

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การส่งสัญญาณวิดีโอทางไกล

Video Telemetry System



โดย

นายเฉลิมชัย นุโนชา รหัส 39013152

นายสกล นนทนาคร รหัส 39013177

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. พลศาสตร์ เดิศจระเสวีรัฐ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....34021
วัน, เดือน, ปี..... 1 ต.ค. 2542

รายงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของวิชา Project 2 ของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประจำภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานเรื่อง การส่งสัญญาณวิดีโอทางไกล

Video Telemetry System

จัดทำโดย นายเฉลิมชัย นุโนชา รหัส 39013152

นายสกล นนทนาคร รหัส 39013177

อาจารย์ที่ปรึกษา อ. พลศาสตร์ เดิประเสริฐ



รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ P. Ph อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. พลศาสตร์ เดิประเสริฐ)

วันที่ 17/3/42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณอาจารย์พลศาสตร์ เลิศประเสริฐ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและเพื่อนร่วมงานทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้ความรู้ เพื่อเพิ่มพูนความรู้ทางวิชาการ เพื่อเขียนรายงาน ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวิชา Project 2 ผู้เขียนขอระลึกถึงพระคุณของครูบาอาจารย์ และผู้เขียนตำราทั้งหลาย ที่ได้ใช้อย่างอึงในการเขียนรายงานเล่มนี้ และใคร่ขออนุญาตไว้ ณ โอกาสนี้ ที่จะนำความรู้ที่ท่านได้ศึกษารวบรวมไว้มาเผยแพร่อีกต่อหนึ่ง

รายงานเล่มนี้สำเร็จเป็นรูปเล่มออกมาได้ ก็ด้วยความช่วยเหลือของอาจารย์ที่ปรึกษา คณาจารย์หลายๆ ท่าน อาทิ เช่น ศศ.ประภากร สุวรรณะ ซึ่งได้ให้คำแนะนำในการออกแบบวงจร พร้อมทั้งให้ยืมเครื่องมือวัดต่างๆ และเพื่อนๆ นักศึกษาหลายๆ ท่าน ที่ได้ให้คำแนะนำ ตรวจสอบ รวมทั้งชี้จุดบกพร่องต่างๆ ที่จะต้องแก้ไขให้ถูกต้อง ผู้เขียนใคร่ขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้

นายเฉลิมชัย นุโฆษา

(นายเฉลิมชัย นุโฆษา)

นายสกล นนทานคร

(นายสกล นนทานคร)

ผู้จัดทำ

วันที่ 17/3/42

การส่งสัญญาณวิดีโอทางไกล

นายเฉลิมชัย นุโนชา

นายตกล นนทนาคร

อาจารย์พลศาสตร์ เลิศประเสริฐ อาจารย์ที่ปรึกษา
ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการออกแบบการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านไปในตัวกลางอากาศ โดยใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณภาพจากกล้องถ่ายวิดีโอ แหล่งกำเนิดเสียงจากไมโครโฟนและอุปกรณ์ที่รับสัญญาณนี้คือเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งมีความถี่ใช้งานเท่ากับ 400 เมกกะเฮิร์ต การทดสอบการส่งและการรับสัญญาณภาพและเสียงโดยการใช้สัญญาณภาพและเสียงจากเครื่องถ่ายวิดีโอและไมโครโฟน โดยสัญญาณภาพและเสียงนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์และขยายสัญญาณให้แรงขึ้น ผลการทดลองสามารถส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านอากาศไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ได้

VIDEO TELEMETRY SYSTEM

Mr.CHALOEMCHAI NUNOCHA

Mr.SAKOL NONTANAKHON

Mr.POLSART LERTPRASERT (Advisor)

2nd SEMESTOR , EDUCATION YEAR 1998

ABSTRACT

This report presents the design of the video and audio signal transmission via space on frequency of 400 MHz (UHF). The test signals are video and audio signal from video camera and microphone. Which are modulated and amplified at sufficient strength. The experimental results are determined from TV receiver.

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 การส่งและการรับสัญญาณโทรทัศน	3
2.2 สถานีโทรทัศนจำเป็นต้องส่งสัญญาณอะไรบ้าง	5
2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้รีโซเนตลิก	7
2.4 การตอบสนองของควมถี่ของวงจรรขยาย	12
2.5 หลักการคำนวณหาค่าความถี่คัทออฟ	12
2.6 ความถี่คัทออฟของวงจรรขยายแบบต่างๆ	14
2.7 หลักการคำนวณหาค่าความถี่สูงคัทออฟ	17
2.8 วงจรรขยายแบบเลือกควมถี่	25
2.9 การขยายสัญญาณย่านควมถี่เสียง	31
2.10 การมอดูเลตแบบ AM	35
2.11 การมอดูเลตเชิงมุมเมื่อพิจารณาในอาณาจักกรของเวลา	39
2.12 การมอดูเลตเชิงมุมเมื่อพิจารณาในอาณาจักกรของควมถี่	44
2.13 การกระจายคลื่นโทรทัศน	47
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	56
3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์และคัทเพลลอร์	56
3.2 วงจรควมควมถี่จาก 100 MHz เป็น 200 MHz	58
3.3 วงจรควมควมถี่จาก 200 MHz เป็น 400 MHz	59
3.4 วงจร Frequency Modulator	61
3.5 การทำงานของเครื่องส่งโทรทัศน	61
3.6 การทำงานในส่วนของภาพ	64
3.7 การทำงานในส่วนของเสียง	65
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	68
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	75
ภาคผนวก	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

บ่อยครั้งที่ต้องพบกับปัญหาที่แก้ไม่ตกกับความยุ่งยากพัลวันของสายนำสัญญาณโคแอกเชียล เมื่อต้องทำการติดตั้งระบบวิดีโอวงจรปิด หรือโทรทัศน์วงจรปิด ไม่ว่าจะเป็นการจัดการประชุม หรือการแสดง ในห้องประชุมขนาดใหญ่ ซึ่งจำเป็นต้องใช้ระบบวงจรปิดเข้ามาช่วยเพื่อถ่ายทอดออกไปให้ผู้ที่อยู่ส่วนหลังของห้องสามารถรับชมได้ชัดเจนยิ่งขึ้น ถ้าอัตรการเดินสายก็ต้องปวกหัวกับสายที่ขาวและการเก็บสายให้รอดพ้นจากการเดินสะดุดของผู้คนที่เดินไปมาภายในงานทำให้เกิดความไม่สะดวกในการใช้งานและการติดตั้ง ยิ่งถ้ามีจำนวนเครื่องรับโทรทัศน์จำนวนมากเครื่องด้วยแล้ว จะทำให้สัญญาณจากตัวส่งไม่ว่าจะเป็นเครื่องเล่นวิดีโอหรือกล้องถ่ายวิดีโอ มีความแรงไม่พอที่จะจ่ายให้ทางเครื่องรับ ทำให้การรับ ไม่มีประสิทธิภาพดีเท่าที่ควร

ปัญหานี้จะเป็นเรื่องใหญ่ยิ่งขึ้นเมื่อต้องการถ่ายด้วยกล้องวิดีโอ แล้วส่งสัญญาณจากกล้องเข้าสู่ระบบวงจรปิดถ้าหากว่ากล้องวิดีโอตั้งอยู่กับที่ก็ยังไม่ค่อยลำบากเท่าไรนัก แต่ถ้าหากต้องการเปลี่ยนมุมมองกล้อง ต้องเดินไปแทบทั่วพื้นที่บริเวณที่มีการแสดงพร้อมกับมีสายสัญญาณขาวรุงรัง ถูกลากตามไปด้วย จะเกิดความไม่สะดวกเป็นอย่างมาก ซึ่งโครงการเกี่ยวกับเครื่องส่งสัญญาณวิดีโอระบบ UHF นี้สามารถแก้ปัญหาดังกล่าวข้างต้นได้ อีกอย่างหนึ่งที่น่าสนใจและมีประโยชน์อย่างมากก็คือ ใช้กล้องถ่ายวิดีโอประกอบกับเครื่องส่งที่ติดไปกับหุ่นยนต์ที่ใช้ในการสำรวจต่างๆ เช่น หุ่นยนต์สำรวจพื้นที่ที่มีสารเคมีหรือสำรวจทางเดิน เป็นต้น ซึ่งการสำรวจเหล่านี้เป็นจุดประสงค์ของโครงการนี้นั่นเอง

แนวคิดของวงจรเครื่องส่งโทรทัศน์

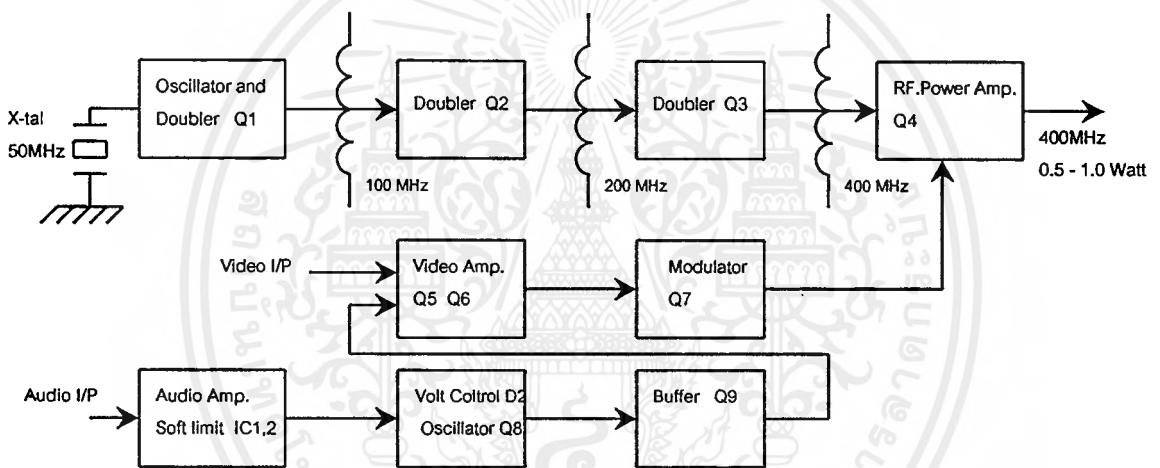
พิจารณาจากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งโทรทัศน์ ดังรูปที่ 1 อันเป็นบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งโทรทัศน์กำลังส่งประมาณ 0.5 - 1 วัตต์

การเริ่มต้นทำงานหากพิจารณาตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1 พบว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เป็นวงจรกำหนดค่าความถี่ของสถานีส่งทำงานเหมือนกับเครื่องส่งโดยทั่ว ๆ ไป คือเริ่มต้นผลิตความถี่ต่ำ ๆ ขึ้นมาก่อน แล้วค่อยทวีคูณความถี่ขึ้นมาด้วยระบบมัลติพลายความถี่เช่นเดียวกัน ตอนนี้วงจรออสซิลเลเตอร์อันประกอบด้วยคริสตอลอันเป็นตัวสำคัญของระบบออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำการผลิตความถี่ขึ้นมาประมาณ 100 เมกกะเฮิรตซ์ เราจะทำการจูนฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ ทั้งด้วยระบบจูนของวงจรจูนความถี่ก่อนส่งไปยังทรานซิสเตอร์ Q_2 ให้ทำการขยายและทวีคูณความถี่ขึ้นเป็นอีก 2 เท่า ทำให้ได้ความถี่เอาท์พุทออกมาเท่ากับ 200 เมกกะเฮิรตซ์ จนฮาร์โมนิกส์ครั้งที่สอง ก่อนส่งไปทวีคูณความถี่จาก 200 เมกกะเฮิรตซ์เป็น 400 เมกกะเฮิรตซ์ ด้วยการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_3 เมื่อมาถึงตรงนี้จะมียุสัญญาณที่มีความแรงอยู่ในช่วง 50 - 75 มิลลิวัตต์ ในขณะที่วงจรนี้มีทรานซิสเตอร์ Q_4 ทำหน้าที่เป็นตัวขับกำลังสุดท้ายของระบบเพื่อให้กำลังวัตต์ประมาณ 0.5 ถึง 1 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณภาพรวมทั้งหมดถูกส่งมาทางจุดอินพุทของระบบความถี่ที่เขียนว่า VIDEO IN ด้วยความแรงของสัญญาณประมาณ 1 โวลท์ พีค-ทู-พีค เพื่อส่งเข้าสู่วงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งตามบล็อกไดอะแกรมระบุไว้ว่า ทำงานด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 ก่อนส่งไปยังทรานซิสเตอร์ Q_7 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ที่เรียกทับศัพท์กันว่า มอดูเลเตอร์

สัญญาณเสียงจะส่งเข้ามาทางจุดที่เขียนไว้ว่า AUDIO IN เพื่อส่งเข้าสู่วงจรมอดูเลเตอร์ที่ทำงานด้วย IC₁ ก่อนส่งไปผสมเข้ากับซันด์แครี่เรียร์ของระบบเสียง ซึ่งถ้าอยู่ในระบบ NTSC ความถี่ซันด์แครี่เรียร์จะมีความถี่ 4.5 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานของอเมริกา ในขณะที่มาตรฐานยุโรปและประเทศไทยใช้ความถี่ซันด์แครี่เรียร์ที่ความถี่ 5.5 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นระบบ PAL เราจะแยกสัญญาณเสียงที่ผสมแล้วนี้ (ในระบบเอฟเอ็ม) ไปรวมเข้ากับสัญญาณภาพรวมในวงจรวีดีโอแอมป์ ก่อนที่จะนำสัญญาณสำเร็จรูปดังกล่าวนี้ไปผสมกับความถี่ช่วงต่อไป ในส่วนของเอาท์พุทจะมีวงจรวอร์มอัพฟิลเตอร์ และวงจรมอดูเลเตอร์ระบบสายอากาศ ก่อนส่งไปยังสายอากาศอันเป็นขั้นตอนสุดท้าย



รูปที่ 1 Block diagram ของเครื่องส่งสัญญาณวิทยุไอ

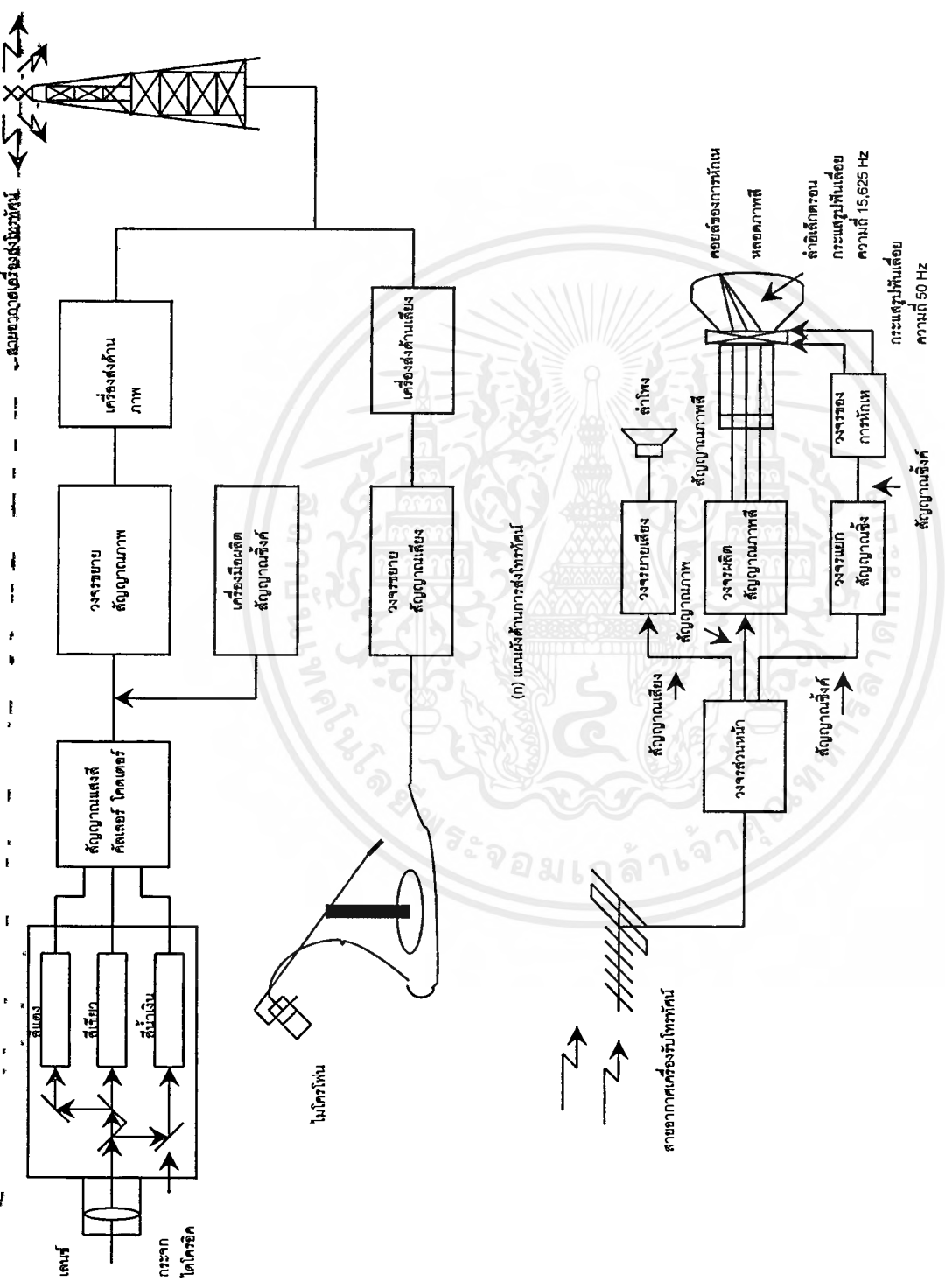
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การส่งและการรับสัญญาณโทรทัศน์

โทรทัศน์ระบบต่าง ๆ มีหลักการส่งและหลักการรับโทรทัศน์คล้ายคลึงกับหลักการส่งและหลักการรับโทรทัศน์ขาวดำ กล่าวคือ แทนที่เครื่องส่งโทรทัศน์จะส่งสัญญาณภาพขาวดำไปให้เครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องส่งโทรทัศน์สี ก็จะส่งสัญญาณภาพสีไปแทน ภาพสีของเครื่องส่งโทรทัศน์สี ประกอบด้วยภาพจากสัญญาณของแสงสีแดง-แสงสีเขียว-แสงสีน้ำเงิน เมื่อเครื่องรับโทรทัศน์สีได้รับสัญญาณภาพสีนี้แล้วจะทำให้มีภาพสีปรากฏบนจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์สีขึ้น ภาพที่มองเห็นนี้ จะละเอียดหรือหยาบ ขึ้นอยู่กับสิ่งที่เกี่ยวข้องกับหลายอย่าง สิ่งที่สำคัญก็คือ จำนวนจุดดำหรือจุดสีเล็ก ๆ ที่เป็นส่วนประกอบของภาพ ซึ่งมีชื่อเรียกว่า picture element ภาพเหล่านี้จะประกอบขึ้นด้วยจุดดำหรือจุดสีเล็ก ๆ เป็นจำนวนมาก ซึ่งมีทั้งส่วนที่ดำสนิทและส่วนที่ดำจาง หรือส่วนที่มีสีเข้มกับส่วนที่มีสีจาง ขนาดของจุดดำหรือจุดสีในภาพที่มีดำสนิทหรือมีสีเข้ม จะมองเห็นใหญ่กว่าขนาดของจุดดำหรือจุดสีในส่วนของภาพสีจาง จำนวนของจุดดำหรือจุดสีที่มีมากหรือน้อยนี้ จะมีผลทำให้ภาพมองดูละเอียดชัดเจนหรือหยาบแตกต่างกัน ในการนี้ ระยะทางที่มองดูภาพก็เข้ามามีส่วนเกี่ยวข้องอยู่ไม่น้อย ภาพที่หยาบ แต่ถ้ามองดูในระยะทางที่ไกลเกินกว่าระยะทางที่ชมมองดูภาพละเอียด ก็จะมีผลทำให้ภาพมองดูได้เหมือนกัน จุดเล็ก ๆ ซึ่งเป็นส่วนประกอบของภาพนี้จะมีวิธีการทางไฟฟ้าทำให้เกิดเป็นสัญญาณภาพ ซึ่งเครื่องส่งโทรทัศน์จะนำออกอากาศ และทำให้เกิดภาพบนจอหลอดภาพในเครื่องรับโทรทัศน์

สำหรับการส่งและการรับโทรทัศน์สีในทางปฏิบัติ เครื่องส่งโทรทัศน์สีและเครื่องรับโทรทัศน์สี จะต้องมีการพิเศษเพื่อทำการส่งสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง (luminance signal) ประปนไปกับสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสี(chrominance signal) ดังรูปที่ 2.1 แผนผังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 (a) เป็นแผนผังในด้านของการส่งโทรทัศน์โดยกล้องโทรทัศน์ที่ใช้ในห้องส่งโทรทัศน์ จะมีเลนซ์และกระจกไดโครอิก (dichroic) ทำการแยกภาพสีให้ปรากฏออกมาในรูปของสัญญาณ แสงสีแดง-แสงสีเขียว-แสงสีน้ำเงินแสงสีทั้งสามนี้จะส่งผ่านคัลเลอร์โค้ดเดอร์ (color coder) ซึ่งจะช่วยให้เกิดสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีปะปนไปกับสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ หรือสัญญาณส่องสว่าง เป็นสัญญาณภาพรวมตามแต่ระบบของโทรทัศน์สีที่ใช้เมื่อได้เติมสัญญาณซิงค์เพื่อส่งสัญญาณภาพสีไปในจังหวะของสัญญาณที่เหมาะสมแล้ว สัญญาณภาพรวมก็จะส่งผ่านวงจรขยายกำลังสัญญาณภาพ (video amplifier) และผ่านวงจรต่าง ๆ ในเครื่องส่งโทรทัศน์ด้านภาพ ซึ่งเมื่อได้นำมารวมกับสัญญาณเสียงที่ผ่านเครื่องส่งโทรทัศน์ด้านเสียงแล้ว ก็จะเป็นสัญญาณโทรทัศน์สี ซึ่งพร้อมที่จะนำออกอากาศ สายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์สีก็จะรับเอาสัญญาณโทรทัศน์สีที่ส่งมานี้มาทำให้เกิดเสียงและภาพสีทางเครื่องรับโทรทัศน์สีต่อไป แผนผังในรูปที่ 2.1 (b) เป็นแผนผังในด้านของการรับ



(ก) แผนผังด้านการส่งโทรทัศน์

(ข) แผนผังด้านการรับโทรทัศน์

รูปที่ 2.1 แสดงระบบการส่งและการรับโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โทรทัศน์สี สัญญาณโทรทัศน์ที่สายอากาศโทรทัศน์สีรับได้ก็จะผ่านวงจรส่วนหน้า (turner or front end) ซึ่งจะแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณภาพรวม เพื่อทำให้เกิดเสียงที่ลำโพงเครื่องรับโทรทัศน์ สำหรับสัญญาณภาพรวมก็จะแยกเป็นส่วนหนึ่งของสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่าง และสัญญาณโทรทัศน์ที่ให้ภาพสีสัญญาณโทรทัศน์ส่วนที่ให้ภาพสีจะผ่านวงจรผลิตสัญญาณภาพสี (color regenerating circuit) เพื่อแยกออกเป็นสัญญาณแสงสีแดง-แสงสีเขียว-แสงสีน้ำเงิน เพื่อส่งต่อไปให้แคโทดของหลอดภาพโทรทัศน์ ส่วนสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำหรือสัญญาณส่องสว่างนั้นก็จะผ่านวงจรต่าง ๆ ส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรเครื่องรับโทรทัศน์เหล่านี้ จะช่วยทำให้เกิดเป็นภาพสีขึ้นที่จอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ตามต้องการ การส่งภาพสีนั้นก็มีวิธีการเช่นเดียวกับการส่งภาพขาวดำ กล่าวคือ กล้องในห้องส่งโทรทัศน์ จะต้องมีการสะแกนภาพที่ต้องการส่งไปที่ละเส้นทีละภาพ โดยจะต้องใช้สัญญาณซิงค์เพื่อทำให้เกิดการสะแกนทางกล้องโทรทัศน์ในห้องส่งกับการสะแกนทางจอหลอดภาพของเครื่องรับโทรทัศน์เป็นไปในจังหวะเดียวกัน

2.2 สถานีโทรทัศน์จำเป็นต้องส่งสัญญาณอะไรบ้าง ?

เพื่อทำให้เกิดผลสมความมุ่งหมาย สถานีโทรทัศน์ที่ส่งภาพขาวดำ จำเป็นต้องส่งสัญญาณหลายอย่าง คือ

- สัญญาณเสียง
- สัญญาณภาพ
- สัญญาณแบล็งค์กึ่ง
- สัญญาณอ็ควัลไลซิ่ง

สัญญาณเสียงมีคลื่นพาห้ของตัวเองโดยเฉพาะ ส่วนสัญญาณภาพและสัญญาณอื่น ๆ นั้น จะรวมเป็นรูปร่างอันเดียวกัน ซึ่งเรียกว่า สัญญาณภาพรวม แล้วใช้คลื่นพาห้ของภาพเป็นตัวพาออกอากาศรวมกับคลื่นพาห้ของเสียงไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ เหตุผลและความจำเป็นในการใช้สัญญาณต่าง ๆ มีดังนี้

ก) สัญญาณภาพ และ สัญญาณเสียง เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อทำให้เกิดภาพและเสียงทางเครื่องรับโทรทัศน์ตามความต้องการ

ข) สัญญาณแบล็งค์กึ่ง เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อลบเส้นสะแกนสะบัดกลับทั้งในแนวนอนและในแนวตั้ง เพื่อมิให้สังเกตเห็นได้ชัดทางจอหลอดภาพ สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกัน วงจรของการหักเหทางแนวนอนมีความถี่ 15,750 เฮิรตซ์ ฉะนั้น ในระยะเวลา 1/15,750 วินาที หรือ 63.5 ไมโครวินาทีที่จะต้องเกิดเส้นสะแกนสะบัดกลับครั้งหนึ่ง จึงต้องใช้แบล็งค์กึ่งพัลซ์ทางแนวนอนหนึ่งครั้ง โดยมีขนาดประมาณ 10 ไมโครวินาที ในทำนองเดียวกัน ทุก ๆ ระยะเวลา 1/60 วินาที หรือ 16,667 ไมโครวินาที ก็ต้องใช้แบล็งค์กึ่งพัลซ์ทางแนวตั้งครั้งหนึ่ง โดยมีขนาดประมาณ 1,250 ไมโครวินาที

ค) สัญญาณซิงค์ เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อช่วยให้วงจรของการหักเหทางแนวนอน และวงจรถองการหักเหทางแนวตั้งในเครื่องส่งกับเครื่องรับโทรทัศน์มีความถี่ตรงกันตลอดเวลา สัญญาณซิงค์ทางแนวนอนมีความถี่ 15,750 เฮิรตซ์ ซึ่งเท่ากับความถี่ของวงจรถองการหักเหทางแนวนอน และสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งมีความถี่ 60 เฮิรตซ์ ซึ่งจะเท่ากับความถี่ของวงจรถองการหักเหทางแนวตั้งเหมือนกัน เนื่องจากว่าความถี่ของสัญญาณซิงค์มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณแบล็งค์กึ่งพอดี จึงจำเป็นต้องป้องกันการรบกวนที่อาจเกิดขึ้น โดยจำเป็นต้องกำหนดขนาดของซิงค์พัลส์ให้น้อยกว่าขนาดของแบล็งค์กึ่งพัลส์ กล่าวคือ ทำให้ซิงค์พัลส์ทางแนวนอนมีขนาดเพียง 5 ไมโครวินาที และซิงค์พัลส์ทางแนวตั้งมีขนาดเพียง 190 ไมโครวินาทีเท่านั้น นอกจากนี้ยังใช้วิธีส่งซิงค์พัลส์เหล่านี้ไปกับแบล็งค์กึ่งพัลส์อีกด้วย โดยให้ฐานของซิงค์พัลส์อยู่ทับขอบบนของแบล็งค์กึ่งพัลส์อีกชั้นหนึ่งเมื่อจัดขอบเขตความต่างศักย์ให้ระดับสูงสุดของแบล็งค์กึ่งพัลส์เป็นระดับตำมิตจนมองไม่เห็นแล้ว ระดับของซิงค์พัลส์ที่อยู่บนยอดสูงสุดของแบล็งค์กึ่งพัลส์ ก็จะเป็นระดับตำมิตสนิท และไม่ทำให้เกิดการรบกวนภาพที่จอหลอดภาพแต่อย่างใด

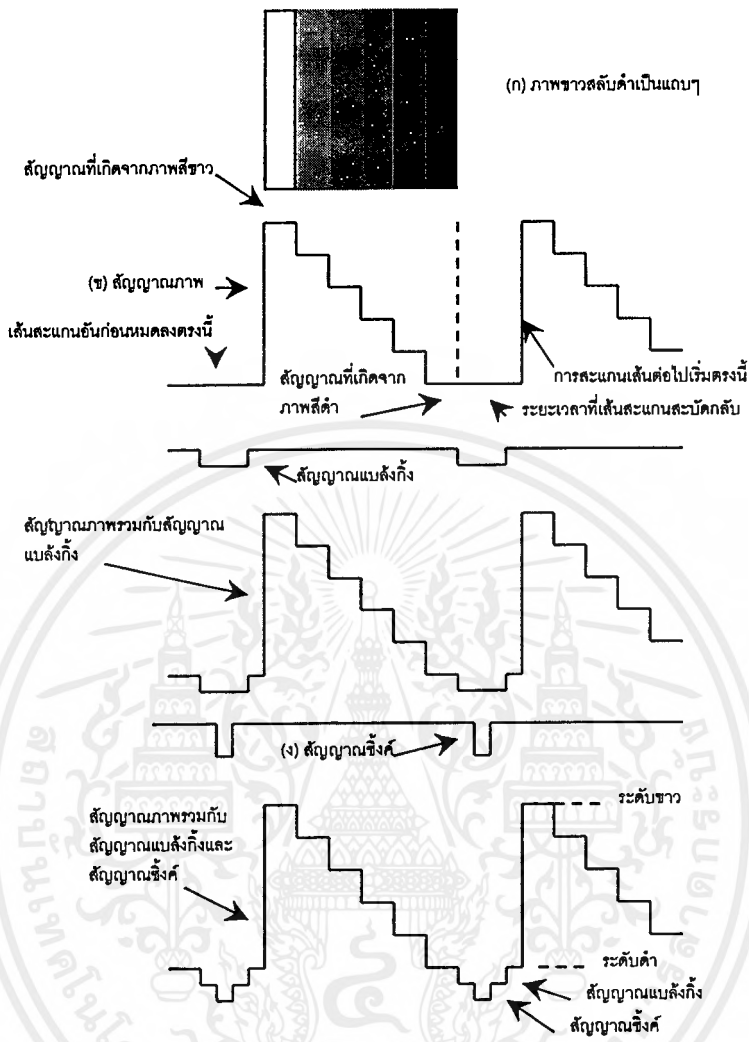
ง) สัญญาณอิคิวไลซิง เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อช่วยให้สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง ยังคงมีรูปร่างที่เหมือนเดิม หลังจากแยกออกมาจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนแล้ว นอกจากนี้ยังช่วยทำให้การสะแกนแบบไขว้กันเป็นไปโดยเรียบร้อยสม่ำเสมอ รวมทั้งสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนก็ไม่ขาดหายไปในช่วงเวลาของสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งอีกด้วย ขนาดของพัลส์ที่กล่าวถึงนี้จะเท่ากับสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง หรือ 190 ไมโครวินาที หรือประมาณสามเท่าของขนาดสัญญาณซิงค์ทางแนวนอน และยังมีแบ่งพัลส์นี้ออกเป็นหกพัลส์เล็ก ๆ ทั่วกันเพื่อทำให้เกิดสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนครั้งหนึ่งในทุก ๆ สองครั้งที่มีพัลส์เล็ก ๆ นี้ นอกจากนี้ยังมีแบ่งสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งออกเป็นพัลส์เล็ก ๆ เช่นเดียวกัน

สัญญาณโทรทัศน์ ที่มีสัญญาณภาพรวมกับสัญญาณอื่น ๆ หลายอย่าง มีชื่อเรียกว่า สัญญาณภาพรวม

รูปที่ 2.2 แสดงภาพขาวสลับดำ ซึ่งเริ่มจากสีขาว สีส้มจาง ๆ และสีตำสนิทเป็นแถบ ๆ กล้องโทรทัศน์จะเปลี่ยนภาพนี้ให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ซึ่งเมื่อรวมกับสัญญาณแบล็งค์กึ่ง และสัญญาณซิงค์แล้ว ก็จะได้สัญญาณภาพรวมตามที่แสดงไว้ ภาพแต่ละชนิดจะให้สัญญาณทางไฟฟ้าที่มีความถี่สูงต่ำแตกต่างกัน สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกัน ความถี่สูงสุดของภาพไม่ควรเกิน 4 เมกกะเฮิรตซ์ และสำหรับโทรทัศน์ระบบยุโรป ความถี่สูงสุดนี้จะไม่เกิน 5 เมกกะเฮิรตซ์ ในเรื่องนี้ ภาพที่เกิดจากสัญญาณโทรทัศน์ที่มีความถี่สูงย่อมละเอียดกว่า หรือมีจำนวนจุดตำมิตเป็นส่วนประกอบของภาพมากกว่าภาพที่เกิดจากสัญญาณโทรทัศน์ที่มีความถี่ต่ำ

เมื่อเครื่องรับโทรทัศน์รับเอาสัญญาณโทรทัศน์มาได้แล้ว ก็จะมีการแยกเอาสัญญาณต่าง ๆ ตามที่กล่าวถึงนี้ไปให้วงจรซึ่งทำหน้าที่ต่าง ๆ กัน เพื่อทำให้เกิดภาพและเสียงตามความต้องการ สัญญาณเสียงก็จะผ่านไปยังวงจรเสียง สัญญาณภาพและสัญญาณแบล็งค์กึ่งก็จะตรงไปยังแคโทด หรือกริดของหลอดภาพ ส่วนสัญญาณซิงค์นั้นเมื่อแยกออกจากสัญญาณภาพรวม

แล้ว ก็จะไปยังวงจรแยกซิงค์ วงจรของการหักเหทางแวนอน และวงจรของการหักเหทางแนวตั้ง



รูปที่ 2.2 รูปร่างของสัญญาณโทรทัศน์ที่เกิดจากภาพขาวสลับดำเป็นแถบๆ

2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก

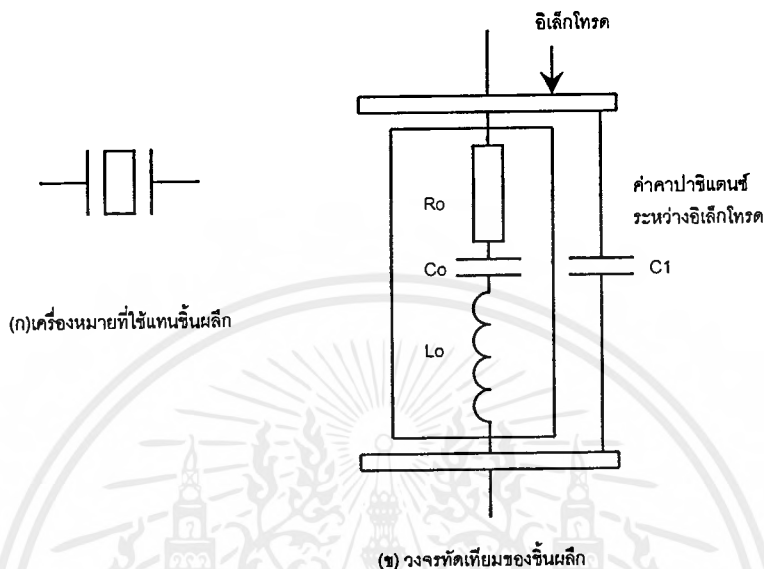
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึกอาศัยการสั่นของชิ้นผลึกแทนการใช้อุปกรณ์ที่นำมากำเนิดความถี่ และเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงมาก.

จากการศึกษาที่ผ่านมา ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ LC จะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อค่า 컷กตา อนุหภูมิไหลต และอื่น ๆ เปลี่ยนแปลงไป การทำให้วงจร LC มีเสถียรภาพดีทำได้ยาก โดยเหตุนี้ภาคต่าง ๆ ในเครื่องรับวิทยุที่ต้องการความแม่นยำ และเสถียรภาพของความถี่มาก ๆ หรือด้านเครื่องส่งก็ตาม มักจะเลือกใช่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึกเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ทั้งสิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ชั้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

ชั้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่เป็นแบบควอartz piezoอิเล็กทริก (quartz piezoelectric) การสั่นไหวของมันจะทำให้เกิดความถี่ขึ้น โดยอาศัยคุณสมบัติของสาร piezoอิเล็กทริก สัญลักษณ์ของชั้นผลึกจะเป็นดังรูปที่ 2.3 (ก)



รูปที่ 2.3 ชั้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

ปรากฏการณ์ของ piezoอิเล็กทริกถูกค้นพบโดยสองพี่น้อง J. Curie และ P. Curie ในปี 1880 โดยทำการป้อนแรงจากภายนอกเข้าที่ด้านทั้งสองของวงจรมี piezoอิเล็กทริกแล้วจะได้ประจุไฟฟ้าทั้งประจุบวกและประจุลบออกเป็นสัดส่วนตรงกับแรงภายนอกที่ป้อนเข้าไปในทางกลับกัน เมื่อทำการป้อนศักดาเข้าทั้งสองข้างของชั้นผลึก ชั้นผลึกจะเกิดการยืดหรือหดตัวโดยมีขนาดของแรงเครียด (strain) เป็นสัดส่วนตรงกับศักดาที่ป้อนเข้าไป

โดยอาศัยคุณสมบัติของชั้นผลึกที่มีความยืดหยุ่นได้นี้ ถ้าป้อนแรงกดดันทันทีทันใดให้กับชั้นผลึก แล้วเอาแรงกดดันนี้ออกไป ชั้นผลึกจะเริ่มเกิดการสั่นตามคุณสมบัติความถี่ของมัน ในลักษณะกลับไปกลับมา (บวกและลบ) การสั่นนี้จะทำให้เกิดศักดาบวกและลบขึ้นเป็นสัดส่วนตรงกับความแรงของการไหวตัว และเกิดขึ้นทั้งสองข้างของชั้นผลึก นั่นคือศักดาไฟสลบซึ่งมีความถี่เท่ากับคุณสมบัติด้านความถี่ของชั้นผลึก

ต่อไปเมื่อป้อนศักดาสัญญาณที่มีความถี่สอดคล้องกับคุณสมบัติด้านความถี่ของชั้นผลึกเข้าไปให้ชั้นผลึก จะทำให้ชั้นผลึกเกิดการกำรต้านทางกลและการสั่นจะเกิดขึ้นสูงสุด ที่จุดนี้ค่าศักดาที่ได้จากชั้นผลึกจะมีค่ามากที่สุด และกระแสที่ไหลเข้าชั้นผลึกจากแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่สูงก็จะมีค่ามากที่สุดด้วย เนื่องจากกระแสของวงจรมีขึ้นอย่างทันทีทันใดที่

ความถี่ที่กำหนดซึ่งลักษณะของวงจรจะเหมือนกับวงจรกำรแบบอนุกรม ดังนั้นวงจรที่เทียบทางต้านไฟฟ้าของชั้นผลึกจะเป็นดังรูปที่ 2.3 (ข)

เมื่อค่าคงที่ทางไฟฟ้าของวงจรของชั้นส่วนผลึกส่วนที่เป็นตัวกำรคือ R_0 , C_0 , และ L_0 สมมติให้มีค่าเป็น $R_0 = 160$ โอห์ม, $C_0 = 2.76 \times 10^{-2}$ pF และ $L_0 = 0.102$ H ค่าของความถี่ที่กำร f_s และค่า Q จะหาได้เป็น (C_1 ในรูปที่ 2.3 เป็นค่าความจุที่เกิดจากแผ่นอิเล็กโทรดภายในจะยังไม่สนใจในขณะนี้)

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{0.102 \times 2.76 \times 10^{-14}}} \quad 3.0 \text{ MHz}$$

$$Q = \frac{W_s L_0}{r} = \frac{2\pi \times 3 \times 10^8 \times 0.102}{160} = 12000$$

จากตัวอย่างนี้จะเห็นว่าค่า Q มีค่าสูงถึง 12000 ซึ่งวงจร LC จะไม่มีทางทำได้สูงถึงขนาดนี้ โดยทั่ว ๆ ไป ส่วนกำรของชั้นผลึกจะมีค่า Q ประมาณ 10^4 ถึง 10^6

เมื่อชั้นผลึกเกิดการกำรที่ความถี่ที่ถูกต้อง f_s แล้ว วงจรกำรแบบอนุกรมของชั้นผลึกจะมีผลเป็นอิมพีแดนซ์ของความจุที่ความถี่ต่ำกว่า f_s และจะเป็นอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงกว่ามาก ค่ารีแอกแตนซ์ของความเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ C_1 จะประกอบกันขึ้นเป็นวงจรกำรแบบขนาน โดยกำรที่ความถี่ f_p ที่จุดนี้อิมพีแดนซ์ของวงจรจะเป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำคือ $\pm \infty$ ค่า f_p สามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_0}{C_1}}$$

ถ้าให้ $C_1 = 10$ pF ในตัวอย่างที่ผ่านมา f_p จะเป็น

$$f_p = 3 \sqrt{1 + \frac{2.76 \times 10^{-2}}{10}} = 3.004 \text{ MHz}$$

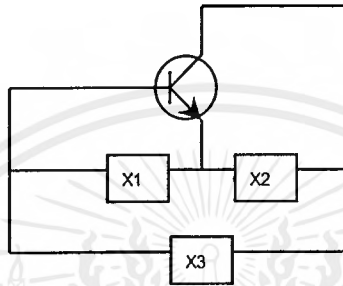
จากตัวอย่างที่ยกมานี้ จะเห็นว่าระยะห่างระหว่าง f_s และ f_p จะแคบมากเป็นพิเศษ (3.000 MHz กับ 3.004 MHz) และส่วนกำรของชั้นผลึกจะเป็นความเหนี่ยวนำเมื่อความถี่เหนือช่วงนี้ขึ้นไป เมื่ออุปกรณ์ประเภทความเหนี่ยวนำที่ต่อกันแบบสามจุดถูกแทนด้วยชั้นผลึกวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จะมีเสถียรภาพทางความถี่สูงมาก ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องจากชั้นผลึกนี้มี

การสั่นไหวแบบทางกล ดังนั้นมันจึงไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิโดยทั่วไปของชิ้นผลึกจะประมาณ 10^{-6} °C หรือน้อยกว่า

2. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก

ตามรูปที่ 2.4 ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่อกันสามจุด ค่ารีแอคแตนซ์ทั้งสามตัวจะถูกแทนด้วยชิ้นผลึกได้โดยอาศัยหลักการเบื้องต้นดังตารางที่ 2.1

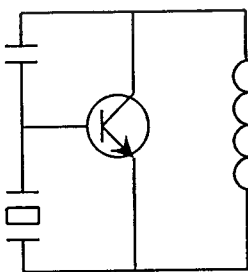
วงจรพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ ชิ้นผลึก จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งได้มาจากหลักการในตารางที่ 2.1



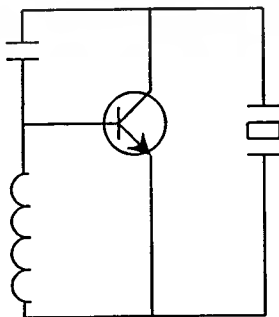
รูปที่ 2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่อกันสามจุด

ตารางที่ 2.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอาศัยชิ้นผลึก

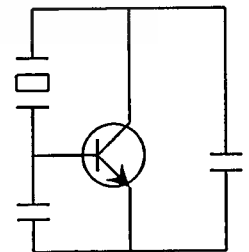
	X1	X2	X3	
ชนิดฮาร์ตเลย์				วงจร Pierce BE
ชนิดฮาร์ตเลย์				
ชนิดคอลพิทท์				วงจร Pierce CB



(ก) แบบฮาร์ตเลย์ หรือ Pierce BE oscillator circuit



(ข) Hartley

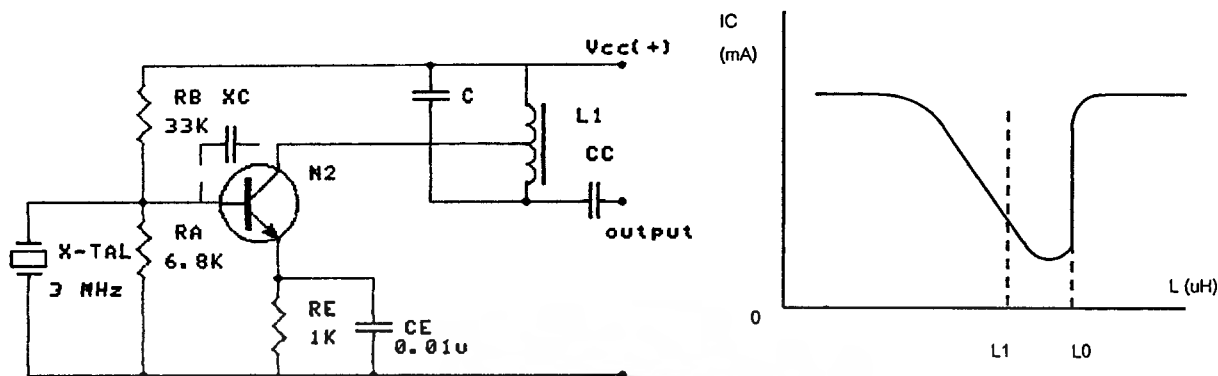


(ค) แบบ Colpitts หรือ Pierce CB oscillator circuit

รูปที่ 2.5 วงจรพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามวงจรของรูปที่ 2.5 สามารถใช้ฟลัทแทนทรานซิสเตอร์ได้เลย โดยไม่ต้องเปลี่ยนรูปแบบของวงจร แต่ควรจะศึกษาถึงวงจรทางด้านปฏิบัติเสียก่อน เพื่อความเข้าใจได้ดียิ่งขึ้น



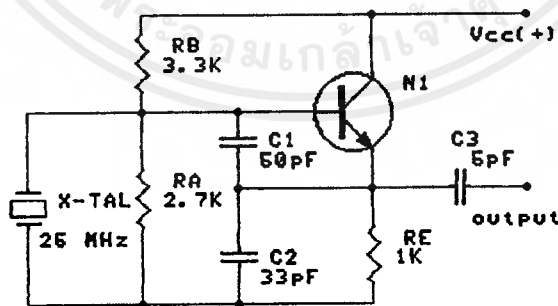
(ก) วงจรออสซิลเลเตอร์

(ข) การเลือกค่าความถี่โดยใช้ L

รูปที่ 2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ตเลย์

รูปที่ 2.6 เป็นวงจรแบบฮาร์ตเลย์ที่ใช้งานจริง โดยมีค่าความจุภายในเป็น X3 ของวงจร LC แบบขนานเป็น X_2 ค่ารีแอคแตนซ์ของมันจะเป็นแบบความเหนี่ยวนำตามรูปที่ 2.6 (ก) ส่วนรูปที่ 2.6 (ข) แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_C เมื่อ L ถูกปรับค่าไป เมื่อค่ากระแส I_C มีค่าต่ำสุด การออสซิลเลทก็จะมีค่าสูงสุดที่จุดกำหนด L_0 แต่ที่จุดนี้การทำงานจะยังไม่ดี มีเสถียรภาพดีพอ จุดที่ดีที่สุดควรจะเป็นที่ L_1 ซึ่งเป็นจุดที่ L จะเริ่มมีค่าความเหนี่ยวนำ

รูปที่ 2.7 เป็นวงจรคอลเลคเตอร์ร่วมแบบไม่เลือกความถี่ ซึ่งคัดแปลงมาจากวงจรคอลพิทท์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรแบบไม่ใช้อุปกรณ์เลือกความถี่

2.4 การตอบสนองความถี่ของวงจรมาย

การตอบสนองความถี่ (Frequency Response) เป็นคุณสมบัติที่สำคัญมากที่สุดสิ่งหนึ่งของวงจร ในการวิเคราะห์การตอบสนองความถี่เบื้องต้น เราจะให้ความสนใจกับค่าความถี่คัทออฟเป็นพิเศษ

ความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) นิยามโดยค่าความถี่ที่ทำให้กำลังที่ทางออกหรืออัตราขยายกำลัง มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังไฟฟ้าหรืออัตราขยายกำลังที่ความถี่ปานกลาง (Midband Frequency) ความถี่คัทออฟจะมี 2 ค่า คือ

- ความถี่ต่ำคัทออฟ

(Low Frequency or Lower Frequency Cut off) : F_{CL}

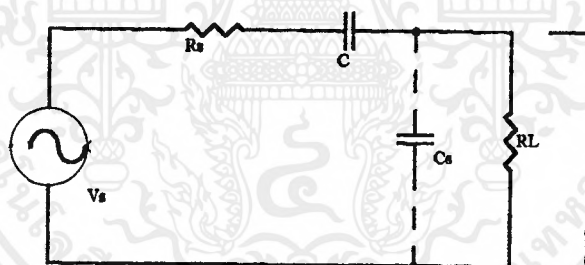
- ความถี่สูงคัทออฟ

(High Frequency or Upper Frequency Cut off) : F_{CH}

ความถี่ที่อยู่ระหว่าง F_{CL} และ F_{CH} คือ แถบความถี่ที่วงจรจะสามารถนำไป

ใช้ประโยชน์ได้ (Usable Bandwidth) : BW

2.5 หลักการคำนวณหาค่าความถี่ต่ำคัทออฟ



รูปที่ 2.8

วงจรในรูปที่ 2.8 เป็นวงจรเสมือนทั่วไปของการส่งพลังงานจากแหล่งกำเนิด V_s ไปยังโหลด R_L ตัวเก็บประจุ C ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมต่อ (Coupling), C_s เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากสายส่ง ในวงจรโดยทั่วไป C จะมีค่าสูง เพื่อให้ความถี่ต่ำผ่านไปได้โดยสะดวก และ C_s จะมีค่าต่ำกว่า C มาก

จากการที่ $C_s \ll C$ วงจรในรูป 2.8 จะมีค่าฟังก์ชันโอนย้ายเป็น

$$A_v(s) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{S \frac{R_L}{R_L + R_s} \cdot \frac{1}{R_{Cq} C_s}}{(S + \frac{1}{C(R_L + R_s)}) (S + \frac{1}{R_{Cq} C_s})} \quad (1)$$

ซึ่ง $C \gg C_s$

หรือเขียนในรูปทั่วไปได้เป็น

$$A_v(S) = \frac{S A_{v(MID)} W_{CH}}{(S + W_{CL}) (S + W_{CH})} \quad (2)$$

และ $W_{CH} \gg W_{CL}$

ที่ความถี่ต่ำ $W \ll W_{CH}$ สมการ (2) จะเขียนได้เป็น

$$A_v(S)_{W \ll W_{CH}} = \frac{S A_{v(MID)}}{S + W_{CL}} \quad (3)$$

ซึ่งจะเป็นรูปทั่วไปของความถี่ต่ำคัทออฟ หรือโพลของความถี่สูง W_{CH} ไม่มีผลต่อวงจรเลย

ที่ความถี่ต่ำ เห็นได้อย่างชัดเจนว่า C_s ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดความถี่สูงคัทออฟ จะมีอิมพีแดนซ์สูงมาก ดังนั้น ...

ในการพิจารณาคความถี่ต่ำคัทออฟ C ทุกตัวที่ทำให้เกิดความถี่สูงคัทออฟ จะถูกพิจารณาเป็น " เบ็ดวงจร " หรือ $C = 0$

ในวงจรมักจะมี C มากกว่า 1 ตัว ในกรณีของวงจรที่มี C 2 ตัว เราอาจจะคำนวณค่าความถี่คัทออฟได้ดังนี้

การที่วงจรมี C 2 ตัว ฟังก์ชันโอนย้ายก็จะมี ซีโร่ และ โพล อย่างละ 2 ตัว ซึ่งจะมีฟังก์ชันโอนย้ายในรูปทั่วไปเป็น

$$H(s) = \frac{(S + W_{Z1})(S + W_{Z2})}{(S + W_{P1})(S + W_{P2})} \quad (4)$$

สมการ (4) คือสมการที่อยู่ในรูปของนอร์มอลไลซ์ (Normalize) โดยนิยามของความถี่คัทออฟ จะได้ว่า

$$\left| \left| \frac{H(s)}{w = w_c} \right| \right|^2 = \frac{1}{2} \quad (5)$$

จากสมการ (4) และ (5) จะได้

$$H(s)_{W_{CL}} = \frac{(W_{CL}^2 + W_{Z1}^2)(W_{CL}^2 + W_{Z2}^2)}{(W_{CL}^2 + W_{P1}^2)(W_{CL}^2 + W_{P2}^2)} = 1/2$$

$$\frac{1 + \frac{W_{Z1}^2 + W_{Z2}^2}{W_{CL}^2} + \frac{W_{Z1}^2 W_{Z2}^2}{W_{CL}^4}}{1 + \frac{W_{P1}^2 + W_{P2}^2}{W_{CL}^2} + \frac{W_{P1}^2 W_{P2}^2}{W_{CL}^4}} = \frac{1}{2}$$

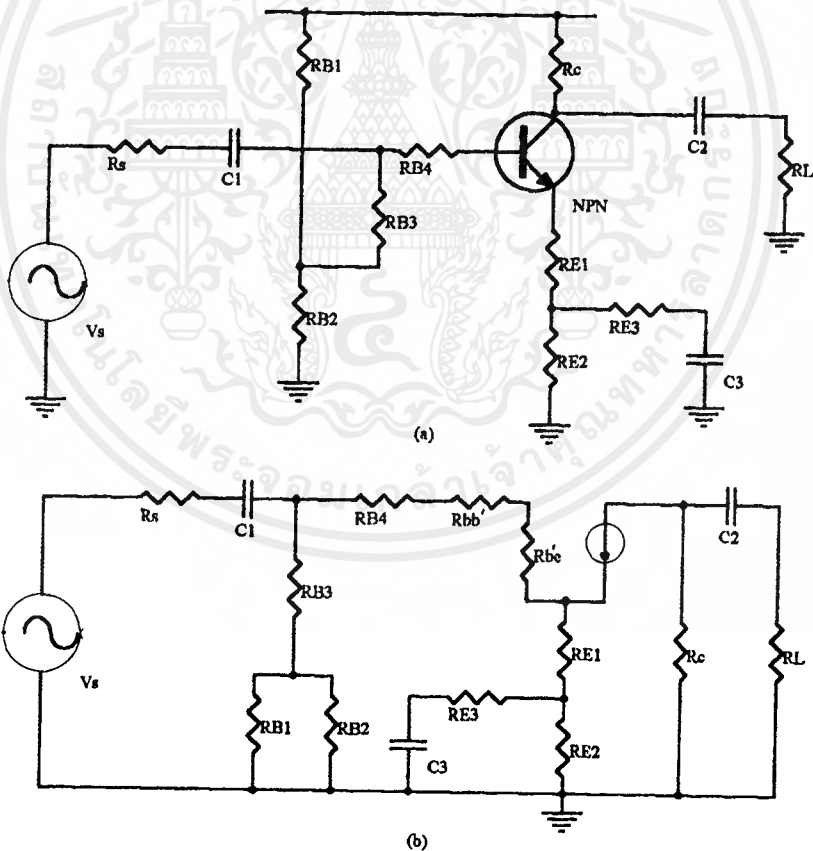
ค่าของ $W_{CL} > W_{Zn}$ และ W_{Pn} พจน์ที่ถูกหารด้วย W_{CL}^4 อาจตัดออกได้ ในที่สุดจะได้ค่า W_{CL} เป็น

$$W_{CL} = \sqrt{W_{P1}^2 + W_{P2}^2 - 2W_{Z1}^2 - 2W_{Z2}^2} \tag{6}$$

วิธีการที่ได้อธิบายมานี้เป็นวิธีการที่ยากและซับซ้อน ยิ่งไปกว่านั้นสมการ (6) จะใช้ได้กับวงจรที่มี C เพียง 2 ตัวเท่านั้น ถ้ามี C มากกว่า 2 ตัว เราจะต้องคำนวณหาค่า W_{CL} จากสมการ (5) ใหม่ และการที่จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายที่แยกตัวประกอบในรูปของ ซีโรและโพล จะเสียเวลาอย่างมาก

2.6 ความถี่คัตออฟของวงจรขยายแบบต่าง ๆ

2.6.1 วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม



รูปที่ 2.9 วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมแบบทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{CL}(C_1) = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + Z_{in})}, \quad Z_{in} = R_{BB} \parallel [R_{B1} + r_{bb'} + r_{bc'} + (\beta + 1)Z_E] \quad (7)$$

$$\text{ซึ่ง } R_{BB} = (R_{B1} \parallel R_{B2}) + R_{B3}, \quad Z_E = R_{E1} + (R_{E2} \parallel R_{E3}) \quad (8)$$

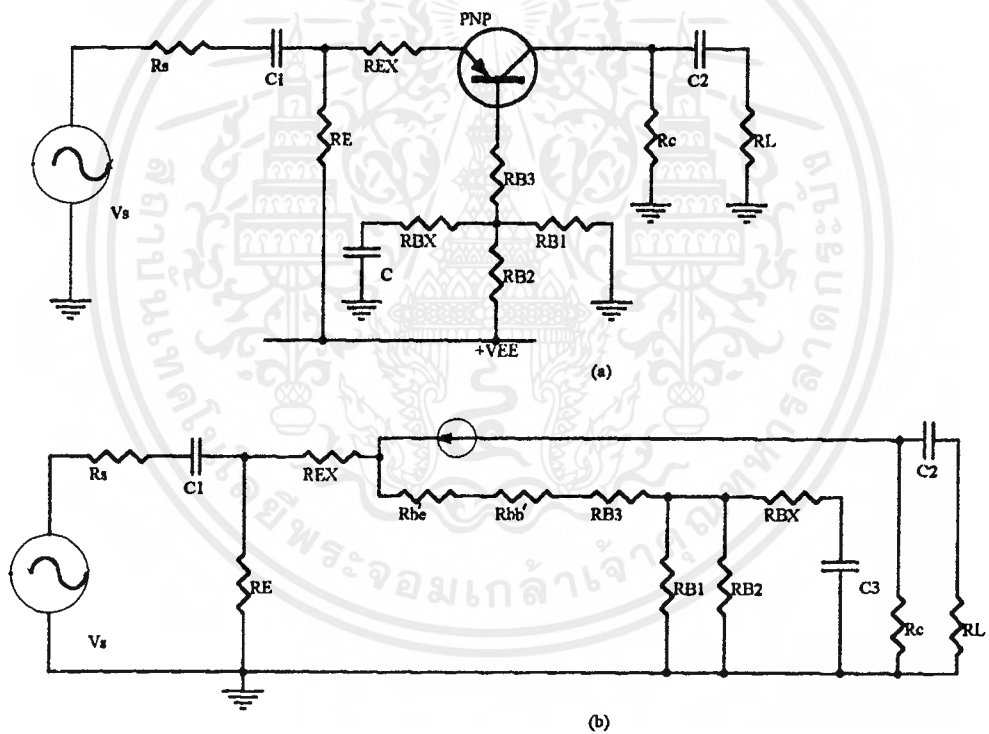
$$F_{CL}(C_3) = \frac{1}{2\pi C_3 R(C_3)} \quad (8.1)$$

$$R(C_3) = R_{E3} + [R_{E2} \parallel R_{E1} + r_{bc'} + r_{bb'} + R_{B4} + (R_{BB} \parallel R_s)] \quad (8.2)$$

$$F_{CL}(C_2) = \frac{1}{2\pi C_2 (R_C + R_L)} \quad (9)$$

$$F_{CL}(\text{วงจร}) = F_{CL}(C_1) + F_{CL}(C_2) + F_{CL}(C_3)$$

2.6.2 วงจรขยายเบสรวม



รูปที่ 2.10 วงจรขยายเบสรวมแบบทั่วไป

$$F_{CL}(C_1) = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + Z_{in})}$$

$$Z_{in} = \frac{R_E \parallel [R_{EX} + r_{bc'} + r_{bb'} + R_{B3} + (R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{BX})]}{\beta + 1} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

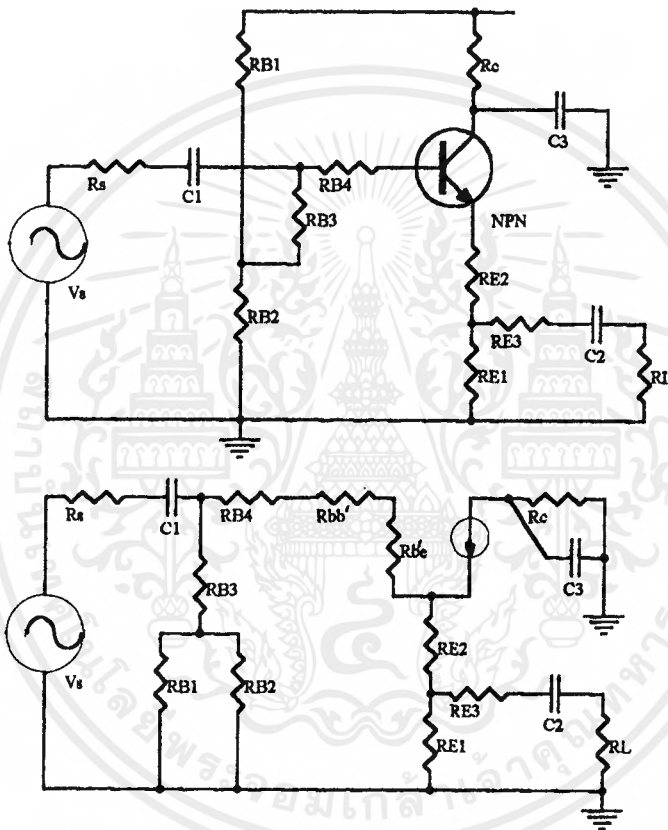
$$F_{CL}(C_3) = \frac{1}{2\pi C_3 R(C_3)}$$

$$R(C_3) = R_{BX} + [(R_{B1} \parallel R_{B2}) \parallel (R_{B3} + r_{bb'} + r_{bc'} + (\beta+1)(R_{EX} + (R_E/R_s))] \quad (11)$$

$$F_{CL}(C_2) = \frac{1}{2\pi C_2 (R_L + R_C)}$$

$$F_{CL}(\text{วงจร}) = F_{CL}(C_1) + F_{CL}(C_2) + F_{CL}(C_3)$$

2.6.3 วงจรขยายอิมิตเตอร์ตาม



รูปที่ 2.11 วงจรคอลเลคเตอร์ร่วมแบบทั่วไป

$$F_{CL}(C_3) = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + Z_{in})} \quad ; \quad Z_{in} = R_{BB} \parallel [R_{B4} + r_{bb'} + r_{bc'} + (\beta+1)Z_E]$$

$$R_{BB} = (R_{B1} \parallel R_{B2}) + R_{B3} \quad , \quad Z_E = R_{E2} + [R_{E1} \parallel (R_{E3} + R_L)] \quad (12)$$

$$F_{CL}(C_2) = \frac{1}{2\pi C_2 (Z_o + R_L)} \quad (13)$$

$$Z_o = R_{E3} + [R_{E1} \parallel [R_{E2} + \frac{\beta + 1}{r_{bc'} + r_{bb'} + R_{B4} + (R_{BB} \parallel R_s)]]] \quad (14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{CL} (CCT) = F_{CL} (C_1) + F_{CL} (C_2)$$

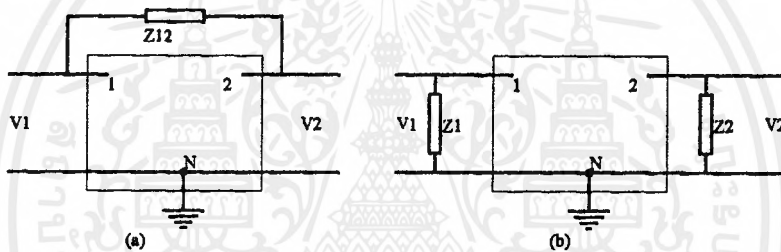
C_3 และ R_C ไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับความถี่ต่ำคัทออฟเลย แต่จะมีผลต่อความถี่สูงคัทออฟ

2.7 หลักการคำนวณหาค่าความถี่สูงคัทออฟ

จากที่ได้อธิบายไปแล้วว่า C ที่ทำให้เกิดความถี่ต่ำคัทออฟ คือ C ที่อนุกรมอยู่ในวงจร ที่ความถี่สูงอิมพีแดนซ์ของ C เหล่านี้จะมีค่าต่ำมาก นั่นคือ ในการพิจารณาความถี่สูงคัทออฟ C ทุกตัวที่ทำให้เกิดความถี่ต่ำคัทออฟจะถูกพิจารณาเป็นลัดวงจร หรือ $C = \infty$

C ที่ต่อขนานกับโหลด เป็น C ตัวหนึ่งที่ทำให้เกิดความถี่สูงคัทออฟ ในวงจรขยายมักจะมี C ที่ทำให้เกิดความถี่สูงคัทออฟมากกว่า 1 ตัว ซึ่งจะทำให้ฟังก์ชันโอนย้าย มีโพลและซีโร มากกว่า 1 คู่ เราอาจจะคำนวณค่าความถี่สูงคัทออฟได้จากฟังก์ชันโอนย้าย เช่นเดียวกับการหาค่าความถี่ต่ำคัทออฟ

2.7.1 ทฤษฎี มิลเลอร์ (Miller ; Theorem)



รูปที่ 2.12

ในวงจรใด ๆ ประกอบด้วยโหนด n โหนด ค่าของศักย์ของแต่ละโหนดคือ v_1, v_2, \dots, v_N โดย $v_N = 0$ ระหว่างโหนด 1 กับโหนด 2 มีอิมพีแดนซ์ Z_{12} ต่ออยู่ ดังรูปที่ 5.5 a เราสามารถแปลงวงจรเป็นรูป 5.5 b อิมพีแดนซ์ Z_{12} จะเป็นอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 คือ

$$Z_1 = \frac{Z_{12}}{1 - A_{vm}} \tag{15}$$

$$Z_2 = \frac{Z_{12}}{1 - 1/A_{vm}} \tag{16}$$

โดย $A_{vm} = \frac{v_2}{v_1}$ (17)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.12 a.

$$i_1 = \frac{v_1 - v_2}{Z_{12}}, \quad i_2 = \frac{v_2 - v_1}{Z_{12}}$$

$$v_2 = v_1 A_{vm} \text{ และ } v_1 = v_2 / A_{vm}$$

$$\text{ได้ } i_1 = \frac{v_1 (1 - A_{vm})}{Z_{12}}$$

$$i_2 = \frac{v_2 (1 - 1/A_{vm})}{Z_{12}}$$

จากรูป 2.12 b.

$$i_1 = \frac{v_1}{Z_1}$$

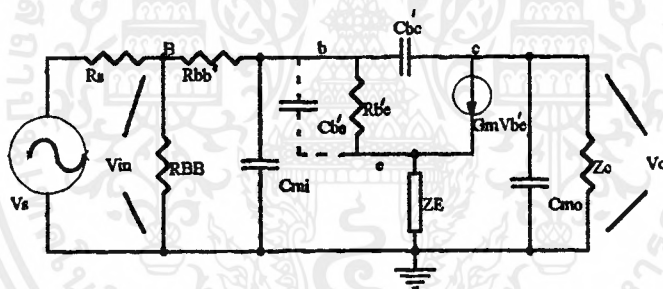
$$i_2 = \frac{v_2}{Z_2}$$

$$i_1 (2.12 a) = i_1 (2.12 b); \quad \frac{v_1 (1 - A_{vm})}{Z_{12}} = \frac{v_1}{Z_1}$$

$$\text{ได้ } Z_1 = \frac{Z_{12}}{1 - A_{vm}}$$

ในทำนองเดียวกันได้ $Z_2 = Z_{12} / (1 - 1/A_{vm})$

2.7.2 ความถี่สูงคัทออฟของวงจรมอดูเลเตอร์ร่วม



รูปที่ 2.13 วงจรเสมือนที่ความถี่สูงของวงจรมอดูเลเตอร์ร่วม

โดยหลักการ ค่าเวลาคงที่เปิดวงจร เราจะพิจารณาที่ C_{bc}' ก่อน ดังนั้น ในขณะที่กำลังพิจารณา C_{bc}' จะถือว่า $C_{bc}' = 0$ (เปิดวงจร)

โดยการนำทฤษฎีมิลเลอร์มาประยุกต์ C_{bc}' คือ Z_{12} สามารถแปลงเป็น C_{mi} หรือ Z_1 หรือ C_{mo} หรือ Z_2 ในการหาค่าของ A_{vm} กระแสที่ไหลผ่าน C_{bc}' (i_{μ}) มีค่าน้อยกว่าแหล่งกำเนิด $g_m v_{bc}'$ มาก ดังนั้น

$$i_{\mu} \ll g_m v_{bc}'; \quad v_o = -g_m v_{bc}' Z_c$$

จะได้

$$A_{vm} = v_c = \frac{-g_m v_{bc}' Z_c}{v_{bc}' + Z_E (v_{bc}' + g_m v_{bc}')} \cdot \frac{1}{r_{bc}'}$$

$$A_{vm} = \frac{-g_m Z_c}{1 + Z_E (1 + g_m)} \cdot \frac{1}{r_{bc}'} = \frac{-g_m r_{bc}' Z_c}{r_{bc}' + Z_E (1 + g_m r_{bc}')}$$

จะได้ $A_{vm} = \frac{-\beta_o Z_c}{r_{bc}' + (\beta_o + 1)Z_E}$ (18)

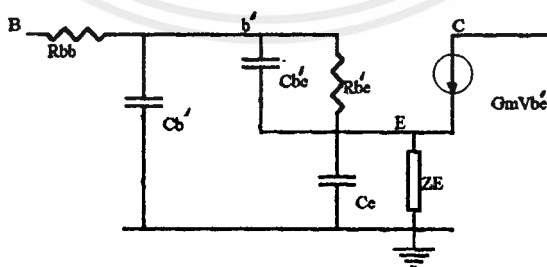
จะเห็นได้ว่ามีค่าสูงกว่าอัตราขยายแรงดันของวงจรรอยเล็กน้อย และค่า A_{vm} ในสมการ (18) จะมีค่าสูงกว่าความเป็นจริงอยู่เล็กน้อย เนื่องจากเราได้ตัด i_{μ} ออกไป เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์เราจะถือว่า A_{vm} มีค่าประมาณเท่ากับอัตราขยายแรงดันของวงจร

$$A_{vm} \cong \frac{-\beta Z_c}{r_{bb}' + r_{bc}' + (\beta + 1)Z_E} = A_{v(CCT)}$$

$$C_{mi} \cong C_{bc}' (1 - A_{vm})$$

$$C_{mo} \cong C_{bc}' (1 - 1/A_{vm})$$

จากรูป 2.13 จะพบว่าการศึกษาค่าเวลาคงที่ของ C_{bc} จะทำได้ลำบาก ถ้าเราแปลง C_{bc} ให้มาอยู่ในตำแหน่ง $b' \rightarrow$ กราวนด์ ดังในรูปที่ 2.14 และยิ่งไปกว่านั้นเราจะพบว่า C_b' ที่แปลงมาจาก C_{bc}' จะขนานกับ C_{mi} เราจึงสามารถพิจารณาค่าเวลาคงที่ได้พร้อมกัน



รูปที่ 2.14

พิจารณาย้าย C_{bc}' C_b' , C_o

C_{bc}' สามารถย้ายเป็น C_b' และ C_o โดยการประยุกต์ใช้ทฤษฎีมีลเลอร์ ค่า

กระแส i_{μ} จะมีค่าน้อยกว่าแหล่งจ่าย $g_m v_{bc}'$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_{vm} = \frac{v_E}{v_B'}$$

$$A_{vm} \cong \frac{Z_E (v_{be}' + g_m v_{be}')}{\frac{r_{be}'}{v_{be}' + Z_E (v_{be}' + g_m v_{be}')}}$$

$$\cong \frac{(\beta + 1) Z_E}{r_{be}' + (\beta + 1) Z_E}$$

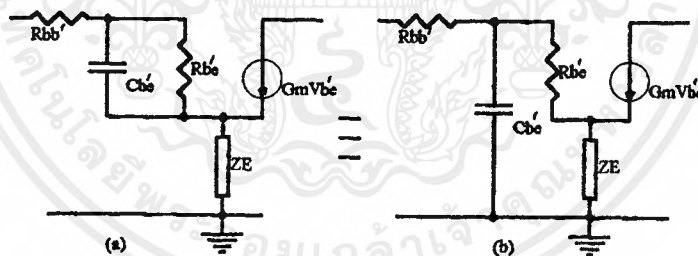
ในที่สุดจะได้ $C_b' = C_{be}' (1 - A_{vm})$

$$C_b' = C_{be}' \left[\frac{r_{be}'}{r_{be}' + (\beta + 1) Z_E} \right] \quad (19)$$

และ $C_e = C_{be}' (1 - 1/A_{vm})$

ซึ่งค่าของ $A_{vm} \approx 1$ ดังนั้น $C_e \approx 0$

ในการหาค่า A_{vm} เราได้ตัดกระแส i_n ออกไป เพื่อแสดงให้เห็นว่าสมการ (19) ถูกต้อง เราอาจใช้วิธีดังต่อไปนี้ในการ



รูปที่ 2.15

จากรูป a.

$$i_x = v_{be}' S C_{be}'$$

จากรูป b.

$$i_x' = S C_b' [v_{be}' + Z_E \frac{(v_{be}' + g_m v_{be}')}{r_{be}'}]$$

$$i_x \text{ ในรูป 5.8 a.} = i_x' \text{ ในรูป 5.8 b.}$$

วงจรในรูป 5.8 b. จะเป็นวงจรเสมือนของรูป 5.8 a.

$$v_{be}' S C_{be}' = S C_b' [v_{be}' + Z_E \frac{(v_{be}' + g_m v_{be}')}{r_{be}'}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้
$$C_b' = C_{bc}' \left[\frac{r_{be}'}{r_{be}' + (\beta + 1) Z_E} \right] \quad (20)$$

เราได้ย้าย C_{bc}' เป็น C_{mi} และ C_{mo} และ ย้าย C_{bc}' เป็น C_b' ดังในรูปที่ 2.16 เราสามารถที่จะหาค่าความถี่สูงคัทออฟของวงจรได้ดังต่อไปนี้

C_{in} : ความจุไฟฟ้ารวมที่ทางเข้าของวงจร (เฉพาะทรานซิสเตอร์)

$$C_{in} = C_{mi} + C_b' \quad (21)$$

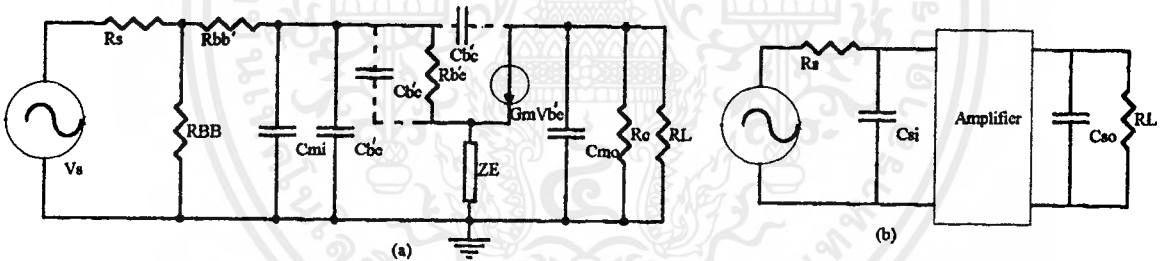
$$C_{mi} = C_{bc}' (1 - A_{vm}) \quad (22)$$

$$C_b' = C_{bc}' \left(\frac{r_{be}'}{r_{be}' + (\beta + 1) Z_E} \right) \quad (23)$$

ซึ่ง

$$\begin{aligned} A_{vm} &\cong A_{vCC} \\ &\cong \frac{-\beta Z_c}{r_{bb}' + r_{be}' + (\beta + 1) Z_E} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\tau_{cin} = C_{in} R(C_{in}) \quad (25)$$



รูปที่ 2.16

a) วงจรรูปทั่วไปของวงจรขยาย CE ที่ใช้พิจารณาค่า W_{CH}

b) ผลของ C_{si} และ C_{so} ต่อวงจรขยายใดใด

$$\text{ซึ่ง } R[C_{in}] = [(R_s \parallel R_{BB}) + r_{bb}'] \parallel [r_{be}' + (\beta_o + 1)Z_E] \quad (26)$$

C_o : ความจุไฟฟ้าที่ทางออก (เฉพาะของตัวทรานซิสเตอร์)

$$\text{ซึ่ง } C_o = C_{mo} \cong C_{bc}' (1 - 1/A_{vm}) \quad (27)$$

$$\tau_{co} = C_o R(C_o) = C_{mo} (R_c \parallel R_L) \quad (28)$$

ค่าเวลาคงที่ของตัวทรานซิสเตอร์ : τ_{TR}

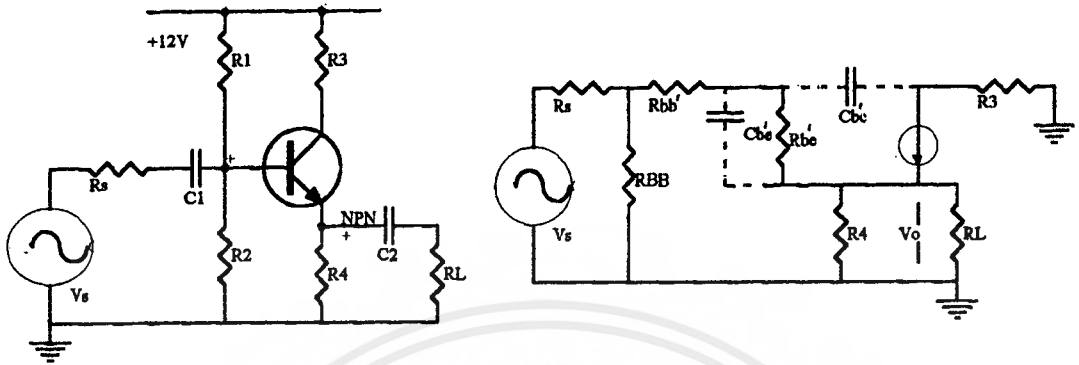
$$\tau_{TR} = \tau_{cin} + \tau_{co} \quad (29)$$

จะได้ความถี่สูงคัทออฟของตัวทรานซิสเตอร์ : $F_{CH(TR)}$ เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{CH(TR)} = \frac{1}{2\pi \tau_{TR}} \tag{30}$$

2.7.3 ความถี่สูงคัทออฟของวงจรมิตเตอร์ตาม

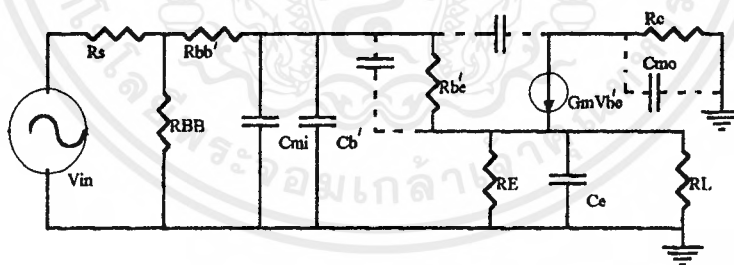


รูปที่ 2.17 วงจรมิตเตอร์ตาม ซึ่ง $Z_c \neq 0$

วงจรในรูปที่ 2.17 เป็นตัวอย่างของวงจรมิตเตอร์รวม โดย $Z_c \neq 0$ ถึงแม้ว่า Z_c หรือ R_c ไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับค่าอัตราขยายแรงดัน แต่การที่ $Z_c \neq 0$ ทำให้เกิดผลของมิลเลอร์กับ C_{bc} เช่นเดียวกับวงจรมิตเตอร์รวม

C_{bc} จะมีผลปรากฏที่ทางเข้าเป็น C_{mi} และ C_{bc} จะมีผลปรากฏเป็น C_b' ดังใน

รูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 วงจรเสมือนของวงจรมิตเตอร์ตามในรูปที่ 2.17

เช่นเดียวกับวงจรมิตเตอร์รวมจะได้

$$A_{vm} = \frac{v_c'}{v_b'} \approx \frac{-\beta_o R_c}{R_{bb'} + r_{be'} + (\beta_o + 1)Z_E} \tag{31}$$

$$C_{mi} = C_{bc}' (1 - A_{vm}) \tag{32}$$

และ

$$C_b' = C_{bc}' \frac{r_{be'}}{r_{be'} + (\beta_o + 1)Z_E} \tag{33}$$

ซึ่งจะได้

$$C_{in} = C_{mi} + C_b' \tag{34}$$

$$R_{[cin]} = [(R_s // R_{BB}) + r_{bb}'] // [r_{be}' + (\beta_o + 1)Z_E] \tag{35}$$

และ $\tau_{TR} \cong \tau_{cin} = C_{cin} R_{[cin]} \tag{36}$

ค่าของ C_{mo} ไม่ว่าจะเป็นอย่างไรมิจะมีผลต่ออัตราการขยายแรงดันของวงจรเลย จึงไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับความถี่คัทออฟ

ค่าของ C_o จะมีค่าประมาณเป็น

$$C_o \approx C_{bc}' (1 - 1/\frac{v_c}{v_b'})$$

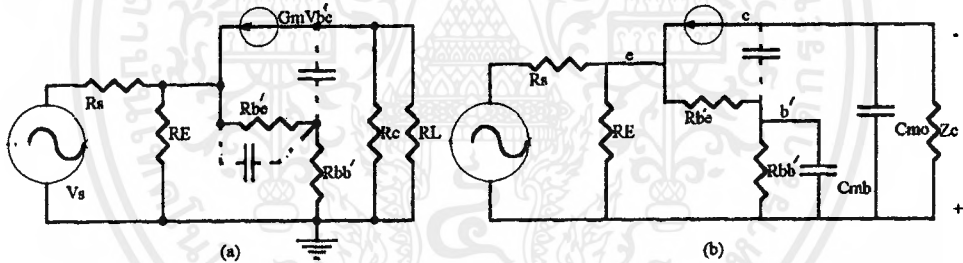
ซึ่งค่าของ $v_c / v_b' \approx 1$ ดังนั้นค่าของ $C_o \approx 0$ ยิ่งไปกว่านั้น

$R_{[C_o]} = Z_o // R_L$ ซึ่ง Z_o ของวงจรจะมีค่าต่ำมาก ค่าเวลาคงที่ของ C_o จึงมีค่าต่ำมาก

ดังนั้นค่าเวลาคงที่ของตัวทรานซิสเตอร์ จึงมีค่าเท่ากับค่าเวลาคงที่ของ C_m ดัง

สมการ (36)

2.7.4 ความถี่สูงคัทออฟของวงจรขยายเบสรวม



รูปที่ 2.19

จากรูปที่ 2.19 จะเห็นได้ว่าไม่ว่าค่า W_{CH} ของวงจรจะน้อยกว่า หรือมากกว่า ค่า W_z และ W_p ของ C_{mb}' W_p ของ C_{mb}' ไม่มีผลต่อ W_{CH} ของวงจรเลย ในบางกรณีคือ ถ้า $W_{CH} > W_z$ ของวงจรอาจทำให้กราฟของการตอบสนองความถี่สูงมีการพุ่งเกินชั่วคราว (overshoot) หรืออาจทำให้ค่า W_{CH} สูงขึ้นได้เล็กน้อย

ค่าของ C_{mo} จะเป็น

$$C_{mo} = C_{bc}' (1 - 1/A_{vm})$$

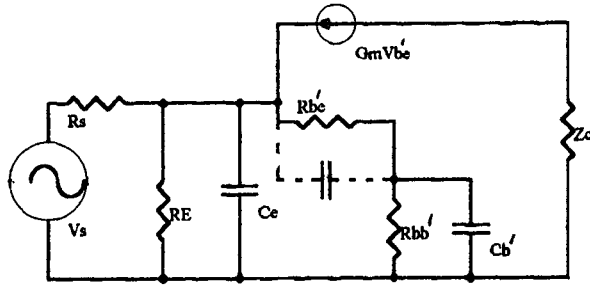
ซึ่ง $A_{vm} \approx \beta_o Z_c / r_{bb}' \gg 1$ ดังนั้น

$$C_{mo} \cong C_{bc}' \tag{37}$$

จะได้ $\tau_{co} = Z_c C_{bc}' = (R_c // R_L) C_{bc}' \tag{38}$

พิจารณาผลของ C_{bc}' จะได้ดังในรูปที่ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 ผลของ C_{be}' ในวงจรขยายเบสร่วม

C_{be}' สามารถย้ายตำแหน่งเป็น C_e และ C_b' โดยผลของมิลเลอร์ C_b' ไม่ทำให้เกิด W_{CH} จึงไม่จำเป็นจะต้องพิจารณาค่า C_b'

C_e จะมีค่าเป็น $C_e = C_{be}'(1 - A_{vm})$

$$\text{ซึ่ง } A_{vm} = \frac{v_b'}{v_o} = \frac{r_{bb'}}{r_{bb'} + r_{be}'}$$

$$\text{จะได้ } C_e = C_{be}' \frac{r_{be}'}{r_{be}' + r_{bb'}}$$

$$\tau_{ce} = C_e R_{[ce]}$$

$$\tau_{ce} = C_{be}' \left[\frac{r_{be}'}{r_{be}' + r_{bb'}} \right] \frac{[(R_E \parallel R_s \parallel r_{bb'} + r_{bc}')] }{\beta_o + 1} \quad (39)$$

$$\omega_T = \frac{\beta_o}{r_{bc}'(C_{bc}' + C_{be}')}$$

$$\text{หรือ } \tau_{TR} = \frac{1}{\omega_T} = \frac{(C_{be}' + C_{bc}') r_{be}'}{\beta_o} \quad (40)$$

จะเห็นว่าค่าของ τ_{ce} มีค่าน้อยกว่า $1/\omega_T$ เล็กน้อย เราอาจประมาณได้ว่า

$$\tau_{ce} \approx \tau_{TR} \approx \frac{1}{2\pi F_T} \quad (41)$$

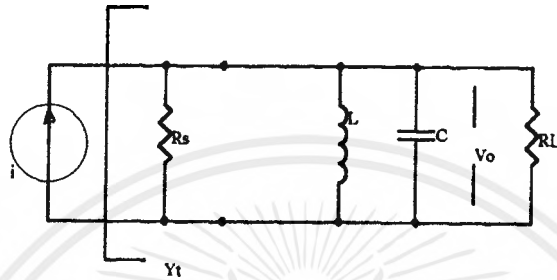
$$\text{และ } \tau_{TR} = \tau_{co} + \tau_{ce} = C_{bc}'[R_c \parallel R_L] + \frac{1}{2\pi F_T} \quad (42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 วงจรขยายแบบเลือกความถี่ (Frequency Selected Amplifier)

วงจรขยายเลือกความถี่ หรือวงจรจูน (Tuned Circuit) เป็นวงจรขยายที่มีการตอบสนองความถี่เป็นแบบวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter : BPF) ในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลต จะต้องมียังวงจรขยายเลือกความถี่อยู่ในระบบเสมอ

2.8.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน หรือวงจรแทงก์ (Parallel Resonance or Tank Circuit)



รูปที่ 2.21 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานหรือวงจรแทงก์

จากวงจรในรูปที่ 2.21 R_s จะขนานอยู่กับ R_L ดังนั้น

$$Net R = R = R_s // R_L \tag{43}$$

แอดมิตแตนซ์ Y_T จะมีค่าเป็น

$$Y_T = \frac{1}{R} + \frac{1}{sL} + sC = \frac{sL + R + s^2LCR}{sLR}$$

ซึ่ง $v_o = iZ_T$ โดยที่ $Z_T = 1/Y_T$ จะได้

$$v_o = \frac{i sLR}{s^2LCR + sL + R} \begin{matrix} (1/LCR) \\ (1/LCR) \end{matrix}$$

$$\frac{v_o}{i} = Z(s) = \frac{s(1/C) [R/R]}{s^2 + s(1/RC) + (1/LC)}$$

$$Z_{TANK} = \frac{R s(1/AC)}{s^2 + s(1/AC) + (1/LC)} \tag{44}$$

จะได้ $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{45}$

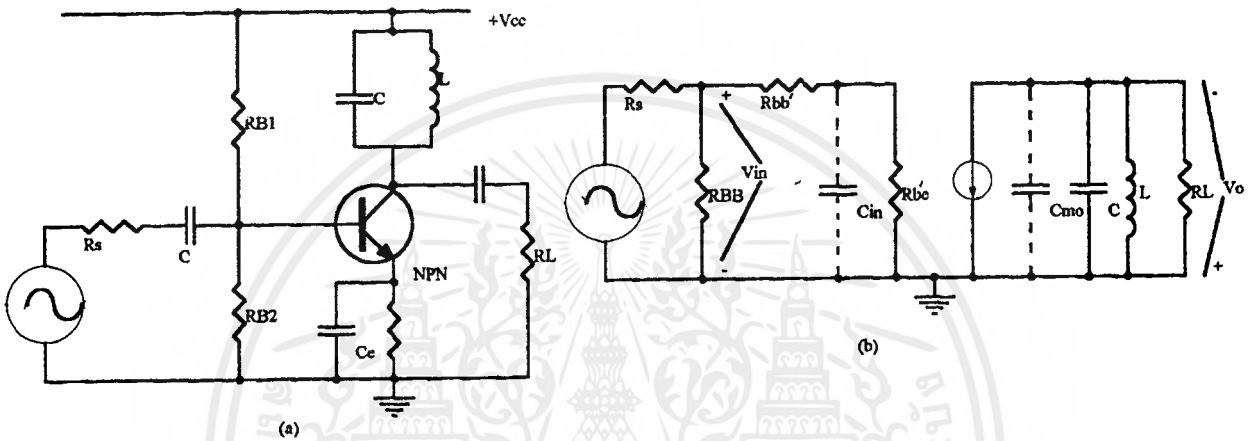
- 3 dB BW = $\frac{1}{RC} \tag{46}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$Q_p = R \sqrt{\frac{C}{L}} \tag{47}$$

2.8.2 Tuned Amplifier

จากสมการ (44) จะเห็นได้ว่า อิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน เป็นรูปแบบของวงจร BPF ถ้าเราค่อยวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานนี้เป็นโหลดในวงจรคอลเลคเตอร์ : Z_C เราจะได้วงจรขยายที่สามารถเลือกขยายที่เฉพาะความถี่เรโซแนนซ์ได้



รูปที่ 2.22 CE Tuned Amplifier

ในรูปที่ 2.22 เป็นวงจรขยายเลือกความถี่ หรือ Tuned Amplifier อย่างง่าย และ v_o จะมีค่าเป็น

$$|v_o| = g_m v_{be}' Z_T$$

ค่าของ Z_T จะเป็นดังสมการ (44) ดังนี้

$$\left| \frac{v_o}{v_{be}'} \right| = |A_v'| = \frac{g_m R \ S(1/RCT)}{S^2 + S(1/RCT) + (1/LC)}$$

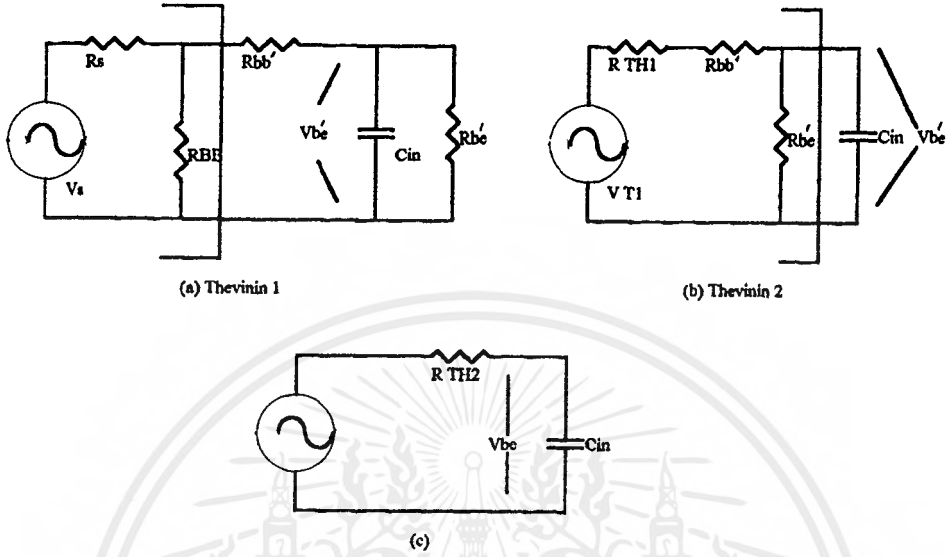
ซึ่ง $C_T \approx C_{mo} + C$

$R \approx R_L // r_{ce}$

ค่าอัตราขยายแรงดันของวงจร A_v' มิใช่ค่าอัตราขยายแรงดันที่แท้จริงของวงจร

ค่าอัตราขยาย A_v' นี้ คือค่าอัตราขยายแรงดันภายในของทรานซิสเตอร์

ถ้าเราสามารถหาความสัมพันธ์ของ v_s กับ v_{be}' ได้ เราก็จะสามารถหาค่าอัตรา
การขยายแรงดันของวงจรได้ นำวงจรส่วนอินพุทของรูปที่ 2.22 b. มาพิจารณา จะได้ความ
สัมพันธ์ของ v_s และ v_{be}' ดังในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 การหาความสัมพันธ์ระหว่าง v_s กับ v_{be}'

จากรูป 2.23 a. และ b. จะได้

$$v_{T1} = v_s \frac{R_{BB}}{R_{BB} + R_s} \tag{48}$$

และ

$$R_{TH1} = R_{BB} \parallel R_s \tag{49}$$

จากรูป 2.23 b. และ c.

$$v_{be}' = v_{T1} \frac{r_{be}'}{R_{T1} + r_{bb}' + r_{be}'} \tag{50}$$

$$R_{TH2} = (R_{TH1} + r_{bb}') \parallel r_{be}' \tag{51}$$

ในที่สุดจะได้

$$v_{be}' = K_b \left[\frac{1/R_{TH2}C_{in}}{s + 1/R_{TH2}C_{in}} \right] \tag{52}$$

ซึ่ง

$$K_b = \left| \frac{R_{BB}}{R_{BB} + R_s} \right| \left| \frac{r_{be}'}{(R_s \parallel R_{BB}) + r_{bb}' + r_{be}'} \right| \tag{53}$$

$$K_b = [(R_s // R_{BB}) + r_{bb'}] // r_{bb'} \quad (54)$$

C_{in} คือ ผลรวมของ $C_{be'}$ และ C_{mi} ซึ่ง C_{mi} คือ miller effect ของ $C_{bc'}$ $(1 - A_{vm})$

โดย A_{vm} คือ v_o/v_b'

อิมพีแดนซ์ของวงจร TANK ที่ความถี่ $\omega = 1/\sqrt{LC}$ จะมีค่าเท่ากับ A

$$Z_{TANK} \Big|_{\omega = 1/\sqrt{LC}} = \frac{A j\omega [1/AC]}{(j\omega)^2 + j\omega[1/AC] + 1/LC} = R$$

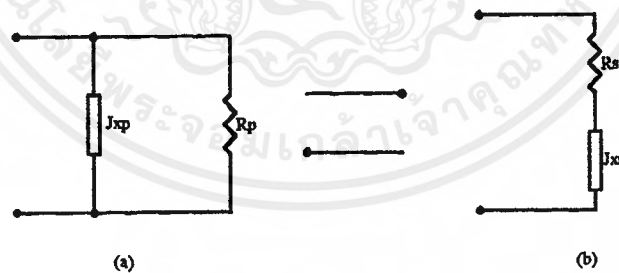
ดังนั้น A_{vm} ที่ความถี่ศูนย์กลาง ω_p จะมีค่าเท่ากับ $-g_m R$ หรือ $-\beta_o R/r_{be'}$ ซึ่งจะได้ค่าของ C_{in} เป็น

$$C_{in} = C_{be'} + C_{bc'}(1 + g_m R) \quad (55)$$

2.8.3 การแมทซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching)

วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ (MATCHING COT) เป็นวงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย เพื่อให้วงจรขยายมีค่า Z_o หรือ Z_L ตามที่เราต้องการ เราอาจใช้วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์เพื่อให้เกิดสภาวะการถ่ายทอดกำลังสูงสุด

เราสามารถใช่วงจร L-C ในการแมทซ์อิมพีแดนซ์ และในเวลาเดียวกัน วงจร L-C ยังเป็นวงจรกรองความถี่ แต่สิ่งที่วงจร L-C ให้คุณสมบัติในการทำงานที่ดีกว่า การใช้ R ในการแมทซ์อิมพีแดนซ์ คือ แทนไม่มีการสูญเสียใน L-C เลย ถ้า L-C เป็น L-C ในอุดมคติ [r_s ใน $L = 0$ และ r_p ใน $C = \infty$] หลักการที่สำคัญของการใช้ L-C แมทซ์อิมพีแดนซ์ คือ การแปลงอิมพีแดนซ์ จากรูปอนุกรมเป็นขนาน และจากขนานเป็นอนุกรม



รูปที่ 2.24

จากรูปที่ 2.24 (a)

$$\begin{aligned} Z_p &= \frac{JX_p \cdot R_p}{JX_p + R_p} \times \frac{(JX_p - R_p)}{(JX_p - R_p)} \\ &= \frac{X_p^2 R_p}{R_p^2 + X_p^2} + \frac{JX_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.24 b.

$$Z_s = R_s + j X_s$$

$$Z_p = Z_s$$

$$\frac{X_p^2 R_p}{R_p^2 + X_p^2} + \frac{j X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = R_s + j X_s$$

จะได้

$$R_s = \frac{R_p}{1 + (R_p / X_p)^2} \tag{56}$$

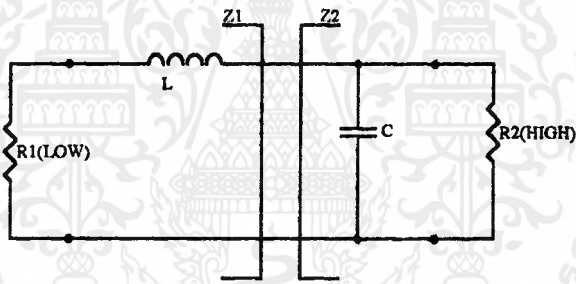
$$X_s = R_s (R_p / X_p) \tag{57}$$

หรือ

$$R_p = R_s [1 + (X_s / R_s)^2] \tag{58}$$

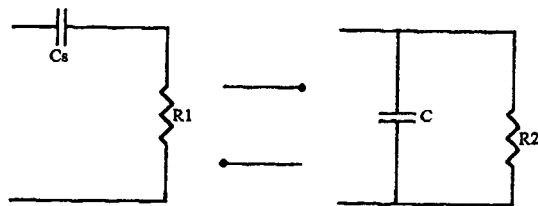
$$X_p = \frac{R_p}{X_s / R_s} \tag{59}$$

การแมทซ์อิมพีแดนซ์แบบใช้ L-C เพียง 1 คู่



รูปที่ 2.25 การแมทซ์อิมพีแดนซ์

ในการลดค่าอิมพีแดนซ์ที่ R_2 เพื่อให้เท่ากับอิมพีแดนซ์ที่ R_1 อาจทำได้โดยการนำ C ไปต่อขนาน R_2 และ L ต่ออนุกรมกับ R_1



รูปที่ 2.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณารูปที่ 2.26 โดยการเลือก C ที่เหมาะสม $A_2 // j X_c = R_1 - j X_{cs}$

จากสมการที่ (56)

$$R_s = \frac{R_p}{1 + (R_p / X_p)^2}$$

$R_s = R_1$ และ $R_p = R_2$ จะสามารถหาค่า X_p ได้

$$R_s = \frac{R_p}{1 + (R_p / X_p)^2}$$

ได้

$$X_p = \frac{R_2}{\sqrt{(R_p / R_s) - 1}} \quad (60)$$

โดยการต่อ X_p ขนานกับ R_2 ทำให้ได้อิมพีแดนซ์เสมือนเป็น $R_1 + j X_s$ ซึ่ง X_s จะมีค่าตามสมการ (57)

$$X_s = \frac{R_s R_p}{X_p} = \frac{R_s R_p}{R_p / \sqrt{(R_p / R_s) - 1}}$$

หรือ

$$X_s = R_s \sqrt{(R_p / R_s) - 1} \quad (61)$$

โดยการเลือกตัวอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติ Reactance ตรงข้ามกัน Reactance จะหักล้างกันหมดไป

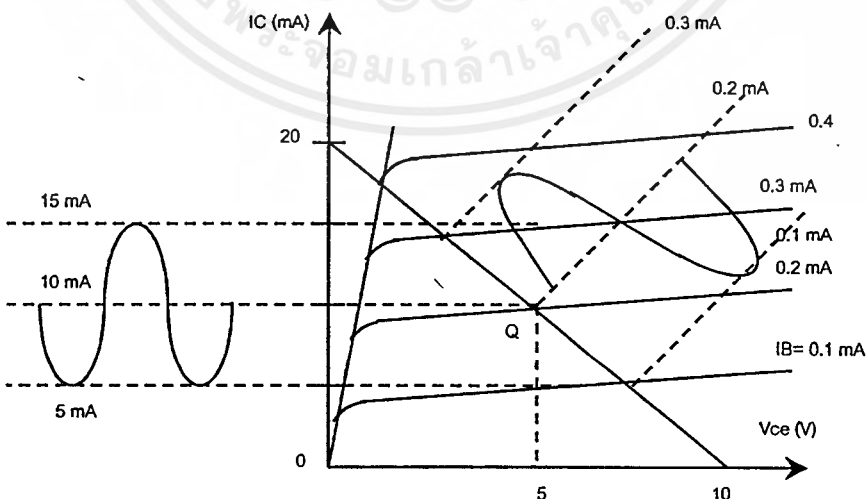
2.9 การขยายสัญญาณผ่านความถี่เสียง

การนำเอาหลอดทรานซิสเตอร์เอฟอีทีหรือออปแอมป์มาขยายสัญญาณแอมป์มีกำลังแรงขึ้นเพื่อจะนำไปใช้งานให้ได้ตามความต้องการนั้น สิ่งสำคัญแรกสุดที่จะต้องคำนึงถึงก็คือ จุดทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ดังกล่าวข้างต้น กล่าวคือถ้าต้องการขยายสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตซึ่งมีกำลังน้อยเป็นไมโครโวลต์ ตัวอย่างเช่น ในภาคแรกของเครื่องขยายของเทป หรือเครื่องเล่นจานเสียงหรือไมโครโฟน เป็นต้น จุดทำงานของเครื่องขยายหรือพรี-แอมป์ (Pre-Amp) ดังกล่าวนี้นี้จะมีจุดทำงานอยู่ในช่วงกึ่งกลางของเส้นตรงของดีซีโหลดไลน์ และจุดทำงานคือกระแสที่เบส (I_B) กระแสเข้าพุท (I_C) และโวลต์ที่เตงเข้าพุท (V_{CE}) ก็จะมีค่าน้อยตามด้วย ส่วนจุดทำงานของภาคขยายตัวสุดท้าย ซึ่งมีกระแสคอลเลคเตอร์เป็นแอมป์แปร์ จุดทำงานก็จะแตกต่างกันกับภาคพรีที่กล่าวข้างต้น

การแบ่งจุดทำงานตามความเหมาะสมกับสภาพของสัญญาณที่จะนำไปใช้งานและอื่น ๆ นั้น สามารถจัดแยกออกได้เป็น 4 กลุ่มใหญ่ ๆ ซึ่งกลุ่มในที่นี้จะเรียกเสียใหม่ว่าคลาส (Class) และคลาสนี้แบ่งออกได้เป็น 4 คลาสใหญ่ ๆ ด้วยกัน คือ คลาสเอ คลาสเอบี คลาสบีและคลาสดสุดท้ายคือคลาสดซี

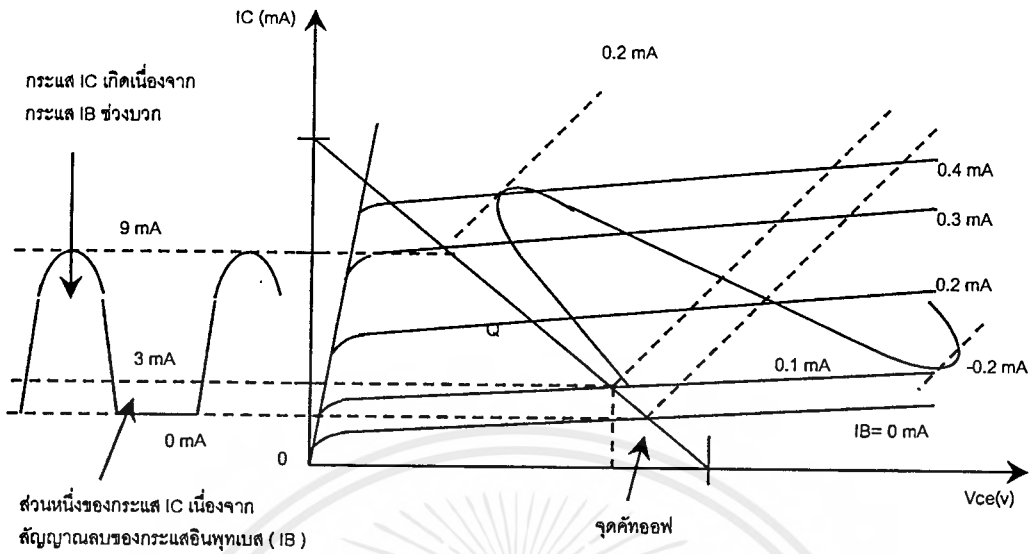
คลาสเอ (Class-A)

เป็นการขยายที่เลือกจุดทำงานให้ทรานซิสเตอร์หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Q) อยู่ในตรงช่วงลิเนียร์หรือช่วงกึ่งกลางของเส้นตรงดีซีโหลดไลน์ โดยที่เมื่อมีสัญญาณอินพุตที่เข้าทางเบสจะเป็นผลให้เกิดสัญญาณทางเข้าพุท โดยมีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณของอินพุตทุกประการ การไบแอสแบบคลาสนี้นี้จะเป็นผลให้มีกระแสเข้าพุท (I_C) ไหลตลอดเวลา ถึงแม้ว่าจะไม่มีกระแสอินพุตที่เบสก็ตาม



รูปที่ 2.27 กราฟแสดงคุณสมบัติของคอมมอนอีมิเตอร์

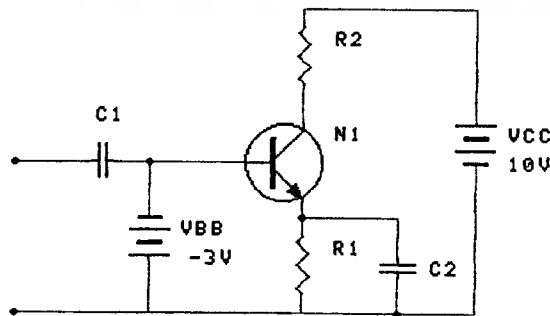
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 กราฟแสดงจุดการทำงานของคลาสเอบี

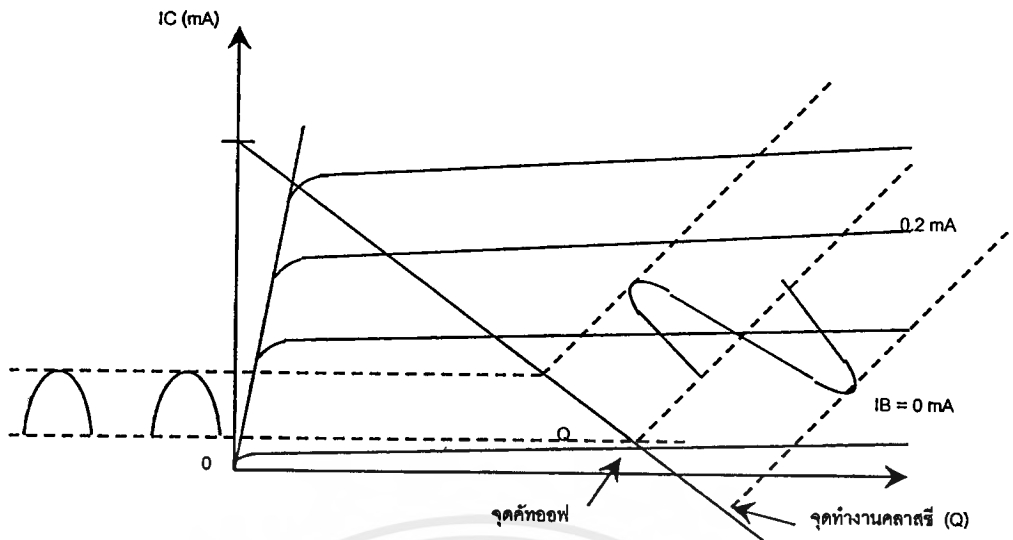
คลาสซี (Class-C)

เป็นการขยายแบบให้จุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ต่ำกว่าจุดคัทออฟ (Cutoff) ซึ่งเมื่อไม่มีกระแสอินพุตเข้ามา กระแสทางเข้าพุทจะมีค่าเป็นศูนย์ จะมีสัญญาณเข้าพุทก็ต่อเมื่อสัญญาณเอซีทางอินพุทมีกระแสสูงพอ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.30 โดยรูป (ก) เป็นวงจรรไบแอสของคลาสซี โดยมีเบตเตอร์ V_{BB} เป็นตัวให้ศักย์ไฟลบหรือรีเวอร์สไบแอสสูงมาก ผลค่าอินพุทโวลท์เตจทางเอซี จะต้องมีไฟบวกสูงกว่า -3 โวลท์ของเบตเตอร์ V_{BB} กระแสทรานซิสเตอร์ทางเข้าพุทคอลเล็คเตอร์จึงจะเกิดขึ้น ดูจากรูป (ข) จะเห็นว่าสัญญาณเข้าพุทจะมีรูปร่างต่างจากกระแสเบสทางอินพุท (I_B) การใช้งานของคลาสนี้ส่วนใหญ่จะใช้ในภาคกำเนิดความถี่ ภาคขยายย่านอาร์เอฟ และอื่น ๆ



(ก) แสดงการให้ไบแอสของคลาสซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) กราฟแสดงคุณสมบัติของคลาสซี

(ข) การฟแสดงคุณสมบัติของคลาสซี

รูปที่ 2.30 แสดงจุดทำงานของคลาสซี

วงจรรขยายคลาส A

การทำงานของวงจรรขยายคลาส A ทำงานในย่าน active region ตลอดเวลา เมื่อมี ac input ป้อนให้วงจร กระแส I_C ไหลเต็ม 360 องศา จึงมีความผิดเพี้ยนต่ำมาก เป็นวงจรรขยายเบื้องต้น ที่มีไบแอสคงที่มากที่สุดวงจรหนึ่ง แต่ประสิทธิภาพไม่สูงนัก ในทางทฤษฎีถือว่าเป็นวงจรรขยายชนิด Power Amplifier (PA) มีประสิทธิภาพ 50% แต่ในทางปฏิบัติทำได้เพียง 25% วงจรรขยายคลาส A นิยมใช้เป็นวงจรรขยายเสียง (audio voltage amplifier)

วงจรรขยายคลาส C

สำหรับวงจรรขยายคลาส C กระแสจะไหลต่ำกว่า 180 องศา ในแต่ละไซเคิล ไบแอสของวงจรจึงอยู่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ กระแสจะไม่เป็นคลื่น sinusoidal wave หรือ sine wave แต่จะเป็นพัลส์ จึงต้องมีวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานที่มีค่า Q (Quality Factor) สูง มาต่อที่เอาต์พุตของวงจร จึงจะได้คลื่น sinusoidal wave เต็มรูปคลื่น หรือเต็มไซเคิล

เนื่องจากการใช้ L และ C ของวงจรจูน ถ้าใช้กับความถี่ต่ำจะต้องใช้ค่า L และ C ค่ามาก ๆ จึงนิยมใช้วงจรรขยายคลาส C ในงานขยายความถี่วิทยุ RF หรือความถี่สูงกว่า 15 KHz วงจรรขยายคลาส C จัดได้ว่าเป็นวงจรรขยายที่มีประสิทธิภาพสูงสุดวงจรหนึ่ง แต่จะมีประโยชน์มากขึ้นถ้าใช้ขยายสัญญาณวิทยุชนิดแบนด์แคบ (Narrow band RF) คุณสมบัติอีกอย่างของวงจรรขยายคลาส C คือ ใช้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถให้เอาต์พุต sine wave ได้โดยไม่ต้องมี ac input นอกจากนี้วงจรรขยายคลาส C แบบที่มีวงจรจูนยังใช้เป็นวงจรที่ความถี่

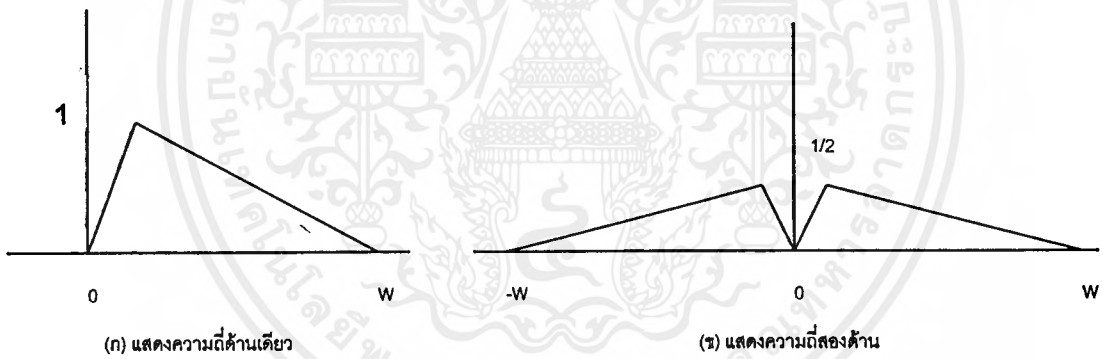
(Frequency multiplier) ได้อีกด้วย โดยการคูณความถี่ของวงจรไปยังฮาร์โมนิกต่าง ๆ หรือทวีคูณความถี่อื่นพูนั่นเอง แต่มีข้อเสียตรงที่ว่าถ้าคูณไปที่ความถี่ฮาร์โมนิกสูง ๆ เพาเวอร์เอ๊าท์พุทจะลดลง ด้วยเหตุผลดังกล่าววงจรทวีคูณความถี่คลาส C จึงใช้ทวีคูณฮาร์โมนิกต่ำ ๆ เช่น 2 หรือ 3 ซึ่งก็คือ $\times 2$, $\times 3$ นั่นเอง

วงจรขยายคลาส C มีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 95% ถ้าออกแบบดี ๆ อาจได้มากกว่านี้ โดยทั่วไปจะให้ค่าประสิทธิภาพประมาณ 85%

2.10 การมอดูเลตแบบ AM (Amplitude modulation)

2.10.1 รูปร่างของสัญญาณ AM

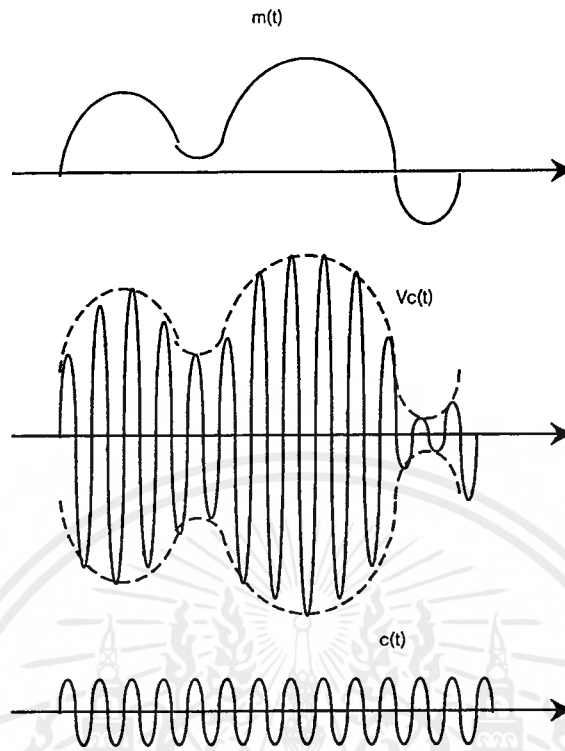
โดยทั่วไปสัญญาณอนาล็อกเบสแบนด์ที่ทำการส่งนั้นจะมีความถี่สูงสุดที่มีค่าจำกัด เช่น สัญญาณออกดีโอที่หูคนเรารับฟังได้อาจจะสูงเพียง 15 kHz และถ้าเป็นสัญญาณเสียงที่คนเราพูดกันโดยทั่วไปก็มักจะมีค่าไม่เกิน 4 kHz เป็นต้น เมื่อเป็นเช่นนี้ถ้าเราให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเบสแบนด์เป็น W Hz เมื่อเขียนสเปกตรัมของสัญญาณนั้นแบบแสดงความถี่ด้านบวกด้านเดียว และแบบแสดงความถี่ทั้งสองด้านจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.31 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 2.31 ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า w

ในกรณีที่แสดงความถี่สองด้านนั้น สเปกตรัมทางด้านบวกและด้านลบจะสมมาตรกัน และมีขนาดเป็น $1/2$ ของสเปกตรัมที่แสดงความถี่บวกด้านเดียว การมอดูเลตแบบ AM ที่ใช้ในวิทยุ AM โดยทั่วไปนั้นจะเป็นการสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.32 กล่าวคือ เหมือนกับนำสัญญาณเบสแบนด์ไปช็อบอยู่บนสัญญาณคลื่นพาห์ ทำให้ยอดคลื่นของคลื่นพาห์หรือเอ็นเวลโลป (envelope) เปลี่ยนไปตามสัญญาณเบสแบนด์นั้น ในสภาพดังกล่าวนี้เราจะสามารถดีเทคต์สัญญาณเบสแบนด์กลับมาได้โดยใช้วงจรดีเทคเตอร์แบบง่าย ๆ ซึ่งเป็นเหตุผลสำคัญที่ทำให้วิทยุ AM ถูกนำมาใช้งานก่อนการดีเทคต์ของคลื่นพาห์ที่เราเรียกว่าเอ็นเวลโลปดีเทคชั่น (envelope detection) ซึ่งเป็นวิธีดีเทคต์สัญญาณ AM วิธีหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 รูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์และสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.32 นี้เมื่อเขียนเป็นฟังก์ชันของเวลาจะเป็นดังนี้

$$V_c(t) = \{A_c + V(t)\} \cos \omega_c t \quad (1)$$

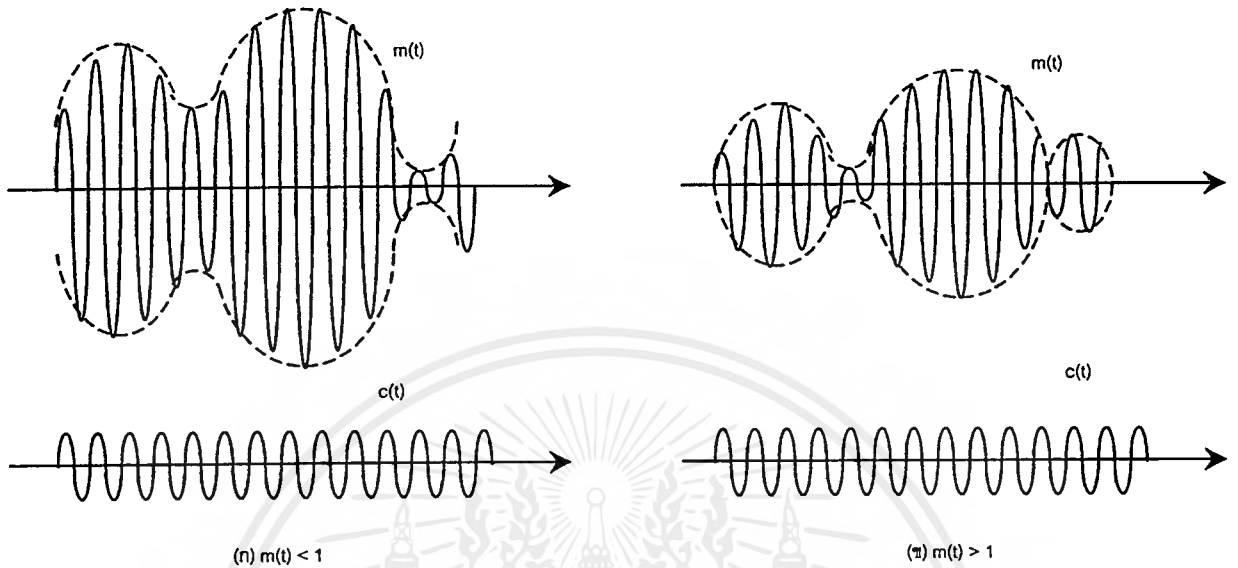
โดย $A_c \cos \omega_c t$ เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ และ $V(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ การแสดงค่าสัญญาณตามสมการ (1) นี้ถึงแม้จะเข้าใจง่ายเพราะแสดงอย่างตรงไปตรงมา แต่จะไม่ได้ความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณและวิเคราะห์ระบบ ดังนั้นโดยทั่วไปเราจะแสดงสัญญาณเดียวกันนี้ในรูปต่อไปนี้

$$V_c(t) = A_c \{1 + m(t)\} \cos \omega_c t \quad (2)$$

โดยที่ $m(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกนอร์มอลไลซ์ไว้ด้วยค่า A_c และ $m(t)$ จะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index) ซึ่งจะเป็นตัวชี้บ่งว่าสัญญาณคลื่นพาห์ถูกทำให้มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไร อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นคำว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์มักจะหมายถึงถึงค่า $m(t)$ ที่มีขนาดสูงสุด และสัญญาณ AM ที่สามารถตีเทคด้วยวิธีเอ็นเวลโลปตีเทคชันจะต้องมี $|m(t)| < 1$ เสมอ ถ้า $m(t)$ มีค่าสูงกว่า 1 ก็จะเกิดการกลับเฟสตรงที่ $m(t) = -1$ ดังที่แสดงไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.33 (ข) ซึ่งวงจรดีเทคเอน์เวลโลบจะไม่สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ จึงดีเทคได้เอน์เวลโลบทางด้านบวกอยู่เสมอ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์เดิมกลับมา



รูปที่ 2.33 สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่าหนึ่ง

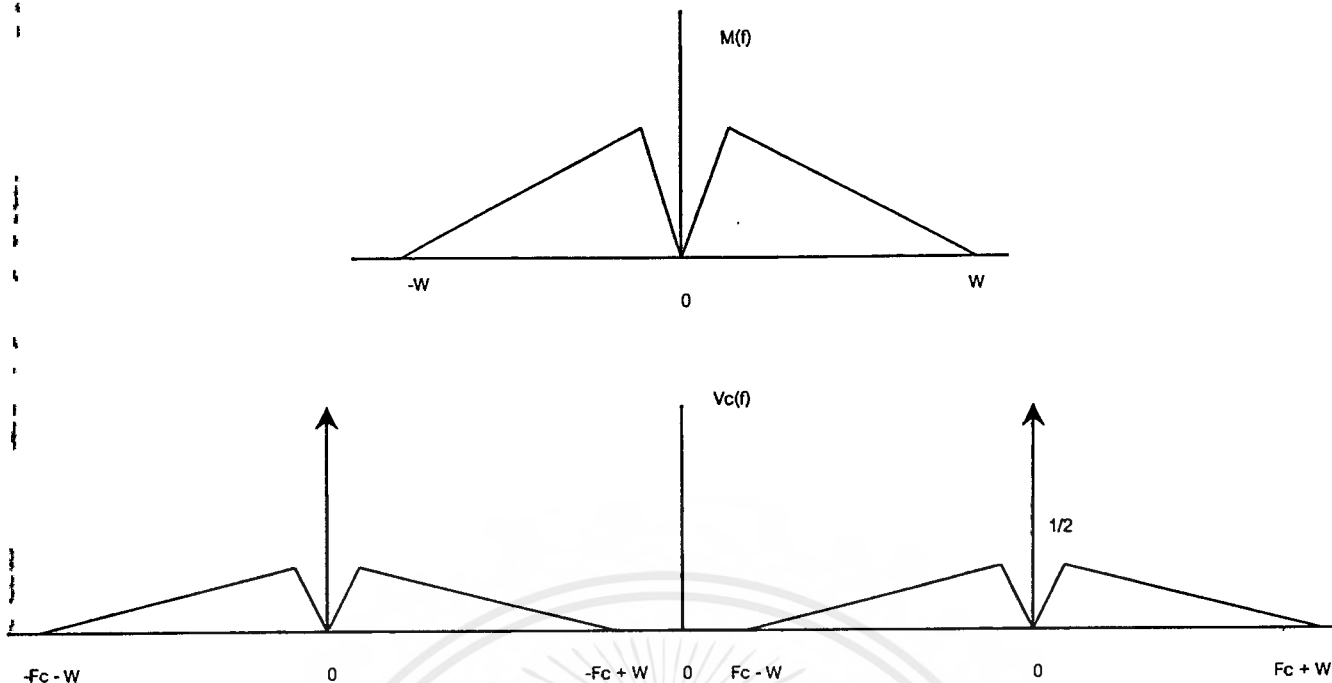
หนึ่งในกรณีที่ $m(t)$ เป็นสัญญาณคลื่นไซน์ จะมีการนิยามเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลชันในรูปต่อไปนี้

$$m_a = \frac{(V_{\max} - V_{\min}) / 2}{(V_{\max} + V_{\min}) / 2} \times 100\% \quad (3)$$

2.10.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างตามสมการ (1) หรือสมการ (2) นี้ ถ้าพิจารณาดูให้ดีจะเห็นว่าประกอบด้วย 2 เทอมด้วยกันคือ เทอมที่หนึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพาห้ล้วน ๆ ที่ไม่ได้ถูกเปลี่ยนแปลงอะไรกับเทอมที่สองซึ่งเป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ เมื่อเป็นเช่นนี้เราจะสามารถทำฟูเรียร์ทรานฟอร์มเพื่อหาสเปกตรัมของสัญญาณได้โดยอาศัยความรู้ที่ได้ศึกษามาแล้ว ออกมาในรูปต่อไปนี้

$$V_c(f) = \frac{A_c}{2} \{ \delta(f + f_c) + \delta(f - f_c) \} + \frac{A_c}{2} \{ M(f + f_c) + M(f - f_c) \} \quad (4)$$



รูปที่ 2.34 สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เมื่อนำสมการ (4) นี้ไปเขียนรูปของสเปกตรัมจะได้ผลตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.34 สิ่งที่น่าสนใจก็คือสเปกตรัมของสัญญาณ AM ที่ได้จะมีสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์โอบสเปกตรัมคลื่นพาห้อย่างสมมาตรซ้ายขวา และเนื่องจากในกรณีทั่ว ๆ ไป ความถี่คลื่นพาห้จะสูงกว่าแบนด์วิธของสัญญาณเบสแบนด์มากคือ $f_c \gg W$ เพราะฉะนั้นแบนด์วิธของสัญญาณ AM ก็จะกลายเป็น $2W$ ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์มีแบนด์วิธเป็น W ลักษณะดังกล่าวนี้อาจกล่าวได้ว่าเป็นลักษณะที่ใช้แบนด์วิธมากเกินไปเพราะข่าวสารจากสัญญาณเบสแบนด์นั้นมียุ่อย่างครบถ้วนแล้วในไซด์แบนด์ด้านบน (upper sideband) หรือไซด์แบนด์ด้านล่าง (lower sideband) เพียงด้านเดียว เพราะฉะนั้นสัญญาณ AM จึงเป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิธที่ต่ำ

ในลำดับต่อไปเราจะพิจารณากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM จากสมการ (2) เราจะสามารถหาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 P_{AM} &= \langle V_c(t) \rangle \\
 &= \frac{A_c^2}{2} \langle 1 + 2m(t) + m^2(t) \rangle + \frac{A_c^2}{2} \langle [1 + m(t)]^2 \cos 2\omega_c t \rangle \\
 &= \frac{A_c^2}{2} [1 + 2\langle m(t) \rangle + \langle m^2(t) \rangle] \quad (5)
 \end{aligned}$$

เพราะว่า $\langle \cos 2\omega_c t \rangle = 0$ และ $m(t)$ เป็นสัญญาณแรงดันที่มี $W \ll f_c$ และถ้าเราให้สัญญาณเบสแบนด์ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรงอยู่ซึ่งจะเป็นจริงในกรณีของสัญญาณออกซิโณและสัญญาณอื่น ๆ อีกหลายแบบจะได้ $\langle m(t) \rangle = 0$ สมการ (5) ก็จะเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v(t) = \cos(\omega_c t + \theta) = A \cos[\theta(t)]$$

หรือถ้าแสดงในรูปเฟสเซอร์จะได้

$$v(t) = A \cos[\theta(t)] = \text{Re}[Ae^{j\theta(t)}] \quad (1)$$

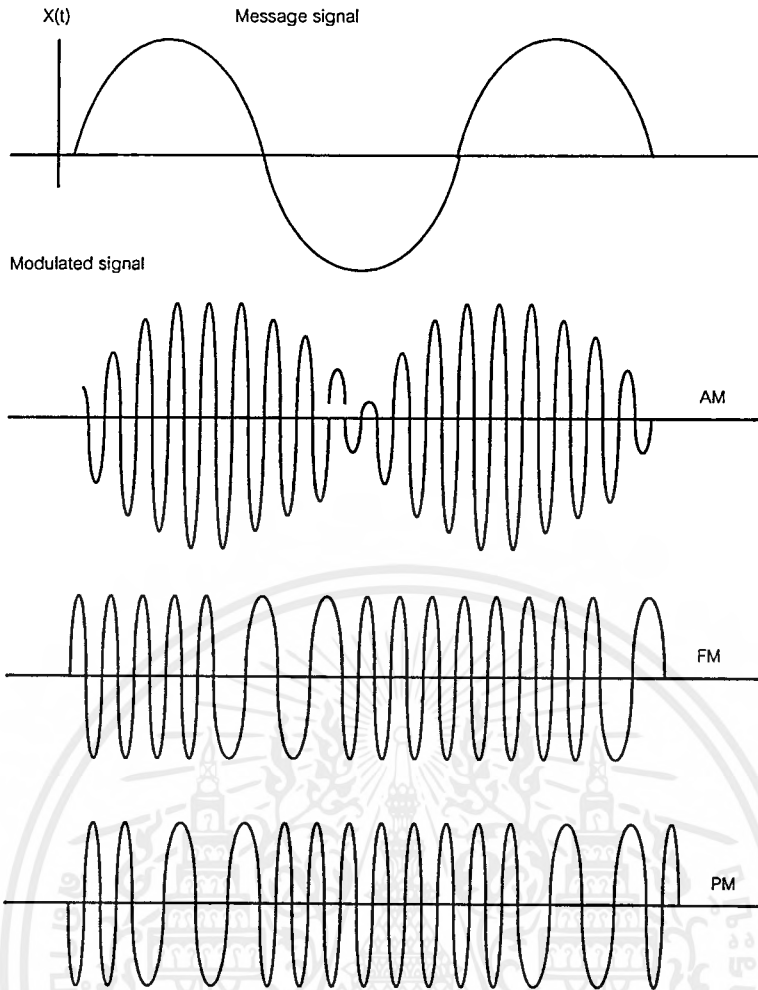
โดยที่ $\theta(t) = \omega_c t + \phi$ ในสภาพของคลื่นพาที่ที่ยังไม่ถูกมอดูเลตเชิงมุมนี้เฟสเซอร์ในสมการ (1) ก็จะทำมุมกับแกน x เป็น ϕ และหมุนทวนเข็มนาฬิกาด้วยความเร็วเชิงมุมเป็น ω_c และถ้าเราอ้างอิงกับระบบแกนประสานที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมที่เท่ากัน ก็จะมีมองเห็นว่าเฟสเซอร์ของคลื่นพานั้นจะหยุดนิ่งอยู่กับที่ ดังนั้นการมอดูเลตเชิงมุมเพื่อฝากสัญญาณเบสแบนด์ไปกับคลื่นพานั้น มุม ϕ จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา และทำให้ $\theta(t) = \omega_c t + \phi(t)$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเชิงมุมแล้วจะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$v(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (2)$$

และเนื่องจากความเร็วเชิงมุมเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมตามเวลา ดังนั้นความเร็วเชิงมุมหรือความถี่เชิงมุมของสัญญาณในสมการ (2) จะเขียนได้ดังนี้

$$\omega = \frac{d}{dt} [\omega_c t + \phi(t)] = \omega_c + \frac{d}{dt} \phi(t) \quad (3)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าความเร็วเชิงมุมของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความเร็วเชิงมุมของคลื่นพา ซึ่งลักษณะเช่นนี้เราจะเรียกว่าการมอดูเลตเชิงความถี่ (frequency modulation ย่อว่า FM) อย่างไรก็ตามถ้า $\phi(t)$ สัมพันธ์กับสัญญาณเบสแบนด์ที่มอดูเลตอย่างหนึ่งต่อหนึ่ง เราอาจจะมองได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์เป็นตัวทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งเราเรียกว่าการมอดูเลตเชิงเฟส (phase modulation ย่อว่า PM) จากการพิจารณาที่กล่าวมานี้ จะเห็นได้ว่าสัญญาณ FM และสัญญาณ PM นั้น ต่างก็ทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จึงถูกเรียกรวมกันว่าการมอดูเลตเชิงมุม และค่าเฟสในสมการ (2) คือ $\omega_c t + \phi(t)$ และความถี่เชิงมุมในสมการ (3) ถูกเรียกว่า ค่าเฟสชั่วขณะ (instantaneous phase angle) และความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (instantaneous frequency) รูปที่ 2.35 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM



รูปที่ 2.35 ตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

2.11.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM

เนื่องจากการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM นับว่าเป็นการมอดูเลตเชิงมุมร่วมกันจึงมีความสัมพันธ์กันอยู่ ก่อนอื่นถ้าเราพิจารณาจากสมการ (2) วงจรมอดูเลตแบบ PM จะทำให้เฟส $\phi(t)$ แปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามา ดังนั้นถ้าให้สัญญาณที่เข้ามาเป็น $m_1(t)$ สัญญาณขาออกจากวงจรมอดูเลเตอร์แบบ PM ก็เขียนได้เป็น

$$v(t) = A \cos[\omega_c t + k_1 m_1(t)] \quad (4)$$

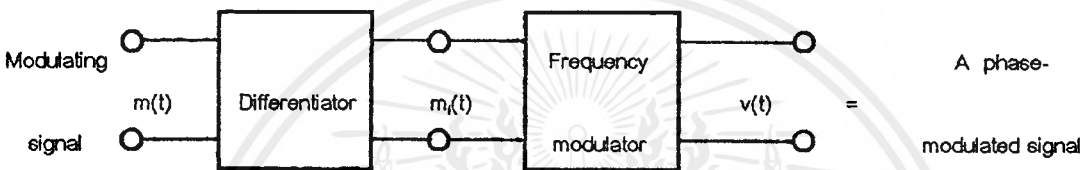
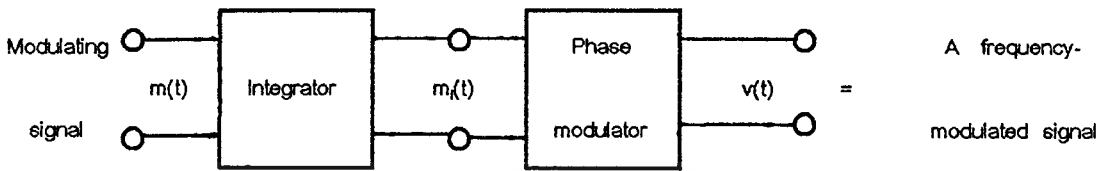
โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่ของระบบมอดูเลต และถ้า $m_1(t)$ ถูกสร้างจากอินทิกรัลของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตคือ $m(t)$ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.36 (ก) $m_1(t)$ จะเขียนในรูปของ $m(t)$ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$m_1(t) = k_2 \int_{-\infty}^t m(t) dt \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ k_2 เป็นค่าคงที่ของวงจรถอดอินทิเกรเตอร์ เมื่อแทนค่าสมการ (5) ลงในสมการ (4) โดยให้ $k = k_1 k_2$ ก็จะได้

$$v(t) = A \cos \left[\omega_c t + k \int_{-\infty}^t m(t) dt \right] \quad (6)$$



รูปที่ 2.36 การใช้วงจรถอดอินทิเกรตและวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลเป็นส่วนหนึ่งในการสร้างสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

ค่าอินทิกรัลในสมการ (5) จะมีค่าจำกัดถ้าสัญญาณ $m(t)$ ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรง สมการ (6) นี้เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของความถี่โดยใช้สมการ (3) จะเห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงในรูปต่อไปนี้

$$\omega = d \left[\omega_c t + k \int_{-\infty}^t m(t) dt \right] = \omega_c + k m(t) \quad (7)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ได้นี้ก็จะเป็นสัญญาณ FM เพราะความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่คลื่นพาห์แปรตรงกับสัญญาณ $m(t)$ ที่เข้ามามอดูเลต

ในการทำงานเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าเราใช้วงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับวงจรมอดูเลตแบบ FM ก็จะสามารถสร้างสัญญาณ PM ออกมาได้ รูปที่ 2.36 (ข) แสดงบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวนี้ เมื่อพิจารณาทำงานเองเดียวกันกับที่กล่าวมาข้างต้นกล่าวคือทำให้ $m_1(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณที่เข้าวงจรมอดูเลตแบบ FM ถูกสร้างจากการดิฟเฟอเรนเชียลสัญญาณ $m(t)$ สัญญาณ $m_1(t)$ จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$m_1(t) = k_1 \frac{d}{dt} m(t) \quad (8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่ และเมื่อผ่านวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM แล้ว สัญญาณขาออกที่ได้จะเขียนได้

$$V(t) = A_c \cos[\omega_c t + k_m(t)] \quad (9)$$

โดยที่ k_2 เป็นค่าคงที่ของวงจรมอดูเลเตอร์ และ $k = k_1 k_2$ สัญญาณในสมการ (9) นี้มีเฟสแปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงเป็นสัญญาณแบบ PM

2.11.3 มอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

ในหัวข้อที่แล้วเราได้อธิบายรูปแบบทั่ว ๆ ไปของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณารายละเอียดลงไปอีกระดับหนึ่งซึ่งจะเป็นเรื่องเกี่ยวกับช่วงความถี่ที่เปลี่ยนแปลง และช่วงเฟสที่เปลี่ยนแปลง ก่อนอื่นจะพิจารณาสัญญาณ FM ซึ่งมีความเร็วเชิงมุมชั่วขณะแสดงได้ตามสมการ (7) โดยที่ $k_m(t)$ จะแสดงความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากความถี่คลื่นพาห์ และเราจะเรียกค่า $k_m(t)$ สูงสุดว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ในทำนองเดียวกันถ้าพิจารณาสัญญาณ PM ตามสมการ (9) $k_m(t)$ ก็แสดงเฟสที่เบี่ยงเบนไปจากสัญญาณคลื่นพาห์ และเราก็จะเรียกค่า $k_m(t)$ สูงสุดในกรณีนี้ว่า ค่าเบี่ยงเบนเฟส (phase deviation)

เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้นและนำไปสู่นิยามของมอดูเลชันอินเด็กซ์จะขอยกตัวอย่างกรณีที่สัญญาณเบสแบนด์เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เป็น f_m นั่นคือ $m(t) = \sin 2\pi f_m t$ ในกรณีนี้สัญญาณ PM ในสมการ (9) จะเขียนได้เป็น

$$v(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad (10)$$

โดยที่ β จะแสดงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนเฟส และจะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ และเมื่อพิจารณาสัญญาณในสมการ (10) ในเชิงของสัญญาณ FM จะได้ความถี่ชั่วขณะในรูปต่อไปนี้

$$\begin{aligned} f &= \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{\beta \omega_m}{2\pi} \cos \omega_m t \\ &= f_c + \beta f_m \cos \omega_m t \end{aligned} \quad (11)$$

ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดคือ βf_m นั้นทำให้เท่ากับ f มอดูเลชันอินเด็กซ์จะเขียนได้เป็น $\beta = f/f_m$ และสัญญาณ FM นั้นก็จะเขียนได้เป็น

$$v(t) = A_c \cos(\omega_c t + \frac{f}{f_m} \sin \omega_m t) \quad (12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ f_m งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดจะเป็น f แต่เราจะไม่สามารถสรุปได้ง่าย ๆ ว่าสเปกตรัมของสัญญาณ FM จะอยู่ในช่วง $f_c \pm f$ เท่านั้น

2.11.4 กำลังส่งของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งของระบบมอดูเลตสัญญาณก็คือกำลังส่งของสัญญาณในกรณีของสัญญาณแบบ FM และแบบ PM นี้ เนื่องจากแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงที่จะเปลี่ยนแปลงเฉพาะความถี่ หรือเฟสเท่านั้น และการเปลี่ยนแปลงของความถี่และของเฟสนี้ก็จะมิทั้งที่ไปทางก้านบวกและด้านลบ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่และเฟสของคลื่นพาห์ ดังนั้นเมื่อพิจารณากำลังส่งเฉลี่ยของสัญญาณทั้งสองแบบนี้จะพบว่าได้กำลังส่งเป็น

$$P = \frac{A_c^2}{2} \quad (13)$$

โดยที่จะไม่ขึ้นกับค่าเบี่ยงเบนเฟสและค่าเบี่ยงเบนความถี่

2.12 การวิเคราะห์สัญญาณ FM และสัญญาณ PM ในอาณาจักรของความถี่

สัญญาณ FM และสัญญาณ PM นั้นถึงแม้จะรู้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ และค่าเบี่ยงเบนเฟส ก็ไม่ได้หมายความว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ในช่วงของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่เกี่ยวข้อง ในหัวข้อนี้จะพิจารณารายละเอียดของสัญญาณในอาณาจักรของความถี่ ซึ่งจะช่วยให้รู้ค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการด้วย

2.12.1 สเปกตรัมของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่เดียว

จากสมการ (10) ถึงสมการ (12) ในหัวข้อ 2.11.3 จะมีข้อสังเกตว่าถ้าเราให้สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตในกรณีของ FM และ PM มีความถี่เดียวและเขียนได้เป็นสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90°

$$\text{กรณี PM} \quad m(t) = \sin \omega_m t \quad (1)$$

$$\text{กรณี FM} \quad m(t) = \cos \omega_m t$$

เฟสชั่วขณะที่ได้จะมีค่าเหมือนกันคือ

$$\phi(t) = \beta \sin \omega_m t \quad (2)$$

ซึ่งทำให้สัญญาณในสมการ (10) คือ $v(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$ สามารถแสดงได้ทั้งสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ไปในตัวด้วย ดังนั้นเราจะสามารถวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณทั้งสองแบบนี้ได้โดยใช้สัญญาณรูปดังกล่าวนี้นั้น ขั้นตอนในการวิเคราะห์สเปกตรัมนั้น ก่อนอื่นเราจะกระจายสัญญาณ $v(t)$ ออกไปดังนี้

$$v(t) = A_c [\cos(\beta \sin \omega_m t) \cos \omega_c t - \sin(\beta \sin \omega_m t) \sin \omega_c t] \quad (3)$$

เนื่องจากทั้ง $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ ล้วนเป็นฟังก์ชันรายคาบที่มีความถี่เชิงมุมเป็น ω_m หรือมีคาบเวลาเท่ากับ $2\pi/\omega_m$ เมื่อเป็นเช่นนี้ตามหลักเกณฑ์ของการวิเคราะห์สัญญาณรายคาบฟังก์ชันทั้งสองนี้ย่อมสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ที่มีความถี่พื้นฐานเป็น f_m ได้ เนื่องจาก $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคู่ และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้นฟังก์ชันที่เป็นฐานของการกระจายก็จะเป็น $\cos(n\omega_m t)$ และ $\sin(n\omega_m t)$ ตามลำดับ จากการศึกษาด้านคณิตศาสตร์พบว่าฟังก์ชันทั้งสองนี้จะสามารถกระจายในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n:\text{even}}^{\infty} 2J_n(\beta) \cos(n\omega_m t) \quad (4 ก.)$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = \sum_{n:\text{odd}}^{\infty} 2J_n(\beta) \sin(n\omega_m t) \quad (4 ข.)$$

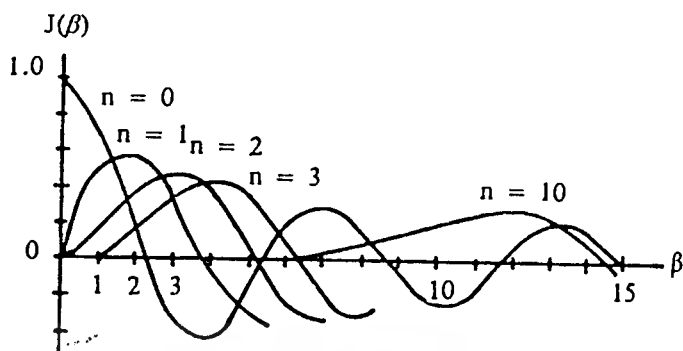
โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวก และ $J_n(\beta)$ คือ เบสเซลฟังก์ชันประเภทที่หนึ่งที่มีอันดับเป็น n ซึ่งเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j\beta \sin \alpha - jn\alpha} d\alpha \quad (5)$$

2.12.2 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดูเลชันอินเด็กซ์กับสเปกตรัมของสัญญาณ PM

จากการแตกเป็นอนุกรมฟูเรียร์ของสัญญาณ FM ตามที่กล่าวในหัวข้อที่แล้วเราพบว่าจะมีสเปกตรัมของสัญญาณอยู่ที่ความถี่ $f_c \pm n f_m$ โดยที่มีขนาดของสเปกตรัมเป็น $J_n(\beta)$ ดังนั้นเมื่อเราพิจารณาคณสมมติของ $J_n(\beta)$ ก็จะได้รู้ได้ว่าการกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณ FM จะออกมาในรูปใด $J_n(\beta)$ นั้นเมื่อเขียนเป็นกราฟจะได้ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.37 ข้อสังเกตจากกราฟก็คือบริเวณที่ $\beta \cong 0$ จะมี $J_0(\beta)$ ที่มีค่าสูงสุด และ $J_n(\beta)$ จะเล็กลงเมื่อ n มีค่าสูงขึ้น ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งก็คือ เมื่อ β มีค่าใหญ่ขึ้น เอ็นเวลโปลาของ $J_n(\beta)$ ที่กว้างระหว่างค่าบวกกับลบจะมีขนาดเล็กลง โดยเฉพาะเมื่อ $n > \beta$ จะเล็กลงอย่างน่าสังเกต จากคุณสมบัติของ

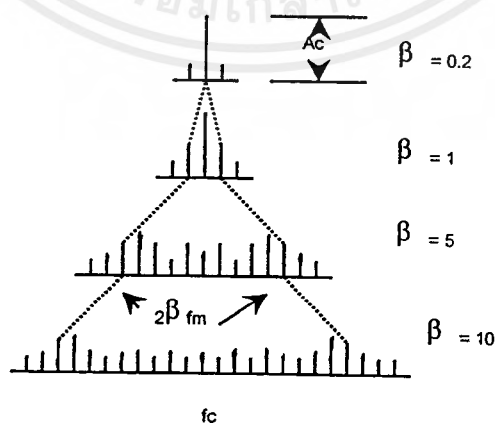
เบสเซลฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะทำให้เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับมอดูเลชันอินเด็กซ์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.37 การเปลี่ยนแปลงค่าของเบสเซลฟังก์ชันอันดับ n

(1) $J_0(\beta)$ ซึ่งเป็นแอมพลิจูดของสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตาม β โดยที่จะมีค่าสูงสุดที่ $\beta = 0$ และมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่า $\beta = 2.405, 5.520$ เป็นต้น นั้นหมายความว่าสัญญาณคลื่นพาห้จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามอดูเลต จึงมีข่าวสารของสัญญาณที่มามอดูเลตอยู่ด้วยบางส่วน ซึ่งจะแตกต่างกับกรณีของการมอดูเลตแบบ AM เพราะสัญญาณคลื่นพาห้ในระบบ AM จะไม่มีข่าวสารอยู่เลย

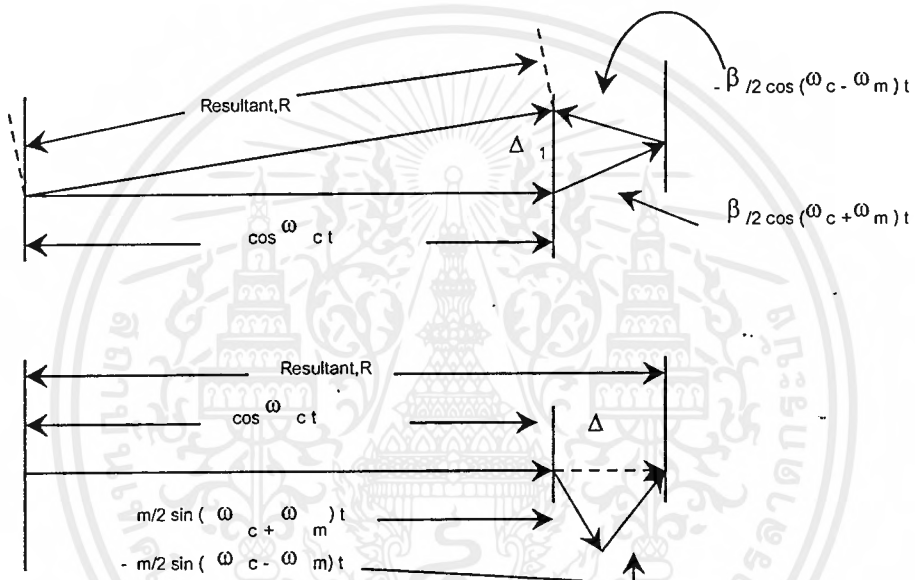
(2) การกระจายของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับค่า β ถ้าค่า β มีขนาดเล็ก คือ $\beta \ll 1$ เราจะเห็นได้ว่า $J_0(\beta)$ กับ $J_1(\beta)$ เท่านั้นที่มีค่าสูงน่าสังเกต จึงทำให้มีสเปกตรัมของความถี่ f_c และ $f_c \pm f_m$ เท่านั้นที่น่าสังเกต แต่ถ้า β ใหญ่ขึ้น โดยเฉพาะ $\beta \gg 1$ การกระจายของสเปกตรัมก็จะกว้างออกไป รูปที่ 2.38 แสดงตัวอย่างการกระจายของสเปกตรัมในกรณีที่ค่า β สูง จะทำให้กระจายกว้างขึ้นซึ่งสอดคล้องกับการที่มีการเบี่ยงเบนความถี่สูง



รูป 2.38 การกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณ FM หรือ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงความถี่เดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ $\beta \ll 1$ ดังที่กล่าวข้างต้นนี้ เราจะเรียกสัญญาณ FM นั้นว่า สัญญาณ FM แบบแค่วิถีแคบ (narrow - band FM signal) ซึ่งสัญญาณนี้ถ้านำไปเขียนในรูปเฟสเซอร์เทียบเคียงกับสัญญาณ AM จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.39 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีส่วนคล้ายคลึงกับสัญญาณ AM เพราะมีไซด์แบนด์ที่เท่ากับ $f_c \pm f_m$ ส่วนที่แตกต่างกันก็คือ กรณีของสัญญาณ FM แบบแค่วิถีแคบนั้น ผลรวมของไซด์แบนด์ทั้งคู่จะอยู่ในแนวตั้งฉากกับสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งทำให้เฟสเซอร์ผลรวมมีเฟสเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในขณะที่สัญญาณ AM นั้นผลรวมของไซด์แบนด์ทั้งคู่จะทำให้เฟสเซอร์ผลรวมมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา สำหรับกรณีที่ β มีค่าทั่ว ๆ ไป จะกล่าวในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 2.39 เฟสเซอร์ของสัญญาณ FM แบบแค่วิถีแคบ และเฟสเซอร์ของสัญญาณ AM

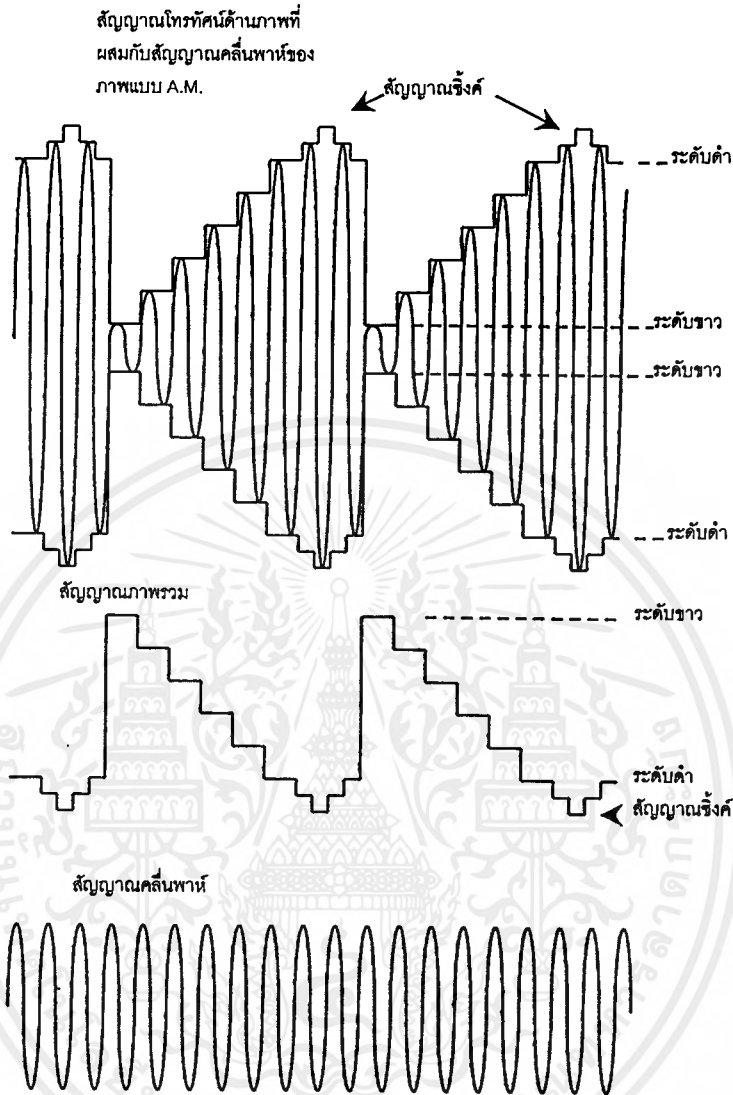
2.13 การกระจายคลื่นโทรทัศน์

2.13.1 การแพร่ภาพแบบ AM (Vestigial S.B.)

เมื่อสถานีโทรทัศน์จำเป็นต้องส่งสัญญาณต่าง ๆ หลายอย่างออกอากาศตามที่ใดกล่าวถึงแล้ว เรื่องที่น่าสนใจต่อไปก็คือ การนำสัญญาณเหล่านี้ออกอากาศได้อย่างไร? และการส่งโทรทัศน์มีลักษณะพิเศษเพิ่มเติมอย่างไรบ้าง?

ยกตัวอย่างง่าย ๆ สมมุติว่า เราต้องการส่งภาพขาวดำสลับกันตามรูปที่ 2.2 (ก) กล้องโทรทัศน์ก็จะเปลี่ยนภาพนี้ให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ซึ่งมีรูปร่างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 (ข) เมื่อรวมสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์ กับสัญญาณซิงค์ และสัญญาณแบล็งค์ก็แล้ว ก็จะได้สัญญาณภาพรวมตามที่แสดงไว้ในรูปเดียวกัน นอกจากนี้ เพื่อผลดีทางเทคนิคของการส่งสัญญาณนี้ออกอากาศ จำเป็นต้องใช้คลื่นพาห์ที่มีความถี่สูง มาเป็นตัวพาออกอากาศ ด้วยวิธี

การทางไฟฟ้าแบบหนึ่ง ซึ่งทำให้ขนาดของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงไปเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณนี้ วิธีการนี้เรียกว่า amplitude modulation และได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.40 แล้ว

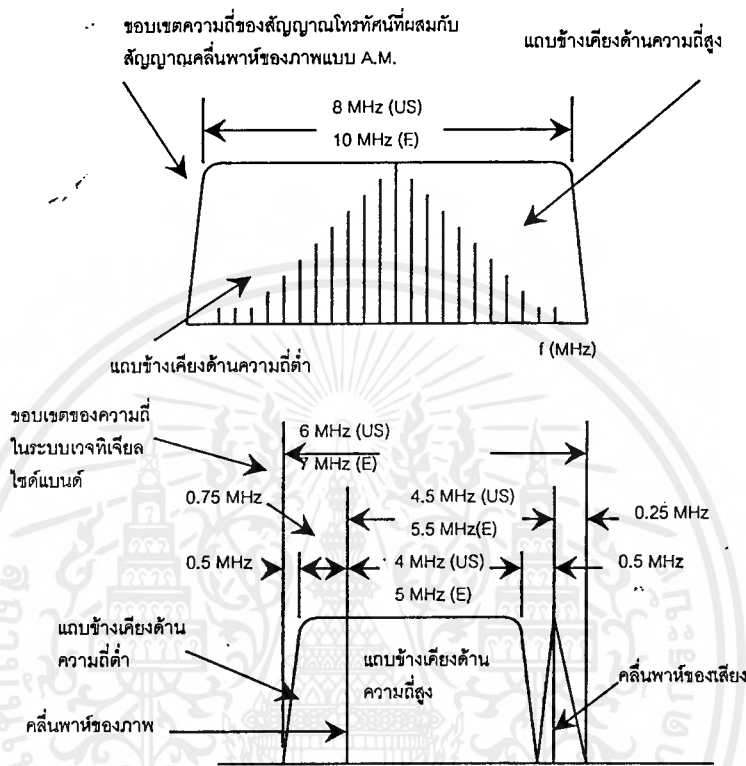


รูปที่ 2.40 สัญญาณโทรทัศน์ด้านภาพ ผสมกับสัญญาณคลื่นพาห้แบบ AM

คลื่นพาห้ที่ทำหน้าที่เป็นตัวพาสัญญาณภาพรวมออกอากาศนี้ เรียกว่าคลื่นพาห้ของภาพ โดยทั่ว ๆ ไปการส่งสัญญาณโทรทัศน์ออกอากาศนี้มีอยู่สองแบบด้วยกันคือ การส่งชนิดที่ขนาดสูงสุดของสัญญาณภาพทางไฟฟ้า ทำให้เกิดภาพดำที่สุทแบบหนึ่ง และการส่งชนิดที่ขนาดสูงสุดของสัญญาณภาพทางไฟฟ้า ทำให้เกิดภาพขาวที่สุทอีกแบบหนึ่ง การส่งโทรทัศน์แบบแรกเป็นที่นิยมกันมากสำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกัน และโทรทัศน์ระบบยุโรป เพราะมีผลดีในการแก้อาการรบกวนที่เกิดขึ้นในรูปร่างของเสียงรบกวนเป็นห้วง ๆ ซึ่งมีขนาดสูงเกินกว่าระดับจាំมีคของสัญญาณ สายตาจึงไม่อาจสังเกตเห็นอาการรบกวนเหล่านี้ สัญญาณโทรทัศน์ทางด้านภาพที่นำออกอากาศนี้ ประกอบด้วยแถบความถี่ข้างเคียงสองด้าน คือแถบข้างเคียงด้านความถี่ต่ำ และแถบข้างเคียงด้านความถี่สูง สำหรับโทรทัศน์ระบบอเมริกัน แถบความถี่ข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

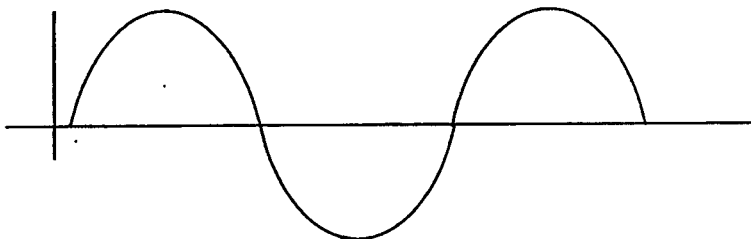
เคียงแต่ละแถบจะมีขอบเขตของความถี่ไม่เกิน 4 เมกกะเฮิรตซ์ หากใช้ทั้งสองแถบความถี่ข้างเคียงแล้ว ก็จะมีขอบเขตความถี่กว้างประมาณ 8 เมกกะเฮิรตซ์ การส่งแถบข้างเคียงด้านความถี่สูงเต็มที่ และส่งแถบข้างเคียงด้านความถี่ต่ำแต่เพียงบางส่วนนี้ มีชื่อเรียกว่า vestigial sideband transmission



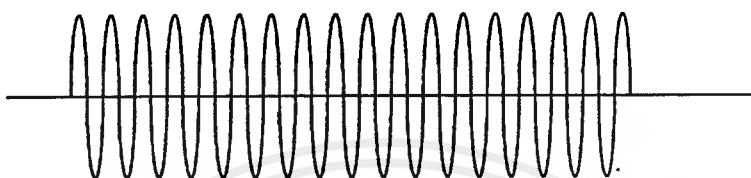
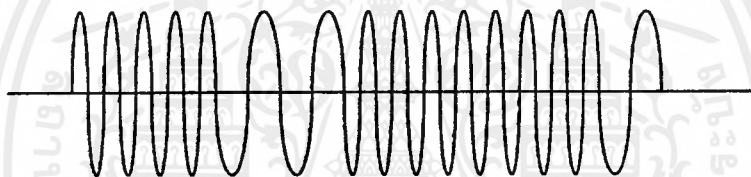
รูปที่ 2.41 ขอบเขตความถี่ของสัญญาณโทรทัศน์

แต่ละช่องโทรทัศน์ จะมีคลื่นพาหุของภาพ และคลื่นพาหุของเสียงอยู่ห่างกัน 4.5 เมกกะเฮิรตซ์ สัญญาณเสียงจำเป็นต้องใช้คลื่นพาหุของเสียงเป็นตัวพาออกอากาศด้วยวิธีการทางไฟฟ้าอีกแบบหนึ่ง ซึ่งทำให้ความถี่ของคลื่นพาหุเปลี่ยนแปลงไปเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของสัญญาณเสียง วิธีนี้เรียกว่า frequency modulation ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.42 ความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียง มีเพียง 25 กิโลเฮิรตซ์ ขอบเขตของความถี่สัญญาณโทรทัศน์ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.41 สำหรับโทรทัศน์ระบบยุโรป ค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณภาพมีไม่เกิน 5 เมกกะเฮิรตซ์ โทรทัศน์แต่ละช่องจะมีขอบเขตความถี่ไม่เกิน 7 เมกกะเฮิรตซ์ ส่วนคลื่นพาหุของภาพกับคลื่นพาหุของเสียงนั้น จะอยู่ห่างกัน 5.5 เมกกะเฮิรตซ์

(ก) สัญญาณเสียง



(ข) สัญญาณคลื่นพาหะของเสียง

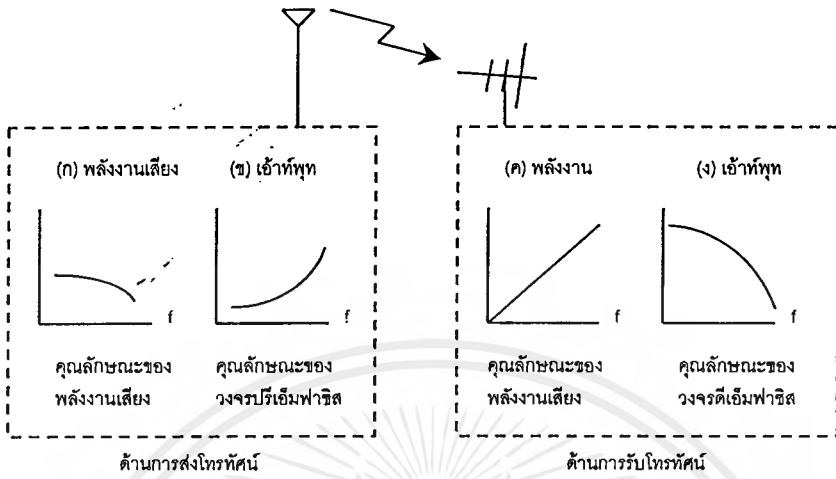
(ค) สัญญาณโทรทัศนด้านเสียงที่เกิดจาก
สัญญาณเสียงผสมกับสัญญาณคลื่น
พาหะของเสียง เพื่อทำให้เกิดการเปลี่ยน
แปลงความถี่

รูปที่ 2.42 สัญญาณโทรทัศนด้านเสียงซึ่งประกอบด้วยสัญญาณเสียงผสมกับคลื่นพาหะ

2.13.2 การแพร่เสียงแบบ FM

สัญญาณเสียงของโทรทัศน์ที่นำออกอากาศ จะใช้ระบบพรีเดวชันมอดูเลชัน โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้สูงสุด (Maximum frequency deviation) เพียง 50 กิโลเฮิรตซ์ และมีค่าคงตัวของเวลา (Time constant) ในวงจรพรี-เอมฟาสิส (Pre-emphasis) หรือ วงจรดี-เอมฟาสิส (De-emphasis) เพียง 50 ไมโครวินาที การใช้วงจรพรี-เอมฟาสิส ทางด้านการส่ง และวงจรดี-เอมฟาสิส ทางด้านการรับจะช่วยทำให้คุณลักษณะของเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้ฟังได้ดี ตามที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.43 โดยรูปที่ 2.43 (ก) เป็นคุณลักษณะของพลังงานเสียงที่ส่งไปให้เครื่องรับกับความถี่ของเสียง รูปที่ 2.43 (ข) เป็นคุณลักษณะของวงจรพรี-เอมฟาสิส ทางด้านเครื่องส่งโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วยยกระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูง ๆ รูปที่ 2.43 (ค) เป็นพลังงานเสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้ ซึ่งจะมีการยกระดับพลังงานเสียงที่มีความถี่สูงขึ้นไปเรื่อย ๆ อันไม่เป็นตามธรรมชาติ จึงจำเป็นต้องใช้วงจรดี-เอมฟาสิส ซึ่งมีคุณลักษณะตามรูปที่ 2.43 (ง) ให้ช่วยกดยกระดับพลังงานเสียงที่ความถี่สูง เพื่อให้เสียงที่เครื่องรับโทรทัศน์รับได้มีลักษณะปกติ การใช้วงจรพรี-เอมฟาสิส ทางด้านเครื่องส่ง และวงจรดี-เอม-

ฟาซิส ทางด้านเครื่องรับโทรทัศน์นี้จะช่วยลดการรบกวนสัญญาณเสียงจากนอยส์ (Noise) ได้เป็นอย่างดี

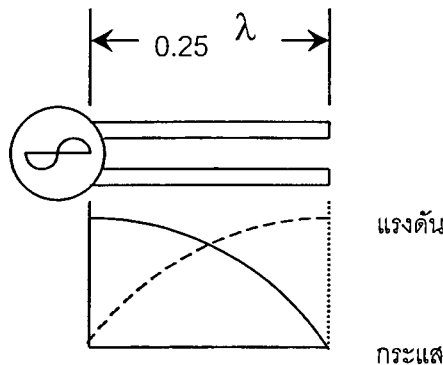


รูปที่ 2.43 แสดงการส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้านเสียงใช้วงจรมอดูเลต-เอ็มฟาซิส ทางด้านการส่ง และวงจรมอดูเลต-เอ็มฟาซิส ทางด้านการรับโทรทัศน์ ซึ่งจะช่วยลดเสียงรบกวน และการรบกวนจากสัญญาณอื่น ๆ ได้เป็นอย่างดี

2.13.3 สายอากาศ

หลักการของสายอากาศ

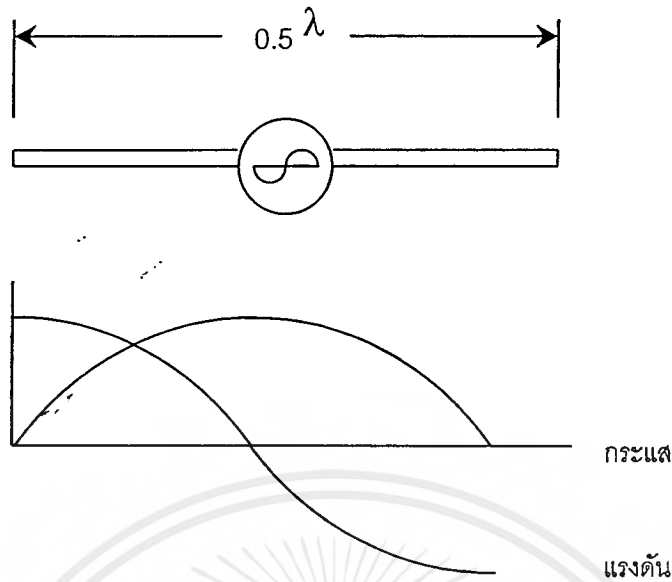
สายอากาศ เป็นส่วนสำคัญของเครื่องรับและเครื่องส่ง ทำหน้าที่แผ่คลื่นจากเครื่องส่ง ให้ออกอากาศและรับคลื่นวิทยุเข้าสู่เครื่องรับ สายอากาศก็เหมือนกับวงจรไฟฟ้าที่ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ สายอากาศส่วนใหญ่จึงทำด้วยลวดตัวนำเป็นท่อตันหรือกลวง เป็นเส้นตรงหรือโค้งงอ แล้วแต่ชนิดของสายอากาศ สายอากาศโดยทั่วไปจะมีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น เราสามารถใช้สายอากาศทำหน้าที่ได้ทั้งสายอากาศส่งหรือสายอากาศรับ เนื่องจากในทางทฤษฎีจะมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน



รูปที่ 2.44 การกระจายแรงดันและกระแสนบนสายนำสัญญาณยาว $\lambda/4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ซึ่งมีโทษผิดเป็นวงจรมอดูเลต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.45 ไตโพลชนิดฮาล์ฟเวฟ

รูปที่ 2.44 แสดงสายนำสัญญาณชนิดสมมูลความยาว $\lambda/4$ แบบวงจรเปิด จะเห็นว่า คลื่นที่ออกจากเครื่องส่งรวมกับคลื่นสะท้อนได้ผลลัพธ์เป็นคลื่นนิ่ง ความจริงแล้วพลังงานบางส่วนที่ออกไปยังปลายด้านที่เปิดวงจรจะแพร่กระจายคลื่นออกอากาศไปได้ อย่างไรก็ตาม ปริมาณคลื่นที่แพร่ออกไปจะได้น้อย ด้วยเหตุผล 2 ประการคือ ประการแรก สภาพแวดล้อมซึ่งเป็นโหลดของสายนำสัญญาณไม่แมตช์ ทำให้พลังงานจ่ายให้โหลด(ส่งออกอากาศ) ได้น้อย ประการที่สอง สายทั้ง 2 เส้นอยู่ใกล้กันมาก และต่างเฟสกัน 180 องศา คลื่นที่แผ่ออกไปส่วนใหญ่จะหักล้างกันเอง

ถ้าเราถ่างปลายสายนำสัญญาณให้ห่างออกเป็น 2 เส้น การแพร่คลื่นทั้งคู่จะมีโอกาสหักล้างกันได้น้อยลง และนอกจากนี้ พลังงานที่จ่ายให้โหลด(ส่งออกอากาศ) จะได้มากขึ้น การแพร่คลื่นจะเพิ่มขึ้นเต็มที่เมื่อปลายสายอยู่ในแนวเดียวกัน ตามรูปที่ 2.45 (ก) สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะกระจายออกไปรอบ ๆ ทำให้การแพร่คลื่นออกได้เต็มที่ สายอากาศชนิดนี้เรียกว่า ไตโพล ความยาวของสายแต่ละข้างเท่ากับ $\lambda/4$ และความยาวรวมเท่ากับ $\lambda/2$ ไตโพลชนิดนี้จึงเรียกว่า ไตโพลชนิดฮาล์ฟเวฟ (half-wave dipole)

รูปคลื่นหนึ่งของแรงดันและกระแสนสายอากาศไตโพลจะเป็นดังรูปที่ 2.45 (ก) สังเกตว่าปลายทั้งสองของสายอากาศเหมือนเปิดวงจร แรงดันจึงมากที่สุด และมีกระแสไหลน้อยที่สุด จุดกลางของสายอากาศซึ่งเรียกว่าจุดฟีด (feed point) จะมีกระแสไหลมากที่สุด และแรงดันต่ำที่สุด ดังนั้นตามรูป อิมพีแดนซ์ของไตโพลชนิดฮาล์ฟเวฟน่าจะมีค่าศูนย์ แต่ความจริงอิมพีแดนซ์

จะเท่ากับ 73 โอห์ม ทั้งนี้เนื่องจากพลังงานบางส่วนสูญเสียในการเคลื่อนออกไป และไม่สะท้อนกลับ

การแพร่คลื่นของสายอากาศ

เนื่องจากปลายสายอากาศโตโพสทั้งสองด้านมีแรงดันสูง จึงทำให้เกิดสนามไฟฟ้าที่ปลายทั้งสอง สนามไฟฟ้านี้เกิดขึ้นในทำนองเดียวกับสนามไฟฟ้าระหว่างแผ่นประจุของตัวเก็บประจุ แต่สนามไฟฟ้าในที่นี้ ไม่ได้จำกัดอยู่เฉพาะแผ่นประจุ แต่กระจายออกสู่อากาศ

สังเกตว่าในกรณีเดียวกันนี้จะทำให้สนามแม่เหล็กเกิดขึ้นด้วย เพราะมีกระแสไหลในสายอากาศเนื่องจากกระแสไหลมากที่สุดบริเวณจุดพีค สนามแม่เหล็กบริเวณจุดพีคจึงแรง ทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสามารถแพร่กระจายออกไปได้ คลื่นดังกล่าวจะเดินทางไปเรื่อย ๆ แม้ว่ากระแสและแรงดันจะหยุดป้อนให้สายอากาศแล้วก็ตาม

อย่างไรก็ดีเมื่อคลื่นเดินทางยิ่งห่างจากสายอากาศเท่าใด พลังงานก็จะอ่อนลง แอมพลิจูดของคลื่น (หรือสนาม) แม่เหล็กไฟฟ้าเรานิยมวัดเป็นแรงดันที่เหนี่ยวนำบนเส้นลวด (สายอากาศ) เราเรียกค่าที่วัดได้นี้ว่า ความแรงสนาม (field strength)

ความแรงสนามจะขึ้นอยู่กักระยะห่างจากเครื่องส่งและกำลังส่งของเครื่องส่ง ความแรงจะน้อยลง ณ จุดที่ห่างออกไปโดยแปรผกผันกับระยะทาง เช่น เมื่อระยะทางไกลออกไป 2 เท่า ความแรงของสัญญาณจะลดลงครึ่งหนึ่ง ในทำนองเดียวกัน ถ้ากำลังส่งของเครื่องส่งมากขึ้น ความแรงสนามก็จะแรงขึ้นด้วย อย่างไรก็ตาม ความแรงสนามเป็นค่าแรงดัน (ที่เหนี่ยวนำบนสายอากาศ) แต่เนื่องจากกำลังไฟฟ้าแปรตามกำลังสองของแรงดัน ฉะนั้นความแรงสนามจะเป็นสัดส่วนกับรากที่สอง (square root) ของกำลังที่เครื่องส่ง นั่นคือ ถ้ากำลังส่งเพิ่มเป็น 2 เท่า ความแรงสนามจะเพิ่มเป็น $\sqrt{2}$ เท่า หรือ 1.414 เท่า

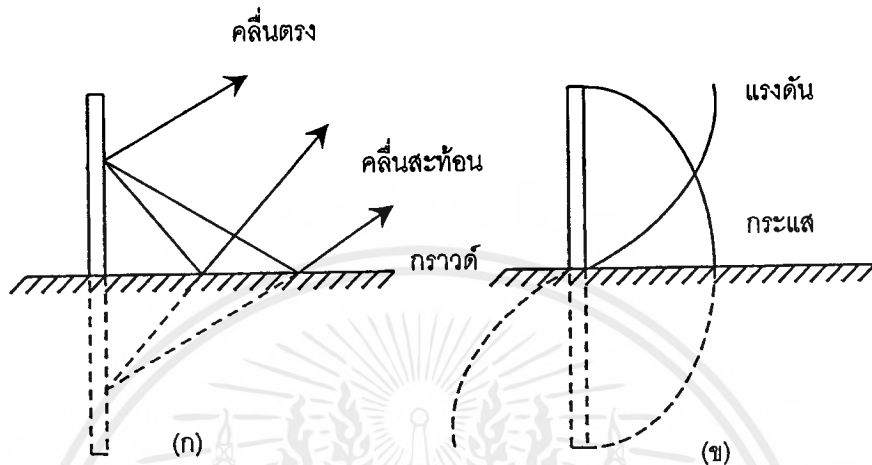
สายอากาศแนวตั้ง

ในกรณีที่ต้องการให้คลื่นมีโพลาไรเซชันในแนวตั้ง เราจะต้องใช้สายอากาศที่วางตัวในแนวตั้ง อย่างไรก็ตาม การใช้งานที่ความถี่ต่ำ สายอากาศจะมีความยาวจนทำให้การติดตั้งลำบาก การจัดให้วางตัวในแนวตั้งจะยุ่งยากขึ้น เช่น ที่ความถี่ 3.5 เมกกะเฮิรตซ์ สายอากาศโตโพสชนิดฮาล์ฟเวฟจะยาวถึง 41 เมตร และที่ความถี่ 1.8 เมกกะเฮิรตซ์ จะยาวเป็น 79 เมตร การติดตั้งจึงทำได้ลำบาก เพราะต้องยกสายอากาศให้ลอยสูงจากพื้นดินมาก

อย่างไรก็ตามถ้าหากเราวางเส้นลวด (สายอากาศ) ที่มีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ (วางในแนวตั้ง) บนระนาบตัวนำเพื่อทำหน้าที่เป็นกราวด์ (perfect ground) ผลลัพธ์ที่ได้จะเสมือนกับใช้สายอากาศโตโพสชนิดฮาล์ฟเวฟวางตัวในแนวตั้ง ทั้งนี้ก็เพราะว่าระนาบกราวด์ดังกล่าวเปรียบเสมือนกระจกที่ทำให้เกิดเป็นลวดสายอากาศอีกเส้นหนึ่งยาวเท่ากับ $\lambda/4$ รวมความยาวทั้ง 2 ข้างเป็น $\lambda/2$ รูปที่ 2.46 (ก) แรงดันและกระแสจะแพร่กระจายบนลวดตัวนำในลักษณะ

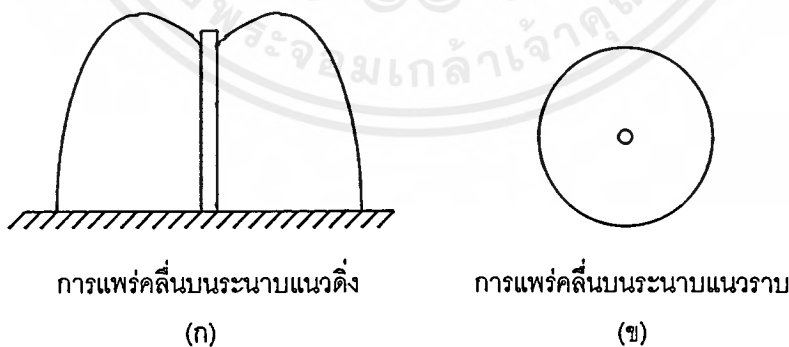
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดียวกับสายอากาศไดโพลชนิดฮาล์ฟเวฟ (ในรูปที่ 2.46 (ข)) สายอากาศแนวตั้งดังกล่าว จะทำงานได้ดีก็ต่อเมื่อพื้นกราวด์เป็นตัวนำ ถ้าหากเราติดตั้งสายอากาศแนวตั้งบนพื้นดินที่มีคุณสมบัติเป็นตัวนำที่ไม่ดี เราอาจจะต้องสร้างพื้นกราวด์พิเศษเพิ่มอีก โดยการต่อเส้นลวดทองแดงออกจากฐานของสายอากาศไปรอบทิศทาง (อย่างน้อย 4 ทิศทาง) ให้สมมาตรกัน เส้นลวด (radial) นี้จะทำหน้าที่เป็นเสมือนกราวด์ให้แก่สายอากาศ



รูปที่ 2.46 สายอากาศแนวตั้งชนิดควอเตอร์เวฟ ($\lambda/4$)

รูปแบบการแพร่คลื่นของสายอากาศแนวตั้งชนิดควอเตอร์เวฟ จะเป็นดังในรูปที่ 2.47 การแพร่คลื่นจะออกไปเท่า ๆ กันในแนวราบ เรียกว่า รอบตัว (omnidirection) ทำให้ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานได้ดี เราสามารถเขียนรูปแบบของการแพร่คลื่นบนระนาบได้เป็นวงกลมดังในรูปที่ 2.47 (ข) ส่วนการแพร่คลื่นที่มองบนระนาบในแนวตั้งจะแผ่ออกทางข้างข้างดังในรูปที่ 2.47 (ก)



รูปที่ 2.47 รูปแบบการแพร่คลื่นของสายอากาศชนิดควอเตอร์เวฟที่วางตัวในแนวตั้ง

สายอากาศแนวตั้งชนิดควอเตอร์เวฟจะมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ประมาณ 36 โอห์ม เมื่อใช้กราวด์มีคุณภาพดี เนื่องจากสายอากาศเป็นแบบไม่สมดุล เพราะสายอีกข้างหนึ่งคือกราวด์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้นจึงใช้กับสายโคแอกเซียลได้โดยไม่ต้องมีบาลัน เส้นกลางของสายโคแอกเซียลต่อกับลวดสายอากาศ ส่วนเส้นชีลด์ต่อกับกราวด์ (หรือระบบสายดิน) ได้เลย.



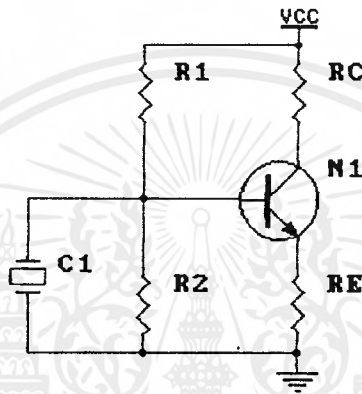
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ และคัพเพลอร์

Q₁ จากหลักการที่ว่า จะให้ทรานซิสเตอร์คุณความถี่ขึ้นมาได้นั้นจะต้องให้วงจรทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ใกล้ ๆ กับจุดคัทออฟ



รูปที่ 3.1 Oscillator and Doubler circuit

จากวงจรดังรูปที่ 3.1 จึงกำหนดให้แรงดันที่ตกคร่อม รอยต่อมีมิตเตอร์กับคอลเลคเตอร์มีค่าประมาณ 10.5 V และกำหนดให้กระแสไหลผ่านผ่านคอลเลคเตอร์ I_C มีค่าประมาณ 3.5 mA จึงสามารถคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้ดังนี้
จาก loop output จะได้สมการว่า

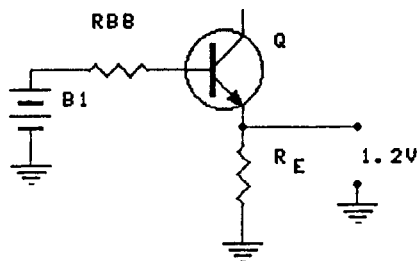
$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} + V_{RE}$$

โดยกำหนดให้ $V_{CC} = 12\text{ V}$, $V_{CE} = 10.5\text{ V}$ และให้ V_{RE} ประมาณ 40% V_{CC}

$$\therefore R_E \approx \frac{1.2\text{ V}}{3.5\text{ mA}} \approx 330\ \Omega$$

$$R_C \approx 100\ \Omega$$

และพิจารณา loop input โดยใช้ทฤษฎีเทวินิน เข้ามาทำการวิเคราะห์จะได้ดังรูปที่ 3.2 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 การพิจารณา loop input

โดยกำหนดให้ V_{BB} มีค่าประมาณ 2.9 V แล้วจะได้

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (1)$$

$$R_{BB} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (2)$$

นำ R_1 คูณสมการ (1)

$$\begin{aligned} V_{BB} \cdot R_1 &= V_{CC} \cdot R_{BB} \\ R_1 &= \frac{V_{CC} \cdot R_{BB}}{V_{BB}} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

และ

$$R_2 = \frac{V_{CC} \cdot R_{BB}}{(V_{CC} - V_{BB})} \dots\dots\dots (4)$$

เนื่องจาก

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$\text{จึงได้ } I_B = \frac{3.5 \text{ mA}}{25}$$

$$= 140 \mu\text{A}$$

จะได้

$$V_{BB} = 140 \mu\text{A} (R_{BB}) + 0.6 \text{ V} + 1.2 \text{ V}$$

$$R_{BB} = \frac{V_{BB} - 1.2 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{140 \mu\text{A}}$$

$$\approx 7.8 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

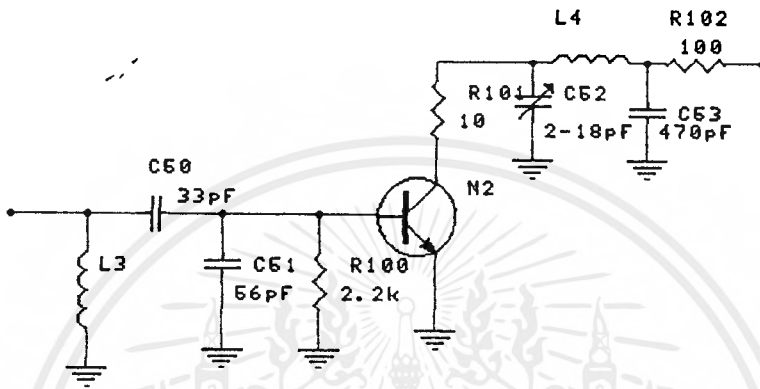
จึงได้ค่า

$$R_1 \approx 33 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 \approx 10 \text{ k}\Omega$$

วงจรคูณความถี่โดยใช้วงจรขยายคลาส C

3.2 คูณความถี่จาก 100 MHz เป็น 200 MHz



รูปที่ 3.3 Doubler circuit

$$L_3 = \frac{1}{(2\pi)^2 (100\text{M})^2 (20.76\text{pF})}$$

$$= 122 \text{ nH}$$

ใช้งานจริง

$$L \cong 60 - 124 \text{ nH}$$

โดยกำหนดให้กระแสในวงจรมีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.10 A

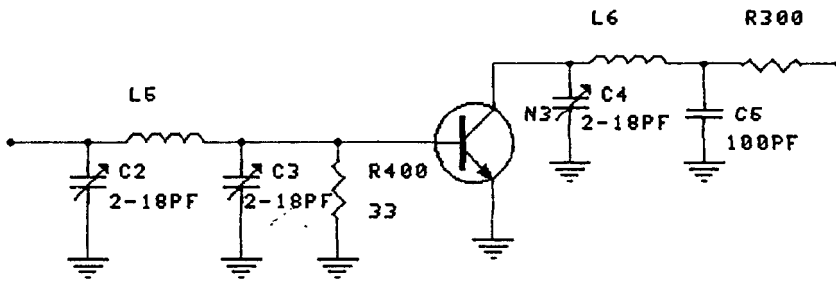
$$\text{จะได้ } R = \frac{12.6 \text{ V}}{0.1 \text{ A}} = 126 \Omega$$

ใช้งานจริง 100 Ω

$$L_4 = \frac{1}{(2\pi)^2 (200\text{M})^2 (6\text{pF})}$$

$$= 84 \text{ nH}$$

3.3 วงจรคูณความถี่จาก 200 MHz เป็น 400 MHz



รูปที่ 3.4 Doubler circuit

$$L_5 = \frac{1}{(2\pi)^2 (200M)^2 (8.5pF)}$$

$$= 75 \text{ nH}$$

$$L_6 = \frac{1}{(2\pi)^2 (400M)^2 (9pF)}$$

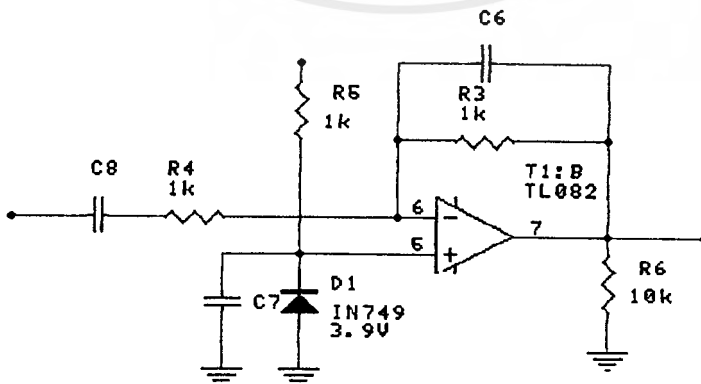
$$= 20 \text{ nH}$$

โดยกำหนดให้กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้สูงสุดเท่ากับ 0.35 A

$$R = \frac{12.6 \text{ V}}{0.35 \text{ A}} = 36 \Omega$$

ใช้งานจริง R มีค่าเท่ากับ 33 Ω

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านหรือ microphone Amplifier



รูปที่ 3.5 microphone Amplifier. circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จาก } \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = - \frac{Z_2}{Z_1}$$

โดยการใช้ Admittance ของวงจร

$$Y_2 = \frac{1 + j\omega C}{R_2} = \frac{1 + j\omega R_2 C}{R_2}$$

จึงได้ Impedance ของวงจร

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}$$

$$\therefore \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$$

จะได้ขนาดเท่ากับ

$$\left| \frac{Z_2}{Z_1} \right| = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_2 C)^2}}$$

ที่ 3 dB จะได้ความถี่ cut off เท่ากับ

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

จากรูปต้องการกรองความถี่เสียงที่มีความถี่อยู่ในช่วง 300 - 3,400 Hz

คำนวณหาค่า C

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2\pi f R_2} \\ &= \frac{1}{2\pi (3,400)(1,000)} \\ &= 47 \text{ nF} \end{aligned}$$

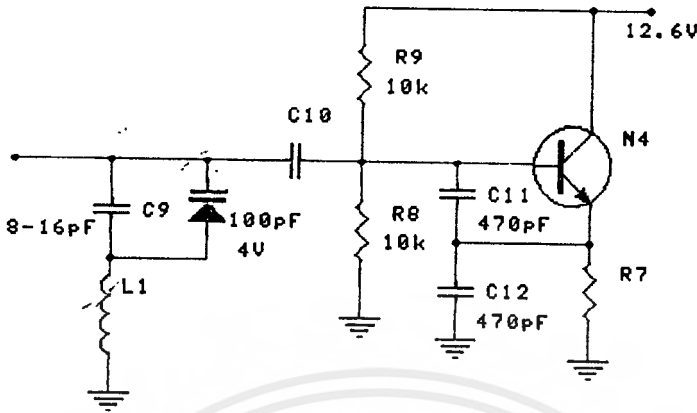
ทำนองเดียวกันสำหรับวงจรที่ LINE IN หาค่า C ได้จากการกำหนดความถี่ที่ผ่านอยู่ในช่วง

20 Hz - 15 KHz

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2\pi (15K)(100K)} \\ &= 106 \text{ pF} \end{aligned}$$

เลือกใช้ C มีค่าเท่ากับ 100 pF

3.4 วงจรผสมสัญญาณโดยอาศัยความถี่โดยตรง



รูปที่ 3.6 Frequency modulator circuit

เมื่อส่วนของความเหนี่ยวนำหรือความจุของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ LC ถูกแทนด้วยตัวรีแอกแตนซ์ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามคลื่นของสัญญาณแล้วจะได้รับการผสมสัญญาณโดยอาศัยความถี่ทางตรง จากรูปที่ใช้ไดโอดแบบเปลี่ยนค่าได้ประกอบเข้ากับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ ค่า C_D เป็นค่าความจุแบบเปลี่ยนค่าความจุได้ และ C_T เป็นค่าความจุกรวมของ C_D และ C เนื่องจาก $C_T \ll C_1$ และ C_2 ความถี่ที่ได้จากการออสซิลเลทจะหาได้จากค่า L และ C_T ด้วยเหตุนี้เองการเบี่ยงเบนของความถี่จะขึ้นกับค่าของ ΔC_D และค่า ΔC_D นี้ เปลี่ยนแปลงขึ้นกับคลื่นสัญญาณที่จะได้จากไมโครโฟน เมื่อกำหนดความถี่ออสซิลเลทเท่ากับ 5.5 MHz จึงจะได้ค่า L ดังนี้

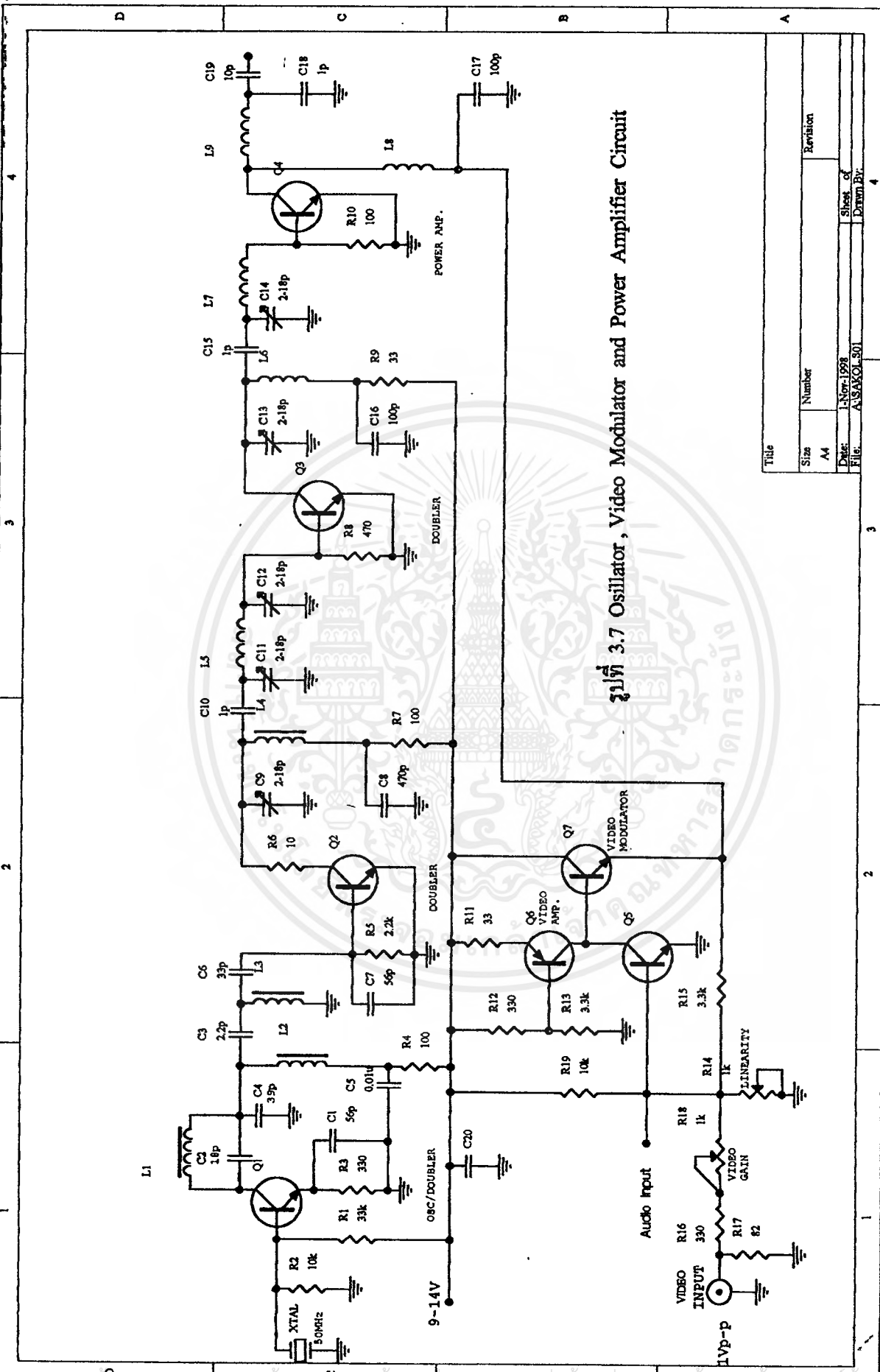
โดย $C_T = 76 \text{ pF}$

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

$$\therefore L = \frac{1}{(2\pi)^2 (5.5\text{M})^2 (76\text{pF})} = 11 \mu\text{H}$$

3.5 รายละเอียดการทำงานของเครื่องส่งโทรทัศน์

เมื่อได้แนวคิดตามบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 1 แล้ว ต่อมาก็จะมาดูรายละเอียดการทำงานของวงจร โดยรายละเอียดของวงจรเครื่องส่งโทรทัศน์แสดงไว้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 Oscillator, Video Modulator and Power Amplifier Circuit

Title	
Size	Number
A4	
Date:	Revision
1-Nov-1998	
File:	Sheet of
A:\SAKOL_501	Drawn By:
	4

โดยวงจรตั้งกล่าวทำงานเริ่มจากทรานซิสเตอร์ Q_1 เบอร์ 2N3866 ที่ทำหน้าที่เป็น วงจรผลิตความถี่ร่วมกับคริสตอล ความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์จะเป็นเท่าไรขึ้นอยู่กับ การเลือกค่าความถี่ของตัวคริสตอล ในที่นี้ใช้คริสตอลที่ความถี่ 50 เมกกะเฮิรตซ์ ในการไบอัสให้ กับทรานซิสเตอร์ตั้งกล่าวนี้เราใช้แรงดันไฟ 12 โวลต์ จ่ายผ่านรีซิสเตอร์ R_1 , R_2 และ R_3 เข้าไป ไบอัสเพื่อกำหนดไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ Q_1 โดยให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำงานอยู่ในย่าน ประมาณ คลาส AB โดยกำหนดไบอัสให้ขาเบสมีค่าประมาณ 3 โวลต์

เมื่อทรานซิสเตอร์ตั้งกล่าวทำงานได้แล้วทางขาออก จะพบว่ามีคอลล L_1 และ คาปาซิเตอร์ C_1 ต่อยกิมพีแดนซ์ของวงจรให้สูงขึ้น ด้วยการทำหน้าที่เป็นโหลดทางต้าน คอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 โดย L_1 , C_2 เป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่ความถี่เท่ากับความถี่ของ คริสตอล ตามวงจรถูกออกแบบให้เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 50 เมกกะเฮิรตซ์ เพราะว่าความถี่ดังกล่าว นี้ต้องมีการทวีคูณความถี่ขึ้นไปอีก 8 เท่า เพื่อกำหนดให้เป็นความถี่ 400 เมกกะเฮิรตซ์ โดยการคูณความถี่เราใช้วงจรดับเบลดอร์ทั้งหมด 3 วงจร ด้วยกัน

ในการทำงานของวงจรเราจะให้วงจรรอสซิลเลเตอร์ทำหน้าที่เป็นวงจรทวีคูณความถี่ โดยการกำหนดให้ L_2 , C_4 ที่ต่ออนุกรมกับคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำหน้าที่เป็น วงจรจูนความถี่ 2 เท่า โดยมี C_5 ทำหน้าที่เป็นวงจรมายาผลความถี่ วงจรตั้งกล่าวจะเป็นวงจร ที่มีอิมพีแดนซ์สูงขึ้นเมื่อมาทำงานร่วมกับความถี่ที่สูงขึ้นมาเป็น 100 เมกกะเฮิรตซ์ เราจะ ใช้คาปาซิเตอร์ C_3 ทำหน้าที่ถ่ายเทความถี่ดังกล่าวไปยังวงจรรเรโซแนนซ์อันประกอบด้วย L_3 , C_6 และ C_7 ซึ่งจูนความถี่ไว้ที่ 100 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งการที่มีวงจรถูกดับเบลดอร์แบบนี้ก็ เพื่อสัญญาณที่ได้นั้นให้มีความเคลียร์นั่นเอง

แรงดันไฟที่เกิดจากความถี่อาร์เอฟในจันชั้น C_6 , C_7 และ R_6 จะเป็นไบอัสให้กับ ทรานซิสเตอร์ Q_2 เบอร์ 2N3866 ซึ่งการเกิดไบอัสที่เรียกว่า อาร์คไบอัส เพราะเบสของ ทรานซิสเตอร์ Q_2 นั้นไม่ได้มีแรงดันสำรองไว้เลย ต้องอาศัยความถี่เข้ามาอย่างเดียว การออกแบบไบอัสนี้ยอมก่อให้เกิดฮาร์โมนิคส์มากกว่าปกติทางคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 จึง ต้องต่อเข้ากับวงจรชัพเพรชความถี่ โดยอาศัยรีซิสเตอร์ R_8 ทำงานร่วมกับ C_9 ทำหน้าที่เป็น อุปกรณ์เพื่อเลือกเฟ้นความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิรตซ์ ก่อนจะดับปลั้งสัญญาณด้วยการทำงานของ คาปาซิเตอร์ C_{10} เช่นเดียวกันเพื่อให้เกิดความเครียร์ จึงต้องมีวงจรถูกดับเบลดอร์ที่เรียกว่า ดับเบลด -จูน ซึ่งประกอบด้วย C_{11} , C_{12} และ L_6 ซึ่งตั้งความถี่ไว้ที่ความถี่ 200 เมกกะเฮิรตซ์ เพื่อจะตรวจสอบกระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 เพราะคงจะเห็นแล้วว่า การจัดไบอัสของวงจรตั้ง กล่าวในส่วนของเบสเป็นการจัดไบอัสแบบเอซี (AC) จะต้องมีกระแสเพียงพอตามการออกแบบ เพราะฉะนั้นเราจะต้องตรวจสอบเพื่อให้ได้กระแสอย่างเพียงพอ การตรวจสอบทำได้โดยการวัด แรงดันตกคร่อม R_7 ซึ่งมีค่า 100 Ω เราต้องปรับ L_1 , L_2 และ L_3 ให้ได้ค่าแรงดันไฟตกคร่อม รีซิสเตอร์ตั้งกล่าวให้มากที่สุด ซึ่งตามการออกแบบแรงดันที่เกิดขึ้นเมื่อปรับแต่งได้ถูกต้องจะ เกิดแรงดันไฟขึ้นประมาณ 4 ถึง 5 โวลต์ และแรงดันไฟที่เกิดขึ้นนี้จะเพียงพอสำหรับการส่งผ่าน

ไปให้รีซิสเตอร์ R_9 จ่ายเป็นไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q_3 ใต้ในที่สุด เหตุผลของการขับแบบฮาร์ต-ไบอัสหรือการที่ต้องป้อนสัญญาณความถี่ให้แรงๆ เข้ามานั้นเพื่อให้เกิตฮาร์โมนิกส์เราจะได้จูนความถี่ 2 เท่าได้ นอกจากนั้นแล้วระบบดังกล่าวนี้ยอมไม่สามารถขยายแบบลิเนียร์ได้ กรณีของทรานซิสเตอร์ Q_3 นี้ จะนำเอาความถี่ 200 เมกกะเฮิรตซ์ เข้าไปยังทรานซิสเตอร์ Q_5 คาปาซิเตอร์ C_{10} คือตัวการสำคัญที่ทำหน้าที่คัปปลิงสัญญาณจากขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 ไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_3 การใช้วงจรขับเบิ้ลจูนดังกล่าวนี้ถือว่าสามารถลดปัญหาความไม่ลิเนียร์ทั้งที่เข้ามาได้ พร้อมกันนั้นยังสามารถตัดทิ้งความถี่ที่ไม่ต้องการไปด้วยในเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการแมทชิ่งกันในระบบถ่ายทอดสัญญาณ จึงได้ใส่ทรินเมอร์ C_{12} เอาไว้เพื่อปรับแมทชิ่งให้กับวงจรเบสของทรานซิสเตอร์ Q_3 และที่ขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 ก็จะมี C_{13} , C_{16} และ L_6 ทำหน้าที่จูนความถี่ 400 เมกกะเฮิรตซ์ และคาปาซิเตอร์ C_{15} จะเป็นตัวคัปปลิงสัญญาณความถี่ 400 เมกกะเฮิรตซ์ เพื่อส่งพลังงานดังกล่าวเข้าสู่วงจรจูนอันประกอบด้วย L_7 และ C_{14} ตอนนี้จะได้กำลังวัตต์ของเครื่องประมาณ 50-70 มิลลิวัตต์ ของอาร์เอฟ ณ จุดนี้ และก็จะถ่ายทอดสัญญาณดังกล่าวไปให้กับทรานซิสเตอร์ Q_4 เพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้เป็น 0.5 ถึง 1 วัตต์ โดยการป้อนสัญญาณดังกล่าวให้กับทรานซิสเตอร์ Q_4 โดยจะใช้รีซิสเตอร์ R_{10} ทำหน้าที่เป็นตัวจัดไบอัสขับทรานซิสเตอร์ดังกล่าวด้วยวงจรจูน C_{14} และ L_7 ให้เกิดฮาร์ตไบอัสขึ้นกับทรานซิสเตอร์ Q_4 เหมือนเดิม วงจรแมทชิ่งเนทเวิร์คอันประกอบด้วย L_9 , C_{18} และ C_{19} จะเป็นแมทชิ่งในวงจรส่วนนี้ วัตถุประสงค์เพื่อจูนบรอดแบนด์นั่นเอง ตอนนี้นักล้งวัตต์จึงอยู่ที่ 0.65 วัตต์

การทำงานในส่วนของระบบภาพ

ในการทำงานของระบบภาพนั้น สัญญาณภาพจากกล้องวิดีโอ นั้นจะเข้ามาที่ส่วนที่เขียนว่า VIDEO INPUT ซึ่งจะมีความแรงของสัญญาณอยู่ในช่วง 0.75-1.5 โวลท์ พีค-ทู-พีค ที่สำคัญสัญญาณภาพรวมทั้งที่ส่งเข้ามาในวงจรนี้เป็นสัญญาณภาพเฟสบวก หรือสัญญาณภาพที่มีสัญญาณซิงค์ลบนั่นเอง เมื่อสัญญาณภาพถูกส่งเข้ามายังทรานซิสเตอร์ Q_5 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวยขยายสัญญาณภาพ ส่งต่อไปให้กับ Q_7 เอาสัญญาณส่วนหนึ่งป้อนกลับเพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจร เพื่อขับสัญญาณให้ถึงจุดสูงสุดของทรานซิสเตอร์ การทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพได้นั้นต้องอาศัยการจ่ายกระแสที่แม่นยำ ดังนั้นจึงได้ออกแบบให้มีทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นมา เพื่อจ่ายกระแสคงที่ให่วงจรนั้นคือ ทรานซิสเตอร์ Q_6 ที่เข้ามาทำหน้าที่ตรงนี้

จุดแรงดันสงบ หรือ Quiescent Point กำหนดอัตราส่วนได้โดยค่ารีซิสเตอร์ R_{16} ซึ่งเป็นรีซิสเตอร์ที่อยู่ในวงจรป้อนกลับ และมีโพเทนซิโอมิเตอร์ R_{14} เป็นตัวตั้งอัตราขยาย (Gain) เนื่องจากระบบสัญญาณภาพเป็นระบบของพลังงานแสงที่ถูกเปลี่ยนให้เป็นพลังงานไฟฟ้าด้วยการทำงานของกล้องถ่ายวิดีโอ ดังนั้นการปรับแต่งอัตราขยายโดยโพเทนซิโอมิเตอร์ R_{14} จึงต้องคำนึงถึงระดับขาวและระดับดำ อันเป็นข้อมูลภาพที่ต้องการ ส่วนโพเทนซิโ-

มิเตอร์ R_{18} ในการปรับแต่งจะปรับให้การทำงานของทรานซิสเตอร์อยู่ที่จุดโอเปอเรชั่น พอยท์ (Operation Point)

สัญญาณภาพดังกล่าวจะถูกนำไปมอดูเลตกับสัญญาณแคร์เรียร์ที่สร้างขึ้นมาโดยการรวมสัญญาณดังกล่าวจะเกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์ Q_4 โดยถือว่าวงจรส่วนนี้เป็นวงจรผสมสัญญาณภาพ ซึ่งสัญญาณจะส่งเข้ามาผสมสัญญาณทางขดลวด L_6 วงจรมอดูเลตความถี่ชุดนี้อาศัยแรงดัน 10 ถึง 12 V_{p-p} วงจรเพาเวอร์แอมป์นั้นต้องมีความสามารถขยายสัญญาณได้ตั้งแต่ช่วงถี่ซี จนถึง 4 เมกะเฮิรตซ์ เมื่อสัญญาณถูกมอดูเลตเรียบร้อยแล้วก็จะส่งออกไปตามสายอากาศ

3.7 การทำงานในส่วนของระบบเสียง

การทำงานเป็นส่วนของแชนแนลเสียง ซึ่งวงจรเป็นไปตามรูปที่ 3.8 ประกอบไปด้วยภาคปริแอมป์ลิฟายเออร์ที่ทำงานด้วย IC1 และ IC2 ซึ่งอยู่ในตัวเดียวกัน โดยใช้เบอร์ TLO82 จะเห็นได้ว่า วงจรนี้ถูกออกแบบให้มีการใช้งานได้สองลักษณะ โดยชุดแรกคือ จุดที่เขียนไว้ว่า DYNAMIC MIC ทำงานโดยใช้สัญญาณเสียงที่มาจากไมโครโฟน ส่วนอีกชุดหนึ่งนั้นคือ จุดที่เขียนไว้ว่า LINE INPUT สามารถใช้กับสัญญาณเสียงที่มาจากแหล่งกำเนิดเสียงอื่น ๆ ได้

ในการทำงานของชุด DYNAMIC MIC นั้น สัญญาณเสียงจากไมโครโฟนผ่านการคัปปลิ่งด้วยคาปาซิเตอร์ C_1 เข้าสู่ขา 6 ของ IC₁ สัญญาณเสียงก็จะถูกขยายออกมาที่ขา 7 ของ IC₁ เข้าสู่ขา 3 ของ IC₂ แล้วถูกขยายออกมาที่ขา 1 ของ IC₂ โดยสัญญาณที่ขยายออกมานี้จะกำหนดให้มีค่าไม่เกิน 1 V_{p-p}

และการทำงานของชุด LINE IN ก็ทำงานในลักษณะเช่นเดียวกัน กล่าวคือ สัญญาณเสียงที่ถูกป้อนเข้ามาจะถูกควบคุมด้วยโพเทนซิโอมิเตอร์ R_6 ก่อนที่จะคัปปลิ่งผ่าน C_6 เพื่อเข้าสู่ขา 2 ของ IC₂ สัญญาณเสียงนี้ก็จะถูกขยายออกมาที่ขา 1 ของ IC₂ โดยสัญญาณจะไม่เกิน 1 V_{p-p} เช่นเดียวกัน

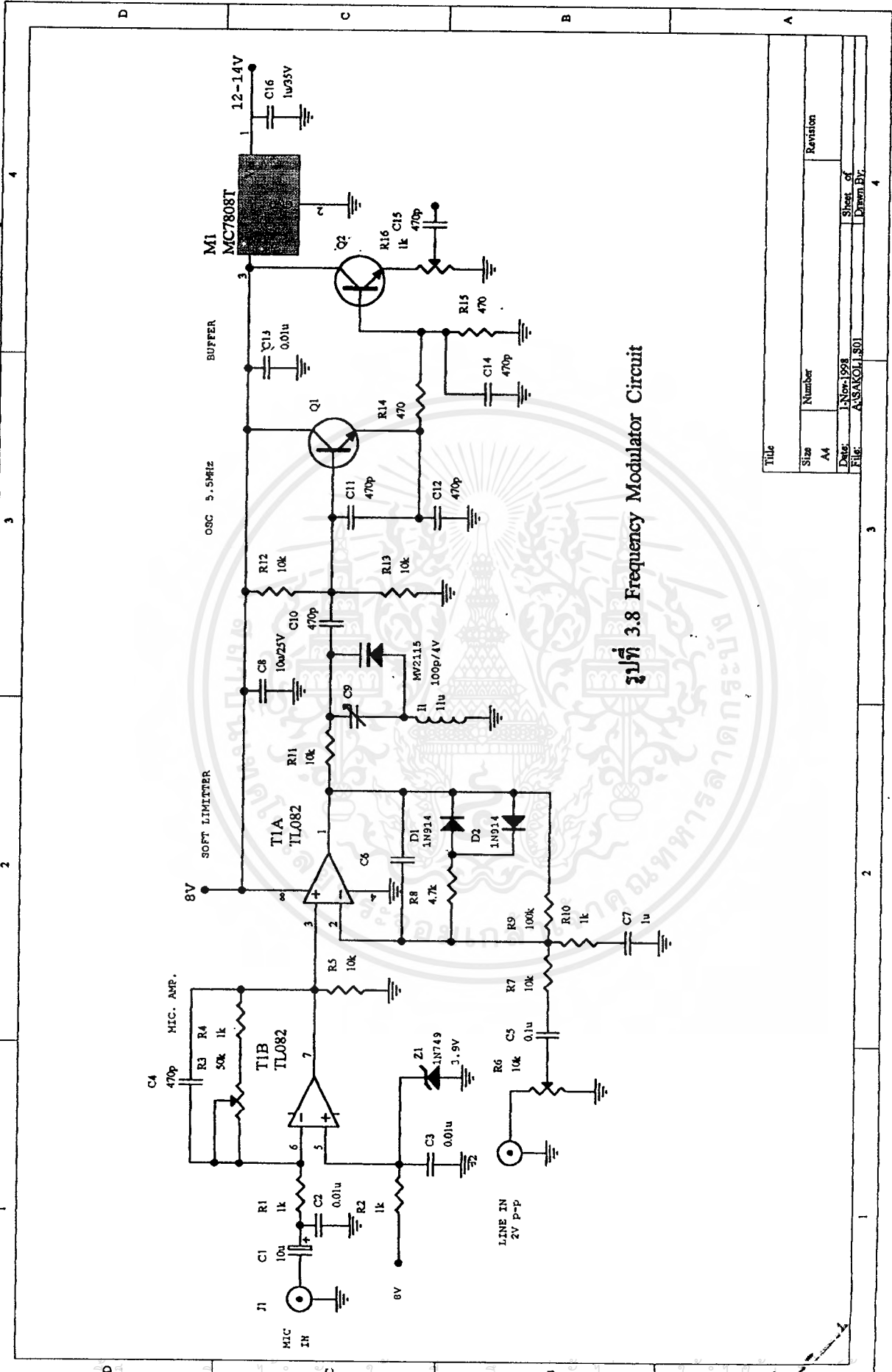
สัญญาณเสียงดังกล่าวก็จะถูกส่งต่อไปยังวาริแคป D_2 ความถี่ออสซิลเลเตอร์ถูกกำหนดด้วยค่าของ L_1 และค่าประจุของคาปาซิเตอร์ C_9 ที่ต่อขนานอยู่กับมัน และค่าประจุของคาปาซิเตอร์ C_{10} , C_{11} และ C_{12} ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ การปรับแต่งวงจรออสซิลเลเตอร์ทำได้โดยการปรับแต่งที่ทริมเมอร์ C_9 เพื่อให้ได้ความถี่ 5.5 เมกะเฮิรตซ์ ตามหลักการของเครื่องส่งโทรทัศน์ระบบ PAL เมื่อสัญญาณเสียงถูกส่งเข้ามาสู่จิ้งจันของ D_2 ย่อมทำให้เกิดผลต่อค่าคาปาซิเตอร์ของ D_2 เกิดการเปลี่ยนแปลงทางโวลท์ขึ้นที่ตัววาริแคป D_2 ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะได้รับการเปลี่ยนแปลงอยู่ในราว 20 กิโลเฮิรตซ์ต่อโวลท์ เมื่อสัญญาณเข้ามายังวาริแคป จึงทำให้เกิดความถี่เปลี่ยนแปลงส่ายไปส่ายมา อันเป็นหลักการของการมอดูเลตแบบ FM นั้นเอง โดยมีเซนเตอร์ของซันแคร์เรียร์อยู่ที่ 5.5 เมกะเฮิรตซ์

ความถี่ซันแคร์เรียร์ 5.5 เมกะเฮิรตซ์ จะถูกส่งไปเป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้กับทรานซิสเตอร์ Q_8 ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณอีกทีหนึ่ง แล้วส่งผ่านวงจรบัฟเฟอร์ที่ทำงานโดยทรานซิสเตอร์ Q_9 คัปปลิ่งสัญญาณผ่าน C_{15} เพื่อแยกสัญญาณออกจากไฟตรง ไม่เช่นนั้นแล้ว

การทำงานของวงจรต้านภาพจุดทำงานย่อมเปลี่ยนแปลงไป ทำให้เกิดผิดเพี้ยนของวงจรมายาสัญญาณภาพได้ในที่สุด สัญญาณเสียงที่เป็นสัญญาณแอฟเอ็มนี้จะส่งผ่านเข้าไปผสมกับสัญญาณภาพที่วงจรรทรานซิสเตอร์ Q_5 แม้ว่าสัญญาณของภาพและเสียงจะอยู่ด้วยกันแต่เนื่องจากระบบของการมอดูเลทไม่เหมือนกัน จึงถือว่ามันแยกออกจากกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 Frequency Modulator Circuit

Title	
Size	Number
A4	
Date:	Revision
1-Nov-1998	
File:	Sheet of
ASAKO11.S01	From Dr.
	4

บทที่ 4

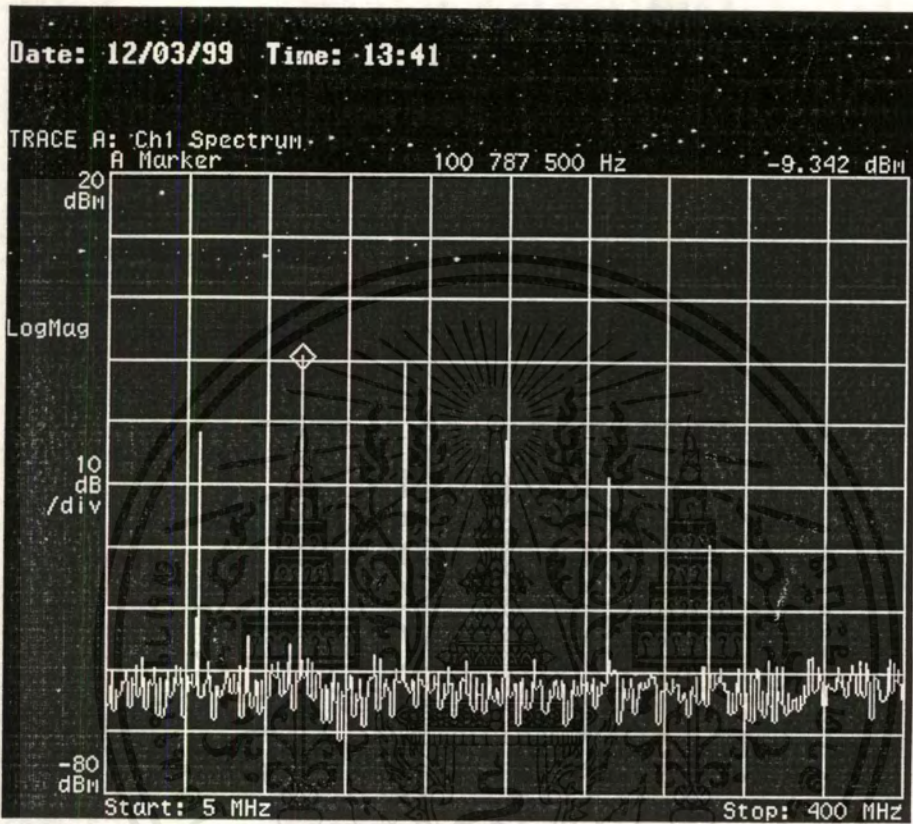
ผลการทดลอง

การกำเนิดความถี่เริ่มจากตัวคริสตอล ผลิตความถี่ 50 MHz ป้อนเข้าวงจร Doubler (Q1) ได้ความถี่ออกมาประมาณ 100 MHz ป้อนเข้าวงจร Doubler (Q2) ได้ความถี่ ออกมาประมาณ 200 MHz และป้อนเข้าวงจร Doubler (Q3) อีกครั้งได้ความถี่ออกมาประมาณ 400 MHz ซึ่งใช้ความถี่ประมาณ 400 MHz นี้เป็นคลื่นพาห้ในการส่งสัญญาณออกอากาศ

ความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณเสียงที่ได้จากการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q1 ในวงจร F.M. CIRCUIT สามารถวัดได้ประมาณ 5.5 MHz

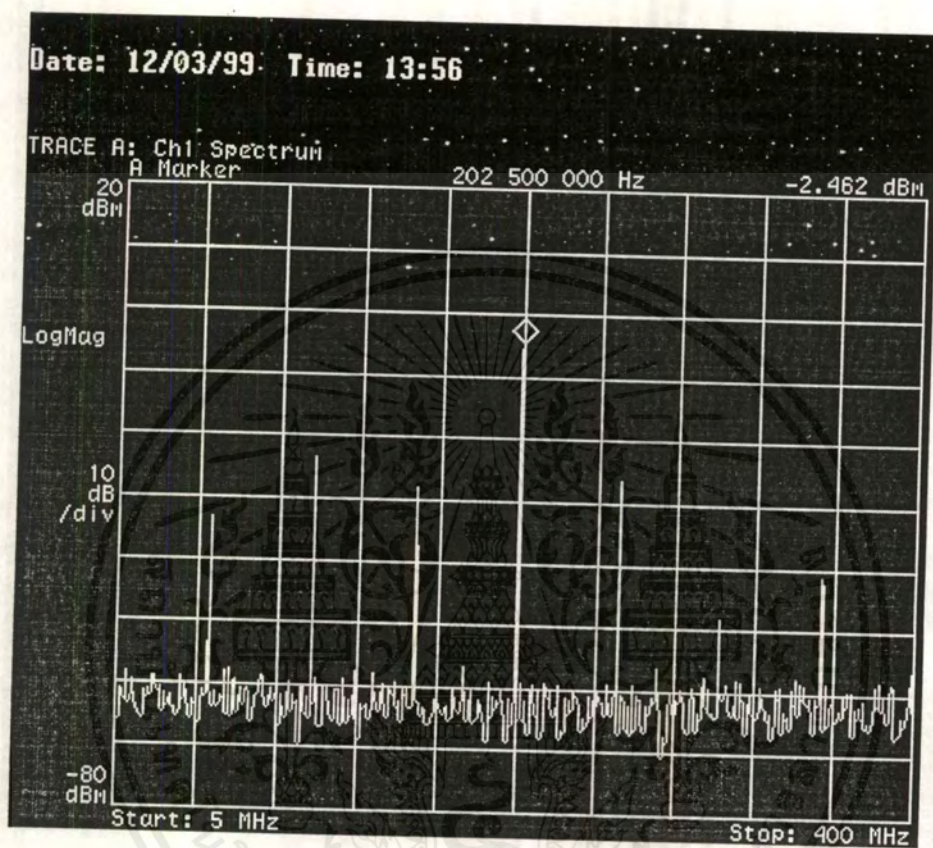
ความถี่ต่างๆ ดังกล่าวข้างต้นนั้นสามารถวัดได้ด้วยอุปกรณ์หลายชนิด เช่น OSCILLOSCOPE และ SPECTRUM ANALYZER เป็นต้น แต่ OSCILLOSCOPE ที่หาได้นั้นสามารถวัดความถี่ของสัญญาณได้สูงสุด 200 MHz เท่านั้น ดังนั้นในการทดลองนี้จึงใช้ SPECTRUM ANALYZER ในการวัดความถี่ต่างๆ ดังแสดงให้เห็นในภาพดังต่อไปนี้





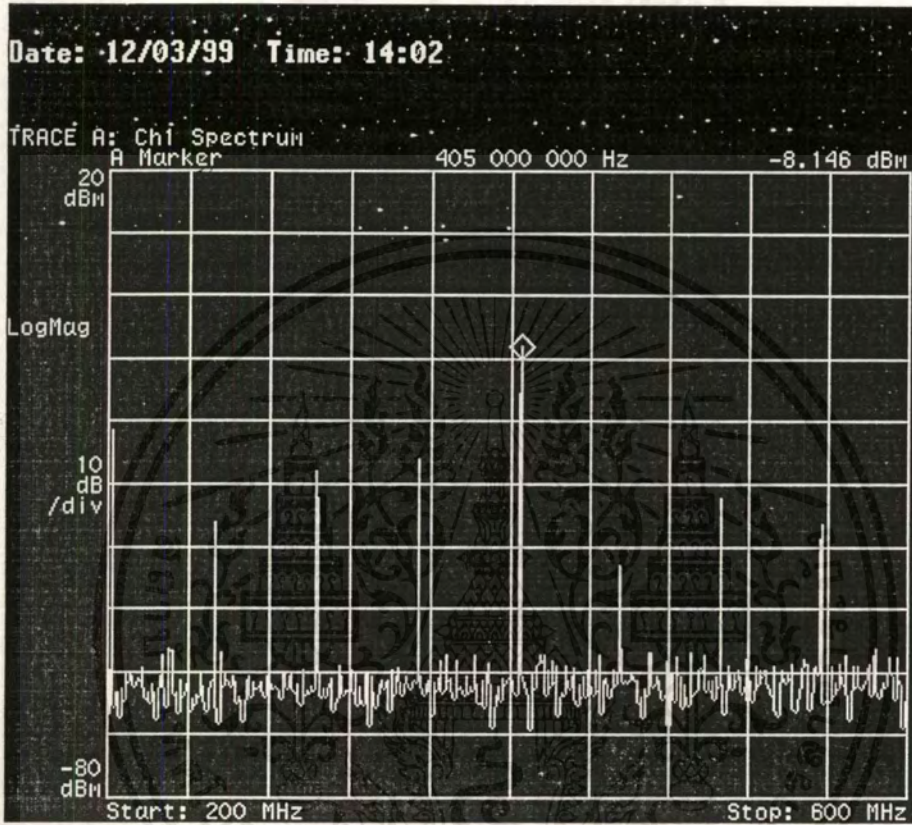
รูปที่ 4.1 แสดง Spectrum ของความถี่ 100 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



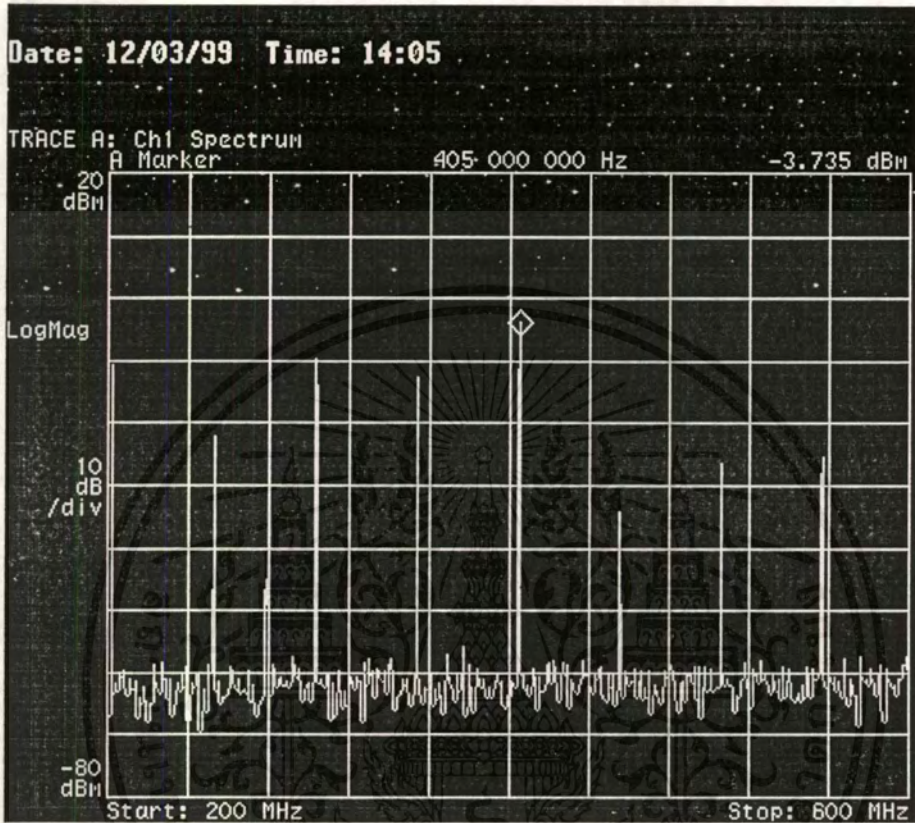
รูปที่ 4.2 แสดง Spectrum ของความถี่ 200 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



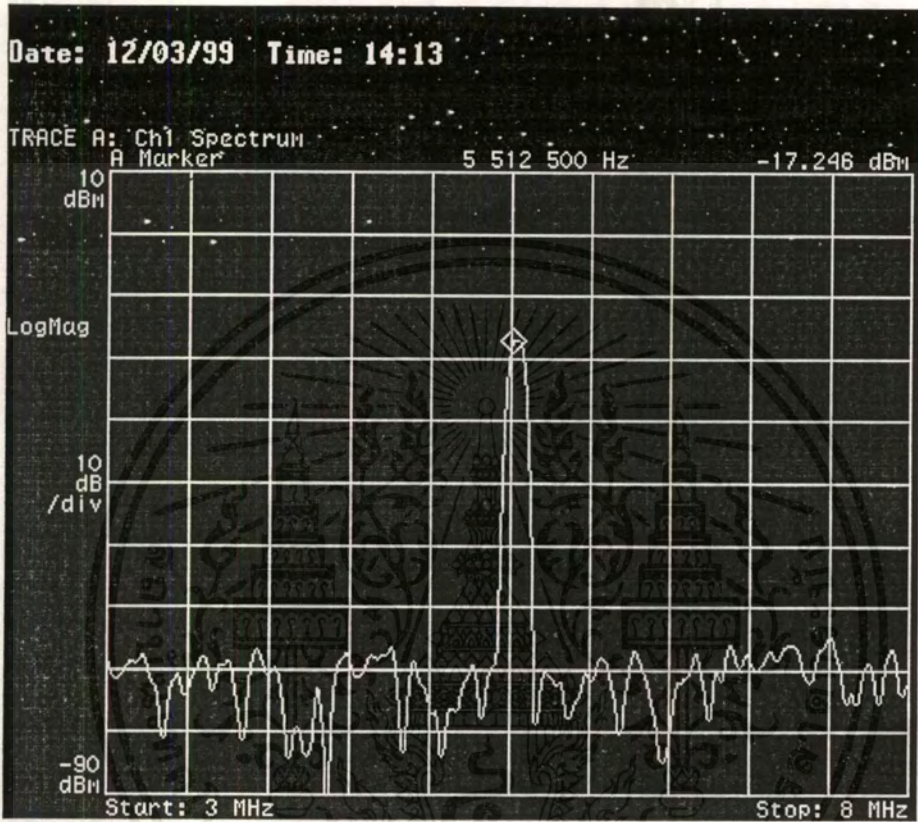
รูปที่ 4.3 แสดง Spectrum ของความถี่ 400 MHz (Q3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



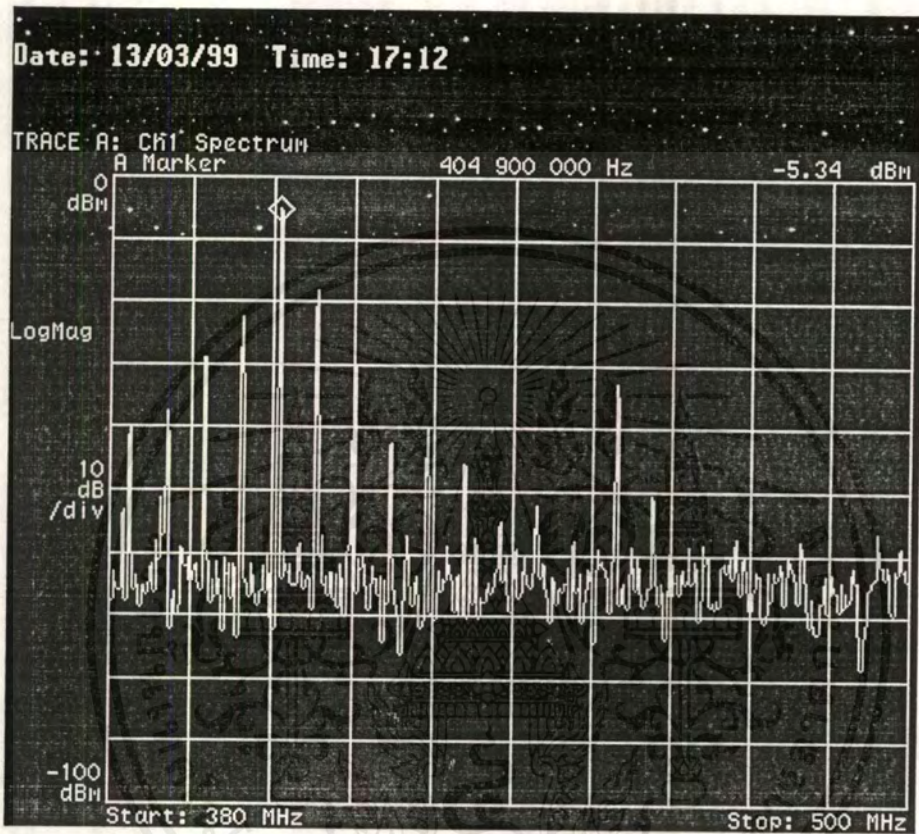
รูปที่ 4.4 แสดง Spectrum ของความถี่ 400 MHz (Q4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดง Spectrum ของความถี่ 5.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดง Spectrum ของความถี่คลื่นพาห้ของภาพและเสียงห่างกัน 5.5 MHz

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากการทดลองส่งภาพ ซึ่งนำสัญญาณภาพ (composit video signal) มาจากกล้องถ่ายวิดีโอ มาป้อนให้กับเครื่องส่งสัญญาณภาพนี้ สามารถทำการส่งออกอากาศไปได้ไกลประมาณ 200 - 300 เมตร ได้ภาพที่ชัดเจนพอสมควร แต่เนื่องจากการทดลองหาระยะทางได้ทำการทดลองภายในตึก จึงทำให้เกิดคลื่นสะท้อนไปมาทำให้ส่งสัญญาณออกไปได้ไม่ไกลเท่าที่ควร และยังทำให้เกิด noise เป็นจุดๆ บ้างเล็กน้อย

จากการทดลองส่งสัญญาณเสียง โดยใช้ condenser microphone เป็นต้นกำเนิดเสียง สามารถส่งสัญญาณเสียงออกไปได้เช่นกัน

ผลการทดลองดังกล่าวข้างต้นนี้ สามารถสรุปได้ว่าเครื่องส่งสัญญาณวิดีโอทางไกลสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ของโครงการนี้อย่างมีประสิทธิภาพดีพอสมควร





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

The RF Line
NPN Silicon
High-Frequency Transistor

MPS3866

$I_C = 400$ mA
HIGH-FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	55	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.5	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	0.4	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 5.0$ mA, $R_{BE} = 10 \Omega$)	$V_{(BR)CER}$	55	—	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 5.0$ mA, $I_B = 0$)	$V_{CE0(sus)}$	30	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 100 \mu\text{A}$, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	3.5	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 28$ Vdc, $I_B = 0$)	I_{CEO}	—	0.02	mA
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30$ Vdc, $V_{BE} = -1.5$ Vdc (Rev.), $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 55$ Vdc, $V_{BE} = -1.5$ Vdc (Rev.))	I_{CEX}	—	5.0 0.1	mA
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 3.5$ Vdc, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	0.1	mA

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 360$ mA, $V_{CE} = 5.0$ Vdc) (1) ($I_C = 50$ mA, $V_{CE} = 5.0$ Vdc)	h_{FE}	5.0 10	— 200	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 100$ mA, $I_B = 20$ mA)	$V_{CE(sat)}$	—	1.0	Vdc



CASE 29-04, STYLE 1
 TO-226AA
 (TO-92)

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
SIGNAL CHARACTERISTICS				
Gain — Bandwidth Product ($I_{C} = 50\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 15\text{ Vdc}$, $f = 200\text{ MHz}$)	f_T	500	—	MHz
Capacitance ($V_{CE} = 28\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{obo}	—	3.0	pF
POWER TEST				
Power Gain ($V_{CE} = 28\text{ Vdc}$, $P_{out} = 1.0\text{ W}$, $f = 400\text{ MHz}$)	G_{pe}	10	—	dB
Efficiency ($V_{CE} = 28\text{ Vdc}$, $P_{out} = 1.0\text{ W}$, $f = 400\text{ MHz}$)	η	45	—	%

Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3866
2N3866A



MOTOROLA

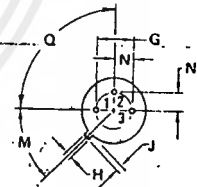
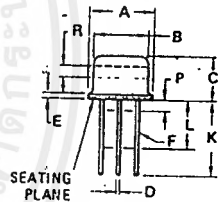
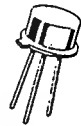
The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

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

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

1.0 W — 400 MHz
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
— NPN SILICON



***MAXIMUM RATINGS**

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

*Indicates JEDEC Registered Data

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.89	9.40	0.350	0.370
B	8.00	8.51	0.315	0.335
C	6.10	6.60	0.240	0.260
D	0.406	0.533	0.016	0.021
E	0.229	3.18	0.009	0.125
F	0.406	0.483	0.016	0.019
G	4.83	5.33	0.190	0.210
H	0.711	0.864	0.028	0.034
J	0.737	1.02	0.029	0.040
K	12.70	—	0.500	—
L	6.35	—	0.250	—
M	45° NOM	—	45° NOM	—
P	—	1.27	—	0.050
Q	90° NOM	—	90° NOM	—
R	2.54	—	0.100	—

All JEDEC dimensions and notes apply.

STYLE 1
PIN 1, EMITTER
2, BASE
3, COLLECTOR

CASE 79-02
TO-39

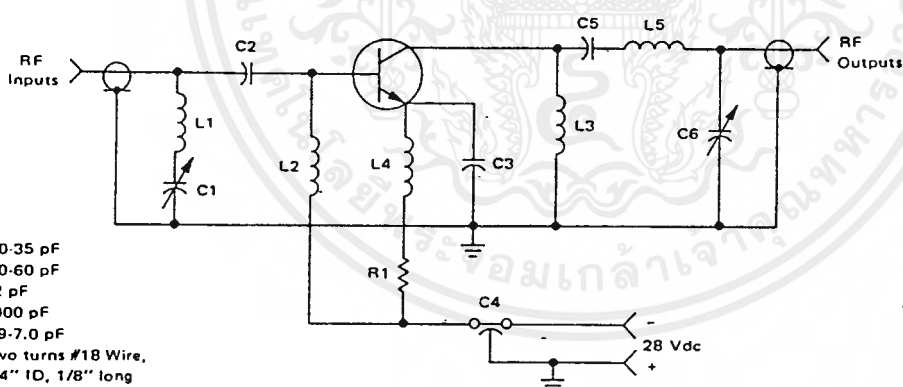
• ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
DC CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 5.0 \text{ mA dc}, I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	30	—	Vdc
Collector-Base Sustaining Voltage ($I_C = 5.0 \text{ mA dc}, R_{BE} = 10 \Omega$)	$V_{CER(sus)}$	55	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 100 \mu\text{A dc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	3.5	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 28 \text{ Vdc}, I_B = 0$)	I_{CEO}	—	0.02	mA dc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 3.5 \text{ Vdc}, I_C = 0$)	I_{EBO}	—	0.1	mA dc
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	mA dc
DC CHARACTERISTICS				
DC Current Gain ($I_C = 360 \text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 50 \text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$)	Both 2N3866 2N3866A	h _{FE}	5.0 10 25	— — 200 200
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 100 \text{ mA dc}, I_B = 20 \text{ mA dc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	1.0	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 50 \text{ mA dc}, V_{CE} = 15 \text{ Vdc}, f = 200 \text{ MHz}$)	2N3866 2N3866A	f_T	500 800	MHz
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	%

4.2

† Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 — 400 MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC



- † C1: 3.0-35 pF
- † C2, C5: 8.0-60 pF
- † C3: 12 pF
- † C4: 1000 pF
- † C6: 0.9-7.0 pF
- † L1: Two turns #18 Wire, 1/4" ID, 1/8" long
- † L2: FERRITE RF Choke, One Turn, $z = 450 \text{ Ohms}$
- † L3, L4: RF Choke, 0.1 μH
- † L5: 2-3/4 Turns, #18 Wire, 1/4" ID, 3/16" long
- † R1: 5.6 Ohms

2N3866, 2N3866A

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

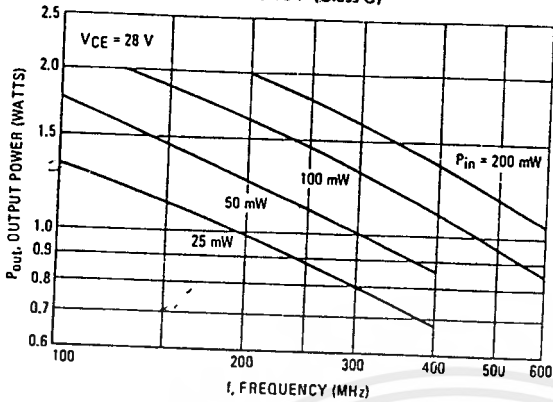


FIGURE 3 -- CURRENT-GAIN - BANDWIDTH PRODUCT

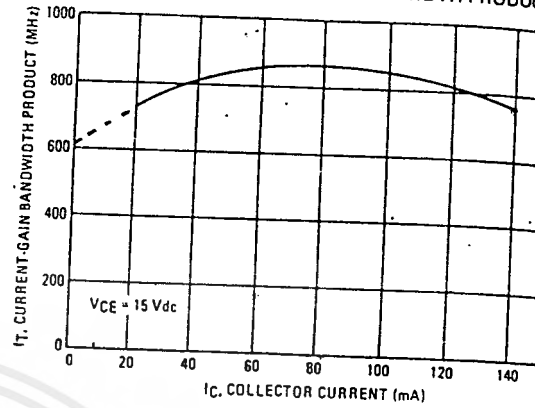


FIGURE 4 -- COLLECTOR-BASE TIME CONSTANT

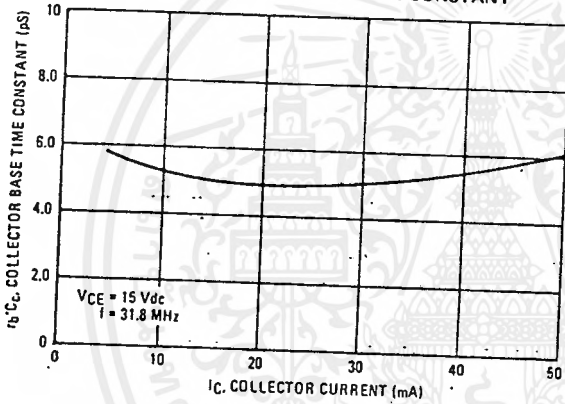


FIGURE 5 -- OUTPUT CAPACITANCE

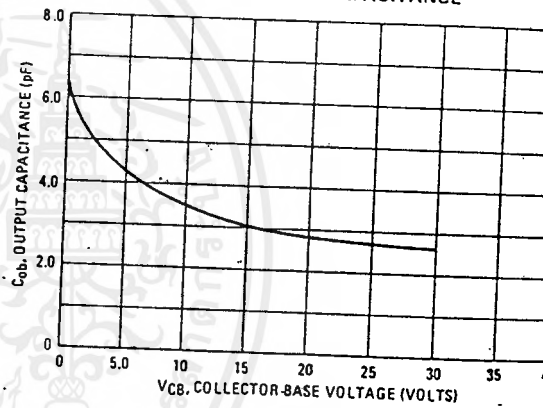


FIGURE 6 -- OUTPUT POWER versus INPUT POWER (CLASS C)

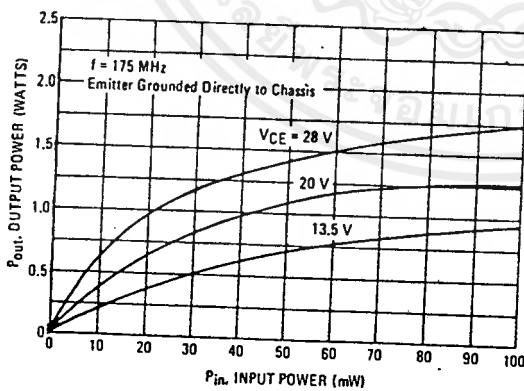
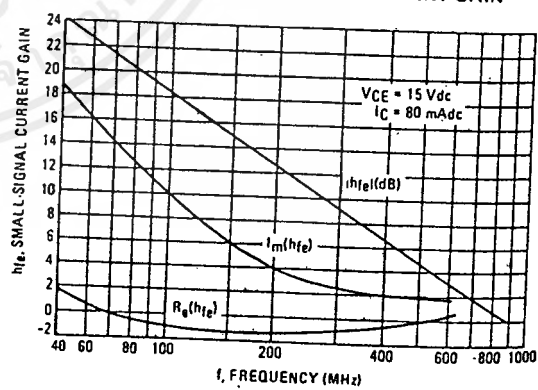


FIGURE 7 -- SMALL-SIGNAL CURRENT GAIN



4.2

FIGURE 8 - LARGE-SIGNAL SERIES EQUIVALENT IMPEDANCES

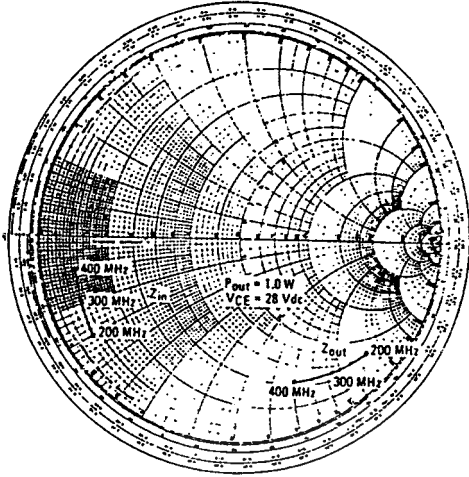


FIGURE 9 - S_{11} AND S_{22} versus FREQUENCY

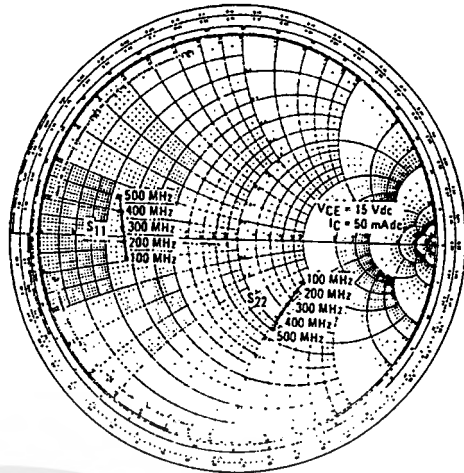


FIGURE 10 - S_{21} versus FREQUENCY

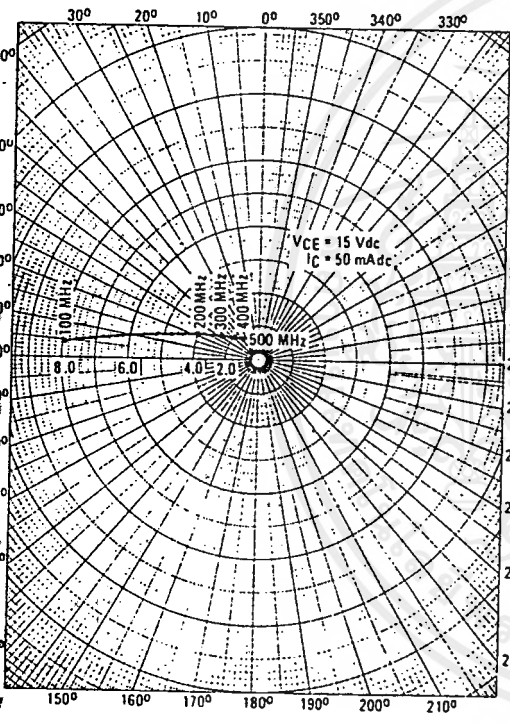
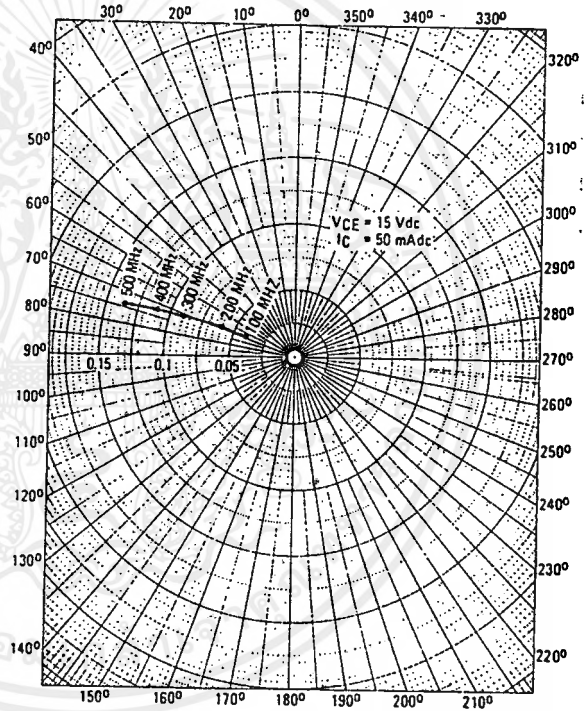


FIGURE 11 - S_{12} versus FREQUENCY



4.2

**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**

**The RF Line
NPN Silicon
High-Frequency Transistor**

- ... designed for UHF linear and large-signal amplifier applications.
- Specified 12.5 Volt, 870 MHz Characteristics —
Output Power = 0.5 Watts
Minimum Gain = 8.0 dB
Efficiency 50%
- S Parameter Data From 250 MHz to 1.5 GHz
- 1.0 dB Compression > +20 dBm Typ
- Ideally Suited for Broadband, Class A, Low-Noise Applications
- Recommended As Driver for MHW808

MRF559

**0.5 W, 870 MHz
HIGH-FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON**



CASE 317, STYLE 2

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	16	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	3.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA _{dc}
Total Device Dissipation @ T _C = 50°C Derate above 50°C	PD	2.0 20	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mA _{dc} , I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	16	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA _{dc} , I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	36	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 100 μA _{dc} , I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 15 Vdc, V _{BE} = 0)	I _{CES}	—	—	1.0	mA _{dc}
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 50 mA _{dc} , V _{CE} = 10 Vdc)	h _{FE}	30	90	200	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain — Bandwidth Product (I _C = 100 mA _{dc} , V _{CE} = 10 Vdc, f = 200 MHz)	f _T	—	3000	—	MHz
Output Capacitance (V _{CB} = 12.5 Vdc, I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	—	2.0	2.5	pF

(continued)

MRF559
2-388

MOTOROLA RF DEVICE DATA

MOTO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
FUNCTIONAL TESTS						
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $P_{Out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$ $f = 512\text{ MHz}$	GPE	8.0 —	9.5 13	— —	dB
Collector Efficiency ($V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $P_{Out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$ $f = 512\text{ MHz}$	η	50 —	65 60	— —	%
TYPICAL PERFORMANCE @ $V_{CC} = 7.5\text{ V}$						
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 7.5\text{ Vdc}$, $P_{Out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$ $f = 512\text{ MHz}$	GPE	— —	6.5 10	— —	dB
Collector Efficiency ($V_{CC} = 7.5\text{ Vdc}$, $P_{Out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$ $f = 512\text{ MHz}$	η	— —	70 65	— —	%

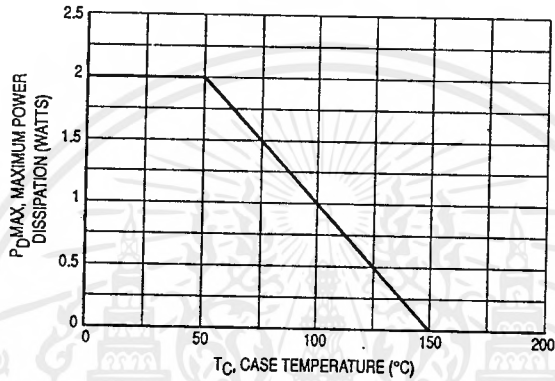
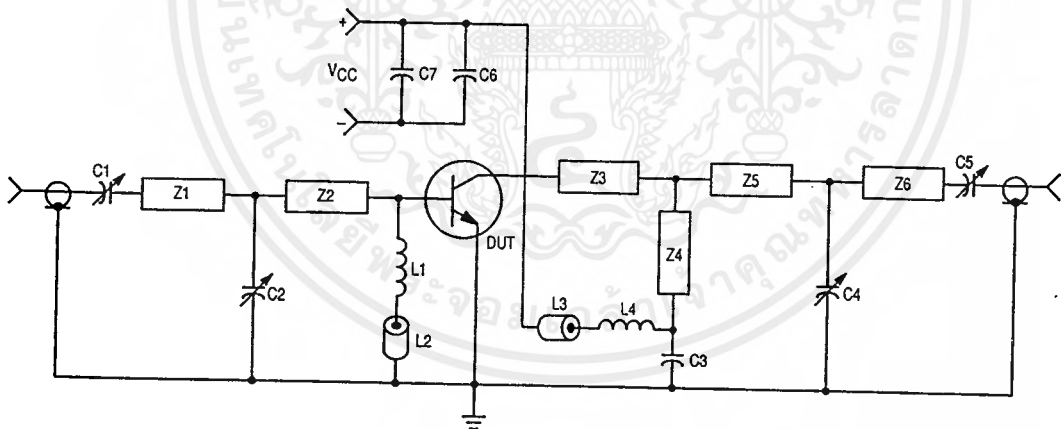


Figure 1. Power Dissipation



- C1, C2, C4, C5 — 1.0–10 pF Johanson
- C3, C6 — 0.001 μF Chip Capacitor
- C7 — 1.0 μF Tantalum
- L1, L4 — 4 Turns #26 AWG, 0.3 cm ID, 0.4 cm Long
- L2, L3 — Ferrite Bead
- Microstrip Elements — $\epsilon_r = 2.55$
- Z1 — 50 Ω 1.5 cm
- Z2 — 30 Ω 2.5 cm
- Z3 — 50 Ω 2.0 cm
- Z4 — 50 Ω 1.2 cm
- Z5, Z6 — 50 Ω 1.25 cm

Figure 2. 870 MHz Test Fixture

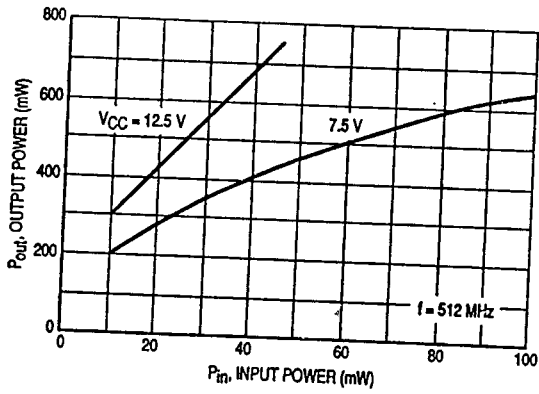


Figure 3. Output Power versus Input Power

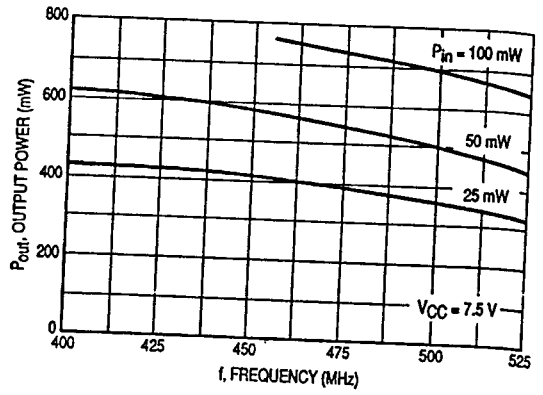


Figure 4. Output Power versus Frequency

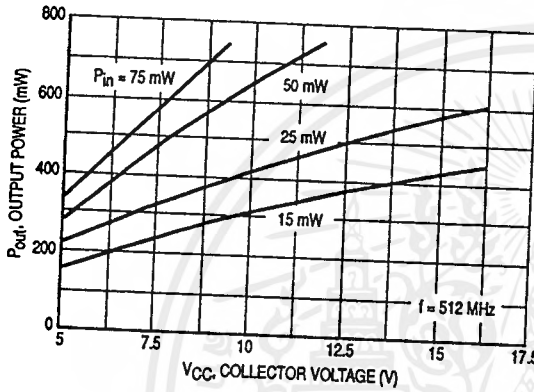


Figure 5. Output Power versus Collector Voltage

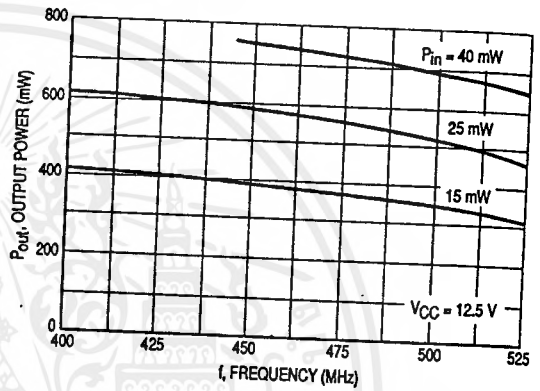


Figure 6. Output Power versus Frequency

f Frequency MHz	Z_{in} Ohms			Z_{OL}^* Ohms					
	$V_{CC} = 7.5-12.5$ V			$V_{CC} = 7.5$ V			$V_{CC} = 12.5$ V		
	15 mW	25 mW	50 mW	0.25 W	0.5 W	0.75 W	0.25 W	0.5 W	0.75 W
400	4.3 - j13.3	4.9 - j11.0	5.7 - j8.7	31 - j49	44 - j34	42 - j4.9	20 - j68	42 - j60	52 - j54
440	3.9 - j8.8	4.5 - j8.7	5.4 - j6.9	27 - j42	39 - j30	40 - j6.9	19 - j62	37 - j54	49 - j50
480	3.5 - j4.4	4.1 - j6.5	5.0 - j4.3	24 - j36	36 - j25	39 - j9.0	18 - j56	33 - j48	47 - j46
520	3.2 - j2.2	3.8 - j4.3	4.7 - j1.7	22 - j30	34 - j20	37 - j12	17 - j52	31 - j44	47 - j42

Z_{OL}^* = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

Table 1. Z_{in} and Z_{OL} versus Collector Voltage, Input Power, and Output Power

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

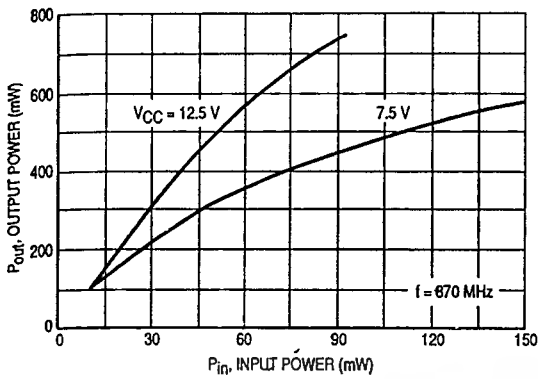


Figure 7. Output Power versus Input Power

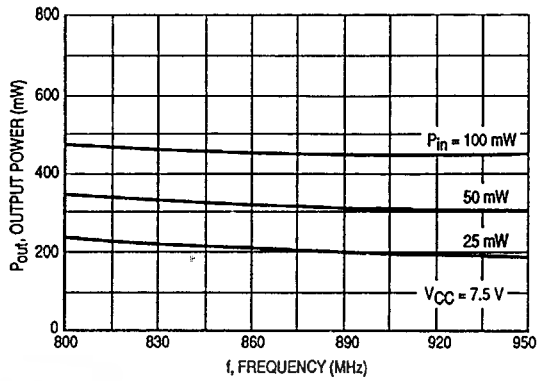


Figure 8. Output Power versus Frequency

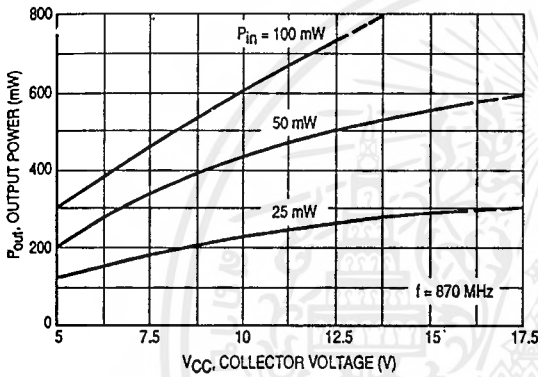


Figure 9. Output Power versus Collector Voltage

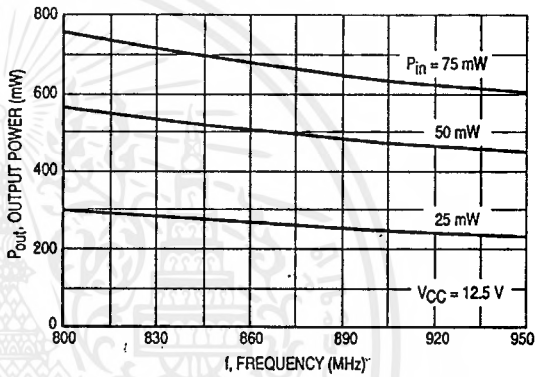
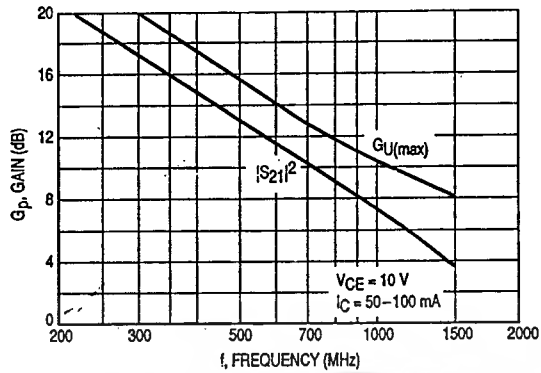


Figure 10. Output Power versus Frequency

f Frequency MHz	Z _{in} Ohms			Z _{OL} [*] Ohms					
	V _{CC} = 7.5–12.5 V			V _{CC} = 7.5 V			V _{CC} = 12.5 V		
	25 mW	50 mW	100 mW	0.25 W	0.5 W	0.75 W	0.25 W	0.5 W	0.75 W
800	2.9 + j2.2	3.8 + j4.4	4.7 + j6.5	15.0 - j36.8	22.7 - j30.6	27.1 - j22.6	14.6 - j43.6	17.2 - j39.7	23.4 - j37.7
850	3.2 + j3.5	3.8 + j5.2	4.8 + j7.4	15.7 - j35.3	23.9 - j28.7	27.3 - j21.5	16.3 - j40.8	17.8 - j39.5	23.7 - j36.8
900	3.8 + j5.7	4.4 + j7.0	5.4 + j8.7	16.4 - j33.7	25.1 - j27.0	27.5 - j20.5	17.3 - j38.2	18.3 - j39.3	23.9 - j36.0
950	4.1 + j7.4	4.5 + j8.8	5.5 + j10.1	17.0 - j32.2	26.3 - j25.2	27.6 - j19.4	17.2 - j36.1	20.1 - j38.5	24.5 - j35.6

Z_{OL}^{*} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

Table 2. Z_{in} and Z_{OL} versus Collector Voltage, Input Power, and Output Power



$$G_{U(max)} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

Figure 11. Gain versus Frequency

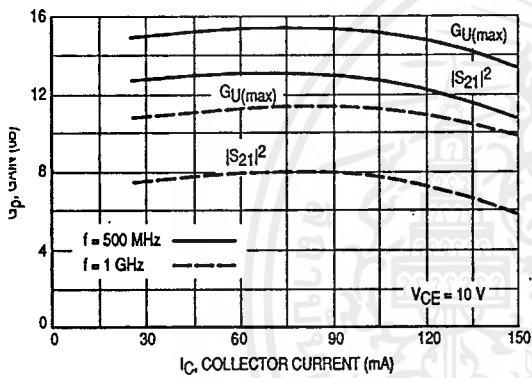


Figure 12. Gain versus Collector Current

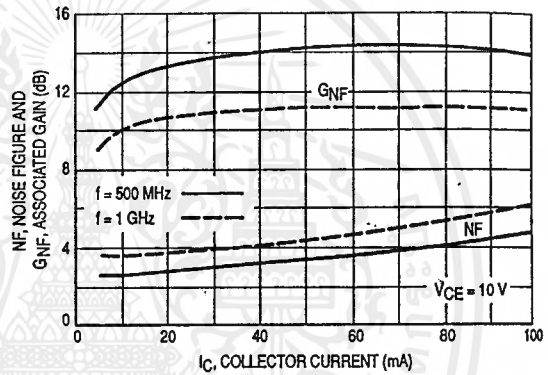


Figure 13. Noise Figure and Associated Gain versus Collector Current

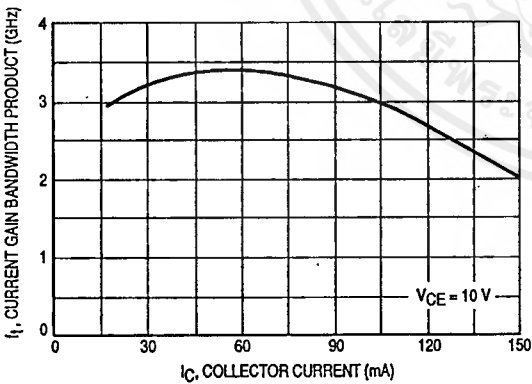


Figure 14. Current Gain Bandwidth Product versus Collector Current

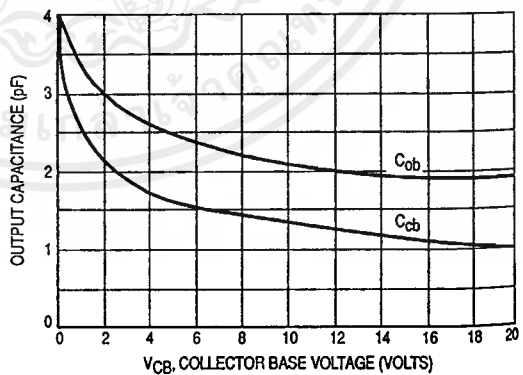


Figure 15. Output Capacitance versus Collector Base Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VCE (Volts)	I _C (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			S ₁₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
5.0	10	250	0.72	-161	6.20	93	0.057	30	0.30	-91
		500	0.73	179	3.16	76	0.069	43	0.27	-94
		1000	0.76	158	1.62	55	0.105	63	0.27	-119
		1500	0.82	142	1.08	41	0.155	70	0.41	-137
	25	250	0.70	-173	7.17	89	0.045	47	0.26	-123
		500	0.70	172	3.63	75	0.073	60	0.20	-128
		1000	0.74	152	1.90	54	0.134	67	0.21	-157
		1500	0.79	136	1.32	39	0.196	66	0.32	-167
	50	250	0.72	-178	7.63	89	0.038	56	0.27	-139
		500	0.72	170	3.85	77	0.068	67	0.23	-141
		1000	0.75	153	2.01	59	0.129	72	0.23	-162
		1500	0.81	137	1.40	46	0.188	70	0.32	-164
	100	250	0.73	179	7.34	88	0.036	61	0.26	-143
		500	0.74	169	3.70	77	0.067	71	0.22	-144
		1000	0.76	153	1.94	59	0.130	74	0.24	-166
		1500	0.81	138	1.36	46	0.191	71	0.32	-167
	150	250	0.78	176	5.19	92	0.033	64	0.22	-131
		500	0.78	167	2.76	78	0.065	74	0.21	-131
		1000	0.80	151	1.49	58	0.129	77	0.24	-155
		1500	0.85	135	1.05	45	0.191	73	0.35	-161
10	10	250	0.69	-157	7.03	94	0.050	33	0.34	-67
		500	0.70	-178	3.59	77	0.060	46	0.32	-69
		1000	0.74	160	1.84	55	0.094	67	0.29	-94
		1500	0.81	142	1.20	41	0.148	76	0.42	-121
	25	250	0.67	-168	8.30	91	0.039	46	0.24	-93
		500	0.68	176	4.25	77	0.060	60	0.21	-89
		1000	0.72	158	2.19	57	0.109	71	0.19	-114
		1500	0.78	142	1.47	44	0.165	74	0.31	-134
	50	250	0.68	-174	8.88	90	0.035	55	0.21	-110
		500	0.68	172	4.49	77	0.060	67	0.18	-104
		1000	0.72	155	2.31	59	0.113	74	0.17	-128
		1500	0.77	139	1.58	46	0.169	74	0.28	-140
	100	250	0.68	-178	8.49	89	0.030	61	0.19	-104
		500	0.69	170	4.32	76	0.060	71	0.17	-97
		1000	0.72	153	2.25	58	0.120	76	0.17	-123
		1500	0.78	137	1.53	44	0.180	75	0.28	-137
	150	250	0.72	178	6.53	91	0.029	64	0.22	-71
		500	0.73	169	3.37	77	0.056	75	0.24	-75
		1000	0.76	152	1.79	57	0.112	80	0.22	-105
		1500	0.83	137	1.22	43	0.175	79	0.34	-129

Table 3. Common Emitter Scattering Parameters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Complementary Silicon Power Plastic Transistors

... designed for low voltage, low-power, high-gain audio amplifier applications.

- Collector-Emitter Sustaining Voltage —
 $V_{CE(sus)} = 25 \text{ Vdc (Min) @ } I_C = 10 \text{ mAdc}$
- High DC Current Gain — $h_{FE} = 70 \text{ (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
 $= 45 \text{ (Min) @ } I_C = 2.0 \text{ Adc}$
 $= 10 \text{ (Min) @ } I_C = 5.0 \text{ Adc}$
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage —
 $V_{CE(sat)} = 0.3 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
 $= 0.75 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 2.0 \text{ Adc}$
- High Current-Gain — Bandwidth Product —
 $f_T = 65 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 100 \text{ mAdc}$
- Annular Construction for Low Leakage —
 $ICBO = 100 \text{ nAdc @ Rated VCB}$

NPN
MJE200*
PNP
MJE210*

*Motorola Preferred Device

5 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
25 VOLTS
15 WATTS



CASE 77-08
TO-225AA

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Base Voltage	V _{CB}	40	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	25	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB}	8.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	5.0	Adc
Peak		10	
Base Current	I _B	1.0	Adc
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C	P _D	15	Watts
Derate above 25°C		0.12	W/°C
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D	1.5	Watts
Derate above 25°C		0.012	W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ _{JC}	8.34	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ _{JA}	83.4	°C/W

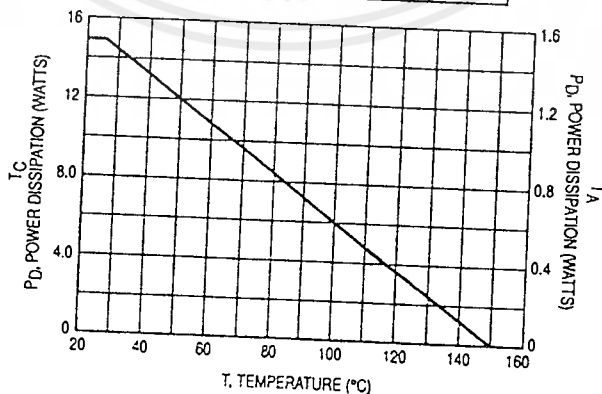


Figure 1. Power Derating

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

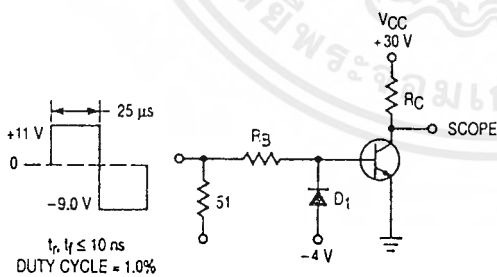
REV 7

MJE200 MJE210

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 10\text{ mAdc}, I_B = 0$)	$V_{CE(sus)}$	25	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 40\text{ Vdc}, I_E = 0$) ($V_{CB} = 40\text{ Vdc}, I_E = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	—	100	nAdc μAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 8.0\text{ Vdc}, I_C = 0$)	I_{EBO}	—	100	nAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (1) ($I_C = 500\text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 2.0\text{ Adc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 5.0\text{ Adc}, V_{CE} = 2.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	70 45 10	— 180 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage (1) ($I_C = 500\text{ mAdc}, I_B = 50\text{ mAdc}$) ($I_C = 2.0\text{ Adc}, I_B = 200\text{ mAdc}$) ($I_C = 5.0\text{ Adc}, I_B = 1.0\text{ Adc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.3 0.75 1.8	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage (1) ($I_C = 5.0\text{ Adc}, I_B = 1.0\text{ Adc}$)	$V_{BE(sat)}$	—	2.5	Vdc
Base-Emitter On Voltage (1) ($I_C = 2.0\text{ Adc}, V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	1.6	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain — Bandwidth Product (2) ($I_C = 100\text{ mAdc}, V_{CE} = 10\text{ Vdc}, f_{test} = 10\text{ MHz}$)	f_T	65	—	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}, I_E = 0, f = 0.1\text{ MHz}$)	C_{ob}	—	80 120	pF
	MJE200 MJE210			

- (1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%.
 (2) $f_T = |h_{FE}| \cdot f_{test}$



R_B and R_C VARIED TO OBTAIN DESIRED CURRENT LEVELS
 D_1 MUST BE FAST RECOVERY TYPE, e.g.:
 1N5825 USED ABOVE $I_B = 100\text{ mA}$
 MSD6100 USED BELOW $I_B = 100\text{ mA}$

Figure 2. Switching Time Test Circuit

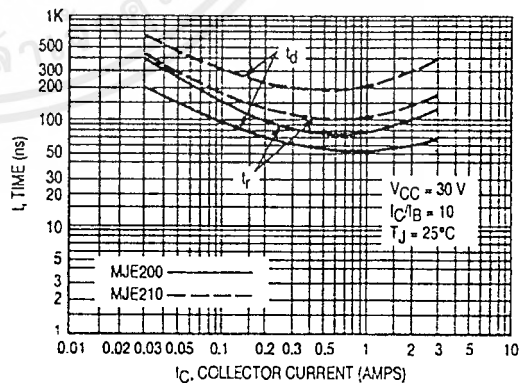


Figure 3. Turn-On Time

MJE200 MJE210

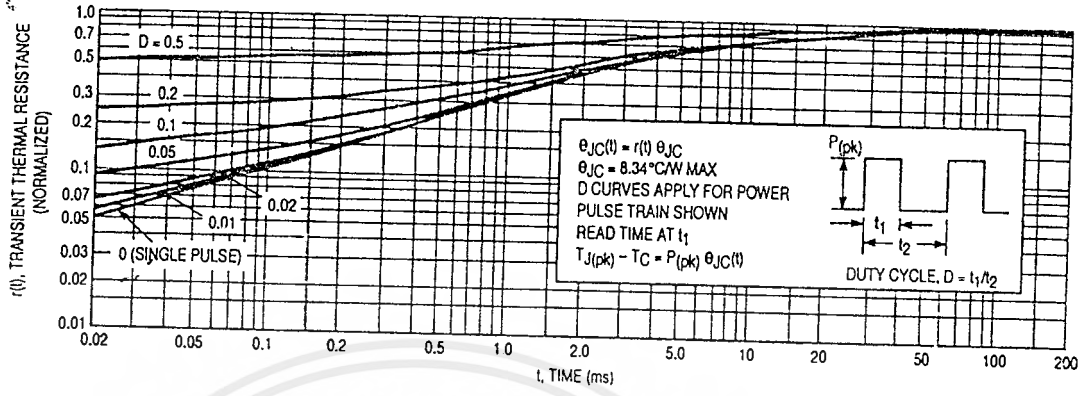


Figure 4. Thermal Response

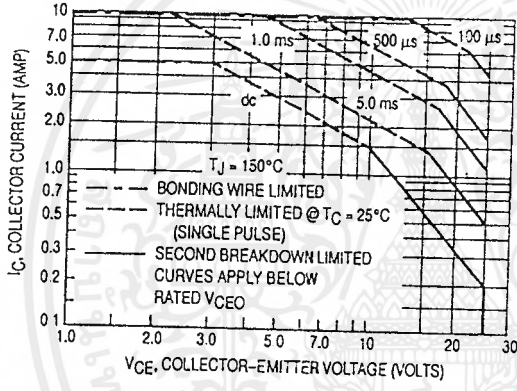


Figure 5. Active Region Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 5 is based on $T_{J(pk)} = 150^\circ\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} \leq 150^\circ\text{C}$. $T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

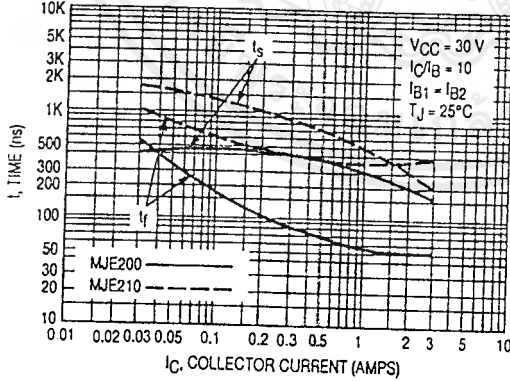


Figure 8. Turn-Off Time

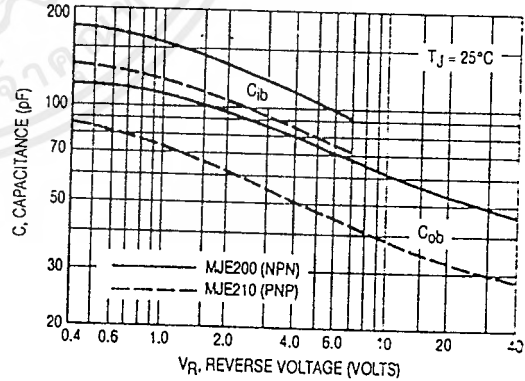


Figure 7. Capacitance

MJE200 MJE210

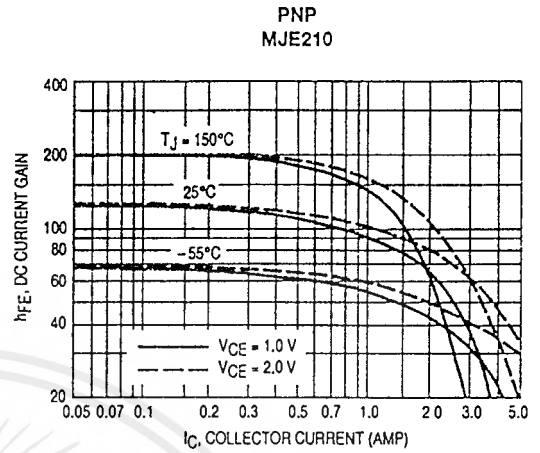
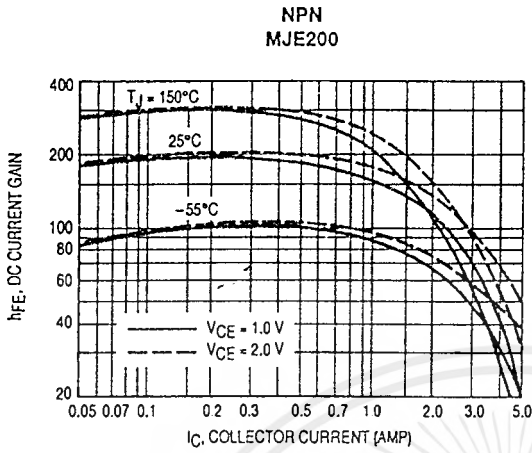


Figure 8. DC Current Gain

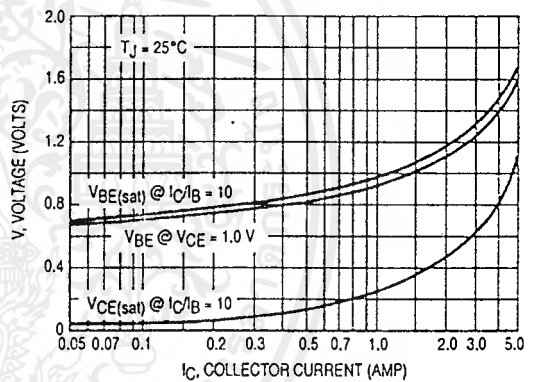
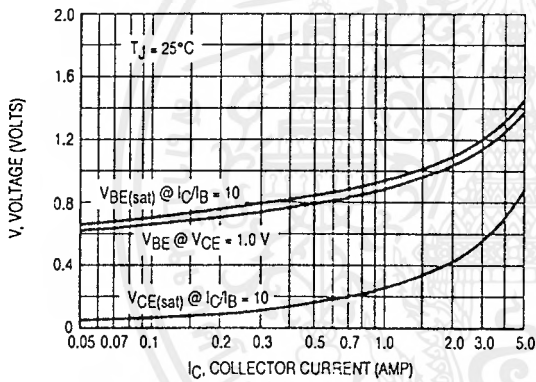


Figure 9. "On" Voltage

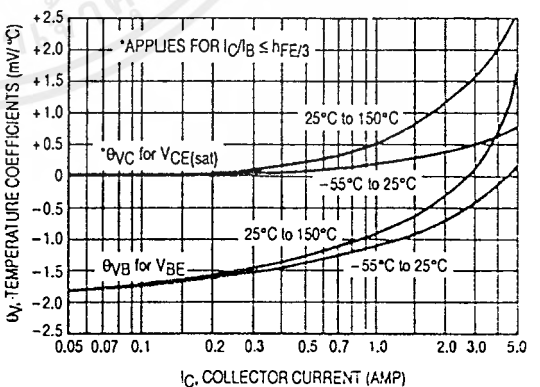
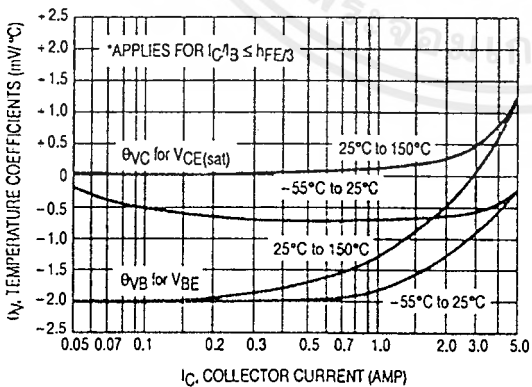


Figure 10. Temperature Coefficients

เอกสารอ้างอิง

1. บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์ **หลักการไฟฟ้าสื่อสาร** โรงพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย พ.ศ. 2538
2. สุชาติ กังวารจิตต์ **หลักการงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร** บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด พ.ศ. 2521
3. ธวัช เมฆสวรรค์ , พุมิโอะ มิคุมะ **เทคนิคการซ่อมเครื่องรับโทรทัศน์** สมาคมส่งเสริมความรู้ทางด้านเทคนิคระหว่างประเทศ พ.ศ. 2513
4. Albert Paul Malvino , Ph.D. **ELECTRONIC PRINCIPLES**
TATA McGraw - Hill Publishing co.LTD.
5. **The ARRL Handbook For Radio Amateurs** Published By The
American Radio Relay League 1992



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้