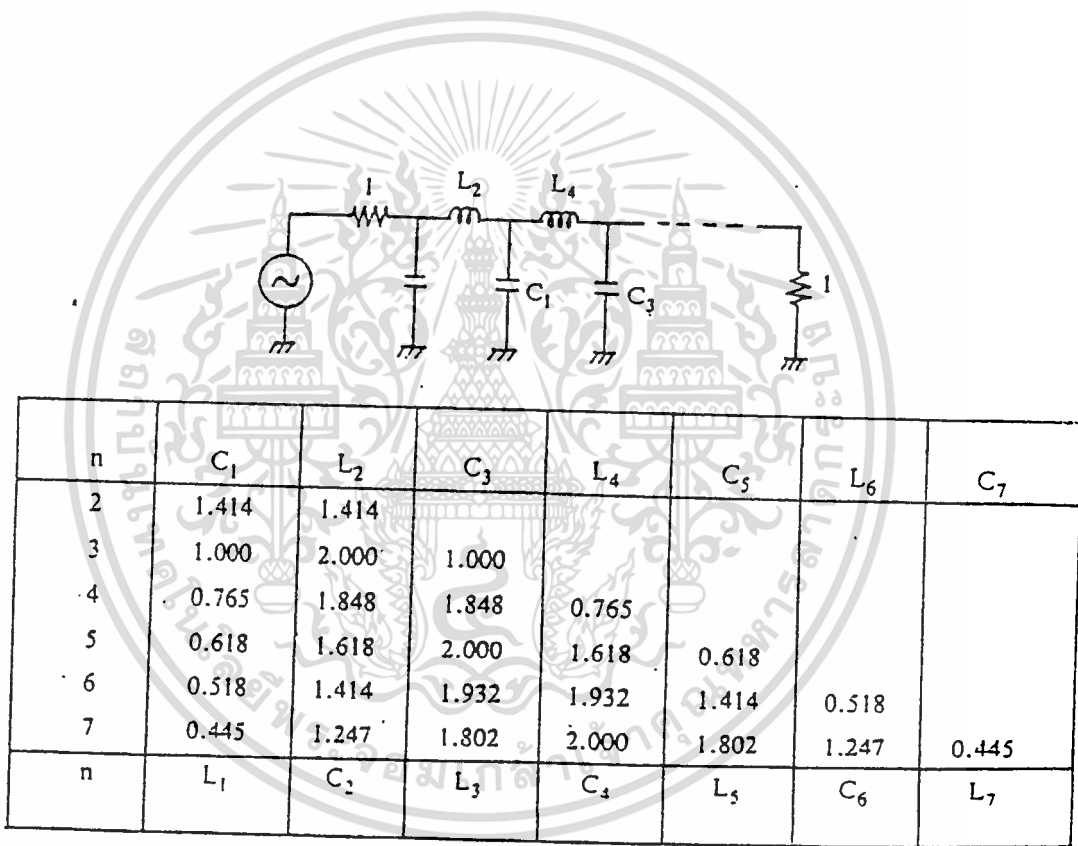
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประกอบการเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ Λ_k หาได้ตามตารางที่ 2.3.1

ตัวอย่างในการออกแบบวงจรของความถี่ต่ำแบบมีทเทอร์วิท แบบใช้อินดักเตอร์และคาปาเตอร์รวมกัน 4 ตัว จะได้ค่า L และ C ในวงจรที่มีค่าเท่าใด

การออกแบบวงจรทำได้โดยออกแบบวงจรแล้วใช้ค่าในตารางที่ 2.3.1 แทน L และ C ได้โดยค่า R_s และ R_L เท่ากับ 1 โอห์ม

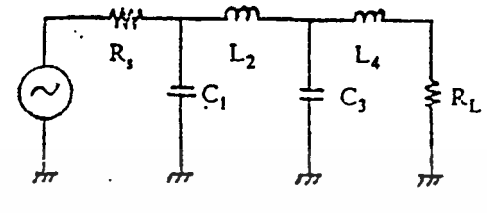
เมื่อค่าของ R_s และ R_L มีค่าไม่เท่ากันต้องใช้ตารางที่ 2.3.2



ตารางที่ 2.3.1 แสดงตัวอย่างค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ เมื่อค่า $R_s = R_L = 1$ โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3.2 แสดงค่าของ L และ C ของวงจรฟิลเตอร์แบบบัทเทอร์เวิร์ทเมื่อ R_S และ R_L มีค่าไม่เท่ากัน



n	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.111	1.035	1.635		
	1.250	0.849	2.121		
	1.429	0.697	2.439		
	1.667	0.566	2.828		
	2.000	0.448	3.346		
	2.500	0.342	4.095		
	3.333	0.245	5.313		
	5.000	0.156	7.707		
	10.000	0.074	14.814		
	∞	1.414	0.707		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

n	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4
3	0.900	0.808	1.633	1.599	
	0.800	0.844	1.384	1.926	
	0.700	0.915	1.165	2.277	
	0.600	1.023	0.925	2.702	
	0.500	1.181	0.779	3.261	
	0.400	1.425	0.604	4.064	
	0.300	1.838	0.440	5.363	
	0.200	2.669	0.284	7.910	
	0.100	5.167	0.138	15.455	
	∞	1.500	1.333	0.500	
4	1.111	0.466	1.592	1.744	1.469
	1.250	0.388	1.695	1.511	1.811
	1.429	0.325	1.862	1.291	2.175
	1.667	0.269	2.103	1.082	2.613
	2.000	0.218	2.452	0.883	3.187
	2.500	0.169	2.986	0.691	4.009
	3.333	0.124	3.883	0.507	5.338
	5.000	0.080	5.684	0.331	7.940
	10.000	0.039	11.094	0.162	15.642
	∞	1.531	1.577	1.082	0.383
n	R_L/R_S	L_1	C_2	L_3	C_4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

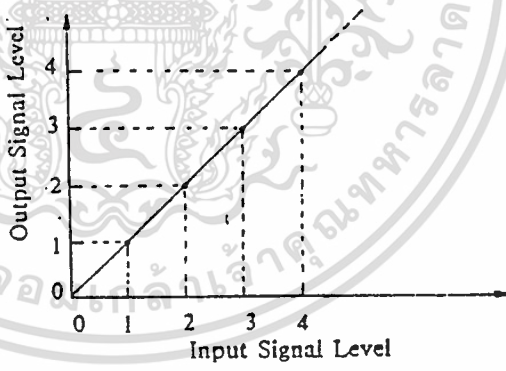
2.4 วงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ

การไบอัสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

การไบอัสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานนั้นเมื่ออยู่หลายแบบด้วยกันโดยจัดเป็นคลาสต่างๆ เช่น คลาส A,B,C,D,E,F,G,H เป็นต้น แต่ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ คลาส A,B และC ดังจะได้กล่าวย่อๆต่อไป

วงจรรขยายคลาส A

วงจรรขยายคลาส A นั้น อธิบายง่ายๆก็คือ วงจรที่มีกระแสเอาท์พุทไหลตลอดเวลาไม่ว่าจะมีสัญญาณอินพุทก็ตาม แต่ความแรงของสัญญาณอินพุทก็จะถูกกำหนดไว้ไม่เกินไปจนทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงานหรืออิมตัว ในวงจรรขยาย A นั้นโดยทั่วไปจะมีคุณสมบัติของการขยายสัญญาณค่อนข้างลิเนียร์จึงมีผู้นิยมใช้กันมาก แต่ก็มีข้อเสียคือมีการสูญเสียกำลังมาก โดยเฉพาะมีประสิทธิภาพต่ำกว่า 25% ของกำลังทั้งหมด คุณสมบัติของการขยายที่เป็นลิเนียร์นั้นดูได้จากกราฟในรูป 2.4.1 ถ้าดูจากกราฟจะเห็นว่า เมื่อวัดค่าเอาท์พุทที่ได้เทียบกับอินพุทแล้วพล็อตออกมา ลักษณะความสัมพันธ์จะเป็นเส้นตรง ซึ่งเราเรียกผลอันนี้ว่ามีความเป็นลิเนียร์ ถ้าเส้นที่พล็อตออกมาโค้งหรือคดเราเรียกว่าไม่ลิเนียร์



รูปที่ 2.4.1 แสดงคุณสมบัติการขยายที่เป็นลิเนียร์

อีกค่าหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบก็คือการผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องมาจากความถี่ฮาร์โมนิกส์ (THD) และความผิดเพี้ยนเนื่องจากมอดูเลตภายในตัวอุปกรณ์ (IMD) ความเพี้ยนทั้งสองชนิดนี้ ทำให้เกิดความไม่ลิเนียร์ของอัตราขยาย

การที่วงจรรขยายสร้างควมถี่อื่นที่ไม่ใช่สัญญาณอินพุทเข้ามา และมีความถี่เป็นจำนวน n เท่าของความถี่อินพุทเราเรียกว่า เกิดความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ ดังสมการที่ 2.4.1

$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + \dots \quad (2.4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอมแรกของสมการที่ 2.4.1 ทางขวามือเป็นค่าขยาย A เท่าของสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณที่เราต้องการ ส่วนเทอมที่สอง เป็นเทอมของฮาร์โมนิคส์ที่สอง ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของความเพี้ยนและเทอมที่สาม เราเรียกว่าเทอมของฮาร์โมนิคส์ที่สาม

อีกปัญหาหนึ่งที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณก็คือ การเกิดการมอดูเลตในวงจรขยาย (Inter Modulation) ปัญหานี้เกิดเพราะถ้าป้อนสัญญาณอินพุตหลายๆ ความถี่เข้าอินพุตในเวลาเดียวกันเข้าไปยังวงจรขยายไม่ลิเนียร์ สัญญาณจะเข้าไปมอดูเลตกันเองภายใน ทำให้เกิดความถี่แปลกปลอมขึ้น ตัวอย่างเช่น

-มีอินพุตเข้ามา 2 ความถี่คือ f_1 และ f_2

-มอดูเลต Second order ได้ $2f_1, 2f_2, f_1+f_2, f_1-f_2$

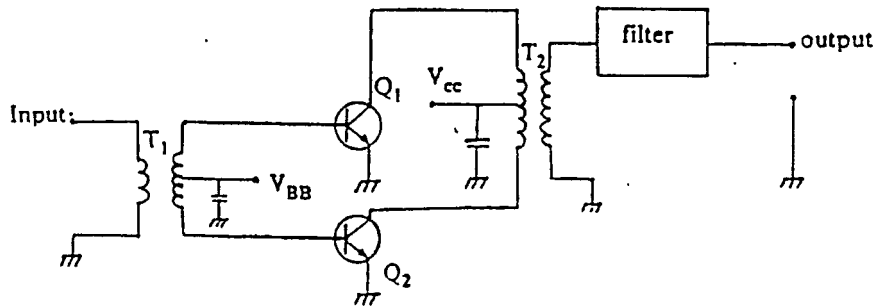
-มอดูเลต Third order ได้ $3f_1, 3f_2, 2f_1+f_2, 2f_2+f_1$ + เทอมของฮาร์โมนิคส์สูงๆ—

เมื่อสัญญาณแปลกปลอม(นอกจาก f_1 และ f_2) เข้าผสมกับ f_1 และ f_2 ก็จะทำให้รูปร่างของ f_1 และ f_2 เปลี่ยนรูปไป ซึ่งความผิดเพี้ยนอันนี้เราเรียกกันว่า IMD (Inter Modulation distortion) ดังนั้นในการออกแบบวงจรขยายจึงพยายามให้วงจรขยายมีการขยายที่ลิเนียร์มากที่สุด และในคลาส A โดยทั่วไปไม่มีการขยายดีมาก เมื่อเทียบกับคลาสอื่นๆ ปัญหาของการเกิดมอดูเลชันภายในนี้ผู้ออกแบบหลายท่าน พยายามแก้ไขด้วยการใช้วงจรกรองความถี่ตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป แต่ก็ยังไม่ได้ผลร้อยเปอร์เซ็นต์ เนื่องจากถ้า f_1 และ f_2 มีค่าใกล้เคียงกันมาก เทอมของ $2f_2-f_1, 2f_1-f_2, f_1$ และ f_2 จะเข้าใกล้กันมาก ทำให้วงจรกรองความถี่ทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควรจะนั่นการเกิด IMD จึงแก้ไขได้ค่อนข้างยากมาก นอกจากจะพยายามทำให้วงจรขยายมีอัตราขยายที่ลิเนียร์มากที่สุด

วงจรขยายคลาส B

วงจรขยายคลาส B นั้นจะใช้ทรานซิสเตอร์(หรือหลอดสุญญากาศ หรือเซมิคอนดักเตอร์อื่นๆ) จำนวน 2 ตัวในภาคเข้าที่พุทโดยทำงานตัวละครึ่งไซเคิลหรือประมาณตัวละ 180 องศา นั่นเองสาเหตุนี้จึงทำให้สภาพในขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้าจะมีกระแสไหลผ่านวงจรมาน้อยมาก การสูญเสียจึงน้อยไปด้วย ประสิทธิภาพจึงดีกว่าวงจรคลาส A มาก (คลาส A ประสิทธิภาพน้อยกว่า 50% ส่วนคลาส B ประสิทธิภาพน้อยกว่า 70% โดยประมาณ) แต่อย่างไรก็ตามคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linear) ของอัตราขยายสัญญาณนั้นในคลาส A ยังสู้คลาส B ไม่ได้ค่าของความเพี้ยนทางฮาร์โมนิคส์จึงยังปรากฏให้เห็นต้องใช่วงจรกรองความถี่ทางเข้าที่พุทช่วยจึงจะสามารถลดความเพี้ยนทางฮาร์โมนิคส์ลงได้บ้าง

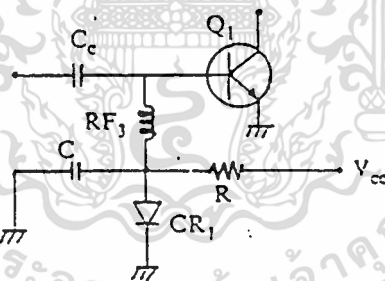
วงจรขยายคลาส B โดยทั่วไปจะเป็นวงจรทางพุทหลายแบบต่างๆ ซึ่งพื้นฐานจะเป็นวงจรตามรูปที่ 2.4.2



รูปที่ 2.4.2 วงจรขยายแบบพื้นฐานของคลาส B พูชพูล

จากรูปที่ 2.4.2 เมื่อมีสัญญาณเข้าทาง T1 จะทำให้ Q1 ทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลบวกและ Q2 ทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลลบโดยได้กำลังไฟจาก VCC และ VBB ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลใน T2 และผ่านวงจรกรองกระแสและความถี่ จนได้สัญญาณที่ได้ออก

ในบางกรณีอาจจะใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวทำงานในคลาส B ได้เช่น กรณีวีโชนนซ์ หรือกรณีใช้ความถี่สูงๆ ในงานโทรคมนาคม โดยมีอินดักแตนซ์และไดโอดช่วยไบอัสดังรูปที่ 2.4.3

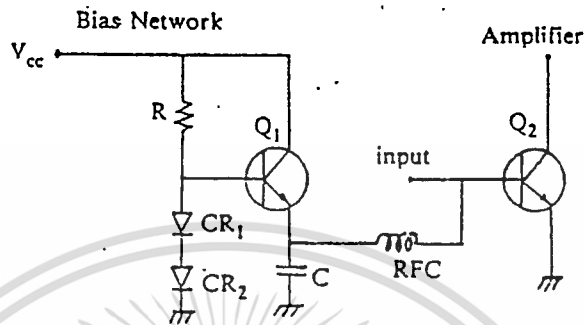


รูปที่ 2.4.3 แสดงวงจรไบอัสโดยใช้ RFC และไดโอดช่วยในวงจรขยายคลาสB สำหรับความถี่สูง

จากรูปที่ 2.4.3 ค่าของศักดาที่เบสของทรานซิสเตอร์ Q1 ถูกไบอัสที่ประมาณ 0.7 โวลต์ โดยมีกระแสไหลจาก Vcc ผ่าน R และผ่านไดโอด CR1 จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 พร้อมทั้งจะขยายสัญญาณที่เข้ามาที่อินพุตได้

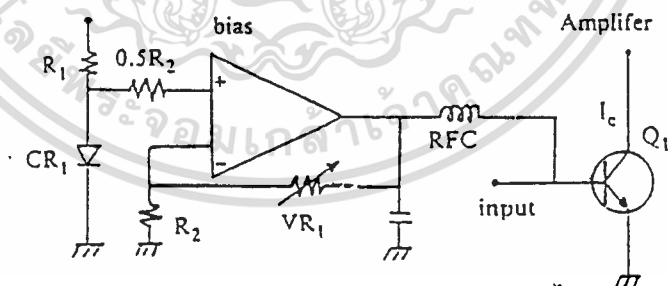
ข้อดีของการใช้ไดโอดไบอัสอีกอย่างหนึ่งคือ วงจรสามารถป้องกันการเกิดจุดไบอัสเคลื่อนเนื่องจากความร้อน (Thermal runaway) ซึ่งเป็นอันตรายมากสำหรับทรานซิสเตอร์ การแก้ไขทำได้โดยใช้ตัวไดโอด CR1 ยึดติดกับทรานซิสเตอร์ Q1 เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 ร้อนขึ้น CR1 ก็จะมีอุณหภูมิสูงขึ้น จึงทำให้ VBE ของ Q1 ลดลงไปด้วยเป็นการชดเชยซึ่งกันและกัน แต่อย่างไรก็ตามไดโอด CR1 จะ

ต้องเลือกไดโอดที่ทำงานหนักได้ เพราะเราจะต้องให้กระแสจำนวนมาก (ประมาณมากกว่า 10 เท่าของ I_b ของ Q_1) ไหลผ่าน เพื่อทำให้วงจรมีเสถียรภาพมาก กรณีที่ไดโอดที่ทำงานหนักและมีคุณสมบัติไม่ได้ เราสามารถดัดแปลงวงจรเป็นตามรูปที่ 2.4.4 โดยใช้วงจรขยายกระแสแบบอีมิตเตอร์โฟลโลเวอร์ (Emitter follower) ช่วยได้



รูปที่ 2.4.4 แสดงการใช้วงจรอีมิตเตอร์โฟลโลเวอร์ช่วยในการไบัสวงจรขยายคลาส B

จากรูปที่ 2.4.4 จะใช้ไดโอด CR_1 และ CR_2 2 ตัวเป็นตัวควบคุมไบัสโวลต์เตจให้ Q_1 ขยายกระแสให้มากขึ้น โดยค่าโวลต์เตจที่อีมิตเตอร์ของ Q_1 จะเป็น 0.7 โวลต์ ทำให้ไบัสให้ Q_2 ได้พอดี โดยมี C และ RFC เป็นตัวป้องกันไม่ให้ความถี่สูงเป็นตัวรบกวนการทำงานของวงจรไบัส การพัฒนาต่อมาของวงจรไบัสก็ได้เริ่มใช้ IC (integrated circuit) มาทำหน้าที่ในการไบัสโดยทำให้สามารถปรับค่าไบัสได้ ดังวงจรรูปที่ 2.4.5

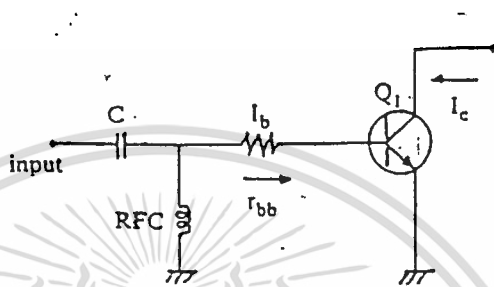


รูปที่ 2.4.5 วงจรไบัสให้กับวงจรขยายคลาส B โดยนำเอา I_c op-amp มาใช้งานเพื่อให้ปรับค่าโวลต์เตจได้
จากรูปที่ 2.4.5 แสดงวงจรไบัสโดยการนำเอา I_c op-amp มาใช้งานเพื่อให้ปรับค่าไบัสโวลต์เตจได้ โดยจะเห็นว่าอินพุตบวกของ op-amp ต่อกับ CR_1 อยู่ทำให้ค่าศักดาที่อินพุต 0.7 โวลต์ หรือบวกลบนิดหน่อยตามการปรับค่าของ VR_1 ผลดีของการปรับค่าไบัสนี้จะทำให้ลดค่าของความเพี้ยน IMD ลงได้เมื่อปรับค่าได้เหมาะสม.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

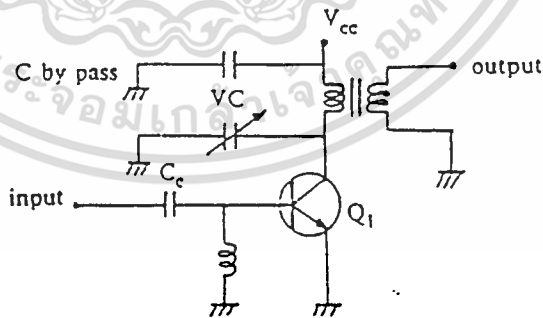
วงจรขยายคลาสด C

วงจรขยายคลาสด C นั้น จะกำหนดจุดไบอัสให้อยู่ต่ำกว่าจุด cut off หรือให้ทำงานน้อยกว่า 180 องศาตัวเอง ดังนั้นเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตจะไม่มีกระแสไหล และจะทำงานได้ดีในกรณีใช้กับความถี่สูงๆ เท่านั้น โดยมีประสิทธิภาพ 85% ส่วนความเพี้ยนนั้นมีมากกว่าวงจรขยายคลาสด A และคลาสด B วงจรพื้นฐานของวงจรขยายคลาสด C ดูได้จากรูปที่ 2.4.6



รูปที่ 2.4.6 วงจรขยายสัญญาณแบบคลาสด C

จากรูปที่ 2.4.6 จะเห็นการให้ไบอัสในคลาสด C นั้นจะไม่มีกระแสเบส ขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้ามาทางอินพุต ทρανซิสเตอร์ Q1 ก็จะไม่ cut off อยู่จนมีสัญญาณเข้าครึ่งไซเคิลบวกทρανซิสเตอร์ Q1 ก็จะทำงาาน RFC ก็จะได้รับกระแสส่วนหนึ่งเอาไว้เมื่อถึงครึ่งไซเคิลลบ RFC ก็จะช่วยกระแสจ่ายให้ Q1 ทำให้ Q1 ยังไม่ cut off จนกระทั่งครึ่งไซเคิลบวกปรากฏอีกครั้ง ในบางครั้งวงจรคลาสด C อาจจะต้องใช้วงจรชูนเข้าที่พุด ด้วยวงจรที่ใช้ทรานส์เฟอร์เมอร์และคาปาซิเตอร์ประกอบ ทำให้การทำงานและการแมทซิ่งดีขึ้น ดูได้จากรูปที่ 2.4.7



รูปที่ 2.4.7 แสดงวงจรคลาสด C แบบ Self-bias

การออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่สูง

ในการศึกษาการออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่สูง สำหรับขยายสัญญาณที่แรงๆ จำเป็นต้องศึกษาการแมชอิมพีแดนซ์ ซึ่งเป็นการขยายสัญญาณอ่อนๆ ในการคำนวณและวิเคราะห์จะอาศัยคู่มือทรานซิสเตอร์ประกอบ เพราะการมองอิมพีแดนซ์ทางเข้าและอิมพีแดนซ์ทางออก แต่ละความถี่

จะแตกต่างกันทำให้การคำนวณผิดพลาดไปมากหลักสำคัญในการออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่สูงพอจะกำหนดได้เป็น 2 ประเด็นคือ ให้อินพุตแมชกับโหลดมากที่สุด

การหาค่าโหลดที่เหมาะสม

การหาค่าโหลดสำหรับวงจรขยายกำลังความถี่สูงนี้จำเป็นต้องศึกษาให้ละเอียด เพราะถ้าโหลดมีค่าน้อยไป (RL มาก) ก็จะทำให้วงจรทรานซิสเตอร์ทำงานหนักอาจเสียได้ หรือถ้าโหลดมีค่ามาก (RL มาก) ก็จะทำให้วงจรทำงานได้ไม่เต็มที่สิ้นเปลืองโดยใช่เหตุ ดังนั้นถ้าอาศัยคู่มือทรานซิสเตอร์ประกอบและคำนวณง่ายๆ ตามสมการที่ 2.4.2 ก็จะทราบค่า RL ได้

$$R_L = (V_{CC} - V_{sat})^2 / 2P \quad (2.4.2)$$

เมื่อ

R_L = อิมพีแดนซ์ของโหลด

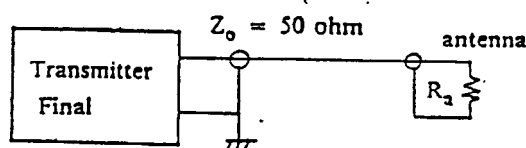
V_{CC} = แรงดันจ่ายไฟ (volts)

V_{sat} = แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะทำงานเต็มที่

P = ค่า output power ที่ต้องการ

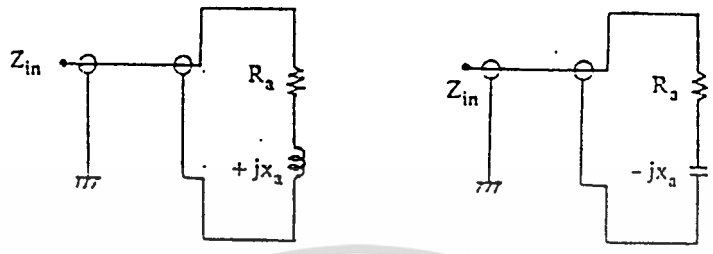
การแมชชิงอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบโคแอกเชียล

โดยทั่วไปจะเป็นลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน จึงมีประโยชน์ในการกรองความถี่คู่ควบที่ไม่ต้องการทิ้งไปบ้าง จากรูปที่ 2.4.8 แสดงการใช้สายโคแอกเชียลเชื่อมต่อบetween วงจรขยายกำลังและสายอากาศ สมมติว่าสายอากาศมีความต้านทาน ขณะทำงานมีค่า R_s (Resonant frequency) ซึ่งสมมติเป็น 35 โอห์ม เมื่อเป็นสายอากาศแบบ Quarter wave length vertical ซึ่งมี ground plane ด้วยและจะเป็น 70 โอห์ม เมื่อใช้สายอากาศแบบ half wave center-fed dipole ดังนั้นเมื่อมองอิมพีแดนซ์จากสายส่งไปยังสายอากาศจะเห็นว่า เมื่อที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะเห็นค่าเป็นอินดักแตนซ์ต่ออนุกรมอยู่ และถ้าความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะเห็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่ออนุกรมอยู่ ดังรูปที่ 2.4.9



รูปที่ 2.4.8 แสดงการต่อสายส่งสัญญาณระหว่างวงจรขยายสุดท้ายกับสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



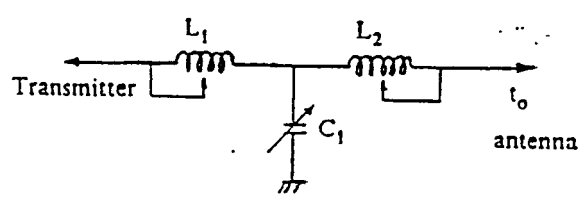
ก. ที่ความถี่สูงกว่ารีโซแนนซ์

ข. ที่ความถี่ต่ำกว่ารีโซแนนซ์

รูปที่ 2.4.9 แสดงวงจรเทียบเท่าของสายอากาศที่ความถี่สูงกว่าและต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์

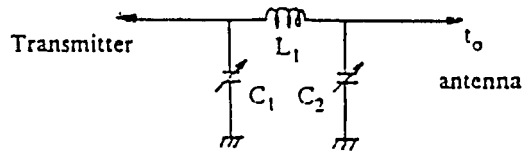
ถ้ามองจากเข้าที่พู่ทของวงจรรขยายกำลังจะเห็นอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณและสายอากาศซึ่งอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะไม่มีปัญหามากนัก ส่วนอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณจะขึ้นกับความยาวของสายส่งสัญญาณว่าเป็นเท่าใดของคลื่น (λ) เช่นถ้าตัดสายส่งสัญญาณแบบอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม เท่ากับ $n\lambda + 1/2\lambda$ ($n=1,2,3,\dots$) ก็จะมีอิมพีแดนซ์ของสายประมาณ 50 โอห์ม แต่จะไม่เป็น 50 โอห์ม เมื่อตัดด้วยความยาวอื่นๆ

จากเหตุผลข้างต้นนั้นจะเห็นว่าเป็นการยาก ถ้าจะให้อิมพีแดนซ์แมชกัน 100% เพราะนอกจากในการใช้งานจะใช้ความถี่หลายๆความถี่(เป็นแบบความถี่อันเป็นผลทำให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศเปลี่ยนแล้วอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณก็เปลี่ยนด้วยการทำวงจรแมชซึ่งใส่เข้าไปจึงจำเป็นต้องมีการปรับจนให้ได้ผลเฉลี่ยที่ดีที่สุดท้าย ฉะนั้นวงจรที่นิยมใช้ในทางปฏิบัติจึงเป็นวงจрдังรูป 2.4.10



ก. วงจรแบบ T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ข. วงจรแบบ PI

รูปที่ 2.4.10 แสดงวงจรแมทชิงของสายส่งสัญญาณแบบปรับค่าได้

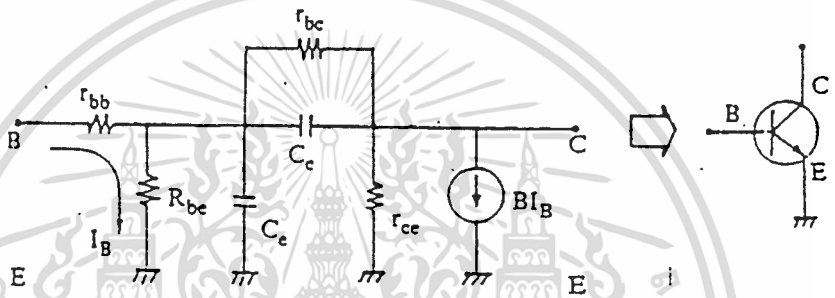


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

วงจรถานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

จะกล่าวถึงวงจรเทียบเท่าของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงโดยจะอาศัย Y และ S พารามิเตอร์เป็นตัวช่วยในการคำนวณอันจะทำให้เราทราบค่าอัตราขยายการป้อนกลับที่เหมาะสมลักษณะของทรานซิสเตอร์สามารถแทนได้ด้วยวงจรรายๆของความต้านทานคาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ตามรูปที่ 2.5.1 ซึ่งอาศัยการต่อวงจรแบบ hybrid- π โดยนำมาใช้แทนทรานซิสเตอร์แบบวงจรอิมิตเตอร์ร่วม



รูปที่ 2.5.1 แสดงวงจรเทียบเท่าทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงในรูปของ hybrid- π

จากรูปที่ 2.5.1

r_{be} = ความต้านทานที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ เมื่อมองจากขาเบสเข้าไปถึง junction ซึ่งเป็นลักษณะ forward bias โดยทั่วไปจะประมาณ $1k\Omega$

r_{bc} = เป็นเสมือนความต้านทานป้อนกลับที่ขาเบสและคอลเลคเตอร์ โดยทั่วไปค่าจะสูงมากขนาด $1M$ ถึง $5M\Omega$

r_{ce} = ความต้านทานทางเอาต์พุตระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาอิมิตเตอร์โดยทั่วไปถ้าเป็นทรานซิสเตอร์กำลังต่ำจะมีค่าประมาณ $100k\Omega$

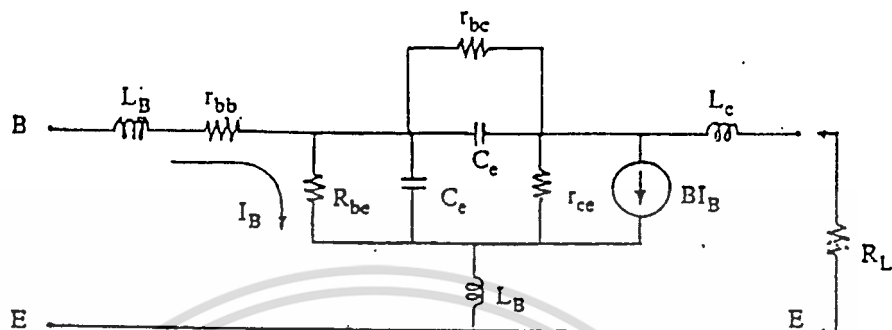
C_e = ค่าคาปาซิเตอร์ระหว่างจังก์ชันและอิมิตเตอร์ บางครั้งเราเรียกว่า ดิฟฟิวชันคาปาซิเตอร์ โดยทั่วไปประมาณ $100pF$

C_c = คาปาซิเตอร์ระหว่างขาคอลเลคเตอร์และเบสจังก์ชันของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยประมาณ $3pF$ ค่าคาปาซิเตอร์นี้จะทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณ บางครั้งจึงเรียกว่า ฟีดแบ็คคาปาซิเตอร์

จากรูปที่ 2.5.1 ค่าของกระแส I_B ที่เกิดขึ้นจะมีผลทำให้วงจร current source จ่ายกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์มีค่าเท่ากับ βI_B ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ $I_C = \beta I_B$ จากสมการนี้ จะเห็นว่าเป็นสมการที่ใช้ทั่วไปกับความถี่ที่ไม่สูงนักเมื่อความถี่ที่ใช้มีค่าสูงขึ้น ขารของทรานซิสเตอร์ก็จะมีผลเป็น

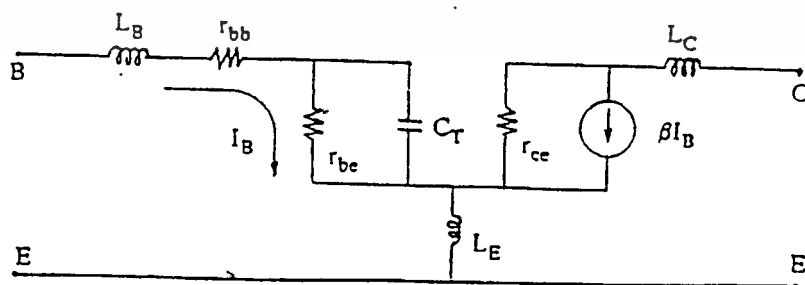
เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณิดูที่สิ่งอื่น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินดักเตอร์เข้ามา และจะต้องคิดด้วย ดังรูปที่ 2.5.2



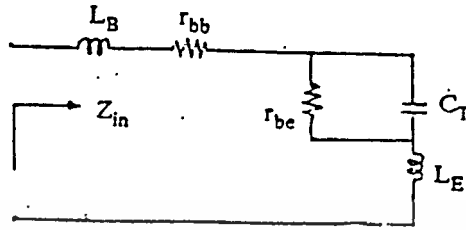
รูปที่ 2.5.2 แสดงวงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงจะมีค่าอินดักเตอร์ด้วย

รูปที่ 2.5.2 เมื่อต้องการคำนวณหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ ก็สามารถทำได้โดยการมองจากขา B และ C แต่ความยุ่งยากจะเกิดขึ้นเมื่อไม่สามารถแยกได้ว่าค่า r_{bc} จะนำมารวมกับอินพุทอิมพีแดนซ์หรือเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ จึงมีผู้คิดวิธีแยกค่า r_{bc} ออกเป็น 2 ตัว ตัวที่หนึ่งต่อขนานกับวงจรทางอินพุท ส่วนอีกตัวต่อขนานกับวงจรทางเอาต์พุท การแยกเช่นนี้เรียกกันว่าวิธีของ มิลเลอร์ และโดยหลักการเดียวกันก็สามารถแยกค่า C_c ออกเป็น 2 ด้านคือทางด้านอินพุทและทางเอาต์พุท เพื่อง่ายในการคำนวณเช่นเดียวกัน ค่าของ C_c เมื่อใช้การแยกด้วยวิธีของ มิลเลอร์จะได้ C_x ค่าใหม่ขนานอยู่กับ C_c โดยจะมีค่าเป็น $(C_c)(1-\beta R_L)$ เมื่อค่าของ R_L เป็นค่าของ $C_c + C_x$ ถือเป็นค่า C รวมได้เป็น C_T วงจรทางด้านอินพุทของทรานซิสเตอร์จึงเป็นดังรูปที่ 2.5.3



รูปที่ 2.5.3 แสดงวงจรเทียบเท่าเมื่อใช้ผลของมิลเลอร์ในการแยก C และ R

เมื่อแยกให้เห็นค่าชัดขึ้นทำได้โดยเขียนเฉพาะด้านอินพุท ดูได้ในรูปที่ 2.5.4 ไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.4 แสดงวงจรเทียบเท่าทางด้านอินพุทของทรานซิสเตอร์

ค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์หาได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 Z_{in} &= j\omega L_B + r_{bb} + \frac{[(1/j\omega C_T) + r_{be}] + j\omega L_E}{[(1/j\omega C_T) + r_{be}]} \\
 &= j\omega (L_B + L_E) + r_{bb} + \frac{r_{be}}{(1 + r_{be}j\omega C_T)} \\
 Z_{in} &= j\omega L_r + r_{bb} + \frac{r_{be}}{(1 + r_{be}j\omega C_T)} \dots\dots\dots
 \end{aligned}$$

จากสมการหาค่า Z_{in} ถ้าสมมติให้

- $L_r = 20\text{nH}$
- $r_{be} = 1000$
- $r_{bb} = 50$
- $C_T = 100\text{pF}$

แล้วทำการพล็อต Z_{in} ลงในสมิตซาร์ทตามรูปที่ 2.5.5 จะเห็นว่าค่าของ Z_{in} จะมีความมากที่สุดที่ 100 โอห์ม สำหรับ DC และมีค่าน้อยที่สุด 50 โอห์ม ที่ความถี่ประมาณ 112MHz ค่าของ Z_{in} จะแปรเปลี่ยนเป็นได้ทั้งอิมพีแดนซ์ ดังนั้นบางครั้งสำหรับการทดลองที่นำเอาคู่มือทรานซิสเตอร์มาใช้ จะต้องดูคู่มือว่าเป็นแอตมิตแดนซ์ที่ความถี่ใด

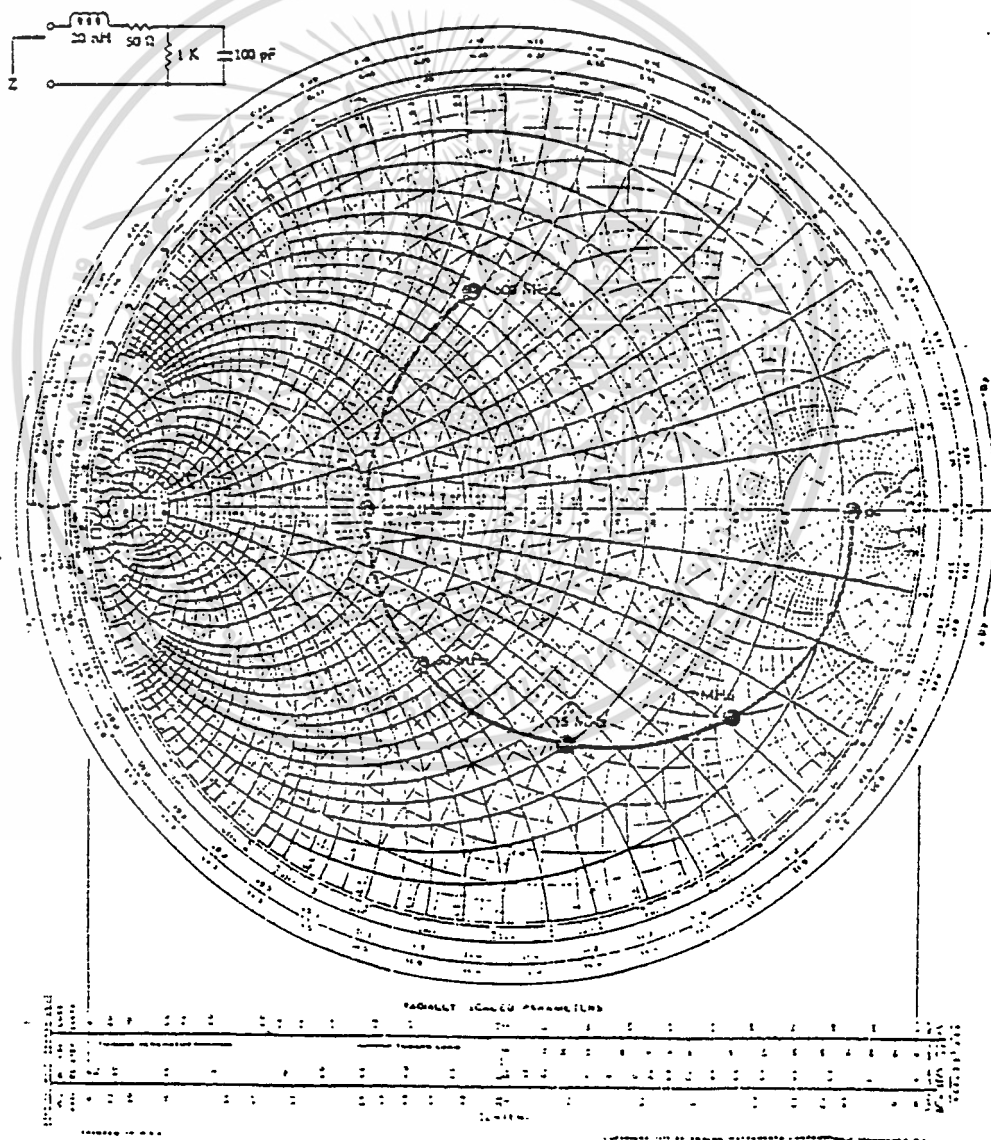
ส่วนการหาค่าของเอทพหุอิมพีแดนซ์ก็สามารถวิเคราะห์จากรูปที่ 2.5.1 และ เขียนได้เป็นรูปที่ 2.5.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

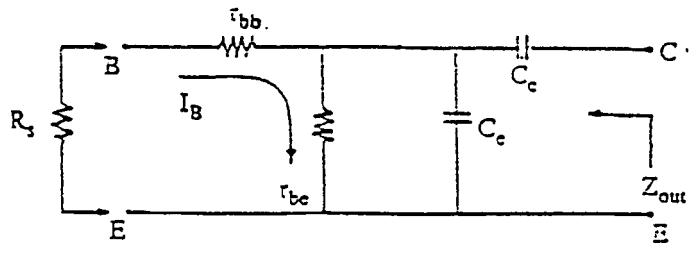
ลักษณะการต่อใช้งานทรานซิสเตอร์ขยายสัญญาณที่ความถี่สูง จะมีลักษณะการต่อใช้งานได้ 3 แบบ ดังรูปที่ 2.5.7

จากรูปที่ 2.5.7 จะเห็นวงจรทรานซิสเตอร์สามารถใช้หลักการของ two-port network มาพิจารณาค่าต่างๆได้ โดยเขียนวงจรทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในรูปของ two-port แบบ back box ดังรูปที่ 2.5.8

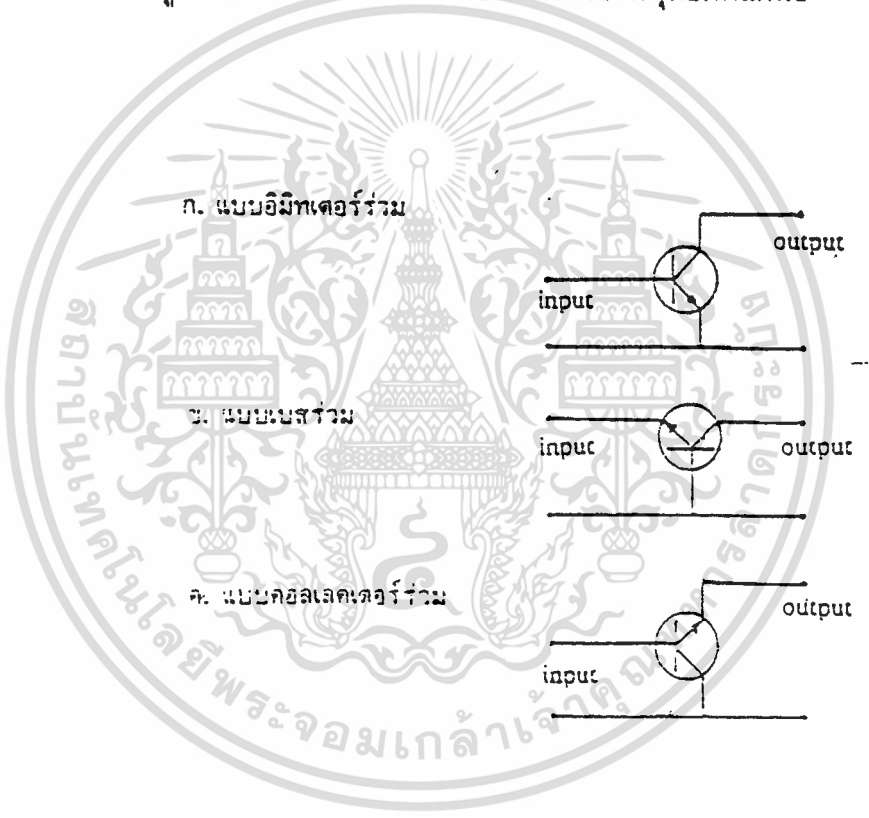
จากรูปที่ 2.5.8 สามารถหาค่า Y พารามิเตอร์ได้โดยอาศัยการลัดวงจรด้านใดด้านหนึ่งจะได้ค่า Y ดังนี้คือ



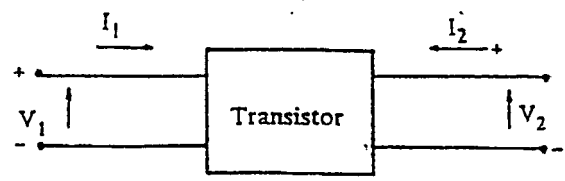
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อประโยชน์ของนักเรียนไปใช้อ้างอิงในการคำนวณค่าต่างๆที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.6 แสดงวงจรเมื่อต้องการหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์



รูปที่ 2.5.7 แสดงลักษณะการต่อวงจรทรานซิสเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ในรูปที่ 2.5.8 แสดงวงจรทรานซิสเตอร์ในรูปแบบ two-port network ะโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_i = I_1 / V_1 \quad | \quad V_2 = 0 \tag{2.5.1}$$

$$Y_r = I_1 / V_2 \quad | \quad V_1 = 0 \tag{2.5.2}$$

$$Y_f = I_2 / V_1 \quad | \quad V_2 = 0 \tag{2.5.3}$$

$$Y_o = I_2 / V_2 \quad | \quad V_1 = 0 \tag{2.5.4}$$

โดยที่

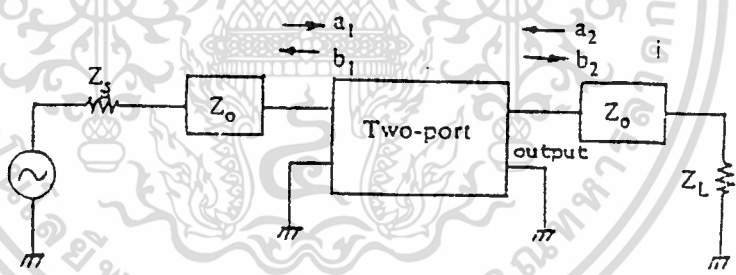
- Y_i = input admittance
- Y_r = reverse-transfer admittance
- Y_f = forward-transfer admittance
- Y_o = output admittance

และในรูปที่ 2.5.8 หากค่า I_1 และ I_2 ได้คือ

$$I_1 = Y_i V_1 + Y_r V_2 \tag{2.5.5}$$

$$I_2 = Y_f V_1 + Y_o V_2 \tag{2.5.6}$$

ในบางครั้งจาก two-port network ก็นิยามหากรูปของ S พารามิเตอร์โดยเขียนวงจรดังรูปที่ 2.5.9



รูปที่ 2.5.9 แสดงการส่งคลื่นและสะท้อนคลื่นผ่านวงจร two-port network

ในรูปที่ 2.5.9 นั้น a_1 เป็นสัญญาณที่ส่งจากแหล่งกำเนิดสัญญาณส่งไปเอาท์พุท โดยผ่าน two-port network และสะท้อนกลับมาด้วยค่า b_1 ในขณะที่สัญญาณสะท้อนกลับที่โหลดมีค่า a_2 และสะท้อนกลับเข้าโหลดอีกมีค่าเป็น b_2 ดังนั้นเราสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{2.5.7}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{2.5.8}$$

โดยที่

- S_{11} = input reflection coefficient
- S_{12} = reverse transmission coefficient
- S_{21} = forward transmission coefficient
- S_{22} = output reflection coefficient

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$S_{11} = b_1/a_1 \mid a_2 = 0 \quad (2.5.9)$$

$$S_{22} = b_2/a_2 \mid a_1 = 0 \quad (2.5.10)$$

$$S_{21} = b_2/a_1 \mid a_2 = 0 \quad (2.5.11)$$

$$S_{12} = b_1/a_2 \mid a_1 = 0 \quad (2.5.12)$$

ทั้ง S พารามิเตอร์ และ Y พารามิเตอร์ สามารถหาความสัมพันธ์กันได้ดังนี้คือ

$$(2.5.13)$$

$$S_{11} = [(1 - Y_1)(1 + Y_0) + Y_r Y_s] / [(1 + Y_1)(1 + Y_0) - Y_r Y_s] \quad (2.5.14)$$

$$S_{12} = -2Y_r / [(1 + Y_1)(1 + Y_0) - Y_r Y_s] \quad (2.5.15)$$

$$S_{21} = -2Y_s / [(1 + Y_1)(1 + Y_0) - Y_r Y_s] \quad (2.5.16)$$

$$S_{22} = [(1 + Y_1)(1 - Y_0) + Y_r Y_s] / [(1 + Y_1)(1 + Y_0) - Y_r Y_s] \quad (2.5.17)$$

$$Y_1 = [(1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}] / [(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}] (1/Z_0) \quad (2.5.18)$$

$$Y_r = -2S_{12} / [(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}] (1/Z_0) \quad (2.5.19)$$

$$Y_s = -2S_{21} / [(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}] (1/Z_0) \quad (2.5.20)$$

$$Y_0 = [(1 + S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}] / [(1 + S_{22})(1 + S_{11}) - S_{12}S_{21}] (1/Z_0) \quad (2.5.20)$$

คุณสมบัติทางไดนามิกของทรานซิสเตอร์ที่จะนำไปออกแบบวงจรความถี่สูงตัวที่สำคัญๆก็มีเช่น

f_T = transistor frequency ดูได้จาก gain bandwidth product ของทรานซิสเตอร์นี้สามารถหาได้โดยดูค่าความถี่ที่มีอัตราขยายเป็น 0 dB หรือมีอัตราขยายเป็น 1 นั้นเองในการออกแบบ เราไม่สามารถนำทรานซิสเตอร์ไปออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สูงกว่าค่า f_T นี้ได้

C_{ob} = Collector-to-base capacitance เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่วัดที่ความถี่ 1MHz โดยป้อนสัญญาณ ที่มีความแรง 10 โวลต์ และไม่ต่อขาอิมิตเตอร์

h_{fe} = อัตราขยายกระแสสูงสุดของวงจรรายย แบบมีอิมิตเตอร์ร่วมโดยวัดที่ความถี่ 1kHz สำหรับวงจรรายยความถี่สูงจะต้องดูกราฟแบนแวนวิดท์โปรดัคท์ด้วย จึงจะคำนวณได้ถูกต้องกว่า

τ_{cC} = Collector-to-base time constant เป็นการวัดการป้อนกลับโดยทั่วไปจะมีค่าน้อย(ยิ่งน้อยยิ่งดี)

การไบอัสวงจรรายยสัญญาณของทรานซิสเตอร์

การไบอัสทรานซิสเตอร์ทำงานนั้นคือ การให้ศักดาและกระแสที่เหมาะสมกับทรานซิสเตอร์ การไบอัสที่ราเบสและขาของทรานซิสเตอร์แบบนี้จะมีค่าประมาณ 0.7 โวลต์ ที่อุณหภูมิห้อง(25 องศา C) และจะแปรเปลี่ยนเป็น 2.5 mV/องศา C โดยจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ดังนั้นผู้ออก

แบบจิ้งมักจะคำนึงถึงการแกการเปลี่ยนแปลงนี้โดยนำเอา R_E ต่อเข้าไปเพื่อควบคุมการไบอัสให้ การเปลี่ยนน้อยลง การเปลี่ยนแปลง V_{BE} นี้เรียกเป็น ΔV_{BE} ซึ่งการเปลี่ยนค่า V_{BE} นี้จะมีผลทำให้ ค่า I_C เปลี่ยนแปลงด้วยเรียกเป็นค่า ΔI_C ดังสมการที่ 2.5.21

$$\Delta I_C = (\Delta V_{BE} I_C) / V_E \tag{2.5.21}$$

โดยที่

V_E - ศักดที่ขาคอสมิตเตอร์

I_C = กระแสที่ผ่านขาคอลเลคเตอร์

จากสมการที่ 2.5.21 ค่าของ I_C ก็มักจะเปลี่ยนแปลงค่าของ β และค่า β ก็เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิด้วยนอกจากนี้ β ที่ทางโรงงานให้มายังเป็นค่าเฉลี่ยอีก จึงทำให้ผู้ออกแบบยุ่งยากมากในการคำนวณจึงมีผู้คิดสมการการออกแบบใหม่โดยดูจากสมการที่ 2.5.25

$$\Delta I_C = I_C (\Delta \beta / \beta_1 \beta_2) (1 + (R_B + R_E)) \tag{2.5.22}$$

โดยที่

β_1 = ค่าต่ำสุดของ β

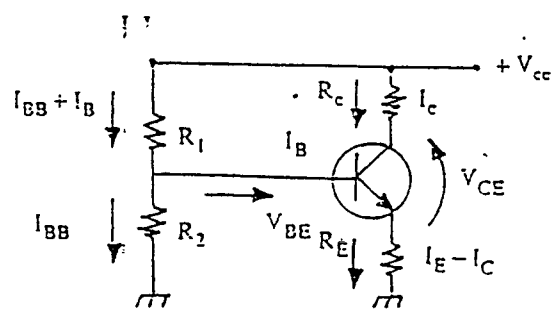
β_2 = ค่าสูงสุดของ β

$$\Delta \beta = \beta_2 - \beta_1$$

I_{C1} = กระแสคอลเลคเตอร์ เมื่อ $\beta = \beta_1$

$R_B = R_1 // R_2$ ดูจากรูปที่ 2.5.10

R_E = ความต้านทานที่ต่อระหว่างอีมีตเตอร์กับกราวด์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ...
รูปที่ 2.5.10 แสดงวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การออกแบบสายอากาศวิทยุตามวิธีของ NBS

สายอากาศวิทยุเป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมใช้งานอย่างแพร่หลายจึงมีผู้พยายามวิจัยเพื่อหาวิธีการออกแบบที่จะทำให้สายอากาศวิทยุมีอัตราขยายต่อความยาวของบวมมากที่สุด ผลงานวิจัยที่น่าสนใจเป็นงานวิจัยของสำนักงานมาตรฐานแห่งชาติ (National Bureau of Standards หรือ NBS) ของอเมริกาวิจัยเอาไว้ ซึ่งจะช่วยให้สามารถออกแบบสายอากาศวิทยุ ขนาดตั้งแต่ 3 นิ้ว ถึง 15 นิ้ว สำหรับความถี่ต่างๆตามต้องการได้ด้วยตนเอง

ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศวิทยุตามวิธีของ NBS มีดังนี้

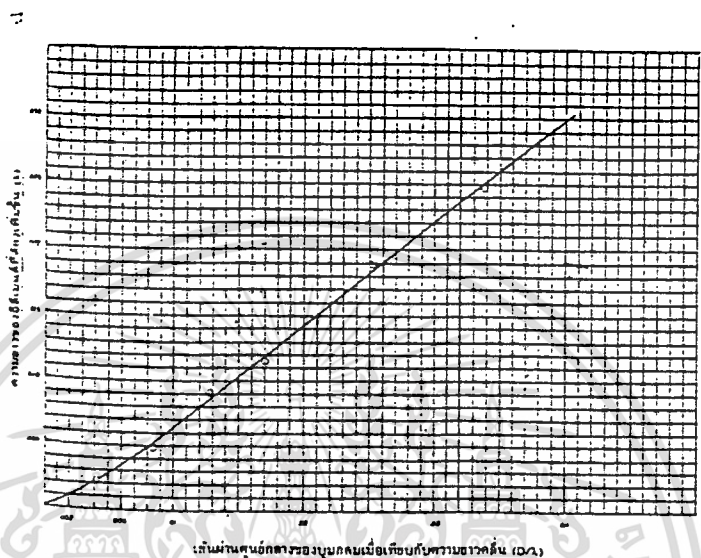
1. ขั้นแรกเลือกว่าอยากได้อัตราขยายเท่าไรโดยดูจากตารางที่ 1 แล้วดูที่อัตราขยายที่ต้องการนั้นต้องใช้ความยาวบวมเท่าไร
2. เลือกขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของอิลีเมนต์ว่าจะเอาค่าเท่าใดจาก 0.001λ ถึง 0.04λ (เพื่อให้สามารถใช้กราฟในรูปที่ 1 ได้)
3. เลือกขนาดของบวมว่าจะใช้เส้นผ่านศูนย์กลางเท่าไรและกำหนดวิธียึดอิลีเมนต์ด้วยว่าจะยึดลอยเหนือบวมโดยใช้จนวนคั่นระหว่างอิลีเมนต์และบวมหรือจะยึดทะลุสอดผ่านเส้นผ่านศูนย์กลางของบวม (ซึ่งจะต้องชดเชยความยาวของทุกอิลีเมนต์โดยใช้กราฟในรูปที่ 2)
4. หาความยาวจริงของไดเรกเตอร์และรีเฟลกเตอร์สำหรับค่า d/λ ที่ใช้จากกราฟในรูปที่ 1 โดยใช้เส้นกราฟสำหรับความยาวของบวมที่อ่านค่าได้โดยตรงเลยคือความยาวของรีเฟลกเตอร์และไดเรกเตอร์ตัวที่ 1 ส่วนไดเรกเตอร์ตัวอื่นๆต้องใช้วิธีเทียบระยะห่างบนกราฟที่ห่างจากตำแหน่งที่เส้น d/λ นั้นๆตัดกับกราฟห่างเท่ากับที่ค่าปหนองที่เส้น 0.0085λ ตัดกับเส้นกราฟห่างจากแต่ละไดเรกเตอร์ (ดูค่าจากตารางที่ 1) บนเส้นกราฟแล้วจึงเทียบว่าเท่ากับความยาวเท่าใด
5. ในกรณีที่ยึดอิลีเมนต์ผ่านกลางบวมโดยสัมผัสทางไฟฟ้า ให้เพิ่มความยาวของทุกอิลีเมนต์โดยใช้กราฟในรูปที่ 2
6. เลือกวิธีการแมตซ์ที่จะใช้ และคำนวณความยาวของดริวไว้นอิลีเมนต์ อาจตัดความยาวของดริวไว้นอิลีเมนต์ให้ยาวประมาณ 0.466λ แล้วปรับแต่งความยาวของดริวไว้นอิลีเมนต์ได้อีกเล็กน้อยเพื่อให้ SWR ดีขึ้น

ตารางที่ 1 แสดงความยาวที่เหมาะสมของแต่ละอีลีเมนต์ (ยกเว้นครีเวนอีลีเมนต์)
 สำหรับสายอากาศยาก็ที่มีความยาวของบูมต่างกัน 6 ขนาดตามผลการทดลองของ NBS ใน
 ทุกกรณีนี้รีเฟลคเตอร์อยู่ห่างจากครีเวนอีลีเมนต์ 0.2λ และเส้นผ่านศูนย์กลางของทุกอีลีเมนต์
 เป็น 0.0085λ

ความยาวของบูม (λ)	0.4	0.8	1.2	2.2	3.2	4.2
จำนวนอีลีเมนต์ทั้งหมด	3	5	6	12	17	15
ความยาวของรีเฟลคเตอร์ (λ)	0.482	0.482	0.482	0.482	0.482	0.475
ความยาวของไดเรกเตอร์ที่ 1	0.442	0.428	0.428	0.432	0.428	0.424
ที่ 2	—	0.424	0.420	0.415	0.420	0.424
ที่ 3	—	0.428	0.420	0.407	0.407	0.420
ที่ 4	—	—	0.428	0.398	0.398	0.407
ที่ 5	—	—	—	0.390	0.394	0.403
ที่ 6	—	—	—	0.390	0.390	0.398
ที่ 7	—	—	—	0.390	0.386	0.394
ที่ 8	—	—	—	0.390	0.386	0.390
ที่ 9	—	—	—	0.398	0.386	0.390
ที่ 10	—	—	—	0.407	0.386	0.390
ที่ 11	—	—	—	—	0.386	0.390
ที่ 12	—	—	—	—	0.386	0.390
ที่ 13	—	—	—	—	0.386	0.390
ที่ 14	—	—	—	—	0.386	—
ที่ 15	—	—	—	—	0.386	—
ระยะห่างระหว่างไดเรกเตอร์ (λ)	0.20	0.20	0.25	0.20	0.20	0.308
ค่าขยาย (dB _d) ที่ NBS ระบุ*	7.10	9.20	10.20	12.25	13.40	14.20
ภาพที่ใช้ในการออกแบบ (รูปที่ 4)	A	C	C	B	C	D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2 กราฟแสดงความยาวของอีลีเมนต์ที่ต้องเพิ่มขึ้นจากการทดลองของ NBS เมื่อยึดอีลีเมนต์ทะลุผ่านเส้นผ่านศูนย์กลางของนวมกลม โดยสัมผัสทางไฟฟ้ากับนวมด้วย



เส้นผ่านศูนย์กลางของนวมกลมเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น (cm)

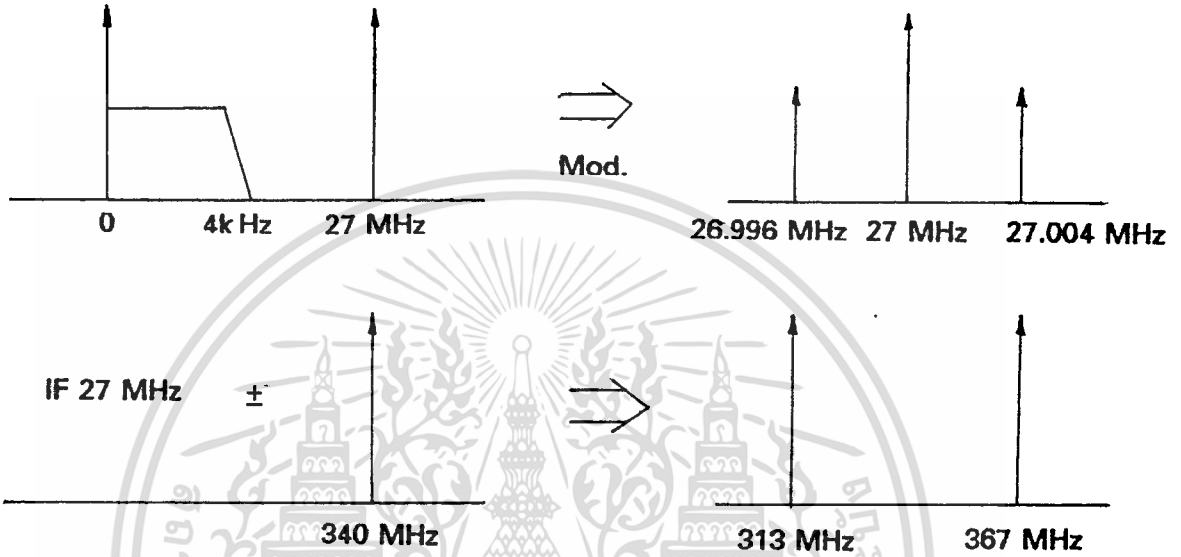


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การออกแบบวงจร

รูปสเปกตรัมความถี่จากหลักการที่ใช้สร้างวงจร

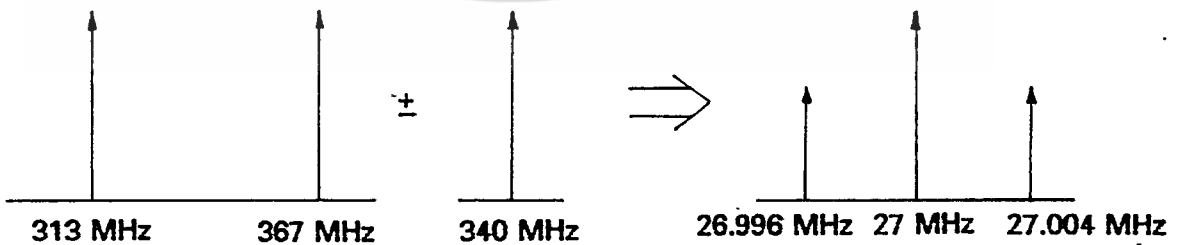
ภาคส่ง



สัญญาณความถี่ที่มอดูเลตแล้วจะนำไปมิกซ์กับความถี่ 340 MHz จะได้ความถี่ออกมา 2 ความถี่คือ 313 MHz และ 367 MHz แล้วเลือกส่งความถี่ใดความถี่หนึ่ง

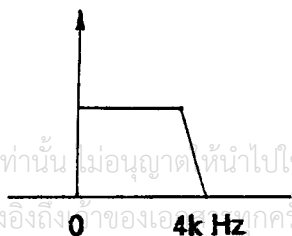
ภาครับ

สัญญาณ RF ที่รับได้จะมิกซ์กับความถี่ 340 MHz แล้วสัญญาณที่ได้จะเป็นความถี่ IF 27 MHz จากนั้นก็จะนำไปดีมอดูเลตเพื่อแยกสัญญาณเสียงออกมา



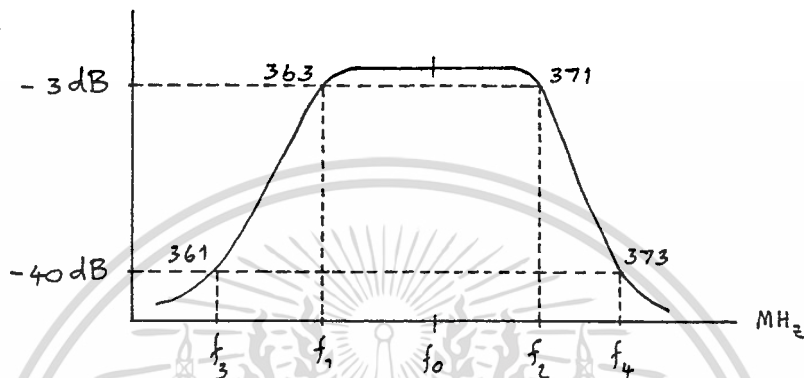
Demod.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกระเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การออกแบบ BAND PASS FILTER Order ที่ 7

1. แถบความถี่ที่ต้องการให้ BPF รับสัญญาณได้ อยู่ระหว่าง 363 - 371 MHz ให้ $f_1 = 363$ MHz , $f_2 = 371$ MHz และ $BW_c = 371 - 363 = 8$ MHz (คือช่วงความถี่ของสัญญาณที่รับได้ถูกลดทอนลงไม่เกิน 3dB)



2. ความถี่ $f_3 = 361$ MHz ดังนั้น f_4 หาได้จากสูตร

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

โดยที่ f_0 คือ ความถี่กลางของ BPF

ดังนั้นสามารถหา f_0 ได้ดังนี้

$$f_0 = \sqrt{363 \cdot 371} = 366.9782 \text{ MHz}$$

ดังนั้นสามารถหา f_4 ได้ดังนี้

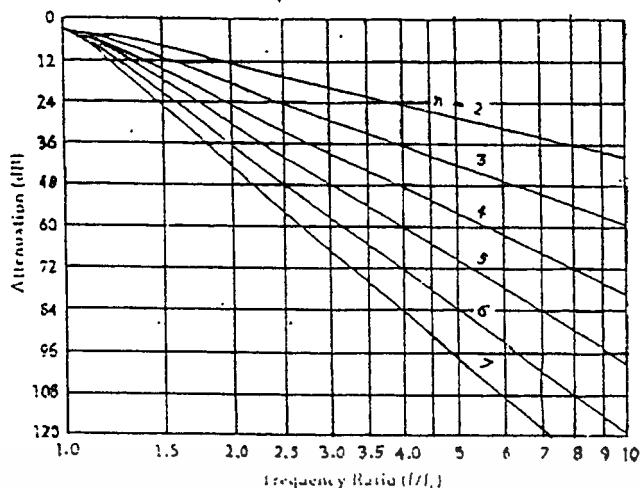
$$f_4 = (f_0)^2 / f_3 = (366.9782)^2 / 361 = 361.05 \text{ MHz}$$

3. ช่วงความถี่ของสัญญาณที่รับได้และถูกลดทอนลงประมาณ 40 dB (BW_{40dB}) เท่ากับ $f_4 - f_3$ ดังนั้น จะได้ $BW_{40dB} = 373 - 361 = 8$ MHz

จากสูตร

$$BW_{40dB} / BW_{3dB} = 8 \text{ MHz} / 4 \text{ MHz} = 2$$

จากนั้นนำไปเทียบกับกราฟของ Attenuation Characteristic for Butterworth Filters (คือกราฟของการลดทอนสัญญาณในวงจรของความถี่แบบ Butterworth) เพื่อให้มีการลดทอนสัญญาณตามที่เราต้องการ ซึ่งแสดงไว้ในรูปข้างล่างนี้



จากกราฟจะได้ $n=7$ (order ที่ 7)

4. ให้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำมาต่อทางด้านเอาต์พุทของวงจร BPF ($R_S = R_L = 50\Omega$) จากนั้นนำไปหาค่าอุปกรณ์ที่เราต้องการนำมาใช้ได้จกตารางแสดง Butterworth Equal Termination Low-pass Prototype Element Values ($R_S = R_L$) (คือตารางแสดงค่าอุปกรณ์ต้นแบบของ LPF แบบ Butterworth ที่มีค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำมาต่อทางด้านเอาต์พุทของ LPF) ดังรูปข้างล่างนี้

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.513	1.414	1.932	1.932	1.414	0.513	
7	0.445	1.247	1.902	2.000	1.902	1.247	0.445

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

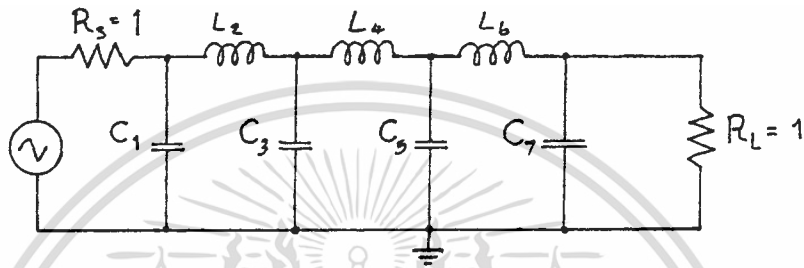
จากตารางจะได้ $C_1 = C_7 = 0.445$

$$L_2 = L_6 = 1.247$$

$$C_3 = C_5 = 1.802$$

$$L_4 = 2.000$$

ซึ่งสามารถเขียนวงจรของ LPF ได้ดังรูปข้างล่าง



รูปแสดงวงจรต้นแบบของ LPF แบบ Butterworth (order ที่ 7)

จากวงจร LPF ที่แสดงในรูปข้างบนสามารถแปลงให้เป็นวงจร BPF ได้โดยใช้สูตร

สำหรับ Parallel-resonance Branches

$$C = C_n / 2RB$$

$$L = RB / (2\pi f_0)^2 L_n$$

$$C_n = L_n$$

สำหรับ Series-resonance Branches

$$C = B / (2\pi f_0)^2 C_n R$$

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

$$C_n = L_n$$

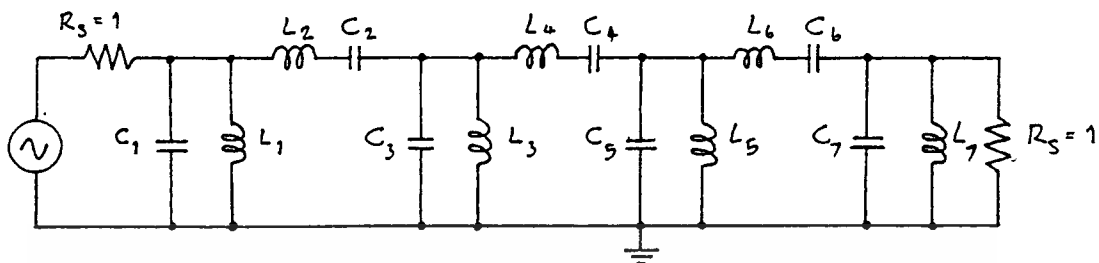
โดยที่ R คืออิมพีแดนซ์ที่นำมาต่อทางด้านเอาต์พุตของวงจร BPF

B คือ Bandwidth ของ BPF ที่สัญญาณถูกลดทอนลงไม่เกิน 3dB

f_0 คือ ความถี่กลางของ BPF

L_n คือ ค่า inductor ต้นแบบของวงจร BPF ที่ถูกแปลงมาจากวงจร LPF

C_n คือ ค่า capacitor ต้นแบบของวงจร BPF ที่ถูกแปลงมาจากวงจร LPF



รูปแสดงวงจร BPF ต้นแบบที่ถูกแปลงมาจากวงจร LPF

$$C_1 = 0.445 / (2\pi * 50 * 4 * 10^6) = 0.35 \text{ pF}$$

$$L_1 = (50 * 4 * 10^6) / (2\pi * (366.9782 * 10^6)^2 * 0.445) = 0.531 \text{ nH}$$

$$C_2 = 4 * 10^6 / (2\pi * (366.9782 * 10^6)^2 * 1.247 * 50) = 0.0758 \text{ pF}$$

$$L_2 = (50 * 1.247) / (2\pi * 4 * 10^6) = 2.4 \text{ uH}$$

$$C_3 = 1.802 / (2\pi * 50 * 4 * 10^6) = 1.4 \text{ nF}$$

$$L_3 = 50 * 4 * 10^6 / (2\pi * (366.9782 * 10^6)^2 * 1.802) = 0.131 \text{ nH}$$

$$C_4 = 4 * 10^6 / (2\pi * (366.9782 * 10^6)^2 * 2 * 50) = 0.0472 \text{ pF}$$

$$L_4 = 50 * 2 / (2\pi * 4 * 10^6) = 3.978 \text{ uH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบสายอากาศยาคี

ความถี่ 340 MHz ใช้ฉีชีเมนต์ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 15 มม. สร้างสายอากาศ 3
ฉีชีเมนต์ ความยาวรวม 0.4λ ระยะห่างแต่ละฉีชีเมนต์ 0.2λ จะได้อัตราขยาย 10.7dBd

คำนวณ $\lambda = 29980 / f(\text{MHz}) \text{ cm.} = 29980 / 340 = 88.176 \text{ cm.}$

$d/\lambda = 1.5 / 88.176 \text{ cm.} = 0.017 \text{ cm.}$; $d =$ เส้นผ่านศูนย์กลางของฉีชีเมนต์

ไดโพลจะคิดประมาณ $0.466\lambda = 0.466 * 88.176 = 41.09 \text{ cm.}$

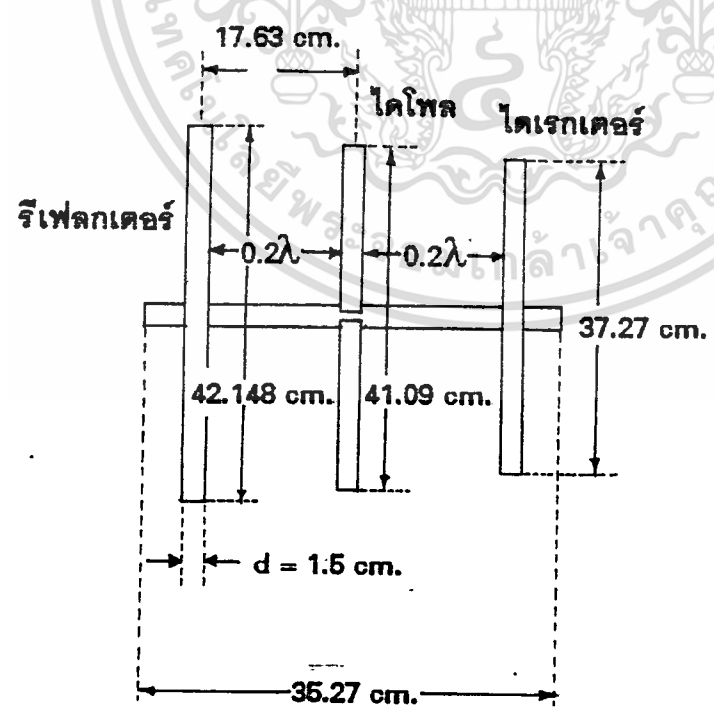
ค่าที่อ่านได้จากกราฟ จะได้ว่า

รีเฟลกเตอร์ = $0.478\lambda = 0.478 * 88.176 = 42.148 \text{ cm.}$

ไดเรกเตอร์ = $0.428\lambda = 0.428 * 88.176 = 37.739 \text{ cm.}$

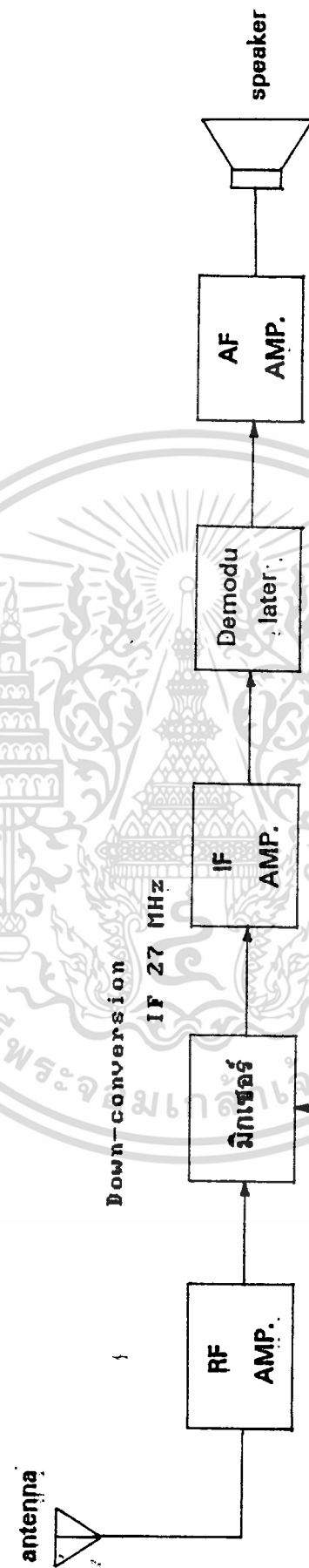
มุมยาว = $0.4\lambda = 0.4 * 88.176 = 35.2704 \text{ cm.}$

ระยะห่าง = $0.2\lambda = 0.2 * 88.176 = 17.6352 \text{ cm.}$



รูปที่ 3.1 แสดงสายอากาศที่ออกแบบ

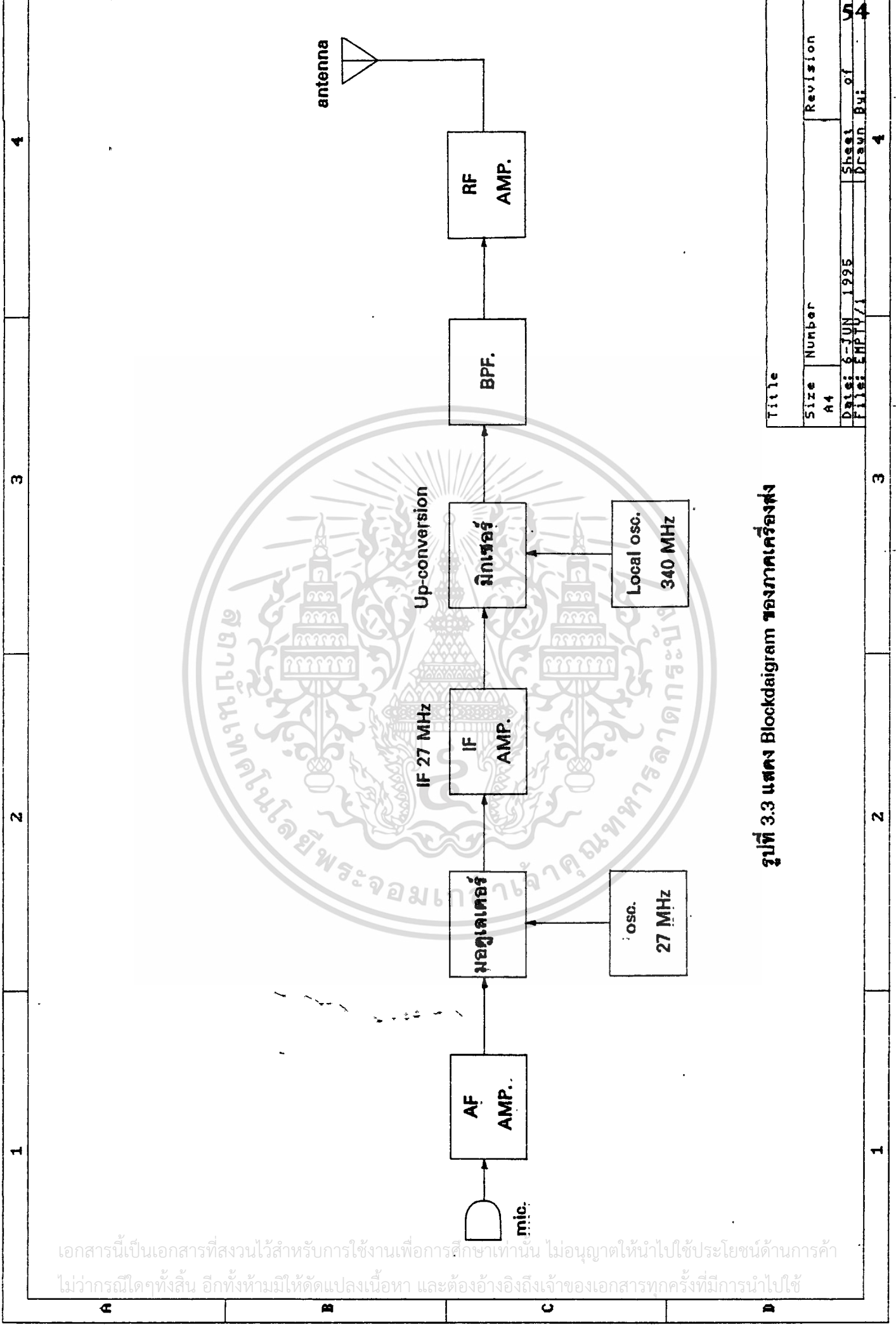
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดง Blockdiagram ของภาคเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

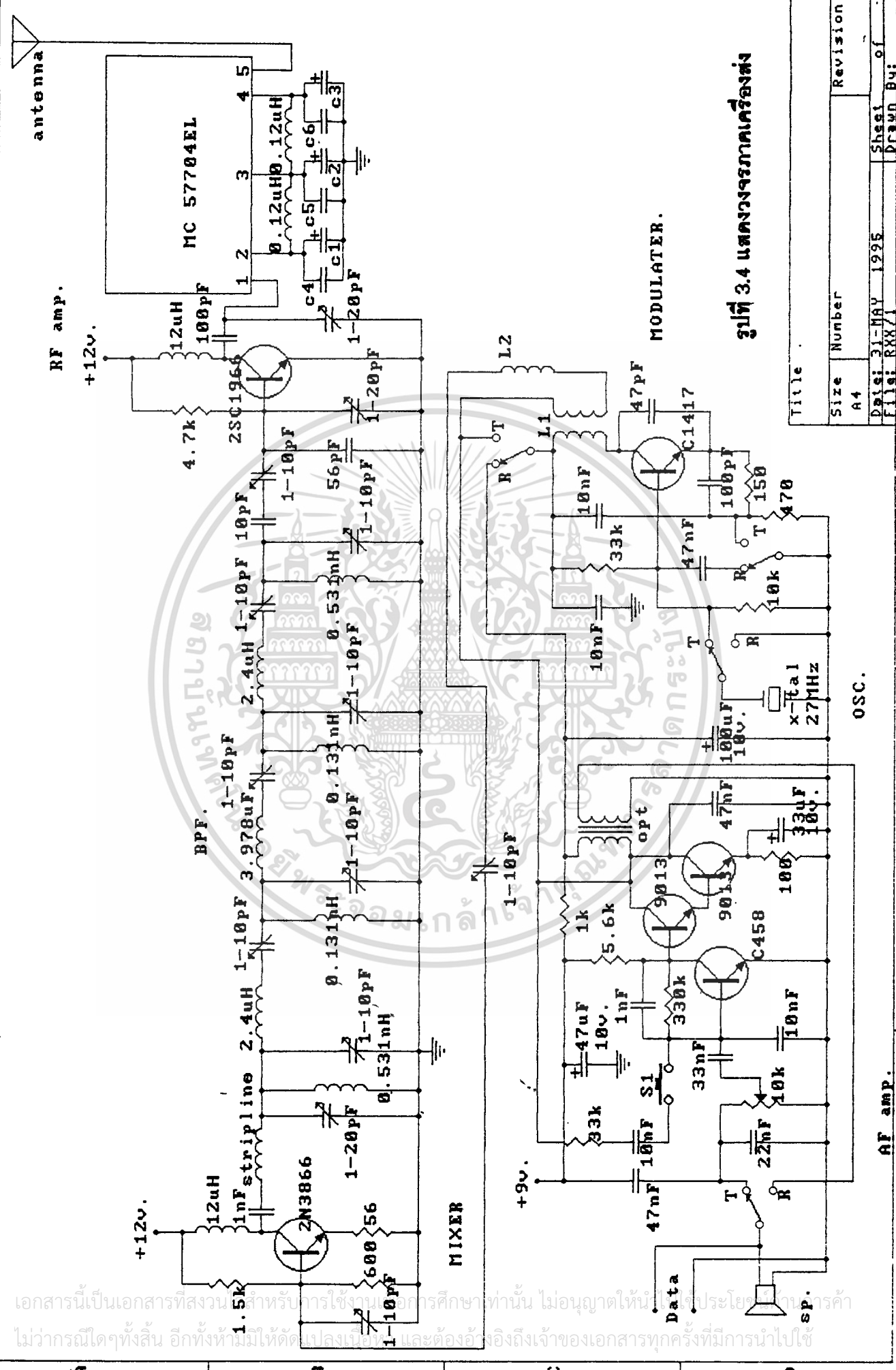
Title	
Size A4	Revision
Date: 6-JUN 1995	Sheet of
File: EHP1/1	Drawn By:



รูปที่ 3.3 แสดง Blockdaigram ของภาคเครื่องส่ง

Title	
Size A4	Number
Date: 6-JUN-1995	Revision
File: EMPTY/1	Sheet of 4
	Drawn By: 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

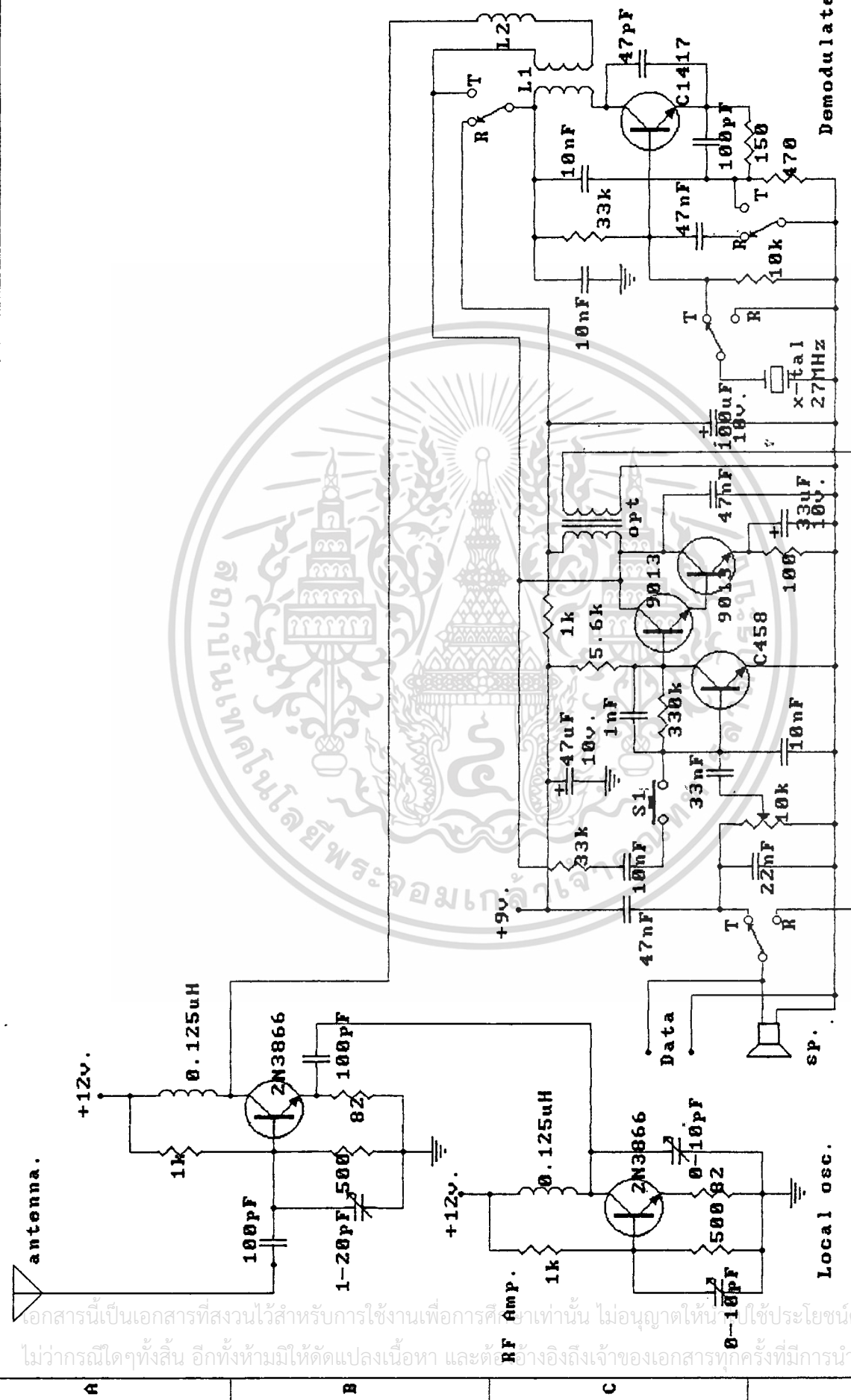


MODULATOR.

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมเครื่องส่ง

Title	
Size	Revision
A4	
Date: 31-MAY 1995	Sheet of 55
File: RXX/1	Drawn By: 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนสำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



OSC.

AF amp.

Demodulator.

Size	Number	Revision
A4		
Date:	21-MAY 1995	Sheet of
File:	TKX/1	Drawn By:

Title

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรถอดเสียงรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

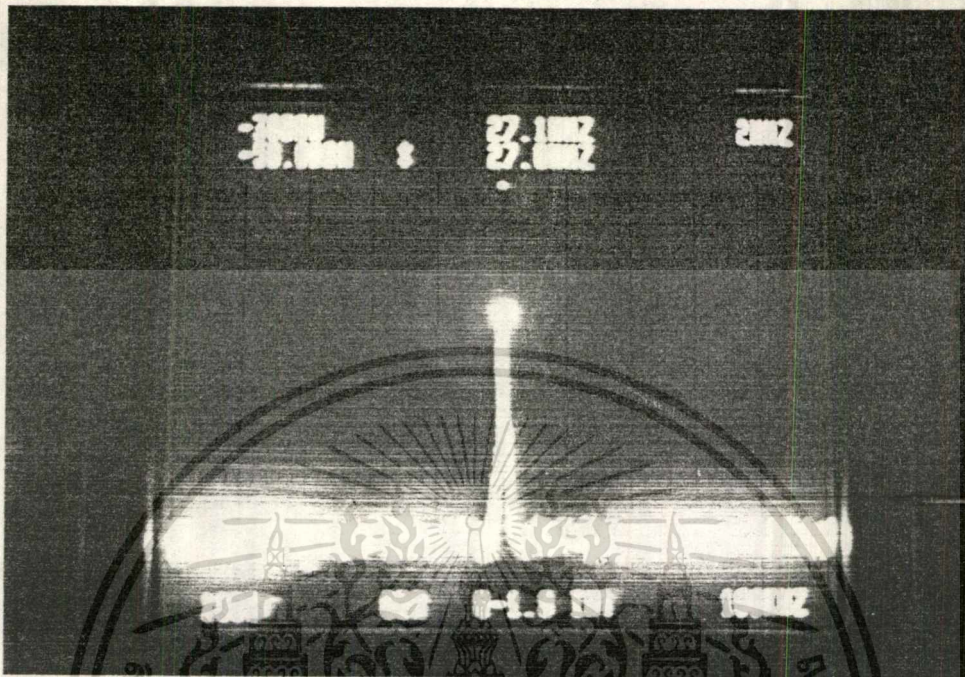
บทที่ 4 วิจัยและสรุปผล

จากวงจรที่ใช้ทดลองยังมีเสถียรภาพที่ไม่ค่อยดีเวลาทดลองเปิดทดลองรับ-ส่งจะต้องดู ความถี่ออสซิลเลเตอร์ให้ตรงกันระหว่างภาครับ-ภาคส่ง เสียงที่ออกมาฟังได้ชัดเจนพอสมควร อุปกรณ์ที่ใช้ไม่ค่อยมีมาตรฐาน จึงมีผลทำให้วงจรเกิดไม่เสถียรขึ้นมา

หลักวิธีการรับ-ส่งของเครื่องรับ-ส่งที่ทดลองนี้ ข้อดีระบบ Upconversion เป็นระบบที่ นิยมใช้กันมากซึ่งสามารถขจัดปัญหาเรื่องสัญญาณเงาได้ดี ข้อเสียคุณภาพของการมอดูเลตจะ ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพสูงซึ่งจะมีผลทำให้ราคาสูงตามไปด้วย ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วง จจรไม่ค่อยจะเสถียรนักจึงทำให้ความถี่ไม่อยู่นิ่งจะต้องคอยปรับจูน ความถี่และวงจรจะเกิดการรบกวนได้ง่าย การมอดูเลตใช้วิธีมอดูเลตแบบแอมพลิคูดมอดูเลตแบบนี้ทำได้ง่ายไม่ซับซ้อน

วงจรภาค RF Amp. ที่ออกแบบไว้การไบอัสให้วงจรทำงานออกแบบไว้ไม่ดีนักจึงทำให้วง จจรทำงานไม่ดีถ้าอินพุตมีสัญญาณความแรงไม่พอก็ทำให้วงจรไม่ทำงาน สายอากาศที่ใช้ไม่แมชท์ กับเครื่องส่งและเครื่องรับจึงทำให้ส่งไม่ไกลและรับได้ไม่ดีนัก ระยะที่ใช้รับ-ส่งประมาณ 10-50 เมตรยังสามารถรับสัญญาณได้

การพัฒนาปรับปรุงแก้ไขวงจรให้มีความเสถียรภาพมากขึ้นออกแบบการไบอัส ภาค อาร์เอฟ แอมป์ให้วงจรทำงานที่เสถียรที่ดีขึ้นและภาคออสซิลเลเตอร์ด้วย

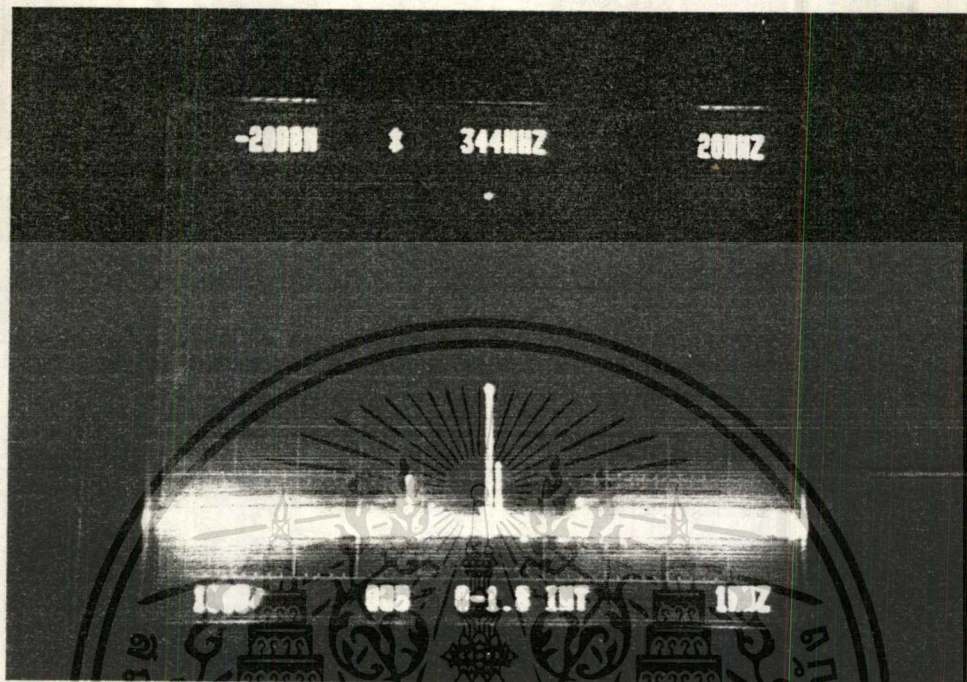


รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณ IF 27 MHz

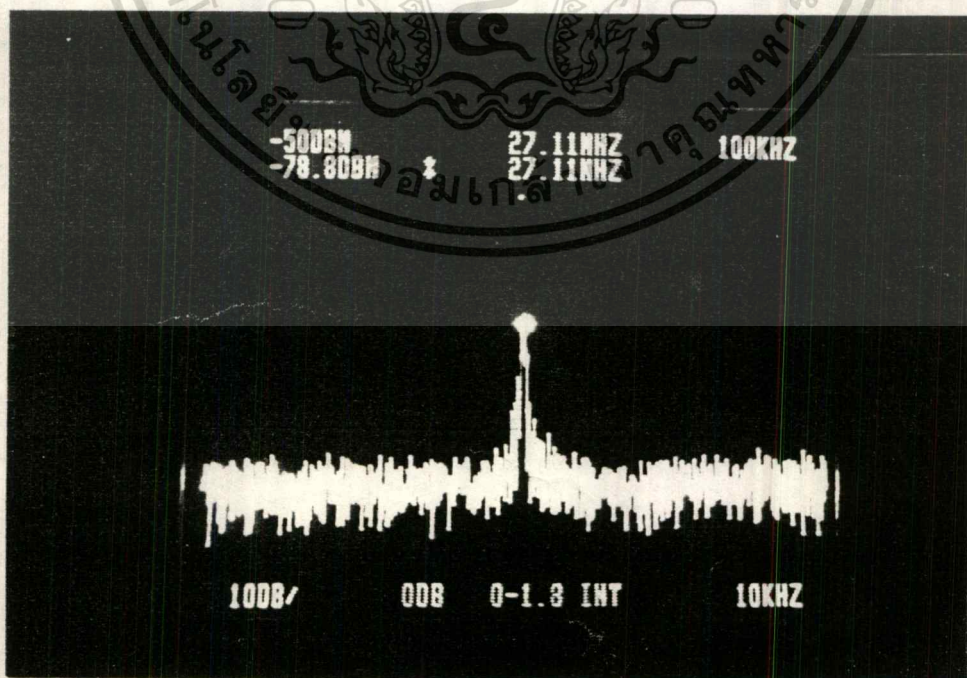


รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่มอดูเลตแล้วด้วยสัญญาณ IF กับ สัญญาณ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณที่ทำการ Up-conversion แล้ว



เอกสารนี้ใช้รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณที่ทำการ Down-conversion ลงมาที่ 27 MHz ละโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- 1.ถวิล กิ่งทอง " ทฤษฎีและระบบสื่อสาร " คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล.
- 2.วารสารเคมีคอนดักเตอร์ " การออกแบบสายอากาศยาภิตามวิธีของ NBS " ฉบับที่ 95 กันยายน 2532.
- 3.สุชาติ กังวารจิตต์" หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร "บ.ซีเอ็ดยูเคชั่นจำกัด พ.ศ.2521.
- 4.Cris Bowick " RF circuit design " Howard W. sams&Co.,Inc.,1982.
- 5.Iferbert L. Krauss,Charles W. Bostian and Frederick H. Raab " Solid state radio engineering " John wiley&sons.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI RF POWER MODULE M57704 SERIES

335~512MHz, 12.5V, 13W, FM
FOR MOBILE RADIO APPLICATION

DESCRIPTION

M57704 is a thick film RF power module specifically designed for 335 ~ 512MHz, 10W FM mobile radios.

FEATURES

- High power gain: $G_p = 18.1\text{dB}$, $P_o = 13\text{W}$
@ $V_{cc} = 12.5\text{V}$, $P_{in} = 0.2\text{W}$
- High ruggedness: Ability to withstand more than 20:1 load VSWR when operated at $V_{cc} = 15.2\text{V}$, $P_o = 14\text{W}$.
- Wide range on operation case temperature.
- Excellent stability from low power to high power level down to the class AB operation of 1st stage.

APPLICATION

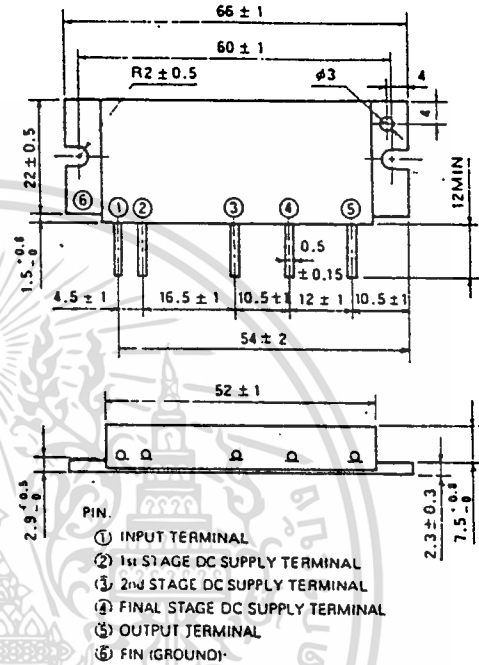
Final stage of 10 watts output mobile radio sets (FM) in 335 ~ 512MHz UHF band.

FREQUENCY ITEMS

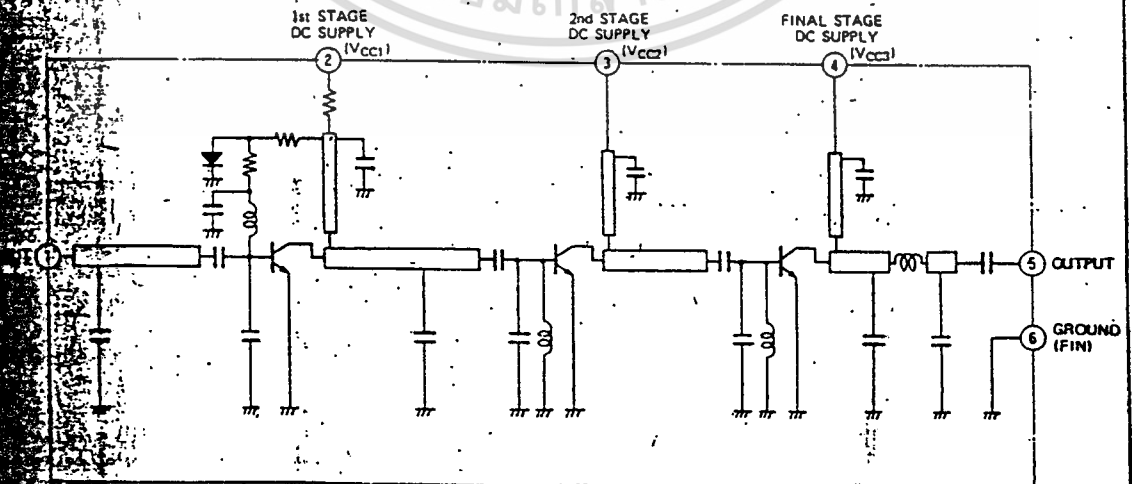
- M57704EL : 335 ~ 360MHz
- M57704SL : 360 ~ 380MHz
- M57704UL : 380 ~ 400MHz
- M57704L : 400 ~ 420MHz
- M57704M : 430 ~ 450MHz
- M57704H : 450 ~ 470MHz
- M57704UH : 470 ~ 490MHz
- M57704SH : 490 ~ 512MHz

OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm



EQUIVALENT CIRCUIT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

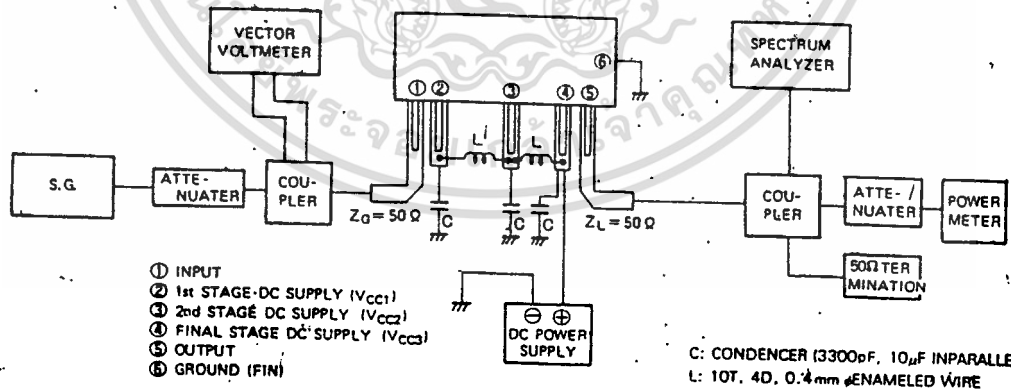
Symbol	Rating	Conditions	Rating
V_{CC}	Supply voltage		17
I_{CC}	Total current		5
P_{in}	Input power	$Z_0 = Z_L = 50 \Omega$, $V_{CC1} \leq 12.5V$	0.4
P_o	Output power	$Z_0 = Z_L = 50 \Omega$	20
$T_{c(op)}$	Operation case temperature		$-30 \sim +110$
T_{stg}	Storage temperature		$-40 \sim +110$

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

Symbol	Characteristics	Test conditions	Limits		
			Min	Typ	Max
P_o	Output power	$V_{CC} = 12.5V$, $P_{in} = 0.2W$, $Z_0 = Z_L = 50 \Omega$ (Note 1)	13	15	
η_T	Total efficiency		35	40	
—	2nd Harmonic				-30
—	3rd Harmonic				-30
P_{in}	Input VSWR				2.8
P_{out}	Output VSWR	$V_{CC} = 15.2V$, $P_o = 14W$, $Z_0 = 50 \Omega$ $T = 5sec.$ (Note 1)		2	
—	Load VSWR tolerance		20 : 1		

Note 1. Test frequency condition
 M57704EL: 335 ~ 360MHz
 M57704SL: 360 ~ 380MHz
 M57704UL: 380 ~ 400MHz
 M57704L: 400 ~ 420MHz
 M57704M: 430 ~ 450MHz
 M57704H: 450 ~ 470MHz
 M57704UH: 470 ~ 490MHz
 M57704LH: 490 ~ 512MHz

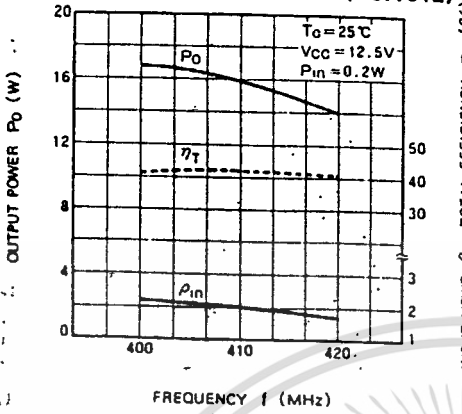
TEST DIAGRAM



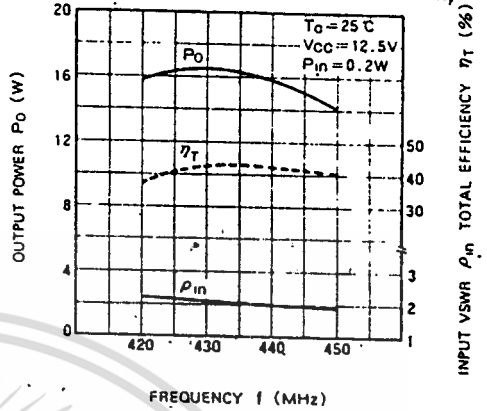
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE DATA

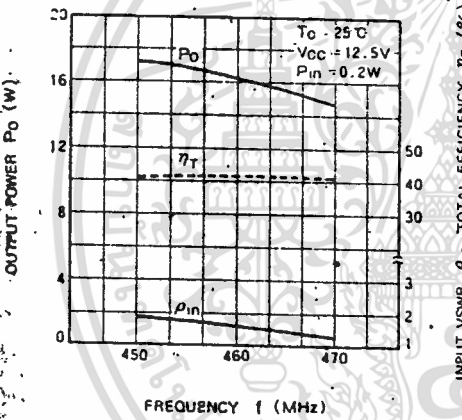
OUTPUT POWER TOTAL EFFICIENCY INPUT VSWR VS. FREQUENCY (M57704L)



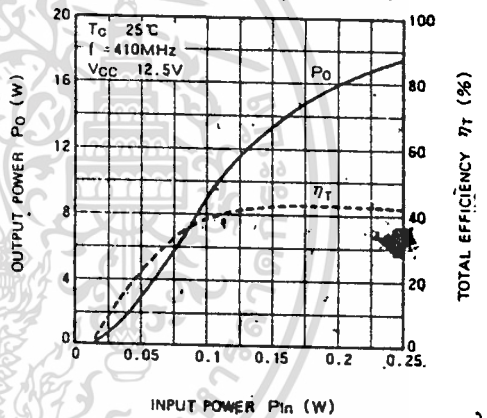
OUTPUT POWER TOTAL EFFICIENCY INPUT VSWR VS. FREQUENCY (M57704M)



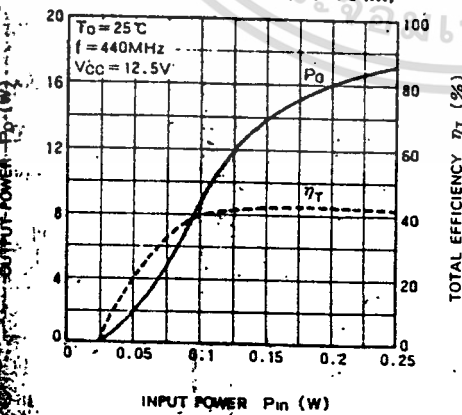
OUTPUT POWER TOTAL EFFICIENCY INPUT VSWR VS. FREQUENCY (M57704H)



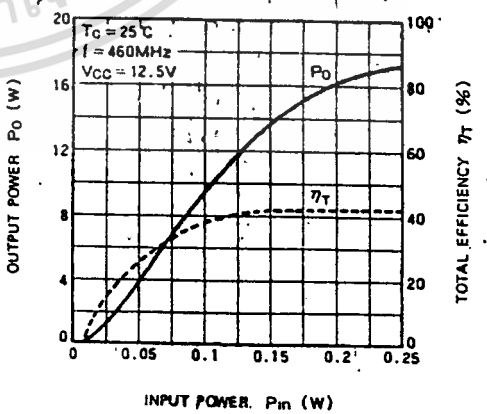
OUTPUT POWER TOTAL EFFICIENCY VS. INPUT POWER (M57704L)



OUTPUT POWER TOTAL EFFICIENCY VS. INPUT POWER (M57704M)

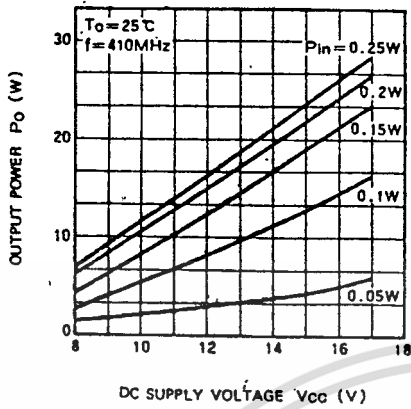


OUTPUT POWER TOTAL EFFICIENCY VS. INPUT POWER (M57704H)

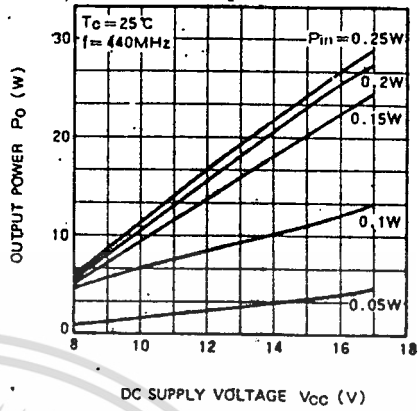


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

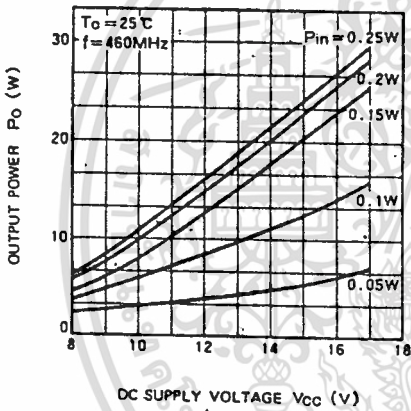
OUTPUT POWER VS. DC SUPPLY VOLTAGE (M57704L)



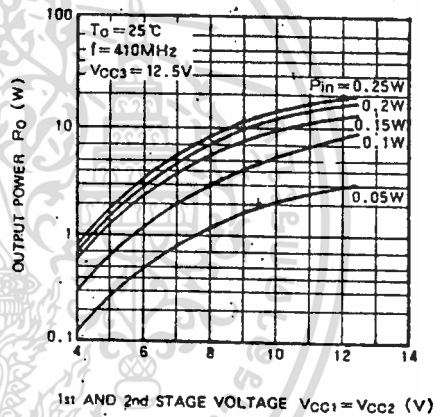
OUTPUT POWER VS. DC SUPPLY VOLTAGE (M57704M)



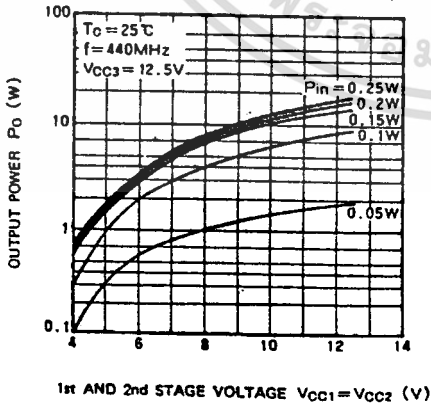
OUTPUT POWER VS. DC SUPPLY VOLTAGE (M57704H)



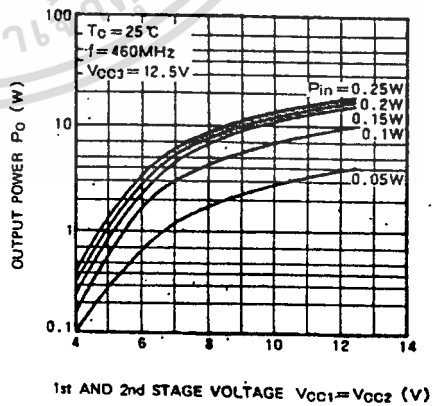
OUTPUT POWER VS. 1st AND 2nd STAGE VOLTAGE (M57704L)



OUTPUT POWER VS. 1st AND 2nd STAGE VOLTAGE (M57704M)

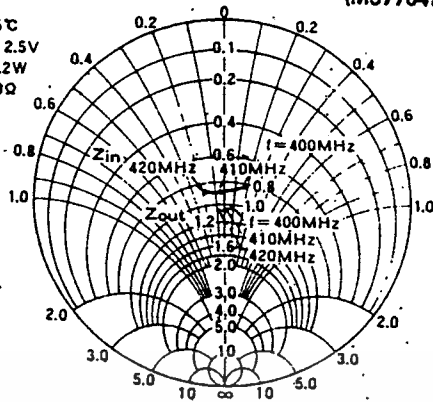


OUTPUT POWER VS. 1st AND 2nd STAGE VOLTAGE (M57704H)



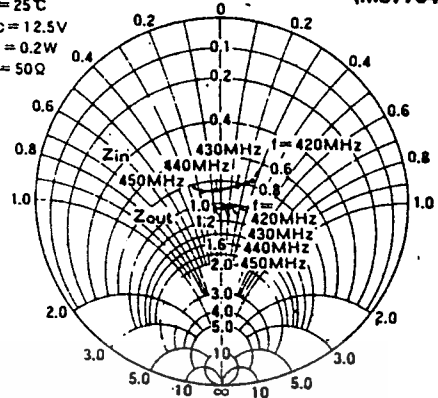
**INPUT IMPEDANCE OUTPUT IMPEDANCE
(M57704L)**

$T_o = 25^\circ\text{C}$
 $V_{CC} = 12.5\text{V}$
 $P_{in} = 0.2\text{W}$
 $Z_o = 50\Omega$



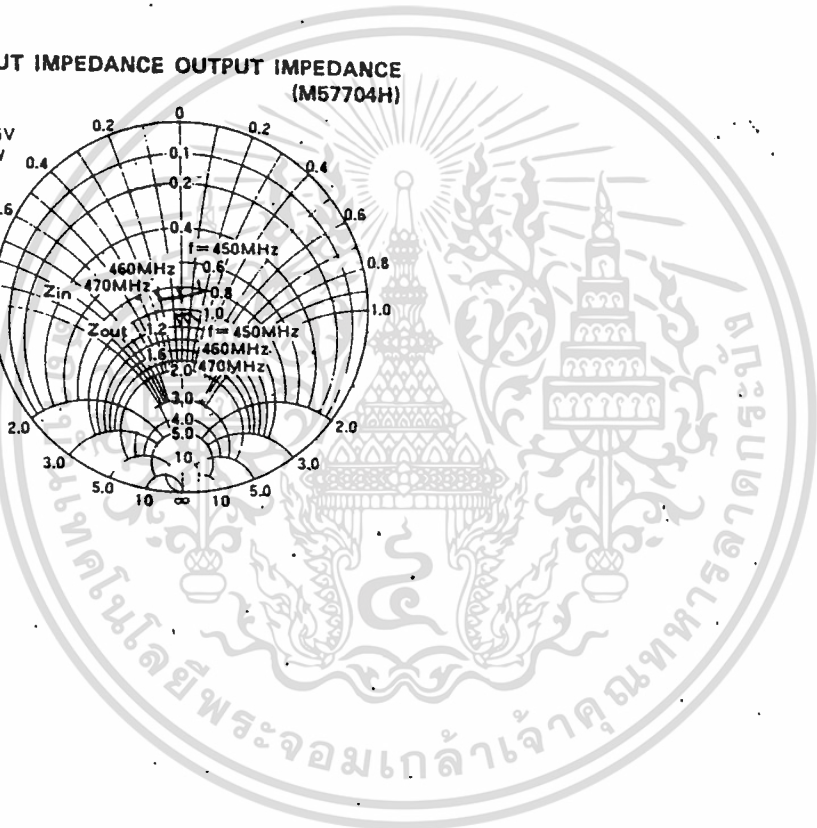
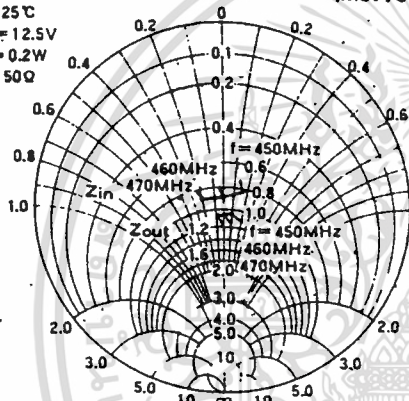
**INPUT IMPEDANCE OUTPUT IMPEDANCE
(M57704M)**

$T_c = 25^\circ\text{C}$
 $V_{CC} = 12.5\text{V}$
 $P_{in} = 0.2\text{W}$
 $Z_o = 50\Omega$



**INPUT IMPEDANCE OUTPUT IMPEDANCE
(M57704H)**

$T_o = 25^\circ\text{C}$
 $V_{CC} = 12.5\text{V}$
 $P_{in} = 0.2\text{W}$
 $Z_o = 50\Omega$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR 2SC1966

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

DESCRIPTION

2SC1966 is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF power amplifiers on UHF band mobile radio applications.

FEATURES

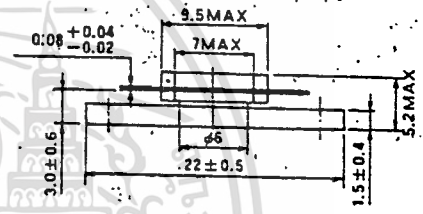
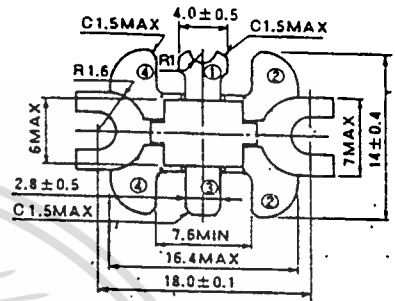
- High power gain: $G_{pe} \geq 7.8\text{dB}$
 $V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_O = 3\text{W}$, $f = 470\text{MHz}$
- Emitter ballasted construction and gold metallization for high reliability and good performances.
- Low thermal resistance ceramic package with flange.

APPLICATION

1-2 watts output power amplifiers in UHF band mobile radio applications.

OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm



- ① COLLECTOR
- ② EMITTER (FLANGE)
- ③ BASE
- ④ EMITTER (FLANGE)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

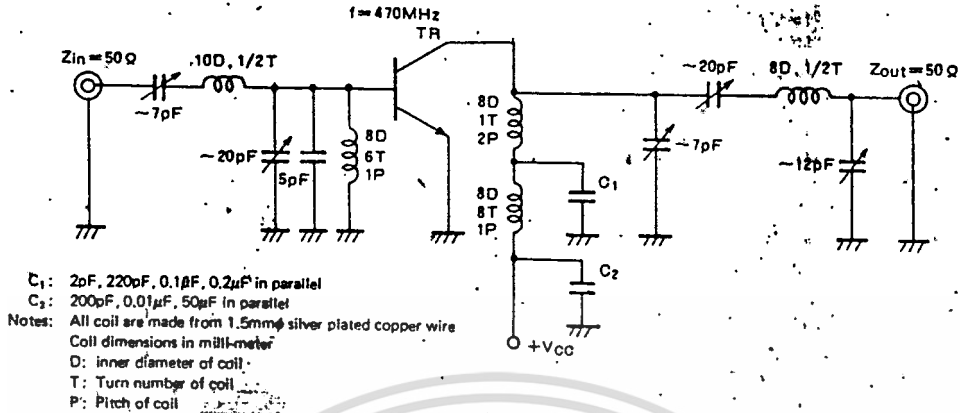
Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Unit
V_{CB0}	Collector to base voltage		35	V
V_{EB0}	Emitter to base voltage		3.5	V
V_{CE0}	Collector to emitter voltage	$R_{BE} = \infty$	17	V
I_C	Collector current		1	A
P_{CM}	Collector dissipation	$T_C = 25^\circ\text{C}$	10	W
T_J	Junction temperature		+175	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		-65 ~ +175	$^\circ\text{C}$
θ_{JC}	Thermal resistance	Junction to case	15	$^\circ\text{C/W}$

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

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
V_{EB0}	Emitter to base breakdown voltage	$I_F = 1\text{mA}$, $I_C = 0$	3.5			V
V_{CB0}	Collector to base breakdown voltage	$I_C = 10\text{mA}$, $I_E = 0$	35			V
V_{CE0}	Collector to emitter breakdown voltage	$I_C = 10\text{mA}$, $R_{BE} = \infty$	17			V
I_{C0}	Collector cutoff current	$V_{CB} = 15\text{V}$, $I_E = 0$			100	μA
I_{E0}	Emitter cutoff current	$V_{EB} = 2.5\text{V}$, $I_C = 0$			100	μA
β_{DC}	DC forward current gain	$V_{CE} = 10\text{V}$, $I_C = 0.1\text{A}$	10	50	180	—
P_{CM}	Output power	$V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_{in} = 0.5\text{W}$, $f = 470\text{MHz}$	3	3.5		W
η_{CE}	Collector efficiency		50	60		%

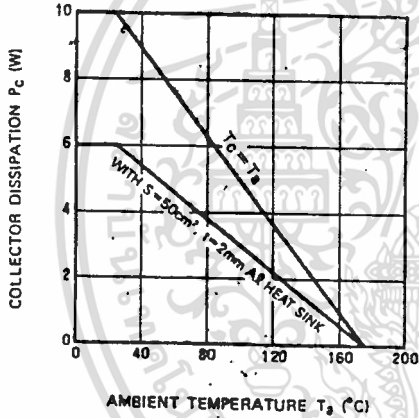
Tested at $P_w = 150\text{mW}$, duty = 5%

TEST CIRCUIT

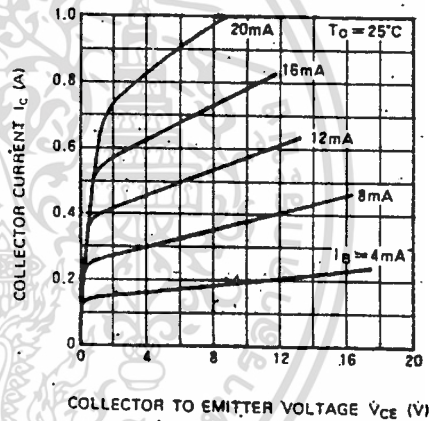


TYPICAL PERFORMANCE DATA

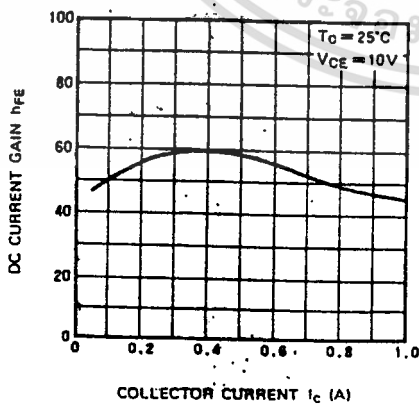
COLLECTOR DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE



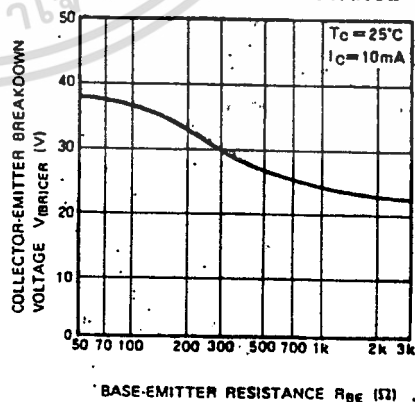
OUTPUT CHARACTERISTICS, COMMON EMITTER



DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT



COLLECTOR-EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE VS. BASE-EMITTER RESISTANCE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

2N3866
2N3866A

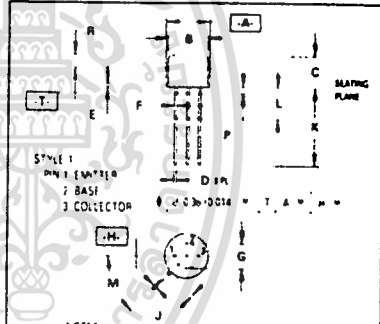
The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

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

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

1.0 W - 400 MHz
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON



- NOTES
- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M-1987
 - 2 CONTROLLING DIMENSION INCH
 - 3 DIMENSION J MEASURED FROM DIMENSION A MAXIMUM
 - 4 DIMENSION B SHALL NOT VARY MORE THAN 0.25 0.010 IN ZONE B THIS ZONE CONTROLLED FOR AUTOMATIC HANDLING
 - 5 DIMENSION H APPLIES BETWEEN DIMENSION P AND I DIMENSION D APPLIES BETWEEN DIMENSION I AND K MINIMUM LEAD DIAMETER IS UNCONTROLLED IN DIMENSION P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.51	0.72	0.020	0.028
B	0.75	0.50	0.029	0.019
C	6.10	6.60	0.240	0.260
D	0.41	0.53	0.016	0.021
E	0.22	1.04	0.009	0.041
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	5.08 BSC	5.210 BSC	0.200 BSC	0.205 BSC
H	0.72	0.86	0.028	0.034
J	0.74	1.14	0.029	0.045
K	12.70	19.05	0.500	0.750
L	6.75	-	0.268	-
M	45 BSC	45 BSC	1.771 BSC	1.771 BSC
P	7.54	1.27	0.297	0.050
R	7.54	0.100	0.297	0.004

CASE 79-04
 TO-205A
 (TO-39)

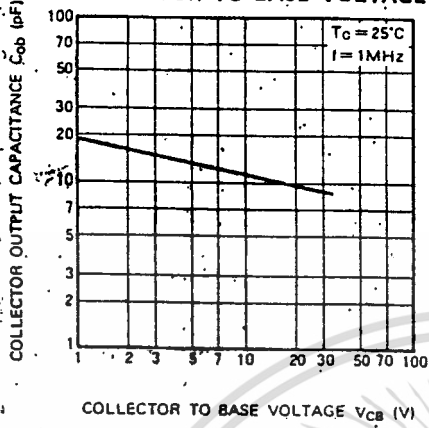
***MAXIMUM RATINGS**

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

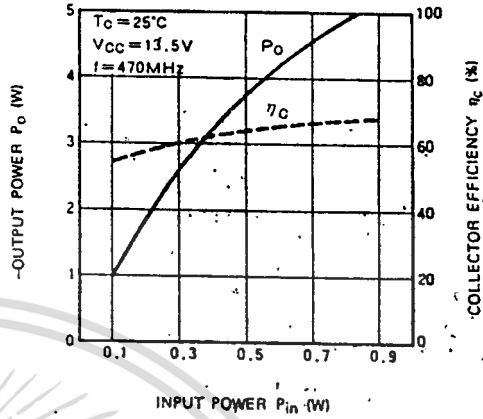
*Indicates JEDEC Registered Data

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

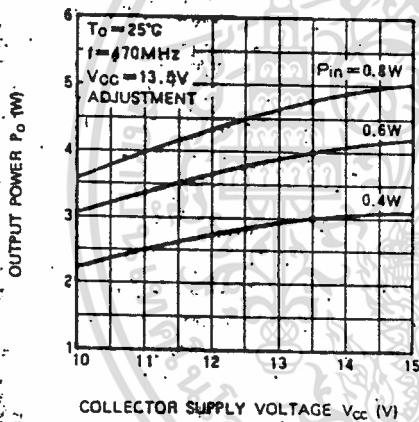
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

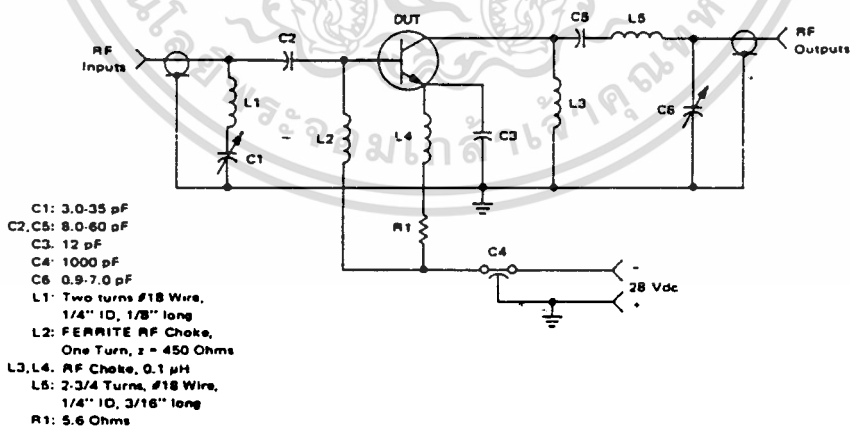
2N3866, 2N3866A

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

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

*Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 - 400 MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC



MOTOROLA RF-DEVICE DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3866, 2N3866A

FIGURE 2 - POWER OUTPUT versus FREQUENCY (Class C)

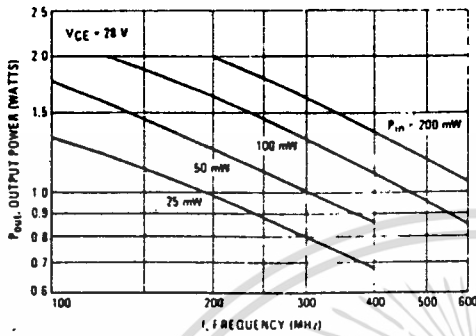


FIGURE 3 - CURRENT-GAIN - BANDWIDTH PRODUCT

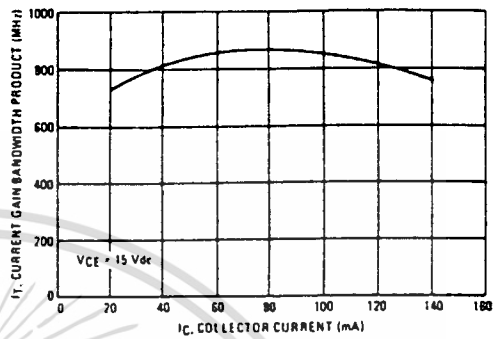


FIGURE 4 - COLLECTOR-BASE TIME CONSTANT

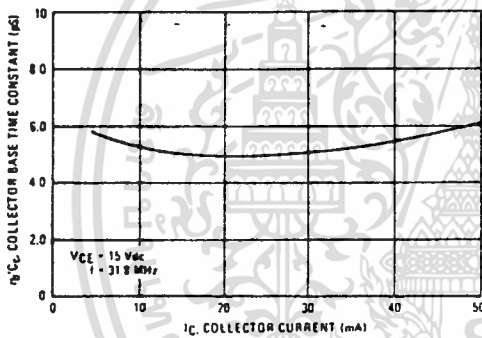


FIGURE 5 - OUTPUT CAPACITANCE

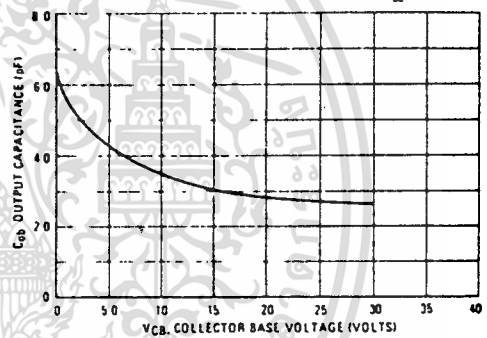


FIGURE 6 - OUTPUT POWER versus INPUT POWER (CLASS C)

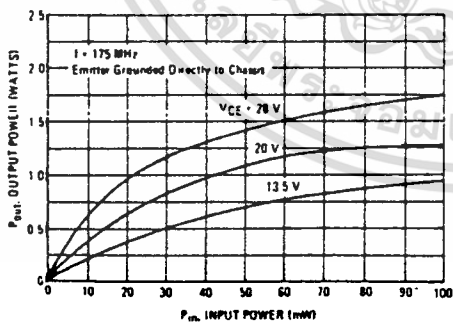
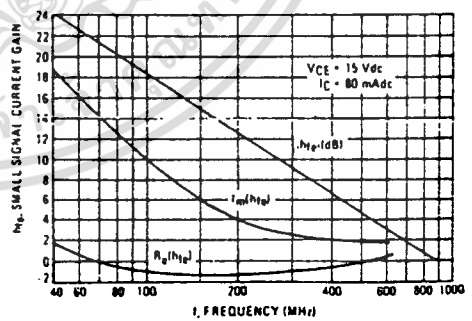


FIGURE 7 - SMALL-SIGNAL CURRENT GAIN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3866, 2N3866A

FIGURE 8 - LARGE-SIGNAL SERIES EQUIVALENT IMPEDANCES

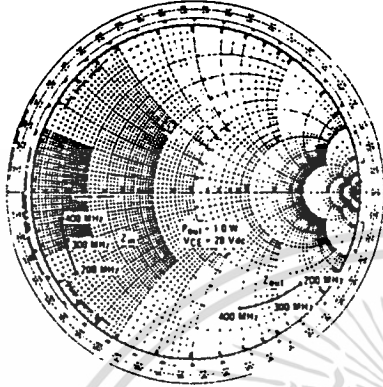


FIGURE 9 - S_{11} AND S_{22} versus FREQUENCY

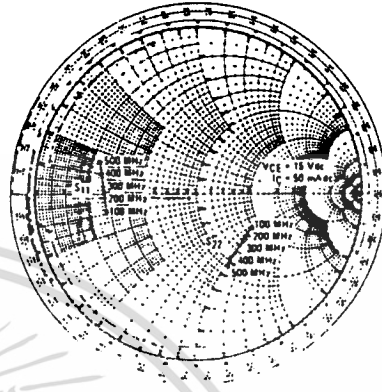


FIGURE 10 - S_{21} versus FREQUENCY

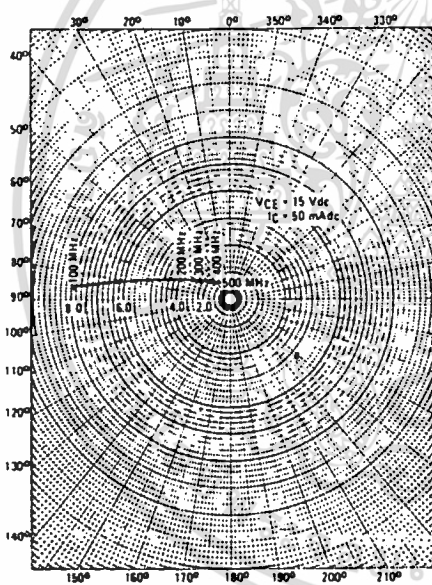
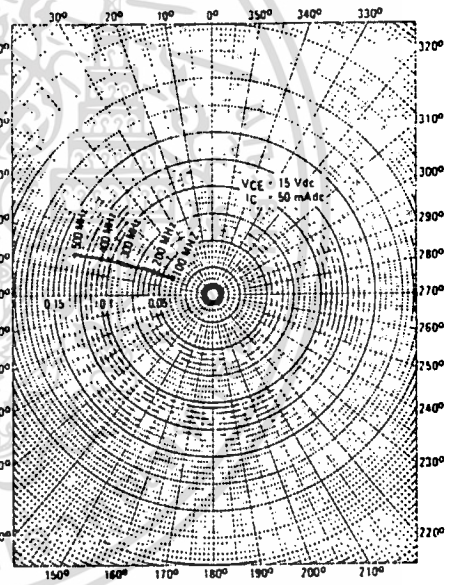


FIGURE 11 - S_{12} versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้