

ระบบเครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียม

SATELLITE RECEIVER



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2530

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1 -

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	II
Abstract	III
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 วัตถุประสงค์และแนวความคิดในการทำวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 3 งานสายอากาศพาราโบลา	6
บทที่ 4 ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ฉนวนเป็นตัวกำหนดความถี่	14
บทที่ 5 วงจรมิกเซอร์	24
บทที่ 6 วงจรขยายความถี่กลาง	33
บทที่ 7 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 360 MHz	36
บทที่ 8 วงจรฟิลเตอร์	49
บทที่ 9 วงจรดีเทคเตอร์	59
บทที่ 10 การทดลองและผลการทดลอง	64
บทที่ 11 บทสรุป	67
กิตติกรรมประกาศ	68
เอกสารอ้างอิง	69
ภาคผนวก ก. รายละเอียดของเพท เบอร์ 2SK571	70
ภาคผนวก ข. แสดงค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายนำคลื่นชนิดแถบรี้ว	79
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาระดับปริญญาโท ที่ได้รับการ เผยแพร่ในการสัมมนาทางวิชาการ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 8 และ 9	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอผลงานถึง ทฤษฎี การออกแบบ และผลการทดลอง ของระบบเครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียม ในย่านความถี่ 3.7 - 4.2 GHz โดยที่เครื่องรับจะประกอบด้วย จานสายอากาศพาราโบลา ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 3.5 เมตร และวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง เพื่อทำหน้าที่รับสัญญาณและขยายให้มีขนาดสูงขึ้น จากนั้นจะนำวงจรแปลงความถี่ แปลงความถี่เป็น 100 - 600 MHz เพื่อทำให้การส่งสัญญาณจากจานสายอากาศไปยัง เครื่องรับ มีการสูญเสียน้อยลงและนำวงจรแปลงความถี่ แปลงความถี่ไปเป็นความถี่กลางมาตรฐาน ซึ่งมีค่า 70 MHz และนำวงจรขยายสัญญาณ ขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้น จากนั้นนำวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ซึ่งมีแบนด์วิดท์ 24 MHz กรองเอาเฉพาะช่วงสัญญาณที่ต้องการ และนำวงจรดีเทคเตอร์แยกเอาสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียงที่ต้องการออกมา

ในการทดลองนั้น ได้ทำการทดลองรับสัญญาณโทรทัศน์จากดาวเทียมพาลาปา (PALAPA) ซึ่งมีตำแหน่งจากที่ตั้ง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  $162^{\circ}$  อะซิมุท (Azimuth) และ  $62^{\circ}$  อีลิเวชัน (Elevation) ซึ่งได้คุณภาพของสัญญาณโทรทัศน์ดี โดยมีอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากกว่า 36 dB

Abstract

The theory of a satellite receiver, operating in the range 3.7-4.2 GHz, is presented as well as the details of construction and the results obtained. The receiver consists of : a paraboroid antenna dish ,3.5 m in diameter; a high frequency preamplifiers; a frequency converter which down converts the signal to the 100 to 600 MHz range to allow transmission from the antenna dish to the main receiver at reduced loss. This signal in again down converted to the standard intermediate frequency of 70 MHz, and filtered by a 24 MHz bandwidth filter. Picture and sound channels are seperated in the detector stage.

The system was used to receive television signals from the PALAPA satellite. This satellite as seen from KMIT Ladkrabang has azimuth 162 deg. and elevation 62 deg. The quality of the received signal was satisfactory ,which have the signal to noise ratio better than 36 dB

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบัน การสื่อสารผ่านดาวเทียมกำลังมีบทบาทอย่างมากสำหรับการติดต่อสื่อสารระหว่างประเทศ และประเทศที่มีพื้นที่กว้างใหญ่ การสื่อสารผ่านดาวเทียมก็สามารถทำการสื่อสารได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากภายในประเทศยังไม่สามารถผลิตระบบการสื่อสารได้เอง ดังนั้นจึงต้องนำเข้าจากต่างประเทศ ซึ่งมีราคาสูง ดังนั้นจึงมีความคิดที่จะสร้างระบบสถานีภาคพื้นดิน โดยเริ่มที่ระบบเครื่องรับก่อน เพราะมีความเป็นไปได้สูงและมีราคาถูกกว่าระบบเครื่องส่ง

เนื่องจากประเทศไทยไม่มีดาวเทียมเป็นของตัวเอง แต่ก็ได้เข้าทรานสปอนเดอร์ของดาวเทียมปาလာปา (PALAPA) ของประเทศอินโดนีเซีย เพื่อใช้ในการแพร่คลื่นการส่งสัญญาณโทรทัศน์ไปตามต่างจังหวัด ดังนั้นเพื่อให้การทดลองรับสัญญาณจากดาวเทียมเป็นไปได้ จึงสร้างระบบรับสัญญาณทีวีจากดาวเทียมที่เรียกว่าระบบ TVRO (Television Receiver Only)

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กล่าวถึง ทฤษฎี การออกแบบ และผลการทดลองของวงจรต่าง ๆ ที่ประกอบเป็นระบบเครื่องรับ ซึ่งเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 11 บท ซึ่งในแต่ละบทมีเนื้อหา ดังนี้คือ

บทที่ 2 อธิบายถึงวัตถุประสงค์ ความเป็นมา และส่วนประกอบของวงจรของระบบเครื่องรับสัญญาณ จากดาวเทียม

บทที่ 3 อธิบายถึงทฤษฎีและการออกแบบระบบจานสายอากาศพาราโบล่า ซึ่งมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 3.5 เมตร และคุณสมบัติของวงจรขยายความถี่สูงที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

บทที่ 4 อธิบายถึงทฤษฎีและการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ , ความถี่ 3.6 GHz โดยอาศัยสารฉนวนทาทาหน้าที่เป็นตัวกำหนดความถี่

บทที่ 5 อธิบายถึงทฤษฎีและการออกแบบวงจรมิกเซอร์ ย่านความถี่ 4 GHz และรายละเอียดของวงจรมิกเซอร์ ย่านความถี่ 360 MHz

บทที่ 6 อธิบายถึงการออกแบบวงจรขยายความถี่กลาง ย่านความถี่ 100 ถึง 600 MHz และวงจรขยายความถี่กลาง 70 MHz

บทที่ 7 อธิบายถึงทฤษฎีและการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ 360MHz

บทที่ 8 อธิบายถึงการออกแบบ และผลการทดลองวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ความถี่ 70 MHz วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ความถี่ 6.8 MHz และวงจรแบนด์รีजेคชั่นฟิลเตอร์ ความถี่ 6.8 MHz

บทที่ 9 อธิบายถึงการออกแบบและผลการทดลองวงจรจำกัดขนาดสัญญาณ วงจรดีเทคเตอร์สัญญาณภาพร่วมกับสัญญาณพาหะของเสียง วงจรขยายสัญญาณภาพ และวงจรดีเทคเตอร์สัญญาณเสียง

บทที่ 10 อธิบายถึงผลการทดลองของระบบรับสัญญาณจากดาวเทียมและวิจารณ์ผลการทดลอง

บทที่ 11 เป็นการสรุปผลของวิทยานิพนธ์ทั้งหมด

ท้ายสุดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แสดงรายละเอียดอุปกรณ์ที่จำเป็น ที่สำคัญ และ ได้แสดงผลของงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโท ที่ได้รับการเผยแพร่ในการสัมมนาทางวิชาการ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 8 และ 9 ว่าเป็นภาคผนวกด้วย

## บทที่ 2

### วัตถุประสงค์และแนวความคิดในการทำวิทยานิพนธ์

#### 2.1 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในปัจจุบันเทคโนโลยีเกี่ยวกับระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมซึ่งใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ความถี่สูง ได้มีการพัฒนาเป็นอย่างมากในประเทศที่เจริญแล้ว แต่อย่างไรก็ตามประเทศไทยเทคโนโลยีเกี่ยวกับสาขานี้ยังไม่พัฒนา ปกติระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมส่วนมากจะถูกส่งเข้ามาโดยตรงจากต่างประเทศ เมื่อเป็นเช่นนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอวิธีการออกแบบ และการสร้างระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมซึ่งใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ความถี่สูง โดยพยายามใช้อุปกรณ์พื้นฐานเพื่อสร้างระบบการสื่อสารนี้ขึ้นมาให้สามารถนำไปใช้งานได้จริง ทั้งนี้เพื่อกระตุ้นให้เกิดการพัฒนาเทคโนโลยีในสาขานี้ให้ก้าวหน้าขึ้น

#### 2.2 แนวความคิดในการทำวิทยานิพนธ์

เนื่องจากระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมนั้นจะประกอบด้วย ดาวเทียมซึ่งทำหน้าที่เป็นสถานีทวนสัญญาณ โดยลอยอยู่เหนือพื้นโลกในแนวเส้นศูนย์สูตร (geosynchronous orbit) และอยู่ห่างจากพื้นโลกประมาณ 36,000 กิโลเมตร ซึ่งดาวเทียมนี้จะอยู่นิ่งเมื่อเทียบกับพื้นโลก และสถานีภาคพื้นดินซึ่งประกอบด้วยจานสายอากาศขนาดใหญ่ เครื่องรับและเครื่องส่ง การที่จานสายอากาศต้องมีขนาดใหญ่นั้น เนื่องจากว่ากำลังส่งของเครื่องส่งในดาวเทียมมีค่าจำกัด เพราะต้องใช้พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งมีค่าจำกัด โดยปกติจะมีกำลังส่งประมาณ 10W และระยะทางจากพื้นโลกถึงดาวเทียมก็มีระยะทางไกลมาก จากการพิจารณาพบว่า ระบบจานสายอากาศและระบบเครื่องรับ เป็นระบบที่มีความเป็นไปได้สูงในการทำวิทยานิพนธ์ เพราะระบบเครื่องส่งนั้นมีความยุ่งยากและมีราคาแพง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนอการออกแบบระบบรับสัญญาณภาพจากดาวเทียมที่เรียกว่า ระบบ TVRO (Television Receiver Only) เพราะว่าเป็นตำแหน่งของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังนั้น มีดาวเทียมพาลาปา

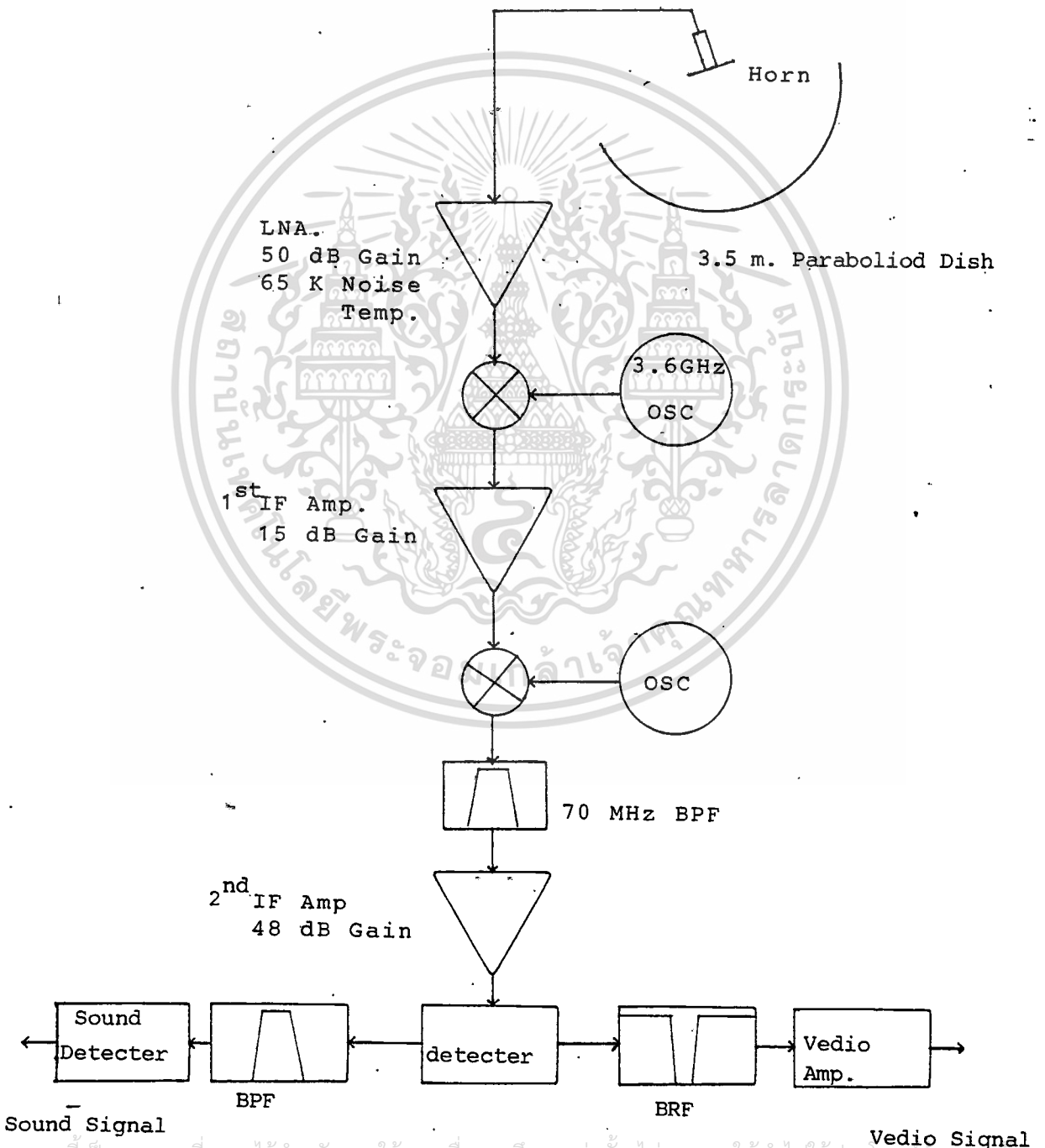
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(PALAPA) ลอยอยู่ในตำแหน่ง  $162^{\circ}$  อดิมุท (Azimuth) และ  $62^{\circ}$  อีลิเวชัน (Elevation) ซึ่งมุมอีลิเวชันนั้นไม่น้อยเกินไป ดังนั้นสายอากาศที่ขั้วก็ไม่ต้องมีขนาดใหญ่มาก ๆ ได้ ทาให้ประหยัดค่าใช้จ่ายลง โดยระบบรับสัญญาณจากดาวเทียม ที่สร้างมีการทำงานโดยสังเขปดังนี้

งานสายอากาศพาราโบล่า จะทำหน้าที่สะท้อนสัญญาณจากดาวเทียมไปรวมกันที่จุดโฟกัส และที่จุดโฟกัสจะใส่สายอากาศชนิดปากแตร [ 1 ] (choke Horn Antenna) รับสัญญาณเข้าไปในท่อนำคลื่นชนิดกลม (circular waveguide) จากนั้นจะใส่สายอากาศไดโพลทำการรับคลื่นอีกที แล้วแปลงสัญญาณคลื่นที่ได้เข้าไปในท่อนำคลื่นชนิดเหลี่ยม (Rectangular waveguide) และสายอากาศไดโพลจะหมุนได้โดยยี่ห้อซีเอ็มเอเตอร์ขับเคลื่อนที่ต้องทาอย่างนี้ เพราะว่าสัญญาณคลื่นที่ส่งจากดาวเทียมจะส่งเป็นชนิดลิเนียร์โพลาไรเซชัน ซึ่งเป็นวิธีการเพิ่มจำนวนช่องของการส่งได้ เพราะคลื่นที่มีสนามไฟฟ้าในแนวตั้ง (Vertical polarization) จะไม่รบกวนกันกับคลื่นที่มีสนามไฟฟ้าในแนวนอน (Horizontal Polarization) ดังนั้น การหมุนสายอากาศไดโพล จะเป็นการเลือกรับสัญญาณคลื่นที่มีสนามไฟฟ้าในแนวนอนหรือในแนวตั้งอย่างใดอย่างหนึ่ง สัญญาณจากท่อนำคลื่นชนิดเหลี่ยมจะถูกส่งเข้าไปยังวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงซึ่งมีสัญญาณรบกวน (Noise Figure) น้อยมากเป็นพิเศษ (Low Noise Amplifier) จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกแปลงความถี่จาก  $3.7 \rightarrow 4.2$  GHz ไปเป็นความถี่  $100 \rightarrow 600$  MHz โดยวงจรมิกเซอร์และวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่  $3.6$  GHz จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกขยาย โดยวงจรขยายความถี่กลาง เพื่อชดเชยการสูญเสียในการแปลงความถี่และชดเชยการสูญเสียของสายนำคลื่นที่จะส่งไปยังวงจรต่อไปสัญญาณความถี่  $100 \rightarrow 600$  MHz นี้จะถูกทำการคัดเลือกช่องสัญญาณและแปลงความถี่ลงไปยังความถี่กลางมาตรฐานซึ่งมีค่า  $70$  MHz โดยวงจรมิกเซอร์และวงจรออสซิลเลเตอร์ สัญญาณที่ได้จะถูกฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาสัญญาณในช่วงความถี่  $70 \pm 12$  MHz เท่านั้น จากนั้นจะถูกขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง เพื่อให้มีขนาดมากพอที่จะทำการดีเทคชั่น แต่ก่อนที่จะเข้าวงจรดีเทคเตอร์จะผ่านวงจรจำกัดขนาดของสัญญาณเสียก่อน เพื่อทาให้สัญญาณที่ได้มีขนาดคงที่ วงจรดีเทคเตอร์จะทำการแยกคลื่นพาหะออกไป และได้สัญญาณที่ต้องการ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณภาพซึ่งจะรวมมากับพาหะของสัญญาณเสียง ดังนั้นสำหรับสัญญาณภาพจะเข้าวงจรแบนด์รีเจ็คทีฟฟิลเตอร์ กันคลื่นพาหะของสัญญาณเสียงออกไป ซึ่งจะได้เฉพาะสัญญาณภาพและทำการขยายอีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้ได้ขนาดตามที่ต้องการ สำหรับสัญญาณเสียงนั้นจะทำการดีเทคชั่นอีกครั้งหนึ่ง เพื่อกำจัดคลื่นพาหะของสัญญาณเสียงออกไป ซึ่งจะได้สัญญาณเสียงออกมาโดยบล็อกไดอแกรมทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น แสดงในรูปที่ 2.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านใด ๆ

รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอแกรมของระบบเครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียมที่มีการนำไปใช้



$$PQ = r' \cos r\theta' \dots\dots(3.2)$$

สมการ (3.1) เขียนใหม่เป็น

$$r' (1 + \cos \theta') = 2f \dots\dots(3.3)$$

หรือ

$$r' = \frac{2f}{1 + \cos \theta'} = f \sec^2 \left( \frac{\theta'}{2} \right) \quad \theta < \theta_0 \dots\dots(3.3a)$$

สมการ (3.4a) เป็นสมการในพิกัดทรงกลม  $r'$ ,  $\theta'$ ,  $\phi'$  เพราะว่ามันสมมาตร  
 ในการหมุน ดังนั้นจะไม่มี การเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับ  $\phi'$

สมการ (3.4) สามารถเขียนในพิกัดลูกบาศก์ (Rectangular coordinates)  $x'$ ,  $y'$ ,  $z'$  ได้ดังนี้

$$r' + r' \cos \theta' = \sqrt{(x')^2 + (y')^2 + (z')^2} + z' = 2f \dots\dots(3.4)$$

$$\text{หรือ} \quad (x')^2 + (y')^2 = 4f(f - z') \quad (x')^2 + (y')^2 \leq (d/2)^2 \dots\dots(3.4a)$$

ในการวิเคราะห์ผิวสะท้อนพาราโบล่า จะต้องหาเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่  
 สัมผัสกับพื้นผิวที่จุดสะท้อน ซึ่งทำได้โดยกำหนดให้

$$f - r' \cos^2 \left( \frac{\theta'}{2} \right) = S = 0 \dots\dots(3.5)$$

ค่าเกรเดียนต์ที่ตั้งฉากกับพื้นผิวเป็น

$$\begin{aligned} N &= \nabla \left[ f - r' \cos^2 \left( \frac{\theta'}{2} \right) \right] = \hat{a}_{r'} \frac{\partial S}{\partial r'} + \hat{a}_{\theta'} \frac{1}{r'} \frac{\partial S}{\partial \theta'} \\ &= -\hat{a}_{r'} \cos^2 \left( \frac{\theta'}{2} \right) + \hat{a}_{\theta'} \cos \left( \frac{\theta'}{2} \right) \sin \left( \frac{\theta'}{2} \right) \dots\dots(3.6) \end{aligned}$$

เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับพื้นผิว S จะได้จากสมการ (3.6) คือ

$$\hat{n} = \frac{N}{|N|} = -\hat{a}_{r'} \cos \left( \frac{\theta'}{2} \right) + \hat{a}_{\theta'} \sin \left( \frac{\theta'}{2} \right) \dots\dots(3.7)$$

เพื่อที่จะหามุมระหว่างเวกเตอร์หนึ่งหน่วยซึ่งตั้งฉากกับพื้นผิวที่จุดสะท้อนและเวกเตอร์ที่ชี้จากจุดสะท้อนไปยังจุดโฟกัส จะเป็น

$$\alpha = -\hat{a}_r \cdot \hat{n} = -\hat{a}_r \cdot \left[ -\hat{a}_r \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) + \hat{a}_\theta \sin\left(\frac{\theta'}{2}\right) \right] = \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

ในทำนองเดียวกัน เราสามารถหามุมระหว่างเวกเตอร์หนึ่งหน่วย  $\hat{k}$  และแกน Z คือ

$$\beta = -\hat{a}_z \cdot \hat{n} = -\hat{a}_z \cdot \left[ -\hat{a}_r \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) + \hat{a}_\theta \sin\left(\frac{\theta'}{2}\right) \right] \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

และจะได้ว่า

$$\beta = -(\hat{a}_r \cos \theta' - \hat{a}_\theta \sin \theta') \cdot \left[ -\hat{a}_r \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) + \hat{a}_\theta \sin\left(\frac{\theta'}{2}\right) \right] = \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

ซึ่งจะเหมือนกับ  $\alpha$  ในสมการ (3.8)

และข้อที่มีความสำคัญเป็นอย่างมากในการวิเคราะห์พื้นผิวสะท้อน คือ ความสัมพันธ์ระหว่างมุม  $\theta_0$  กับค่าอัตราส่วน  $f/d$  จากรูปที่ 3.1 จะได้ว่า

$$\theta_0 = \tan^{-1}\left(\frac{d/2}{z_0}\right) \quad \dots\dots\dots (3.11)$$

เมื่อ  $z_0$  ระยะในแนวแกนของพื้นผิวสะท้อนจากจุดโฟกัสไปยังขอบของผิวสะท้อน จากสมการ (3.4a)

$$z_0 = f - \frac{x_0^2 + y_0^2}{4f} = f - \frac{(d/2)^2}{4f} = f - \frac{d^2}{16f} \quad \dots\dots (3.12)$$

แทนสมการ (3.12) ใน (3.11) จะได้ว่า

$$\theta_0 = \tan^{-1}\left[\frac{\frac{d}{2}}{f - \frac{d^2}{16f}}\right] = \tan^{-1}\left[\frac{\frac{1}{2}\left(\frac{f}{d}\right)}{\left(\frac{f}{d}\right)^2 - \frac{1}{16}}\right] \quad \dots\dots\dots (3.13)$$

สมการ (3.13) สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \left(\frac{d}{\lambda}\right) \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \dots\dots\dots(3.14)$$

3.2 ไคเร็คติวิตี้ และประสิทธิภาพทางอเพอร์เจอร์

(Directivity and Aperture Efficiency)

ในการออกแบบสายอากาศ ค่าไคเร็คติวิตี้ เป็นค่าที่สำคัญมาก ซึ่งจะกล่าวถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าไคเร็คติวิตี้ และประสิทธิภาพของอเพอร์เจอร์กับ แพทเทิร์นของสายอากาศขับ (Primary-feed Pattern  $G_f(\theta')$ ) และค่าอัตราส่วน  $f/d$  (หรือค่ามุม  $2\theta_0$ ) ของพื้นผิวสะท้อน เพื่อที่จะทำการวิเคราะห์ได้ง่าย จึงกำหนดให้แพทเทิร์นของสายอากาศขับเป็นรูปที่สมมาตรในระนาบวงกลม (คือไม่เป็นฟังก์ชันของ  $\phi$ ) และ  $G_f(\theta') = 0$  เมื่อ  $\theta' > 90^\circ$

จากการคำนวณ [ 2 ] จะได้ว่า ค่าไคเร็คติวิตี้ของสายอากาศชนิดทางข้างหน้า จะเป็น

$$D_o = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \left\{ \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 \right\} \dots\dots\dots(3.15)$$

ค่า  $\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2$  เป็นค่าไคเร็คติวิตี้ในอุดมคติ

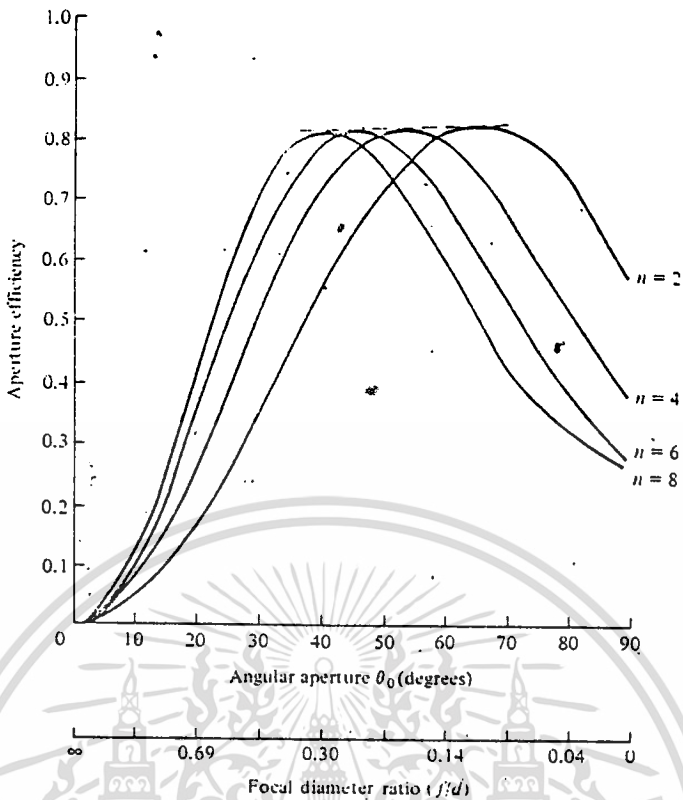
และจะได้ว่า ประสิทธิภาพทางอเพอร์เจอร์ คือ

$$\epsilon_{ap} = \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 \dots\dots\dots(3.16)$$

ถ้าให้แพทเทิร์นของสายอากาศขับ เขียนในรูปสมการ คือ

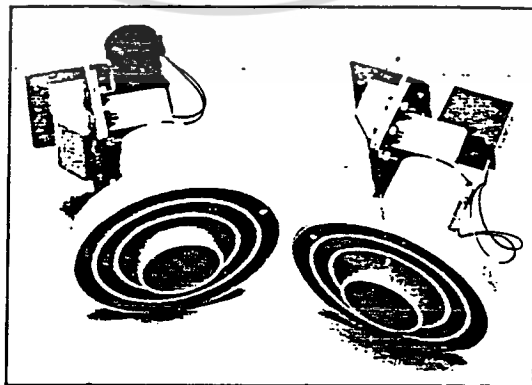
$$G_f(\theta') = \begin{cases} G_0^{(n)} \cos^n(\theta') & 0 \leq \theta' \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \frac{\pi}{2} < \theta' \leq \pi \end{cases} \dots\dots\dots(3.17)$$

จะได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพทางอเพอร์เจอร์ และมุม  $\theta_0$  ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดย  $n$  คืออันดับของแพทเทิร์นของสายอากาศขับ



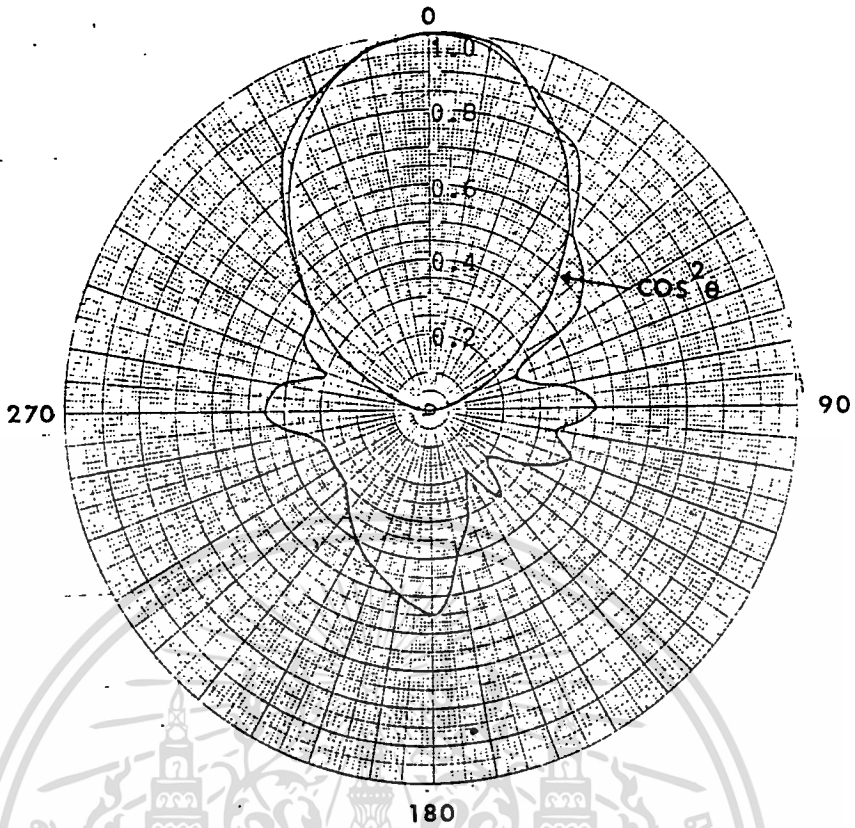
รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางอเพอร์เจอร์ และมุม  $\theta_0$

ในการออกแบบสร้างสายอากาศนี้ ได้กำหนดค่าได้เรดิวิตีประมาณ 40 dB และใช้สายอากาศชนิดโชคฮอร์น (Choke Horn) เป็นสายอากาศขับ โดยสายอากาศขับนี้มีโครงสร้างแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างของสายอากาศชนิดโชคฮอร์น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

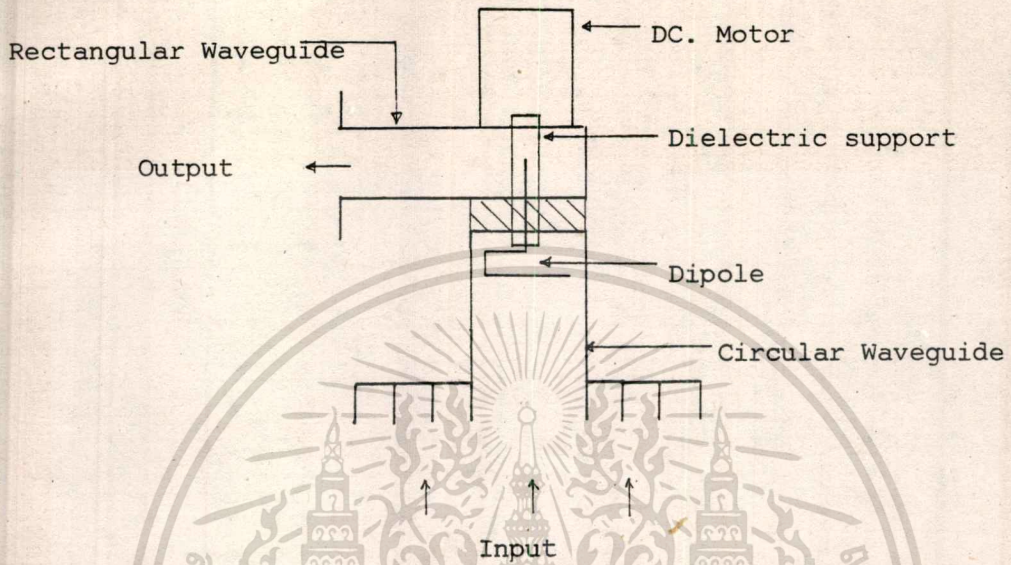


รูปที่ 3.4 แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศชนิดไซเคดอร์นที่มีความถี่ 4.0 GHz และแพทเทิร์นของสายอากาศในอุดมคติ ( $n=2$ )

และรูปที่ 3.4 แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศไซเคดอร์น ซึ่งพอประมาณได้ว่าเป็นแพทเทิร์นการขับอันดับ 2 ( $n=2$ ) จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า จะได้ค่าประสิทธิภาพทางอเพอร์เจอร์สูงสุดที่มุม  $\Theta_0=65^\circ$  จากสมการ (3.14) จะได้ว่า  $f/d=0.39$  แต่ในการออกแบบสายอากาศนั้น จะเลือกใช้  $f/d=0.33$  ซึ่งจะได้ประสิทธิภาพทางอเพอร์เจอร์ประมาณ 75% และใช้ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของจานสายอากาศ 3.5 เมตร ดังนั้นจะได้ค่าไคเรคตีวิตีประมาณ 42dB และเนื่องจากการวัดแพทเทิร์นของระบบสายอากาศทั้งหมดมีข้อยุ่งยากมาก เพราะวาระบบการปรับมุมของระบบสายอากาศไม่สามารถปรับมุมเงยของสายอากาศได้ต่ำพอ ดังนั้นจึงไม่สามารถตั้งสายอากาศส่งเพื่อทดสอบได้ จึงไม่ได้ทำการวัด

สำหรับการปรับมุมโพลาไรเซชันของคลื่นนั้น จะใช้สายอากาศไดโพลรับสัญญาณจากสายอากาศไซเคดอร์น ซึ่งเป็นท่อนำคลื่นชนิดกลม (Circular waveguide) วิทยุโครงสร้างของมันแสดงในรูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 แสดงภาพจานสาย

อากาศที่ได้สร้างขึ้น



รูปที่ 3.5 แสดงโครงสร้างของระบบการปรับมุมโพลาไรเซชัน



รูปที่ 3.6 แสดงภาพจานสายอากาศพาราโบลารูปขนาด 3.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงที่มีสัญญาณรบกวนต่ำเป็นพิเศษ (Low-Noise Amplifier) นั้น เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาแพงมาก และมีความยุ่งยากมากในการออกแบบ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ จะไม่กล่าวถึงรายละเอียดของวงจรนี้ แต่จะใช้ LNA ที่มีอยู่แล้วโดยมีอัตราขยาย 50dB และมีสัญญาณรบกวน (Noise Temperature) 65K ในช่วงความถี่ 3.7-4.2 GHz



## บทที่ 4

### ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ฉนวนเป็นตัวกำหนดความถี่

#### Dielectric Resonator Oscillator (DRO)

เนื่องจากผลึกคริสตัล ไม่สามารถจะให้ผลิตความถี่ย่านไมโครเวฟได้ เราจึงใช้ฉนวนที่มีค่าคงที่ของฉนวนสูงเป็นตัวกำหนดความถี่แทน การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยวิธีนี้ จะทำให้เกิดเสถียรภาพของความถี่ดี และมีความสะดวกในการสร้างกว่าการใช้วิธีความถี่จากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนั้น ด้วยวิธีการใช้ฉนวนเป็นตัวกำหนดความถี่นี้จะทำให้มีโครงสร้างที่ง่าย และขนาดเล็กสามารถใช้ร่วมกับสายนำคลื่นชนิดแถบรีว [ 3 ] ได้ดี

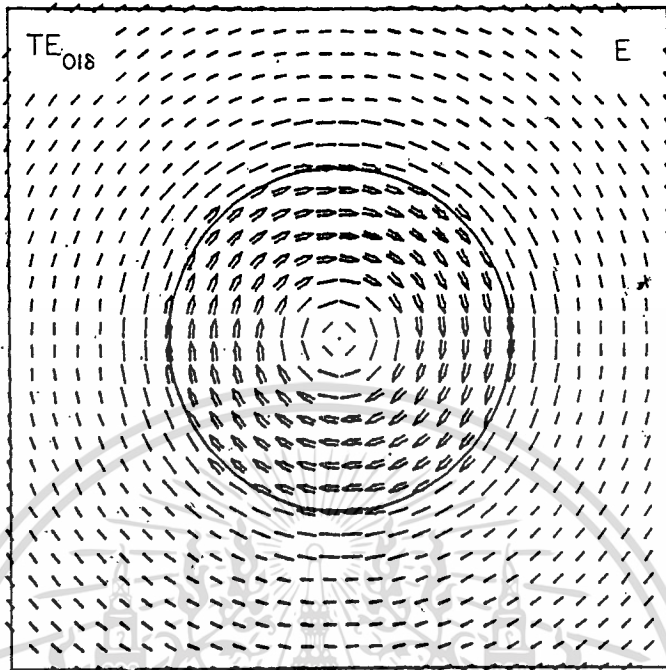
งานบั้นนี้ได้อธิบายถึงการออกแบบวงจร DRO และได้แสดงผลที่ได้จากการสร้างวงจรนี้ที่ความถี่ 3.6 GHz

#### 4.1 ตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวน (Dielectric Resonator) [ 4 ]

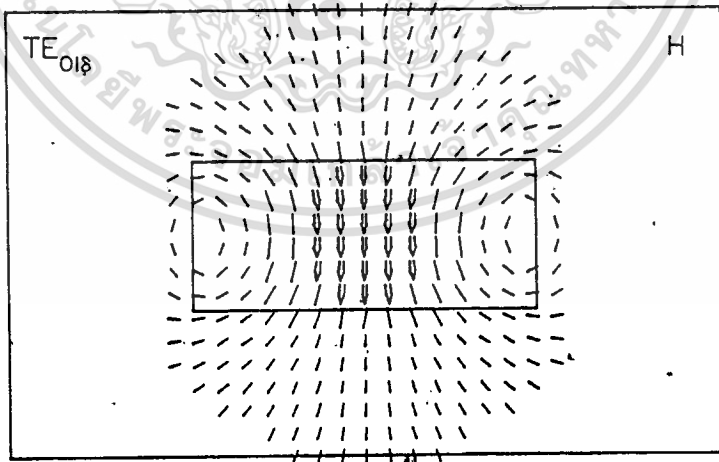
ตัวกำหนดความถี่ฉนวน มีขนาดเล็กกว่าตัวกำหนดความถี่ชนิดกล่องโลหะที่ความถี่เดียวกัน โดยค่าคงที่ของสารฉนวนจะมากกว่าหนึ่ง ส่วนมากที่ใช้จะมีค่าประมาณ 30 - 40 โดยเป็นสารจำพวกเซรามิค มีคุณสมบัติคือ มีการสูญเสียน้อย และมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิดี

รูปร่างของตัวกำหนดความถี่จะมีลักษณะ เป็นเม็ดกลมเหมือนเม็ดยา และกระดุนสนามเป็นโหมด  $TE_{01s}$  โดยสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า แสดงในรูปที่ 4.1 และ 4.2 ที่โหมดนี้ถ้าค่าคงที่สารฉนวนมีค่า 40 ดังนั้น 95% ของสนามไฟฟ้า และ 60% ของสนามแม่เหล็กจะเก็บกักอยู่ภายในตัวกำหนดความถี่ และสนามที่เหลือจะกระจายในอากาศรอบ ๆ ตัวกำหนดความถี่

แม้ว่าโครงสร้างของตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวนจะง่าย แต่ผลลัพธ์ตามสมการแมกเวลล์ (MAXWELL) มีความยุ่งยากมากและต้องใช้วิธีทางนิวเมอริคอล Numerical ดังนั้นค่าประมาณของโหมด  $TE_{01s}$  ของตัวกำหนดความถี่เดี่ยว ๆ มีค่า



รูปที่ 4.1 แสดงการกระจายสนามไฟฟ้าของตัวกำหนดความถี่  
ชนิดฉนวนที่โหมด  $TE_{018}$



รูปที่ 4.2 แสดงการกระจายสนามแม่เหล็กของตัวกำหนดความถี่  
ชนิดฉนวนที่โหมด  $TE_{018}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{\text{(GHz)}} = \frac{34}{a\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{a}{L} + 3.45 \right] \dots\dots\dots(4.1)$$

เมื่อ a = รัศมีของตัวกำหนดความถี่ (mm.)

L = ความหนาของตัวกำหนดความถี่ (mm.)

สมการนี้มีความผิดพลาด 2% เมื่อ

$$0.5 < \frac{a}{L} < 2$$

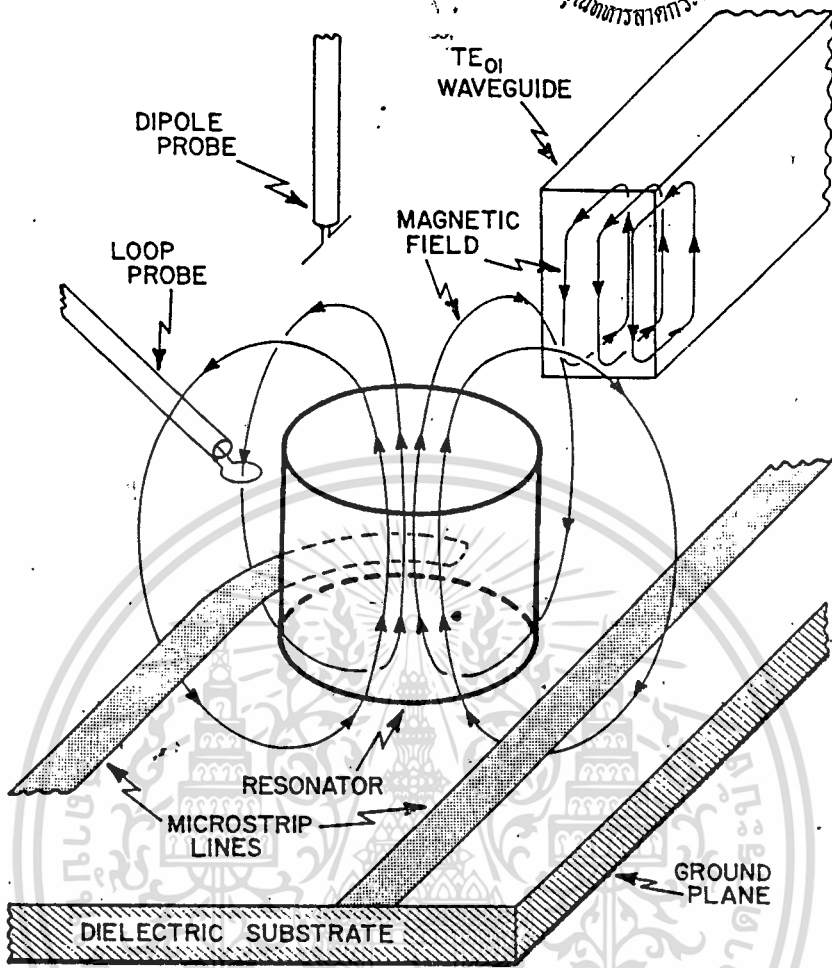
$$30 < \epsilon_r < 50$$

วิธีการตั้งตัวกำหนดความถี่ให้เป็นโหมด TE<sub>01s</sub> นั้น แสดงดังรูป 4.3 ระยะห่างระหว่างสายนำคลื่นและตัวกำหนดความถี่ จะเป็นตัวกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การเกี่ยวกันระหว่างกัน (Coupling coefficient) และเพื่อที่จะลดการสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจายคลื่น อุปกรณ์ทั้งหมดจะต้องหุ้มด้วยกล่องโลหะอีกทีหนึ่ง

เนื่องจากการรบกวนสนามของกล่องโลหะ จะทำให้ความถี่รีโซแนนด์ของตัวกำหนดความถี่เปลี่ยนแปลงไป โดยถ้าผนังโลหะใกล้ขึ้น จะทำให้ความถี่ลดลง ถ้าพลังงานที่เก็บที่ใกล้ผนังโลหะ เป็นสนามไฟฟ้าส่วนมากในทางกลับกัน ถ้าพลังงานที่เก็บที่ใกล้ผนังโลหะ เป็นสนามแม่เหล็กส่วนมากจะทำให้ความถี่เพิ่มขึ้น

รายละเอียดของตัวกำหนดความถี่ที่ใช้

ผู้ผลิต	MURATA ERIE
ฉนวน	(ZrSn) TiO <sub>4</sub>
ε <sub>r</sub>	37.8
Q	11000
เสถียรภาพความถี่	+ 3.6 PPM/°C
f <sub>0</sub>	3.8 GHz (สภาวะที่กำหนด)
a	8.0 mm.
L	6.9 mm.



รูปที่ 4.3 วิธีการกระตุ้นสนามของตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวนที่โหมด  $TE_{01s}$

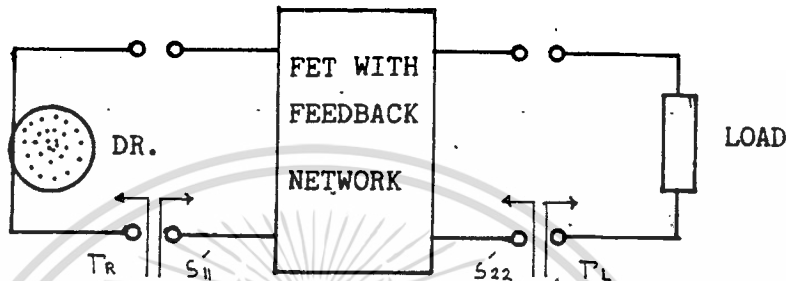
#### 4.2 หลักการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

รูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์ แสดงดังรูปที่ 4.4 ซึ่งประกอบด้วยตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวน ที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่น  $TR$  วัสดุที่มีค่าการสะท้อนกลับของคลื่น  $TL$  เมื่ออุปกรณ์แอคทีฟต่อเข้ากับวัสดุที่มีค่าการสะท้อนกลับ  $TL$  จะมีค่าการสะท้อนกลับของคลื่นที่อินพุทพอร์ท  $S_{11}$  ดังนั้น สภาวะที่จำเป็นสำหรับการออสซิลเลทคือ  $TR S'_{11}=1$  หรือ  $TL S'_{22}=1$  และ 2 สภาวะนี้จะเป็นจริงเหมือนกันกรณีทั้ง 2 ข้อมอบ

$$|\Gamma_R| |S'_{11}| e^{j(\theta_R + \theta S'_{11})} = 1 \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

$$|\Gamma_R| |S'_{11}| = 1 \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

$$\theta_R + \theta S'_{11} = 0 \quad \dots\dots\dots (4.4)$$



รูปที่ 4.4 แสดงรูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวนอุปกรณ์แอคทีฟและวงจรแมทช์

ซึ่งสมการ (4.3) เป็นสภาวะการออสซิลเลทที่มีเสถียรภาพแล้ว ดังนั้นสำหรับกรณีที่จะเริ่มต้นการออสซิลเลทได้จริง

$$|\Gamma_R| |S'_{11}| > 1 \quad \dots\dots\dots (4.5)$$

แต่  $S'_{11}$  เป็นค่าการสะท้อนของคลื่นเมื่อระดับสัญญาณมีขนาดเล็ก การออสซิลเลทจะเกิดขึ้นจากระดับสัญญาณขนาดเล็กไประดับมากขึ้น จนทำให้สมการ (4.3) เป็นจริง จะสังเกตเห็นว่า ค่าการสะท้อนกลับของคลื่นจากตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวนมี  $\Gamma_R=1$  ดังนั้นการออสซิลเลทจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ

$$|S'_{11}| > 1 \quad \dots\dots\dots (4.6)$$

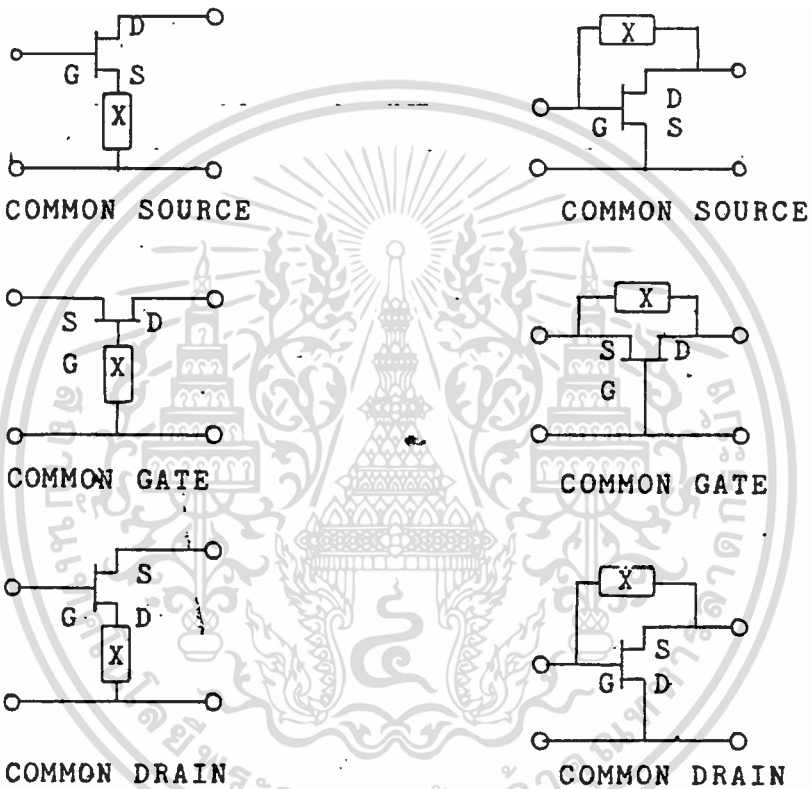
### 4.3 วิธีการป้อนกลับทางบวก [ 5 ]

เพท (GaAs FET) สามารถต่อวงจรป้อนกลับทางบวกได้หลายวิธี เพื่อให้เกิดสภาวะ  $|S'_{11}| > 1$  โดยมีการป้อนกลับชนิดอนุกรม และชนิดขนานอย่างละ 3 รูปแบบดังแสดงในรูปที่ 4.5 โดยวงจรป้อนกลับจะเป็นวงจรรีแอคแตนซ์ (Reac-  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

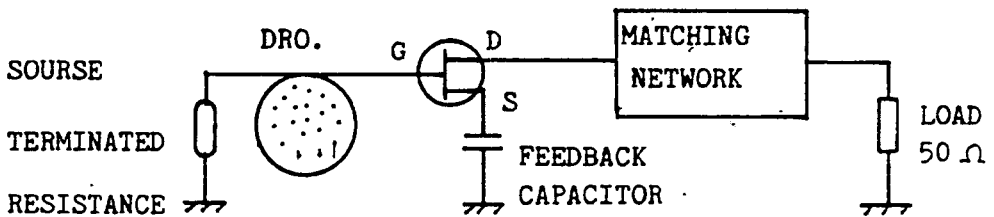
tance) เนื่องจากวงจรป้อนกลับชนิดขนานต้องการสัปดาห์กันไฟตรงที่ใช้ไบอัสวงจรแอคทีฟ ดังนั้นมันจึงยุ่งยากกว่าวงจรป้อนกลับชนิดอนุกรม ในการออกแบบนี้ใช้วงจรป้อนกลับชนิดอนุกรม ิทยเป็นวงจรซอร์สร่วม ป้อนกลับโดยใช้คาปาซิเตอร์ วงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่ 4.6

SERIES FEEDBACK CIRCUITS

PARALLEL FEEDBACK CIRCUITS

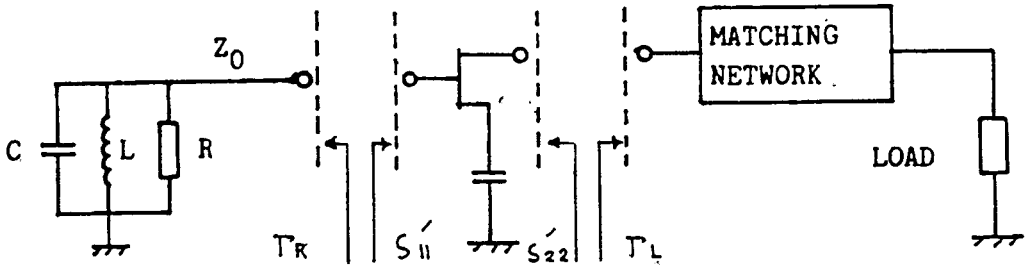


รูปที่ 4.5 แสดงรูปแบบการป้อนกลับทางบวก



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งประกอบด้วยวงจรเสมือนของตัวกำหนดความถี่และพารามิเตอร์ที่สำคัญ

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าเอส-พารามิเตอร์ เมื่อไม่มีการป้อนกลับและมีการป้อนกลับของเพทเบอร์ 2SK571 เมื่อไบอัส  $V_{DS}=3V, I_D=30mA$

ความถี่ (GHz)	$S_{11}$		$S_{12}$		$S_{21}$		$S_{22}$		
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	
เมื่อไม่มีการ ป้อนกลับ	3.6	0.74	-96	0.08	36	3.02	96	0.56	-53
ป้อนกลับโดย จัสคาปาซิเตอร์ 1.0pF	3.6	2.06	307	0.50	55	3.03	169	1.53	312

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าเอส-พารามิเตอร์ ( S-parameter ) [ 6 ] ของเพท ( GaAs MES FET ) เบอร์ 2SK571 ที่ต่อวงจรชนิดซอร์สร่วมและค่าเอส-พารามิเตอร์ เมื่อต่อวงจรป้อนกลับชนิดอนุกรม โดยใช้อุปกรณ์ 1pF จะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  มีค่ามากกว่า 1 แสดงว่าสามารถเกิดการออสซิลเลชันได้โดยไม่ต้องมีวงจรแมทช์ที่แดนซ์ได้ ( โหลดมีค่ามาตรฐาน 50 โอห์ม ) ถ้าเลือกโหลดที่มีค่าการสะท้อนกลับ  $\Gamma_L$  ( ดูรูปที่ 4.7 )

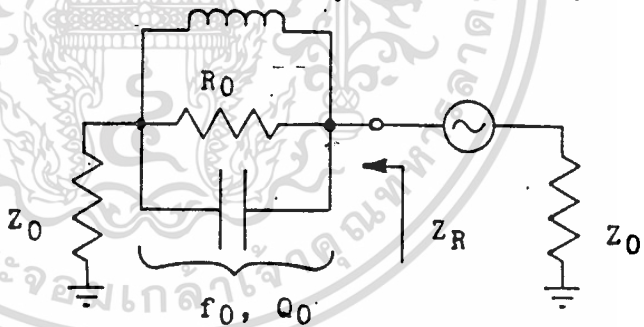
จะได้ว่า

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \dots\dots(4.7)$$

ในการออกแบบวงจรนี้ เลือก  $\Gamma_L = 0.33 \angle 0^\circ$  จะได้

$$S'_{11} = 1.9 \angle 288^\circ \quad \Gamma_R = 0.52 \angle 72^\circ$$

ซึ่งค่า  $\Gamma_R$  ใช้กำหนดความถี่ศูนย์กลางหาหาแทน แสดงวงจรเสมือนดังรูปที่ 4.8

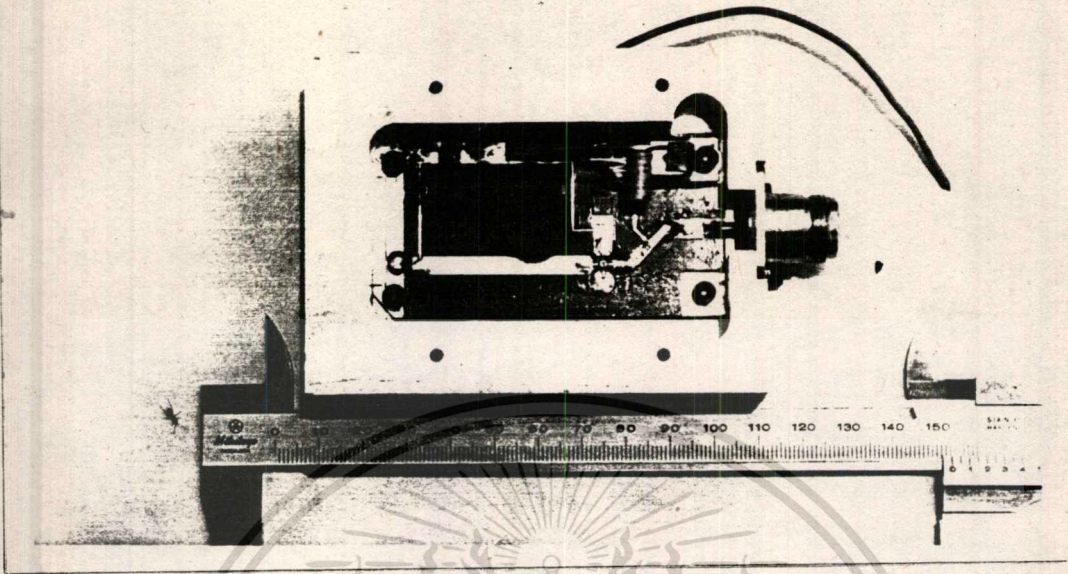


รูปที่ 4.8 แสดงวงจรเสมือนของตัวกำหนดความถี่ชนิดอนุกรม ที่ทำให้เกิดค่าการสะท้อนกลับ  $\Gamma_R$ .

#### 4.4 โครงสร้างของวงจร

วงจรสร้างโดยใช้อุปกรณ์นำคลื่นชนิดแถบรี้ว โดยสารฉนวนทำจากสาร PTFE ( polytetrafluorethylene ) หนา 1.5 mm. มีค่า  $\epsilon_r=2.55$  และวงจรทั้งหมดใส่อยู่ในกล่องโลหะอลูมิเนียม แสดงดังรูปที่ 4.9

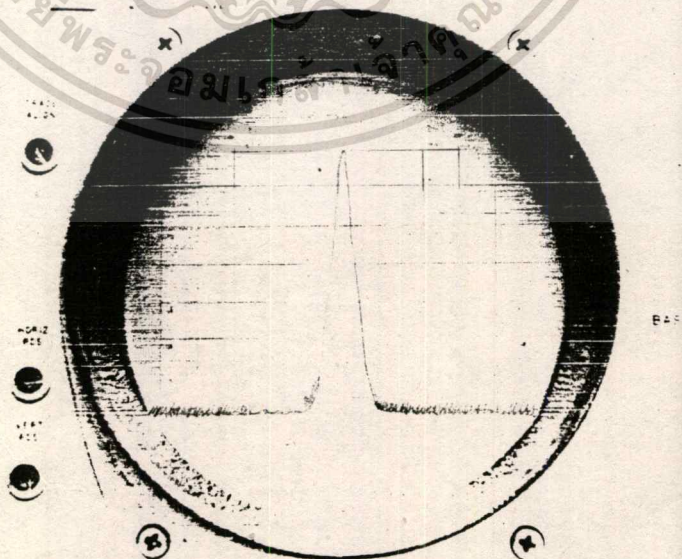
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงโครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สมบูรณ์

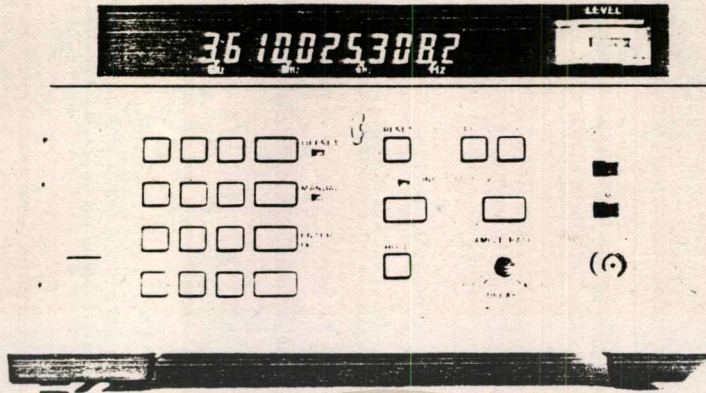
#### 4.5 ผลการทดลอง

สามารถวัดความถี่โดยใช้เครื่องวัดความถี่ (microwave frequency counter TAKEDA RIKEN, MODEL TR 5211 A) ได้ 3.610025308 GHz มีเสถียรภาพของความถี่ +70 KHz ในช่วงอุณหภูมิ 20-40 องศาเซลเซียส มีกำลังเข้าที่พู่ +10 dBm โดยสเปคตรัม แสดงในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงสเปคตรัมของสัญญาณเข้าที่พู่ที่ความถี่ 3.6 กิโลเฮิรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงการวัดความถี่ที่อุณหภูมิตั้งที่ 35 องศาเซลเซียส

#### 4.5 สรุป

ในบทนี้ กล่าวถึงหลักการออกแบบและได้ทดลองสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ผ่านความถี่ 3.6 GHz โดยใช้ GaAs FET เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ และใช้สารฉนวนทาสีหน้าที่เป็นตัวกำหนดความถี่ ได้ยัดกำลังเข้าที่พอร์ท +10 dBm และมีเสถียรภาพความถี่  $\pm 70$  kHz ในช่วงอุณหภูมิ 20-40 องศาเซลเซียส

## บทที่ 5

### วงจรมิกเซอร์ (MIXER)

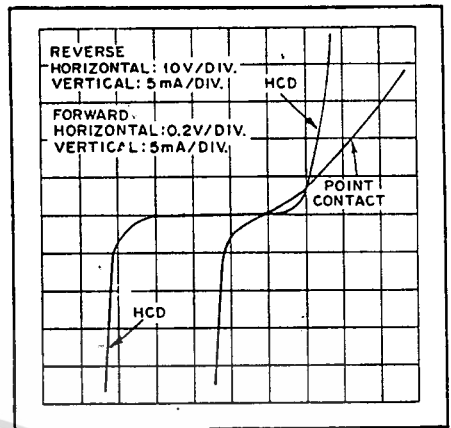
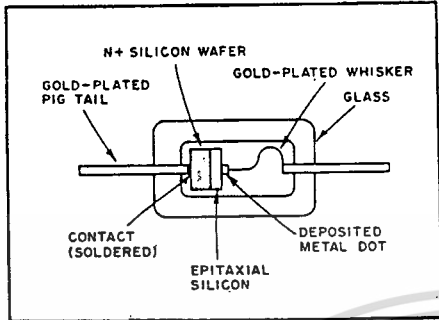
งานการสร้างวงจรมิกเซอร์ย่านความถี่ 4 GHz นั้นมีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 อย่างคือ

- 1.肖特基二极管 (Schottky-Barrier Diode) หรือเรียกว่า ฮอตแคเรียไดโอด (Hot-carrier Diode (HCD)) [7]
2. วงจรไฮบริด [8]

#### 5.1肖特基二极管 (Schottky-Barrier Diode)

ถึงแม้ที่ผ่านมามีไดโอดชนิดจุดสัมผัส (Point-Contact) และชนิทรอยต่อ (PN-junction) จะเป็นที่ยอมรับใช้เป็นวงจรมิกเซอร์ย่านความถี่ไมโครเวฟ แต่ปัจจุบันกลับพบว่า肖特基二极管 กลับเป็นที่ยอมรับมากกว่า ทั้งนี้มีเหตุผลหลายประการ เช่น肖特基二极管 มีสัญญาณรบกวนต่ำกว่า มีประสิทธิภาพในการแปลงความถี่สูงกว่าและไม่มีผลต่อการเก็บประจุ (charge-storage effect) ซึ่งผลอันนี้จะเป็นตัวจำกัดความเร็วในการปิดเปิด เช่นที่เกิดกับไดโอดชนิทรอยต่อ ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากว่ามันมีโครงสร้างในลักษณะโลหะต่อกับสารกึ่งตัวนำ (metal-to-semiconductor) และเป็นการทำงานของพาหะหลัก (majority-carrier conducting device)

รูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างภายในของไดโอดชนิดนี้ และรูปที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจและกระแส (V/I curves) ของไดโอดชนิดนี้กับไดโอดชนิทรอยต่อ

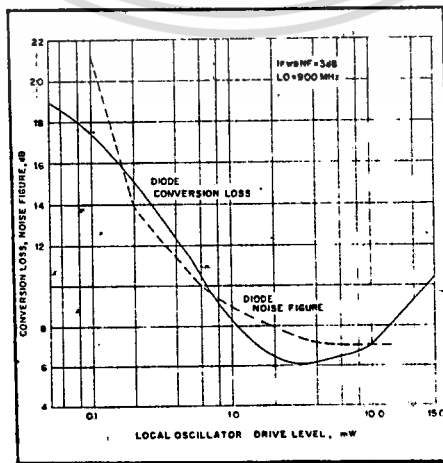


รูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างภายในภาคตัดขวางของซอร์ทักไดโอด

รูปที่ 5.2 แสดงคุณสมบัติฟอร์เวิร์ดและรีเวิร์ดของซอร์ทักไดโอด

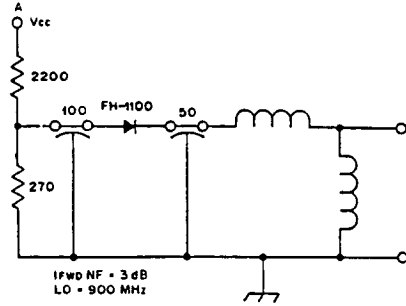
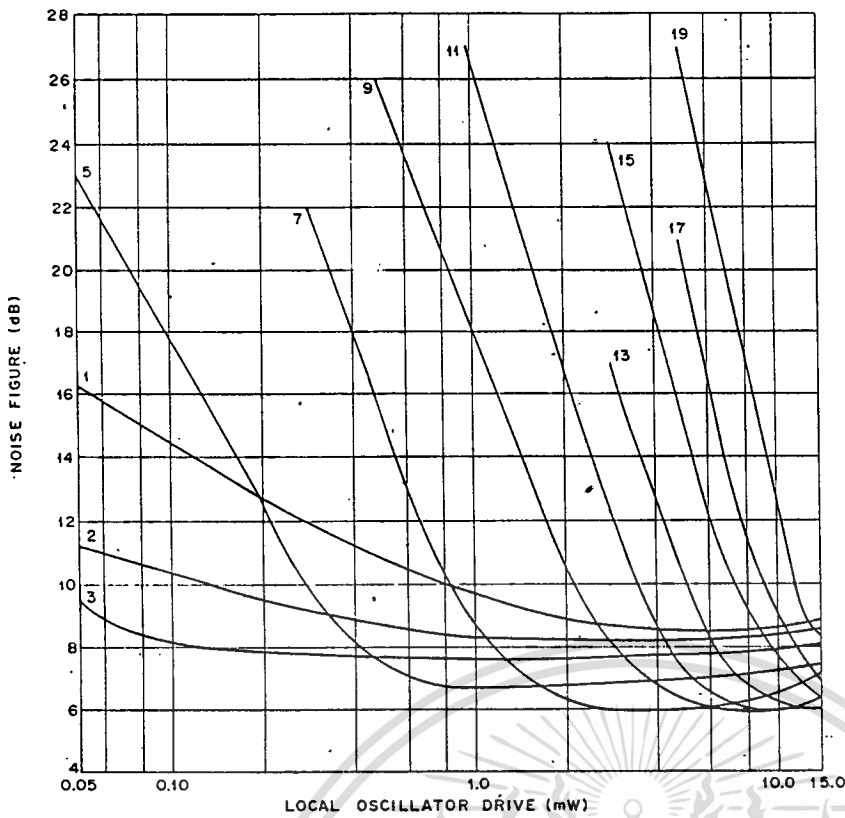
เทียบกับไดโอดชนิดรอยต่อ

รูปที่ 5.3 แสดงค่าสัญญาณรบกวน (Noise Figure) และการสูญเสียในการแปลงความถี่ (Conversion loss) ของซอร์ทักไดโอด เมื่อไม่มีการไบอัส เมื่อมีการฟอร์เวิร์ดไบอัส ค่าสัญญาณรบกวนจะเปลี่ยนแปลงไป ดังแสดงในรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการสูญเสียในการแปลงความถี่กับกำลังของสัญญาณรีดคลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) เมื่อมีการไบอัส

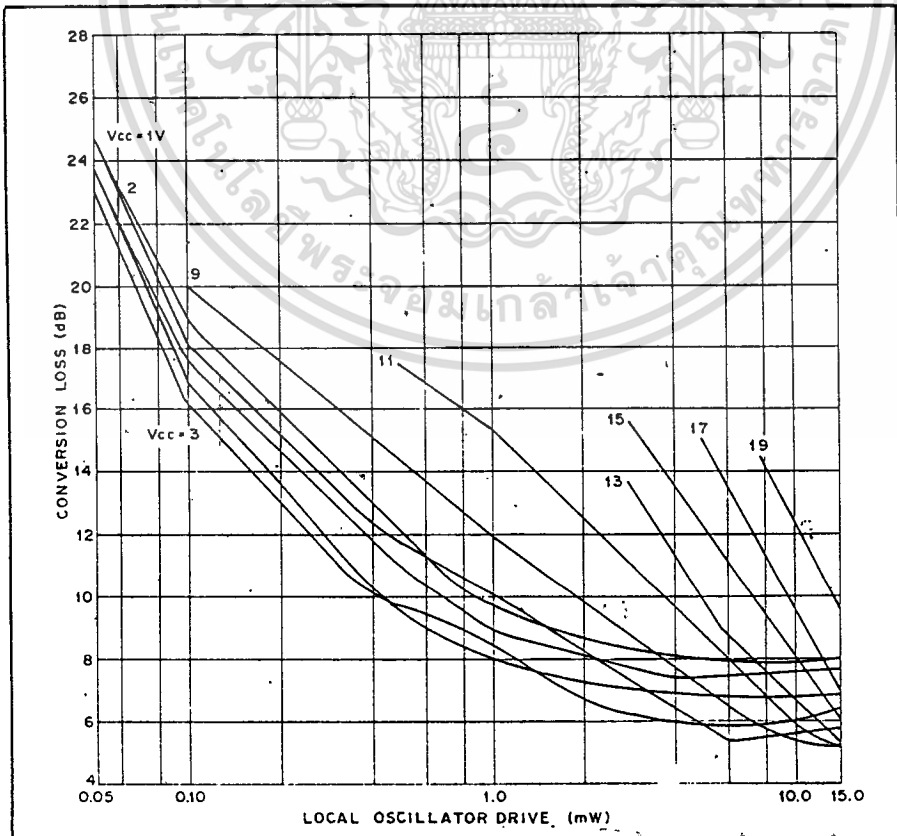


รูปที่ 5.3 แสดงค่าสัญญาณรบกวนและการสูญเสียในการแปลงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับทำวิจัยเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวน (Noise Figure) และกำลังของโวลต์ลอออสซิลเลเตอร์ โดยกระแสไบอัสมีค่าเป็น mA ซึ่งวัดที่จุด A ในวงจรที่ทำการทดลอง



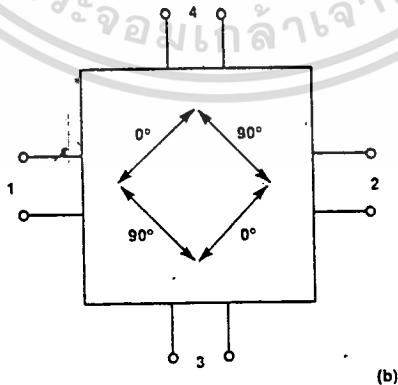
รูปที่ 5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียในการแปลงความถี่ และกำลังของออสซิลเลเตอร์ โดยกระแสไบอัสที่มีค่าเป็น

### 5.2 วงจรไฮบริด (Hybrid)

วงจรไฮบริด เป็นวงจรที่ใช้งานร่วมกับไดโอด. ประกอบกันเป็นวงจรมิกเซอร์ โดยมีเป็นอุปกรณ์ 4 พอร์ต ซึ่งทุกพอร์ตจะมีอิมพีแดนซ์แมตช์กันกับซอร์สอิมพีแดนซ์ ถ้าสัญญาณถูกส่งเข้าไปยังพอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง สัญญาณจะถูกแบ่งส่งออกไปยังอีกพอร์ต โดยมีขนาดเท่ากัน และพอร์ตที่เหลือจะไม่มีสัญญาณส่งออกไป ในวงจร 90 องศาไฮบริด สัญญาณที่ถูกส่งออกไปทั้งสองพอร์ตจะมีความต่างเฟส 90 องศา สำหรับวงจร 90 องศาไฮบริด ซึ่งกำหนดพอร์ตดังแสดงในรูปที่ 5.6 จะสามารถอธิบายโดยใช้ เอส-แมทริกซ์ (S-matrices) ดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots(5.1)$$

โดยสมการ (5.1) แสดงถึงความสัมพันธ์ของสัญญาณที่พอร์ตต่างๆ ปกติการเลื่อนเฟสระหว่างพอร์ตที่เป็นอินพุต และพอร์ตที่เป็นเอาท์พุตจะไม่ค่อยมีความสำคัญเท่ากับ ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่เป็นเอาท์พุตทั้งสอง สำหรับวงจรไฮบริดที่ใช้งานเป็น วงจรมิกเซอร์



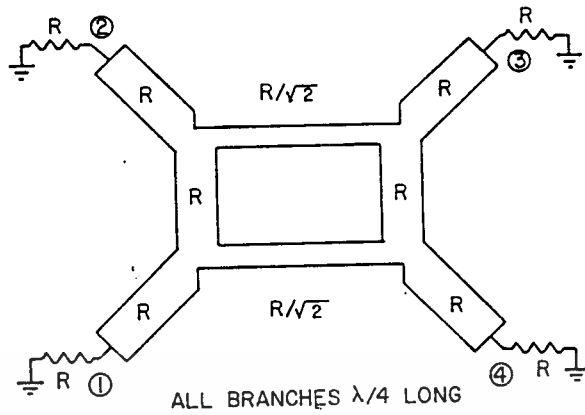
รูปที่ 5.6 แสดงวงจร 90 องศาไฮบริดในอุดมคติ

วงจรไฮบริดในทางปฏิบัติจะต่างกับวงจรในอุดมคติหลาย ๆ อย่าง คือ ความสมดุลย์ของเฟส ซึ่งหมายถึงการแปรเปลี่ยนของเฟสจากการต่างเฟสในวงจร อุดมคติที่เข้าที่พหุทั้งสอง ความสมดุลย์ของขนาด ซึ่งหมายถึงความแตกต่างของระดับ สัญญาณที่เข้าที่พหุทั้งสอง และค่า VSWR และค่าการสูญเสีย การไม่เกี่ยวเนื่องกัน (Isolation) จะเป็นอัตราส่วนของระดับสัญญาณที่พอร์ท ไม่เกี่ยวเนื่องกับอินพุท พอร์ท ซึ่งค่าการไม่เกี่ยวเนื่องกันมีความสำคัญสำหรับวงจรไฮบริดที่ใช้ประกอบเป็น วงจรมิกเซอร์ เพราะว่าค่าการไม่เกี่ยวเนื่องจะกำหนดค่าการไม่เกี่ยวเนื่องกันของ แต่ละพอร์ทของวงจรมิกเซอร์ และค่าการไม่เกี่ยวเนื่องกันนี้จะแปรผันกับความถี่เป็น อย่างมาก

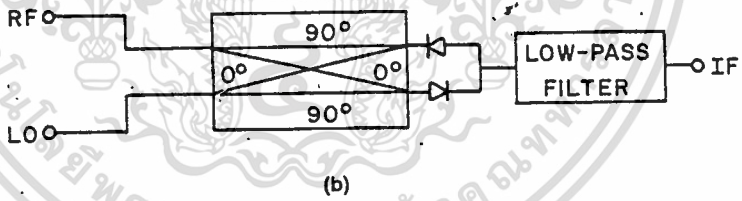
ค่า VSWR ของแต่ละพอร์ทจะไม่สมบูรณ์ อดขึ้นอยู่กับความไม่ต่อเนื่อง ในการอินพุทและเข้าที่พหุกับขั้วต่อ และความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างของวงจร ไฮบริดเอง ซึ่งค่า VSWR ที่มากจะทาให้การตอบสนองต่อความถี่ของวงจรมิกเซอร์ ไม่ราบเรียบ

### วงจรไฮบริดชนิดบรานซ์ไลน์ (Branch-Line Hybrid)

ในวงจรไฮบริดชนิดบรานซ์ไลน์ การเกี่ยวกัน (coupling) จะ เกิดขึ้นระหว่างสายนำคลื่น 2 อัน โดยการต่อชนิดเป็นส่วน ๆ (periodic inter connecting) โดยสายนำคลื่นที่ต่อระหว่างกันจะยาว  $\lambda / 4$  และมันจะวางห่างกัน  $\lambda / 4$  สำหรับวงจรไฮบริดชนิด 90 องศา (3dB quadrature hybrid) ค่า อิมพีแดนซ์ประจำตัวของแต่ละบรานซ์ จะมีค่าแสดงดังรูปที่ 5.7 ปัญหาที่สำคัญของ วงจรไฮบริดชนิดบรานซ์ไลน์ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายนำคลื่นจะมีปัญหา เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น เพราะว่าความยาวของสายนำคลื่นจะลดลงใกล้เคียงกับความ กว้าง



รูปที่ 5.7 แสดงลักษณะของไฮบริตชนิดบรานซ์ไลน์



รูปที่ 5.8 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์เดี่ยว (Single balance mixer)

รูปที่ 5.8 แสดงหลักการของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์เดี่ยว ซึ่งประกอบด้วยวงจร 90 องศาไฮบริต และไดโอด 2 ตัว จะต่ออยู่กับพอร์ที่ 3 และพอร์ที่ 4 และอีก 2 พอร์ที่ที่เหลือจะต่อกับสัญญาณ RF และสัญญาณ LO (Local Oscillator) สัญญาณ IF จากไดโอดทั้งสองจะต่อขนานเข้าด้วยกัน ซึ่งวงจรมิกเซอร์นี้มีเอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสมมาตร ดังนั้นสามารถสลับพอร์ท LO และ RF ได้

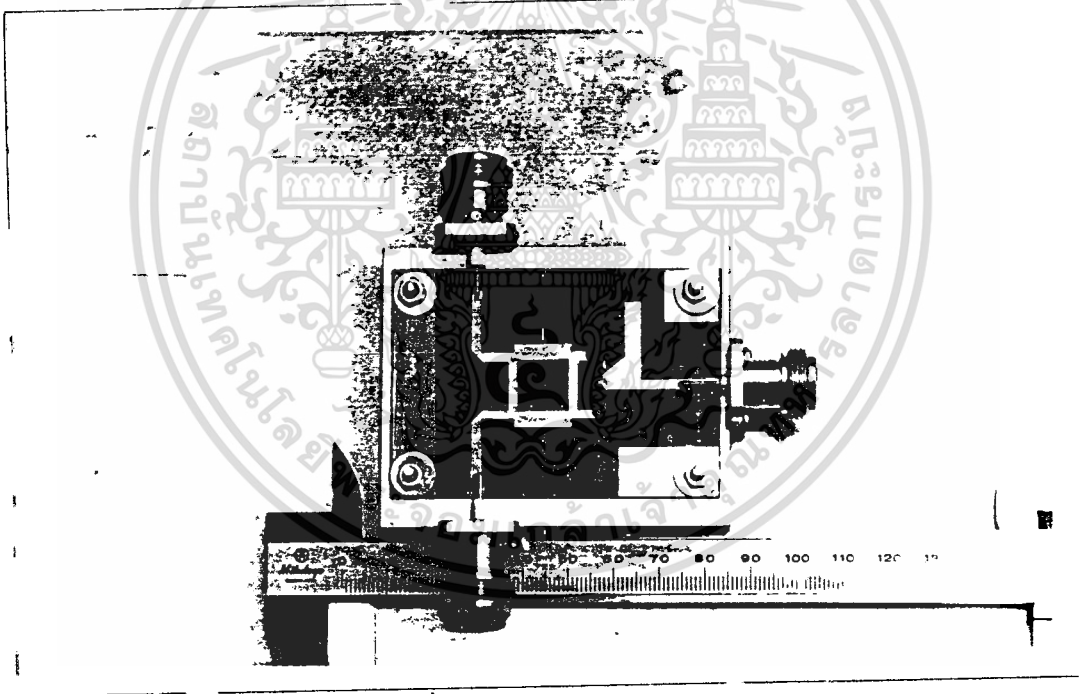
สำหรับวงจรมิกเซอร์ที่ได้ออกแบบนั้น จะกำหนดให้ความถี่กลางเท่ากับ 3.95 GHz โดยจะใช้สายนำคลื่นชนิดแถบรีว โดยสารฉนวนที่ใช้จะหาด้วย PTFE มีความหนา 0.7874 mm. และมีค่าคงตัวสารฉนวน 2.55 จะได้ว่า

$$Z_0 = 50 \ \Omega \quad W = 2.2 \text{ mm.} \quad \lambda_g = 5.19 \text{ cm.}$$

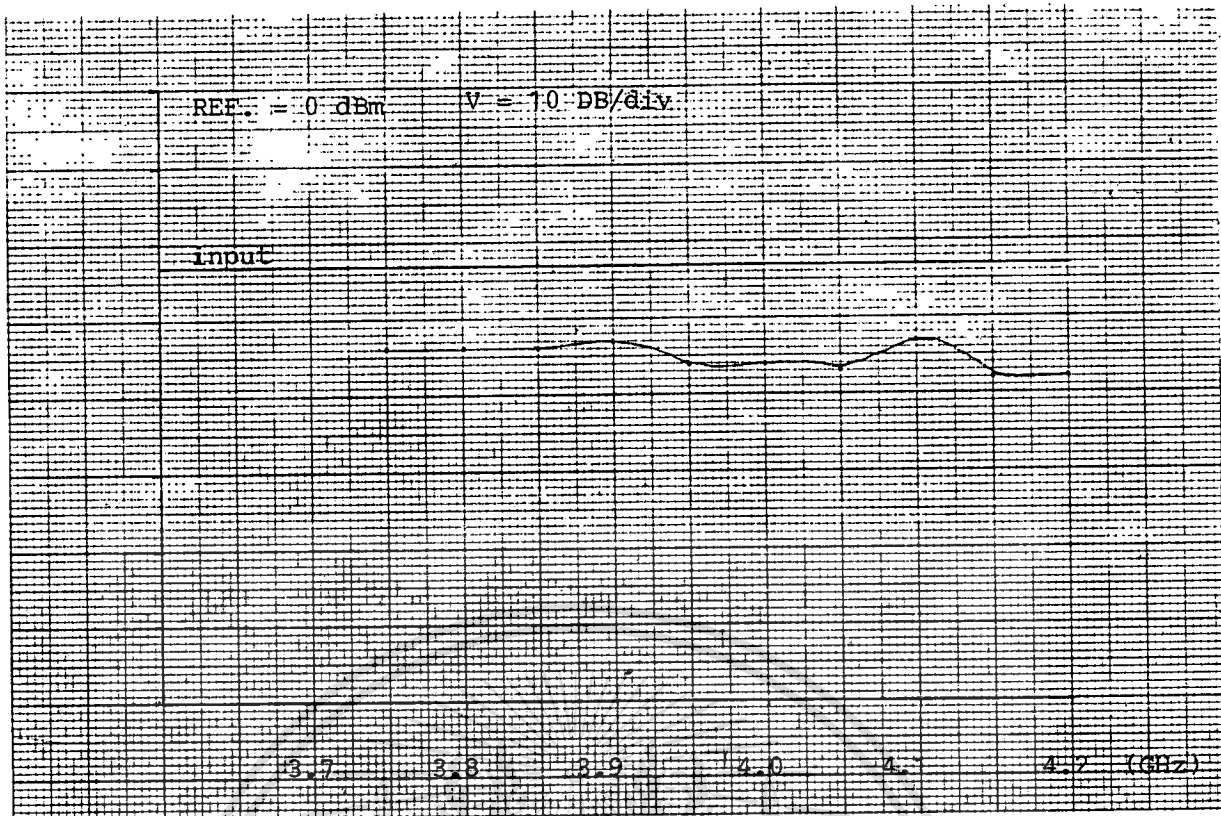
$$Z_0 = 35.5 \ \Omega \quad W = 3.6 \text{ mm.} \quad \lambda_g = 5.11 \text{ cm.}$$

และไดโอดที่ใช้เป็นชอร์ทกึ่งไดโอด เบอร์ 1N5712 ซึ่งวงจรที่สร้าง แสดงดังรูปที่

5.9



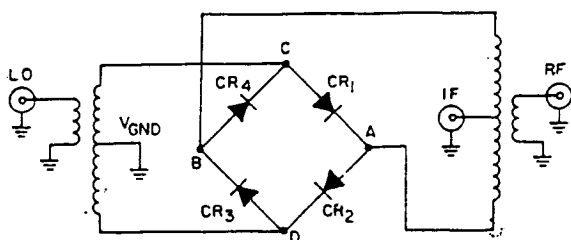
รูปที่ 5.9 แสดงโครงสร้างของวงจรมิกเซอร์ที่ได้สร้างขึ้น



รูปที่ 5.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียในการแปลง  
ความถี่และความถี่ของสัญญาณ RF เมื่อความถี่ของ  
วงจรรอสซีเลเตอร์เท่ากับ 3.6 GHz และมีกำลัง  
10 mW

### 5.3 วงจรมิกเซอร์ที่ใช้ในการแปลงความถี่ครั้งที่สอง

เนื่องจากวงจรมิกเซอร์มีสัญญาณอินพุตอยู่ในช่วงความถี่ 100→600 MHz ดังนั้นจึงเลือกใช้งานวงจรบาลานซ์มิกเซอร์คู่ (Double Balance Mixer) ชนิดวงแหวน (ring mixer) ซึ่งแสดงรูปแบบในรูปที่ 5.11

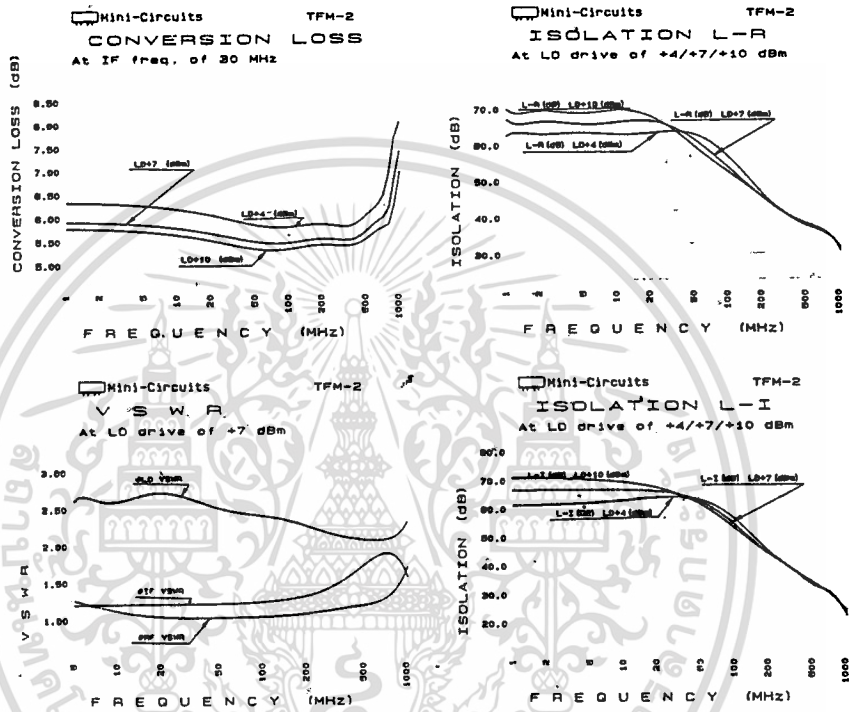


รูปที่ 5.11 แสดงรูปแบบวงจรบาลานซ์มิกเซอร์คู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีและการทำงานของวงจรมิกเซอร์ชนิดนี้ [ 8 ] เป็นที่ทราบกันนานแล้วและเป็นที่ยอมรับทั่วไป ดังนั้นจึงเลือกใช้วงจรมิกเซอร์สำเร็จรูปเบอร์ TFM-2 ของ MINI-CIRCUIT INC. ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียในการแปลงความถี่กับความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 5.12

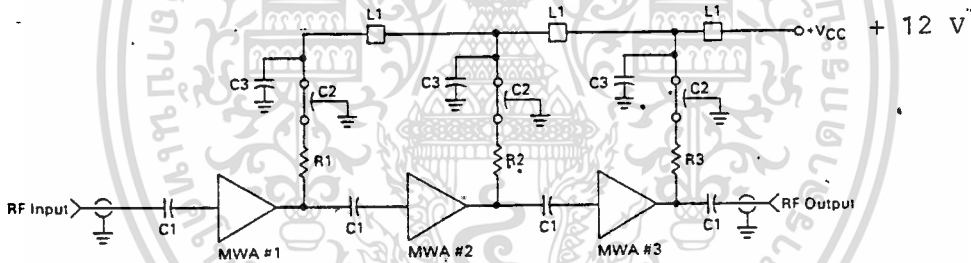


รูปที่ 5.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการสูญเสียในการแปลงความถี่กับความถี่ของมิกเซอร์ TFM-2

บทที่ 6

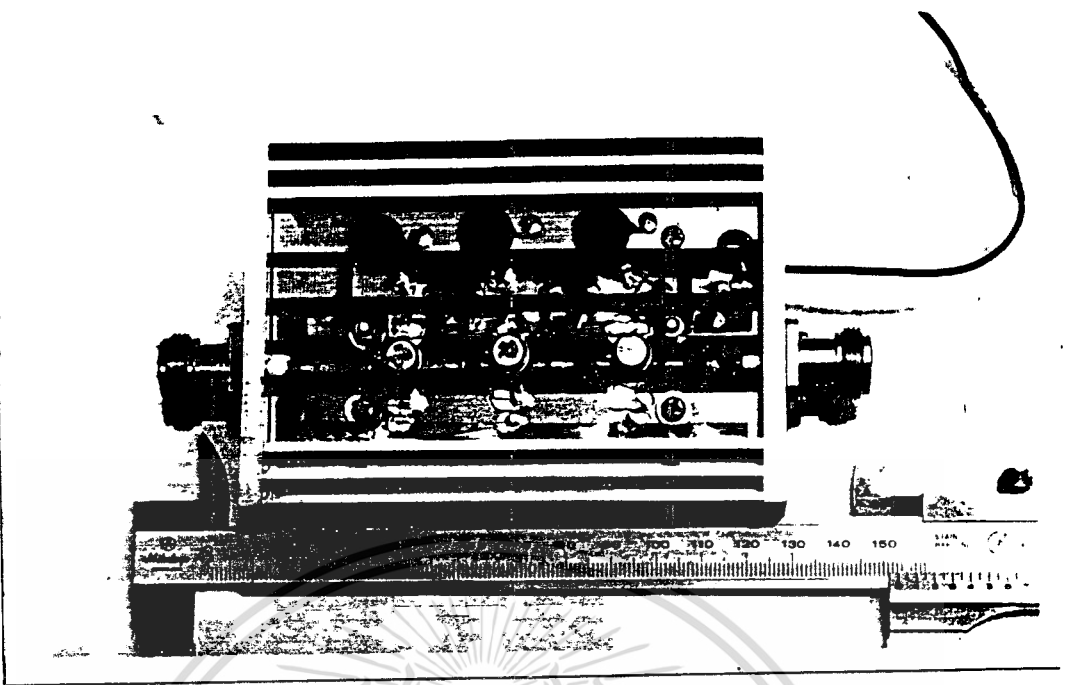
วงจรขยายความถี่กลาง (IF Amplifier)

เนื่องจากวงจรขยายความถี่กลางอันแรกนั้นมีช่วงความถี่ 100-600 MHz ซึ่งมีความถี่สูงและมีแบนด์วิดท์กว้างมาก ซึ่งถ้าใช้ทรานซิสเตอร์นั้นจะต้องมีการออกแบบวงจรที่ยุ่งยากมาก ดังนั้นจึงเลือกใช้วงจรขยายชนิดไฮบริด [ 9 ] เบอร์ MWA 310 ซึ่งเป็นวงจรขยายสัญญาณ ย่านความถี่ ดีซี จนถึง 1000 MHz โดยวงจรที่ ๑ ซึ่งมีรายละเอียด ดังแสดงในรูปที่ 6.1 สำหรับการสร้างวงจรมันจะใช้สายนำคลื่นชนิดแกบริวที่มีค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัว 50 โอห์ม ซึ่งโครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ 6.2 และในรูปที่ 6.3 แสดงการสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรที่ได้สร้างขึ้น

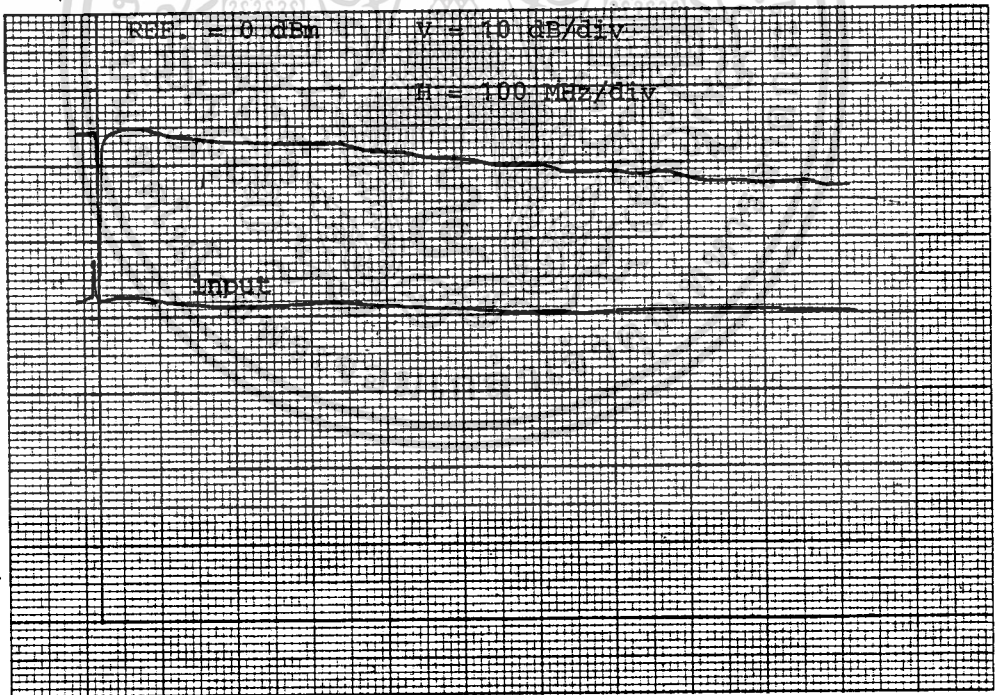


- $C_1 = 1000 \text{ Pf (CHIP)}$
- $C_2 = 1000 \text{ Pf (feed through)}$
- $C_3 = 0.1 \mu\text{f}$
- $L_1 = 1.0 \mu\text{H}$
- $R_1 = R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$
- MWA = MWA 310

รูปที่ 6.1 แสดงรายละเอียดของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 100-600 MHz



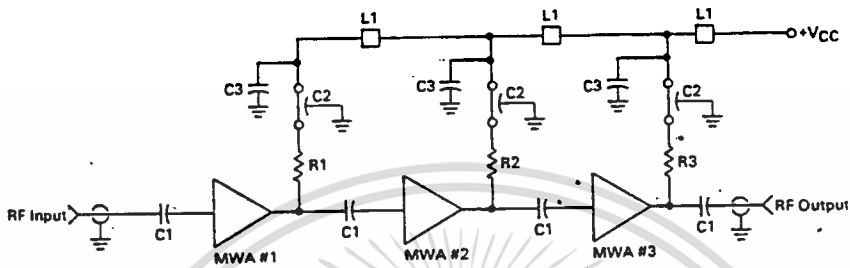
รูปที่ 6.2 แสดงโครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง  
100-600 MHz



รูปที่ 6.3 แสดงการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรขยาย  
ความถี่กลาง 100-600 MHz

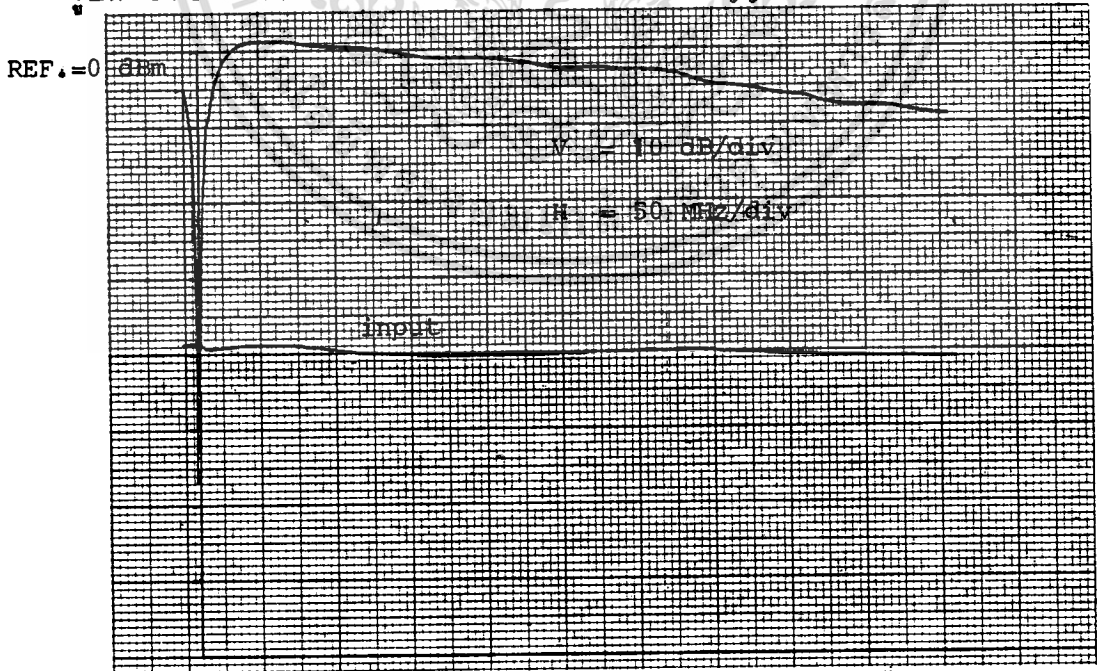
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 70 MHz นั้น จะใช้วงจรนี้ ลักษณะเดียวกัน วิทยุช่วงจรขยายสัญญาณ เบอร์ MWA 110 วิทยุมีรายละเอียดดัง แสดงในรูปที่ 6.4 และแสดงการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 6.5



- $C_1 = 1000 \text{ Pf}$
- $C_2 = 1000 \text{ Pf (Feed through)}$
- $C_3 = 0.1 \text{ } \mu\text{f}$
- $L_1 = 10 \text{ } \mu\text{H}$
- $R_1 = R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$

รูปที่ 6.4 แสดงรายละเอียดของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 70 MHz



รูปที่ 6.5 แสดงการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของ วงจรขยายความถี่กลาง 70 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

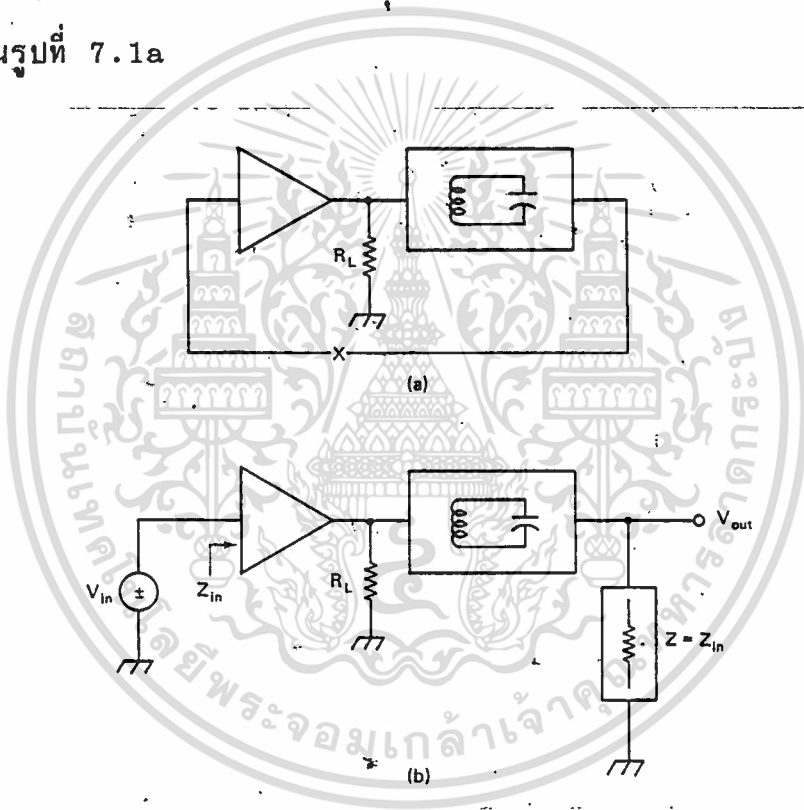
บทที่ 7

วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 360 MHz

สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ นั้นมีส่วนประกอบที่จำเป็น คือ

1. วงจรขยายสัญญาณ
2. วงจรรีโซเนเตอร์
3. ความต้านทานเข้าที่พุด

ดังแสดงในรูปที่ 7.1a



รูปที่ 7.1 a) แสดงส่วนประกอบที่จำเป็นสำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์

b) แสดงรูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์เมื่อทำการตัดลูปการป้อนกลับ

วงจรขยายสัญญาณจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ที่ต้องการ วงจรรีโซเนเตอร์ ทำหน้าที่กำหนดความถี่ และจะเป็นวงจรป้อนกลับด้วย ถ้ามีสัญญาณรบกวนจากวงจรรีโซเนเตอร์ ซึ่งเกิดจากส่วนความต้านทาน สัญญาณรบกวนจะถูกขยายโดยบางส่วนจะปรากฏที่ความต้านทานที่เหลือ และบางส่วนจะเข้าไปสู่วงจรรีโซเนเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรฟิลเตอร์ โดยสัญญาณรบกวนที่มีความถี่อยู่ในช่วงความถี่พ่วงของวงจรฟิลเตอร์ จะสามารถผ่านออกไปได้ ส่วนสัญญาณรบกวนที่มีความถี่อื่นจะถูกลดทอนลงไป

สัญญาณเข้าที่พ่วงจากวงจรรีโซเนเตอร์ จะถูกขยายโดยวงจรขยายสัญญาณ ถ้าสัญญาณมีขนาดมากกว่า ระดับของสัญญาณเดิม และมีเฟสตรงกัน สัญญาณนี้จะถูกขยายไปเรื่อย ๆ จนเกิดการออสซิลเลท ถ้าสัญญาณมีเฟสไม่ตรงกัน สัญญาณเหล่านี้ก็จะไม่สามารถเพิ่มขนาดได้ และจะไม่เกิดการออสซิลเลท

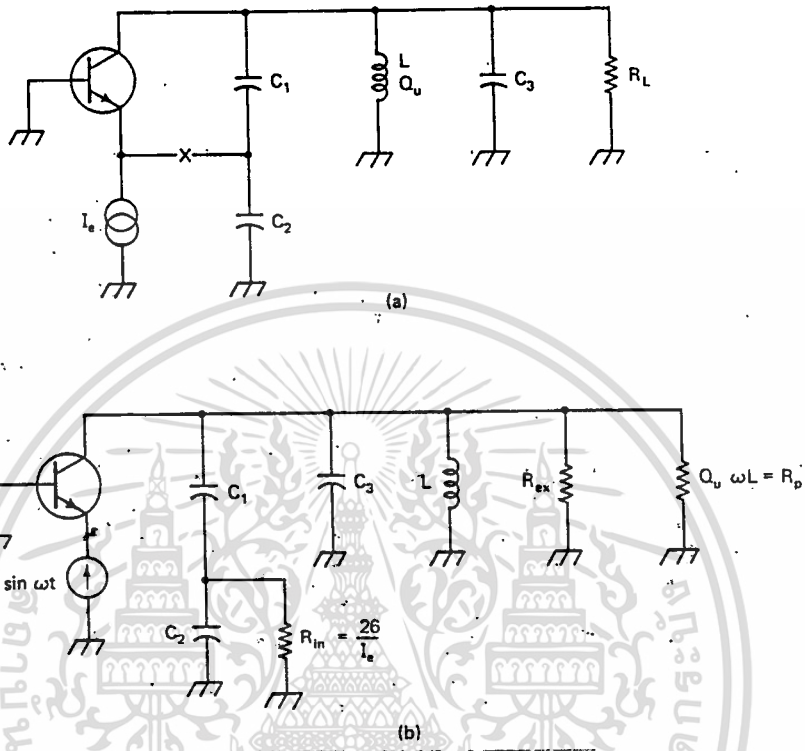
จากรูปที่ 7.1b. โวลต์เตจที่เข้าที่พ่วงจะปรากฏที่อินพุต ( $Z_{in}$ ) จะพิจารณาโดยแบ่งโวลต์เตจนี้ออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกจะมีเฟสตรงกันกับอินพุต และอีกส่วนหนึ่งจะมีความต่างเฟสกับอินพุต  $+90$  องศา โดยส่วนที่มีเฟสตรงกันจะเปรียบเทียบกับอินพุต ถ้าอัตราขยายโวลต์เตจของลูบทั้งหมดเป็นบวกและมากกว่าหนึ่ง การออสซิลเลทจะสามารถเกิดขึ้นได้ที่มีความถี่เท่ากับความถี่อินพุต ถ้าอัตราขยายโวลต์เตจของลูบทั้งหมดน้อยกว่าหนึ่ง การออสซิลเลทจะไม่สามารถเกิดขึ้นได้ที่มีความถี่นี้

กลับมาพิจารณารูปที่ 7.1a ถ้ามีสัญญาณรบกวนเข้ามาที่อินพุตแล้วถูกขยายและฟิลเตอร์ แล้วส่งกลับไปอินพุตอีก จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณจะต้องเพิ่มขึ้นไปเรื่อย ๆ ถ้าวงจรขยายสัญญาณและวงจรรีโซเนเตอร์เป็นอุปกรณ์เชิงเส้น แต่มันเป็นไปไม่ได้ เพราะพลังงานจะต้องคงที่ ดังนั้นขบวนการที่หาให้ขนาดของสัญญาณคงที่ คือ วงจรขยายสัญญาณจะต้องเป็นอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น คืออัตราขยายของมันจะลดลง เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตมีขนาดมากขึ้น และขนาดของสัญญาณเข้าที่พ่วงจะคงที่เมื่ออัตราขยายของลูบมีค่าเท่ากับหนึ่ง

### วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดโคลพิท [10] (COLPITTS OSCILLATOR)

จากรูปที่ 7.2 เราพิจารณาทรานซิสเตอร์ เป็นการหางานที่ระดับสัญญาณขนาดเล็ก โดยทั่วไปวงจรโคลพิทออสซิลเลเตอร์ จะต้องวงจรเป็นชนิดเบสร่วม (เพราะสามารถทำงานได้ความถี่สูงสุด) และไปอัสต์ด้วยกระแสอิมิตเตอร์ ( $I_E$ ) คงที่ อินพุตอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ มีค่า  $R_{in} = 1/g_{me} = 0.026/I_E$  โดย  $g_{me}$  คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (common เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

emitter transconductance) และวงจรเบสรวมมีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง  
อินดักเตอร์ (L) จะต่อกับไฟเลี้ยงและ

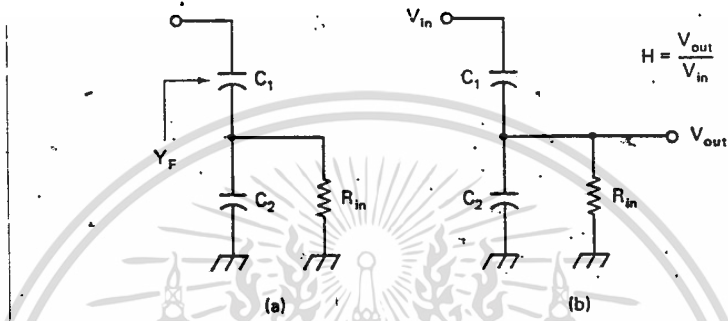


รูปที่ 7.2 a) แสดงรูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดโคพิท (colpitts)  
b) แสดงการตัดลูปออกเพื่อการพิจารณาการทำงาน

บายพาสด้วยคาปาซิเตอร์ ความถี่รีโซแนนท์ เท่ากับ  $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_t}}$  โดย  $C_t$  คือค่าคาปาซิแตนซ์ทั้งหมด อินดักเตอร์จะขนานด้วยความต้านทานที่แทนการสูญเสียของมัน ( $R_p = Q_e \omega L$ ) และความต้านทานโหลด ( $R_{ex}$ )

จากรูปที่ 7.2b แทนวงจรในรูปที่ 7.2a โดยตัดลูปออกที่จุด X แล้วพิจารณาเป็นแบบลูปเปิด เนื่องจากอัตราขยายกระแสมีค่าเท่ากับ 1 และกำหนดให้อินพุตต่อกับแหล่งจ่ายกระแส ดังนั้น กระแสอินพุตจะไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์เปลี่ยนไป กระแสคอลเลคเตอร์ ( $I_c$ ) จะมีขนาดและเฟสตรงกันกับอินพุต ตัดความต้านทานโหลด ( $R_{ex}$ ) ออกไปก่อนเพื่อที่จะพิจารณาได้ง่ายขึ้น ที่ชาคอลลเลคเตอร์จะมีความต้านทานต่ออยู่คือ  $R_p // R_f$  (โดย  $R_f$  คือค่าความต้านทานอินพุต ( $R_{in}$ ) ที่ถูกแปลงขึ้นมา โดย  $C_1$  และ  $C_2$ )  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเดนเซอร์จะถูกแบ่งด้วยคาปาซิเตอร์  $C_1$  และ  $C_2$  ถ้าค่ารีแอคแตนซ์ของ  $C_2$  ( $X_{C_2}$ ) มีค่าน้อยกว่าความต้านทานอินพุตมาก ความต่างเฟสของการแบ่งโวลเตจจะมีค่าน้อย ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่านความต้านทานอินพุต จะมีเฟสใกล้เคียงกับกระแสอินพุต



รูปที่ 7.3 แสดงวงจรป้อนกลับชนิดโคพิท

พิจารณาวงจรป้อนกลับโคพิท ดังแสดงในรูปที่ 7.3

กำหนดให้

$$G_2 = KC_1$$

$$G = 1/R_{in}$$

$$Y_F = \frac{\omega^2 C^2 G}{G^2 + \omega^2 C^2 (K+1)^2} + j\omega C \frac{[G^2 + \omega^2 C^2 K(K+1)]}{G^2 + \omega^2 C^2 (K+1)^2} \quad \dots (7.1)$$

$$H = \frac{\omega^2 R_{in}^2 C^2 (K+1) + j\omega R_{in} C}{1 + \omega^2 R_{in}^2 C^2 (K+1)^2} \quad \dots (7.2)$$

โวลต์เตจที่ขาคอนเดนเซอร์มีค่าเท่ากับ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขาคอนเดนเซอร์มองเห็น คูณด้วยกระแสที่ไหลผ่าน ถ้าสมมุติให้กระแสเท่ากับ 1A จะได้ว่า ค่าแอดมิตแตนซ์ทั้งหมดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_{col} = \frac{\omega^2 C^2 G}{G^2 + \omega^2 C^2 (K+1)^2} + \frac{1}{R_{ex}} + \frac{1}{Q\omega L} + j \left\{ \frac{\omega C [G^2 + \omega^2 C^2 K(K+1)]}{G^2 + \omega^2 C^2 (K+1)^2} + \omega C_3 - \frac{1}{\omega L} \right\} \dots (7.3)$$

$$Z_C = \frac{1}{Y_C}$$

เพราะฉะนั้น วัตต์ที่เดจที่ความต้านทานอินพุท =  $HZ_c$  ( $I=1A$ )

อัตราขยายกระแส =  $GHZ_c$

และส่วนของอัตราขยายที่มีเฟสตรงกันกับอินพุทมีค่า

$$= GHZ_c \cos \phi$$

เมื่อ  $\phi$  คือความต่างเฟส

ลองพิจารณาวงจรออสซิลเลเตอร์ ความถี่ 10 MHz [1] ดังแสดงในรูปที่

7.4 ซึ่งมีค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$L = 0.5 \mu H$$

$$Q_u = 250$$

$$C_1 = 100 \text{ pF}$$

$$C_2 = 1000 \text{ pF}$$

$$C_3 = 416 \text{ pF}$$

( $C_3$ รวมเพื่อให้ความถี่รีโซแนนท์เท่ากับ 10 MHz) ถ้าเปลี่ยนแปลงกระแสลิมิตเตอร์

ระหว่าง 0.01 → 10 mA และให้อัตราขยาย คืออัตราขยายกระแสที่มีเฟสตรงกัน

จะเห็นว่าอัตราขยายมีค่ามาก (20dB) เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์มีค่ามาก (10mA)

และมีความต่างเฟส ( $\phi$ ) 10 องศา การที่ความต่างเฟสมีค่ามากเนื่องจาก  $R_{in}$

( $= 0.026/I_E$ ) มีค่าน้อย เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์มาก (เพราะว่า  $\phi = \tan^{-1}$

$X/R$ )

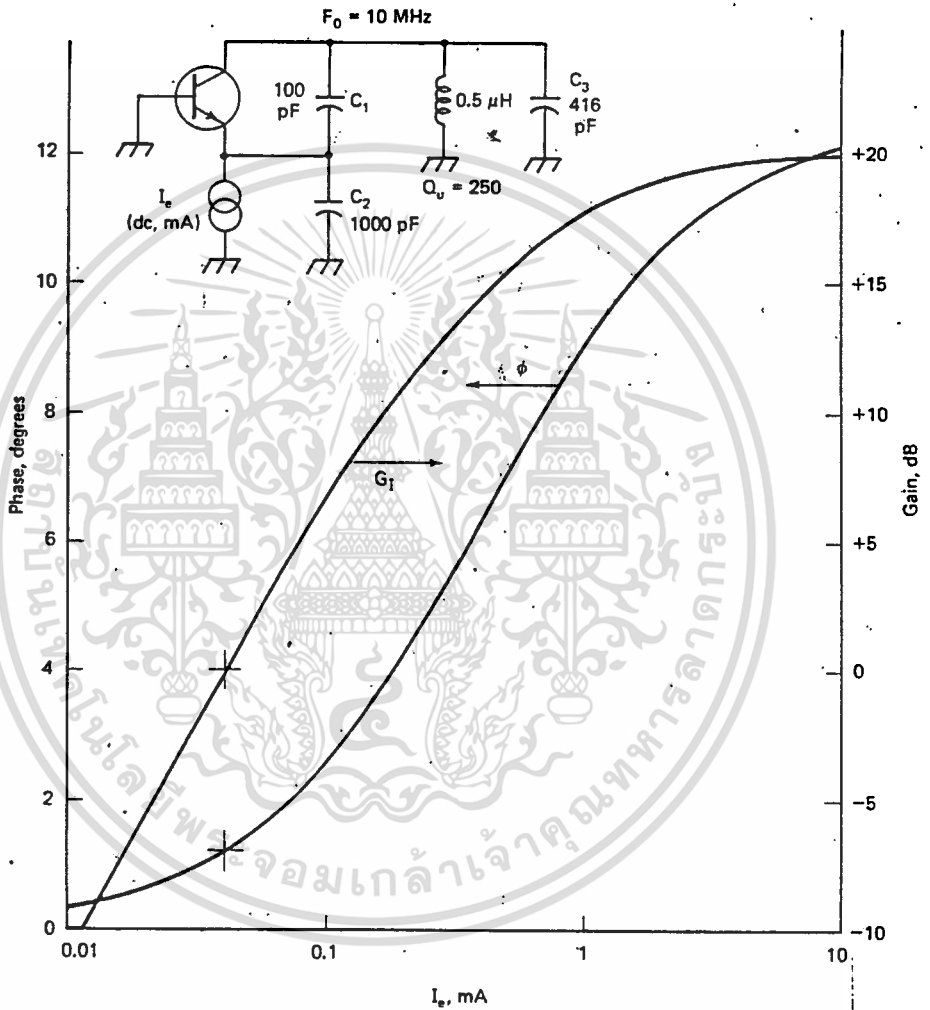
เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์ลดลง อัตราขยายจะลดลงด้วย และความต่าง

เฟสจะลดลงจนเข้าใกล้ 0 องศา อัตราขยายเท่ากับ 1 เกิดขึ้นเมื่อกระแสคอลเลค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

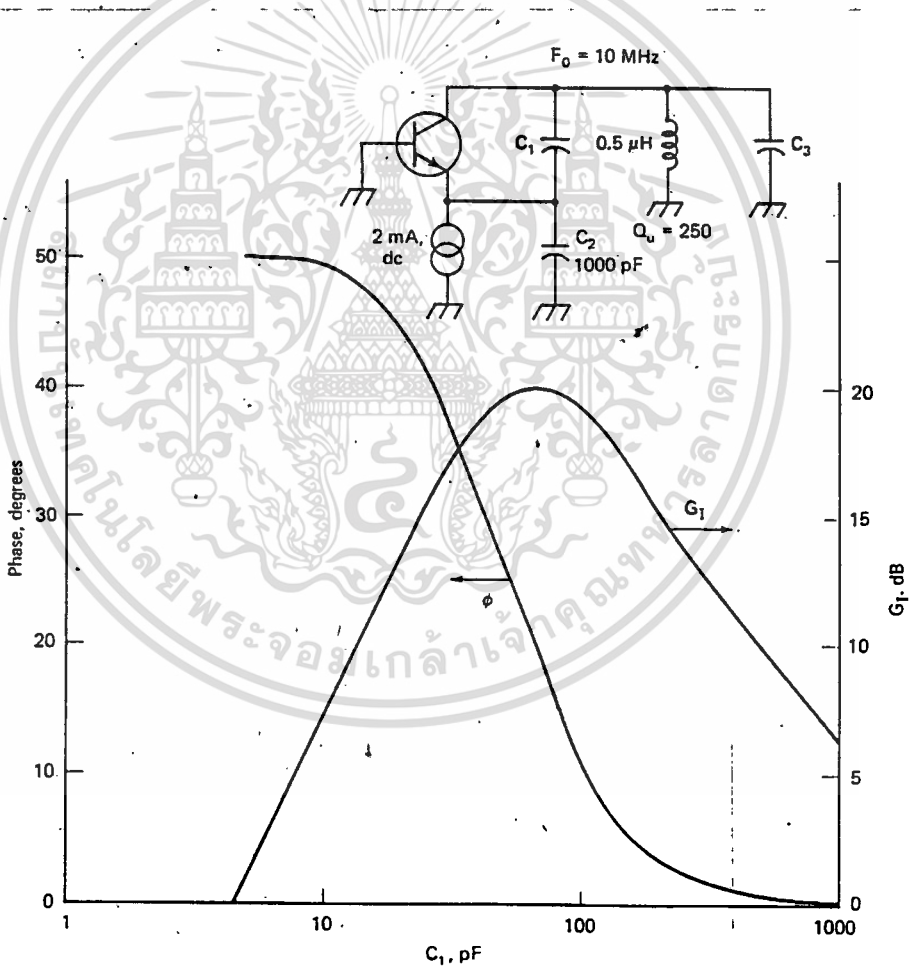
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์เท่ากับ 0.04 mA ซึ่งเป็นสภาวะการทำงานจริงของการออสซิลเลเตอร์ ที่  $I_C = 0.04$  mA ค่า  $g_{m e} = 1/R_{i n} = 0.00154$  S และ  $R_{i n} = 650$  โอห์ม



รูปที่ 7.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายรูปเปิดและความต่างเฟสกับกระแสไบอัสของวงจร 10 MHz ออสซิลเลเตอร์

อัตราขยายที่จุดเริ่มต้น เท่ากับ 18dB และ  $\phi=9$  องศา ถ้าโบัส  
กระแสอิมิตเตอร์ 1 mA ค่า  $g_{m0}$  ที่ความถี่ 10 MHz จะต้องลดลง 25 เท่า (1mA/  
0.04mA) เพื่อที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลทที่มีเสถียรภาพ เราจะเห็นว่าทรานซิส  
เตอร์จะต้องทำงานในช่วงไม่เป็นเชิงเส้นมาก ซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณฮาร์โมนิคมาก  
และจะถูกฟิลเตอร์ทิ้งไปบางส่วน โดยรีซเนเตอร์ ดังนั้นควรเลือกว่าอัตราขยาย  
เริ่มต้นให้มีค่าต่ำพอสมควร เพื่อที่จะทำให้เกิดความเพี้ยนฮาร์โมนิค (THD) น้อยที่  
สุด โดยวิธีโบัสกระแสคอลเลคเตอร์ให้น้อยลง หรือใส่ค่าความต้านทานระหว่างขา  
อิมิตเตอร์และจุดต่อระหว่าง  $C_1$  และ  $C_2$



รูปที่ 7.5 แสดงค่าอัตราขยายและความต่างเฟสของวงจร 10 MHz  
ออสซิลเลเตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิเตอร์  $C_1$   
และปรับค่า  $C_3$  เพื่อให้งจรออสซิลเลทที่ความถี่ 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาตัวอย่างวงจรรูปที่ 7.5 กำหนดให้ความถี่เท่ากับ 10 MHz  $I_C = 2\text{mA}$ ,  $L = 0.5\mu\text{H}$ ,  $Q_u = 250$  เราจะเปลี่ยนแปลงค่าของ  $C_1$  (และ  $C_3$  เพื่อให้ได้ความถี่ 10 MHz) จะเห็นว่าอัตราขยายจะมากกว่า 1 (0 dB) ทั้งหมด และมีค่ามากที่สุดที่  $C_1 = 75\text{pF}$  ซึ่งจุดนี้คือจุดที่เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ระหว่าง  $R_p$  และ  $R_f$  โดย  $R_p = Q_u \omega L = 7854$  โอห์ม และ  $R_f$  เป็นส่วนกลับของส่วนจริงของ  $Y_f$

**การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติ**

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ต่อวงจรแบบเบสร่วม ดังนั้น ขาคอลเลคเตอร์ จะเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายกระแสซึ่งต่อขนานกับความต้านทาน 3 ตัว คือ

1. ความต้านทานที่แทนการสูญเสียของอินตักเตอร์ ( $R_f$ )
2. ความต้านทานโหลด ( $R_L$ )
3. ความต้านทานที่แปลงขึ้นมาจากความต้านทานอินพุท ( $R_i$ )

โดยวงจรแบ่งโวลต์เตจ  $C_1$  และ  $C_2$  ซึ่งขนานรวมกันเป็น  $R_o$

$$R_o = R_p // R_L // N^2 R_i \dots\dots (7.4)$$

เมื่อ  $N =$  อัตราส่วนการแบ่งโวลเตจ

$$V_p = V_{cbe} + I_{ce} R_o \dots\dots (7.5)$$

$$I_p = I_{ce} + V_{cbe} / R_o \dots\dots (7.6)$$

ถ้าเลือกจุดทำงานที่  $V_{cbe} / I_{ce} = R_o$  จะได้ว่า

$$V_p = 2V_{cbe} \dots\dots (7.7)$$

$$I_p = 2I_{ce} \dots\dots (7.8)$$

ถ้ากระแสคอลเลคเตอร์เป็นสัญญาณไซน์ จะได้ว่า

$$I_{Crms} = I_{ce} / \sqrt{2} \dots\dots (7.9)$$

กรณีที่จะสามารถส่งกำลังไปสู่ความต้านทานโหลดได้มากที่สุดก็ต่อเมื่อ

$$R_L = R_p // N^2 R_i \dots\dots (7.10)$$

$$R_o = R_L / 2$$

$$\text{จะได้ว่า } P_{L \text{ max}} = \frac{I_{cQ} R_L}{2 \cdot 4} \dots\dots (7.11)$$

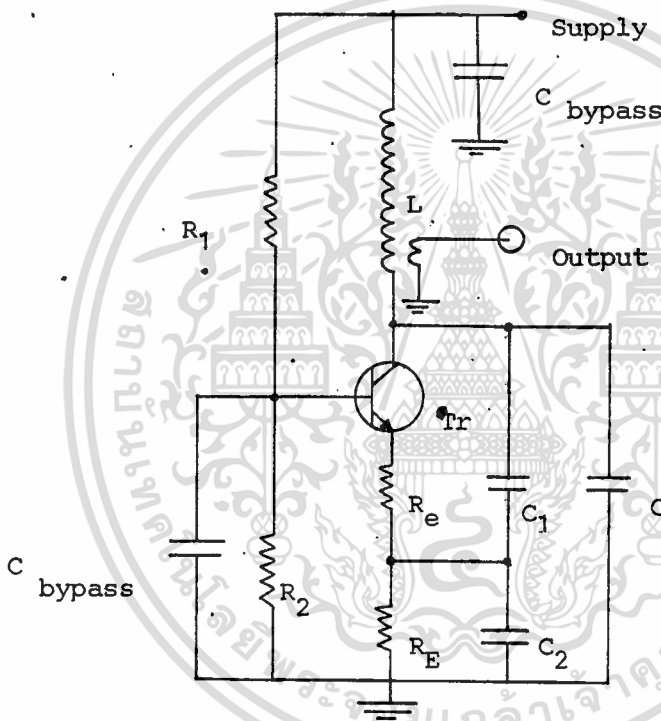
**กำลังสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ (DISSIPATED POWER)**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P_D &= V_{ce} I_{ce} \\
 &= I_{ce}^2 R_o \\
 &= I_{ce}^2 R_L / 2
 \end{aligned}
 \dots\dots(7.12)$$

จะได้ว่า ประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรออสซิลเลเตอร์

$$\begin{aligned}
 \eta_{max} &= \frac{P_{Lmax}}{P_D} \\
 &= 25\%
 \end{aligned}$$



รูปที่ 7.6 แสดงรูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้

จากวงจรในรูปที่ 7.6 จะเห็นว่าค่าคาปาซิแตนซ์รวมทั้งหมด

$$C_t = C_s + C_{cb} + C_f \dots\dots(7.13)$$

เมื่อ  $C_s = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$

และ  $C_f$  ใกล้เคียงเพื่อหาหน้าที่ยปรับความถี่

เพื่อที่จะหาให้ความเพี้ยนฮาร์โมนิคมีค่าน้อย ดังนั้นจึงต้องรักษาค่า Q

ของวงจรให้สูง (ในทางปฏิบัติควรมากกว่า 50)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = R_o w_o C \dots\dots (7.14)$$

จะได้ว่า  $C_t = \frac{Q}{2\pi f_o R_o} \dots\dots (7.15)$

$$L_t = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_t} \dots\dots (7.16)$$

$$r_e = 0.026 / I_{CQ}$$

$$R_i = R_e + r_e$$

$R_e$  นั้นใส่เข้าไปเพื่อลดอัตราขยายเริ่มต้นของทรานซิสเตอร์ เพื่อที่จะสามารถส่งกำลังไปยังโหลดได้มากที่สุด ดังนั้น

$$N = \sqrt{\frac{R_L}{R_i}} \text{ ถ้า } R_p \gg R_L \dots\dots (7.17)$$

$$C_s = C_f - C_{CB} - C_f$$

จะได้ว่า  $C_1 = \frac{NC_s}{N-1} \dots\dots (7.18)$

$$C_2 = NC_s \dots\dots (7.19)$$

การออกแบบในทางปฏิบัติที่กล่าวมานั้นเป็นการประมาณค่า ดังนั้น จะต้องมีการปรับแต่งวงจรเพื่อให้ผลเป็นไปตามที่ต้องการ

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ความถี่ 360 MHz

กำหนดคุณสมบัติ ดังนี้

1. ความถี่กลาง 360 MHz
2. กำลังเข้าที่พู่ 5 mW
3. เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ MF 571
4. เลือกใช้ความต้านทานโหลดของวงจรรีซแนนท์ 5kΩ จะได้ว่า

$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{8P_L}{R_L}}$$

$$= \sqrt{\frac{8 \times 5 \times 10^{-3}}{5 \times 10^3}}$$

$$I_{CQmin} = 2.8 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกให้  $I_{CQ} = 5 \text{ mA}$   
 $R_o = R_L/2 = 2.5 \text{ k}\Omega$

$$V_{C_{BQmin}} = I_{C_{min}} R_o$$

$$= 2.8 \times 10^{-3} \times 2.5 \times 10^3$$

$$= 7 \text{ V}$$

เลือกให้  $V_{C_{BQ}} = 10 \text{ V}$

กำหนดให้  $Q = 50$

จะได้ว่า  $C_t = \frac{Q}{\omega R_o} = \frac{50}{2\pi \times 360 \times 10^6 \times 2.5 \times 10^3}$

$$= 8.8 \times 10^{-12} \text{ F}$$

$$L_t = 22.2 \times 10^{-9} \text{ H}$$

$$r_e = 0.026 / I_{CQ}$$

$$= 5.2 \Omega$$

เลือก

$$R_e = 47 \Omega$$

$$R_i = r_e + R_e$$

$$= 52.2 \Omega$$

กำหนดให้  $C_{fmax} = 2 \text{ pF}$

และ

$$C_{CB} = 1 \text{ pF} \quad (\text{จาก DATA SHEET})$$

$$C_s = C_t - C_{CB} - C_f$$

$$= 5.8 \text{ pF}$$

$$C_1 = N C_s / N - 1 = 6.5 \text{ pF}$$

$$C_2 = N C_s = 56.3 \text{ pF}$$

เลือก

$$R_E = 270 \Omega$$

$$V_{CC} = V_{C_{BQ}} + V_{B_{EQ}} + I_{CQ} (R_e + R_E)$$

$$= 10 + 0.7 + 5 \times 10^{-3} (270 + 47)$$

$$= 12.28 \text{ V}$$

ทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายกระแสตรง 100

เลือกกระแสเบสเดออร์ ( $I_b$ ) 1 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_E = I_{CQ}(R_E + R_E) = 1.58 \text{ V}$$

$$V_B = V_E + V_{BEQ} = 2.28 \text{ V}$$

$$R_2 = V_B / I_B = 2.28 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = V_{CC} - V_B / I_B = 10 \text{ k}\Omega$$

คาปาซิเตอร์บายพาส มีค่า 1000 pF เป็นชนิดพีดทรู (FEED THROUGH CAPACITOR)

สำหรับอินดักเตอร์จะหาด้วยสายนำคลื่นชนิดแกนร่วม (coaxial) ที่มีอิมพีแดนซ์เฉพาะตัว 50 โอห์ม และมีค่าความเร็วเฟส 65% เป็นสายนำคลื่น RG 58/u

$$\begin{aligned} X_L &= j\omega L \\ &= j 2\pi \times 360 \times 10^6 \times 22.2 \times 10^{-9} \\ &= j 49.7 \text{ Ohms} \end{aligned}$$

ถ้าชอร์ตปลายของสายนำคลื่น จะได้ว่า

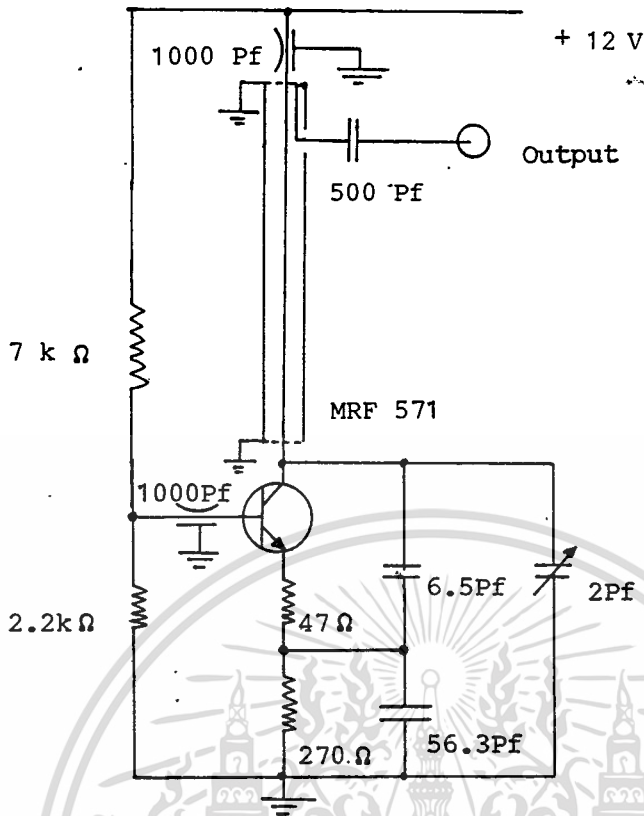
$$\begin{aligned} Z_x &= jZ_0 \tan \beta l \\ j49.7 &= j50 \tan \beta l \\ \beta l &= 0.125 \lambda_g \\ &= 6.77 \text{ cm.} \end{aligned}$$

เนื่องจากความต้านทานโหลดมาตรฐาน มีค่า 50 โอห์ม ดังนั้น จะใช้การแปลงอิมพีแดนซ์ให้สูงขึ้นโดยใช้ทรานส์ฟอร์เมอร์

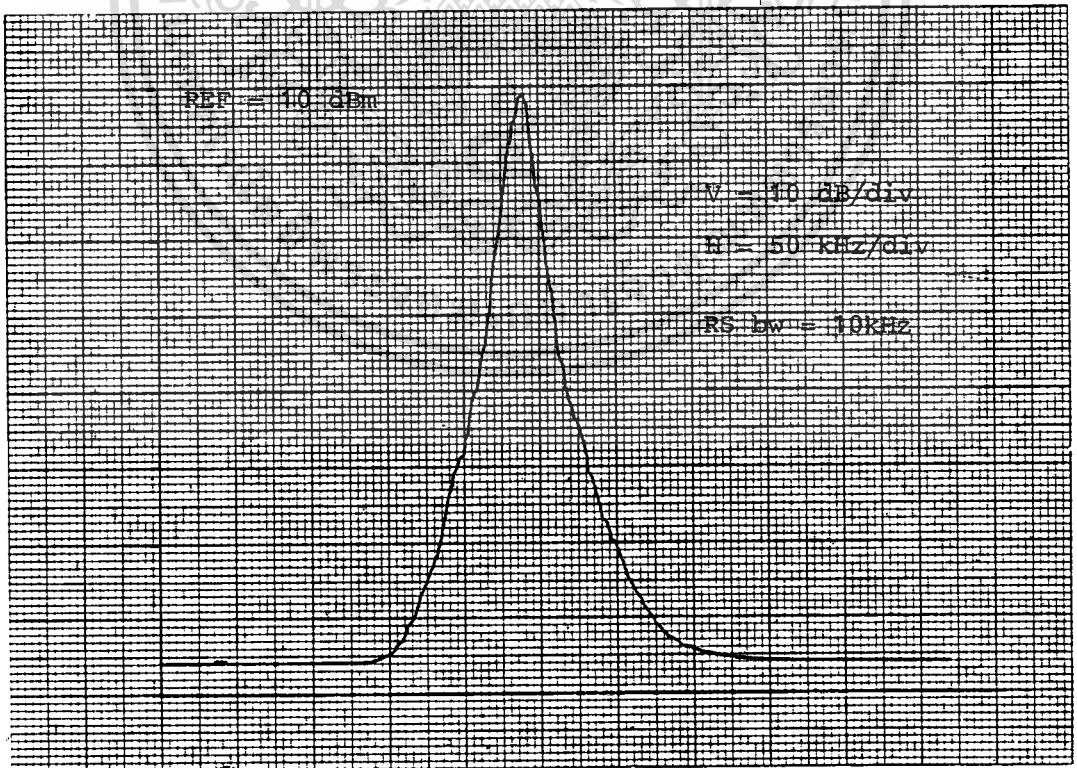
$$R_L = N^2 R_L$$

จะได้ว่า  $N = 10$

จากการออกแบบวงจรที่สมบูรณ์ แสดงในรูปที่ 7.7 และรูปที่ 7.8 แสดงสเปคตรัมของสัญญาณเข้าที่พุด



รูปที่ 7.7 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ 360 MHz ที่สมบูรณ์



รูปที่ 7.8 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเข้าที่พู่

ของวงจร 360 MHz ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8 แลตเตอร์

วงจรฟิลเตอร์

8.1 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ 70 MHz (70 MHz BPF)

เนื่องจากความถี่สูงพอสมควร ดังนั้นจึงเลือกใช้งานแลตเตอร์ฟิลเตอร์ (Ladder Filter) ชนิด เชบีเชบ (Chebyshev) [12] ซึ่งทฤษฎีเป็นที่รู้จักกันดีจะไม่กล่าวถึงในที่นี้ ความต้องการของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์นี้มีดังนี้

- ความถี่กลางมีค่า 70 MHz
- มีแบนด์วิดท์ 24 MHz
- จะต้องมีการลดทอนสัญญาณนอกแบนด์วิดท์มากพอ เพื่อที่จะกำหนด

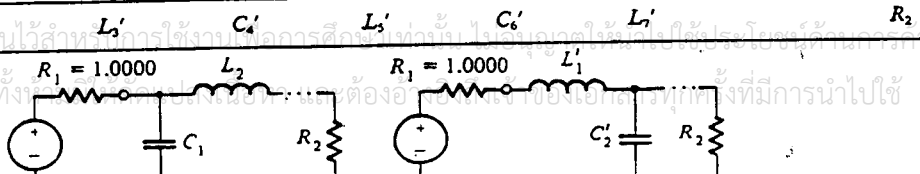
สัญญาณข้างเคียงที่ไม่ต้องการออกไป

จากความต้องการนี้ จึงเลือกสร้างวงจรฟิลเตอร์ ชนิด เชบีเชบ (0.1dB ripple) อันดับที่ 7 ซึ่งมีตารางค่าอุปกรณ์ต้นแบบชนิดโลพาสฟิลเตอร์ ดังตารางที่ 8.1

ตารางที่ 8.1 แสดงค่าอุปกรณ์วงจรโลพาสฟิลเตอร์ต้นแบบ

Chebyshev lowpass element values (1-rad/s bandwidth)

n	C <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	C <sub>5</sub>	L <sub>6</sub>	C <sub>7</sub>	L <sub>8</sub>	R <sub>2</sub>
(A) Ripple width = 0.1 dB									
2	0.84304	0.62201							0.73781
3	1.03156	1.14740	1.03156						1.00000
4	1.10879	1.30618	1.77035	0.81807					0.73781
5	1.14681	1.37121	1.97500	1.37121	1.14681				1.00000
6	1.16811	1.40397	2.05621	1.51709	1.90280	0.86184			0.73781
7	1.18118	1.42281	2.09667	1.57340	2.09667	1.42281	1.18118		1.00000
8	1.18975	1.43465	2.11990	1.60101	2.16995	1.58408	1.94447	0.87781	0.73781
(B) Ripple width = 0.5 dB									
3	1.5963	1.0967	1.5963						1.0000
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058				1.0000
7	1.7373	1.2582	2.6383	1.3443	2.6383	1.2582	1.7373		1.0000
(C) Ripple width = 1.0 dB									
3	2.0236	0.9941	2.0236						1.0000
5	2.1349	1.0911	3.0009	1.0911	2.1349				1.0000
7	2.1666	1.1115	3.0936	1.1735	3.0936	1.1115	2.1666		1.0000



การออกแบบ

จากตารางที่ 8.1 เลือกฟิลเตอร์อันดับที่ 7 จะได้ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ

ดังนี้

$$L_1 = 1.18118$$

$$C_2 = 1.42281$$

$$L_3 = 2.09667$$

$$C_4 = 1.57340$$

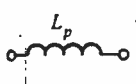
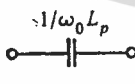
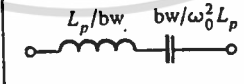
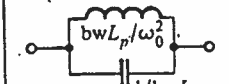
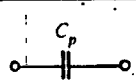
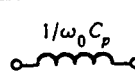
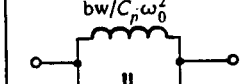
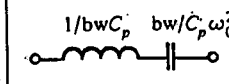
$$K_5 = 2.09667$$

$$C_6 = 1.42281$$

$$L_7 = 1.18118$$

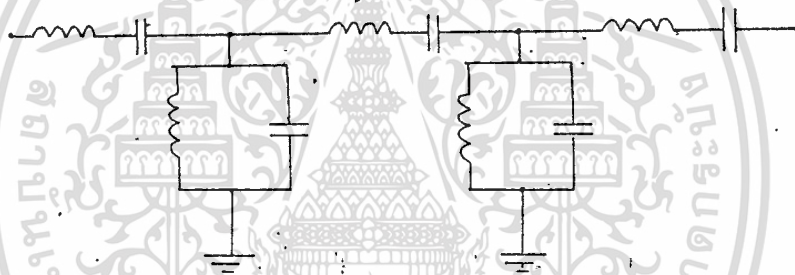
หากการแปลงจากวงจรลพาสฟิลเตอร์ ไปเป็นวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ โดยวิธีการแปลง แสดงในตารางที่ 8.2

ตารางที่ 8.2 แสดงวิธีการแปลงรูปแบบวงจรฟิลเตอร์ จากวงจรลพาสฟิลเตอร์ต้นแบบ

Prototype (lowpass) elements	Highpass elements	Bandpass elements	Bandstop elements
			
			

จากการแปลง จะได้ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

- $L_1 = 3.44511$                        $L_2 = 0.24097$
- $C_1 = 0.29027$                        $C_2 = 4.14986$
- $L_3 = 6.11529$                        $L_4 = 0.21791$
- $C_3 = 0.16352$                        $C_4 = 4.58908$
- $L_5 = 6.11529$                        $L_6 = 0.24097$
- $C_5 = 0.16352$                        $C_6 = 4.14986$
- $L_7 = 3.44511$
- $C_7 = 0.29027$



รูปที่ 8.1 แสดงรูปแบบการต่อวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

โดยที่ความถี่ที่ใช้งานจริงมีค่า 70 MHz และความต้านทานที่ต่อมีค่า 50 โอห์ม ดังนั้นจึงทำการสเกล (Scaling) โดยจะได้ว่า

$$L_{new} = \frac{K_m}{K_f} L_{old} \quad \dots\dots(8.1)$$

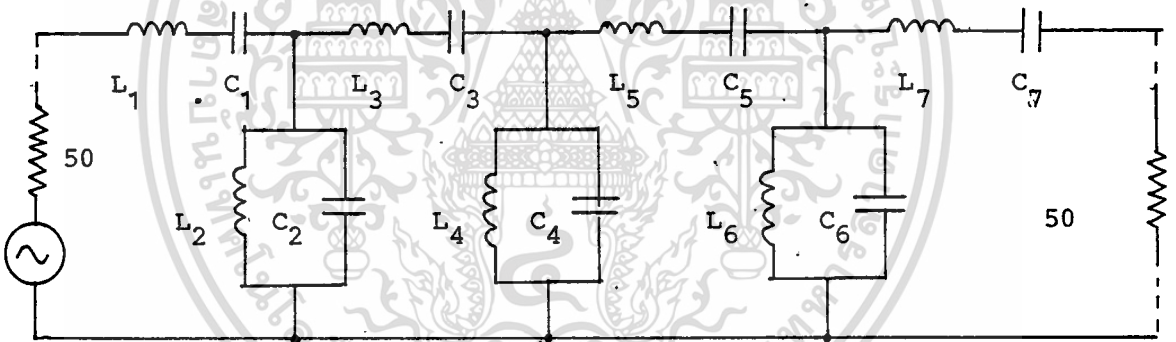
$$C_{new} = \frac{1}{K_m K_f} C_{old} \quad \dots\dots(8.2)$$

ในกรณีนี้  $k_m = 50$   
 $k_f = 2\pi \times 70 \times 10^6$

เมื่อทำการสเกล แล้วจะได้ค่าอุปกรณ์ ดังนี้

$L_1 = 3.91647 \times 10^{-7} \text{ H}$	$L_2 = 2.73939 \times 10^{-8} \text{ H}$
$C_1 = 1.31994 \times 10^{-11} \text{ F}$	$C_2 = 1.88705 \times 10^{-10} \text{ F}$
$L_3 = 6.95199 \times 10^{-7} \text{ H}$	$L_4 = 2.47725 \times 10^{-8} \text{ H}$
$C_3 = 7.43572 \times 10^{-12} \text{ F}$	$C_4 = 2.08678 \times 10^{-10} \text{ F}$
$L_5 = 6.95199 \times 10^{-7} \text{ H}$	$L_6 = 2.73939 \times 10^{-8} \text{ H}$
$C_5 = 7.43572 \times 10^{-12} \text{ F}$	$C_6 = 1.88705 \times 10^{-10} \text{ F}$
$L_7 = 3.91647 \times 10^{-7} \text{ H}$	
$C_7 = 1.31994 \times 10^{-11} \text{ F}$	

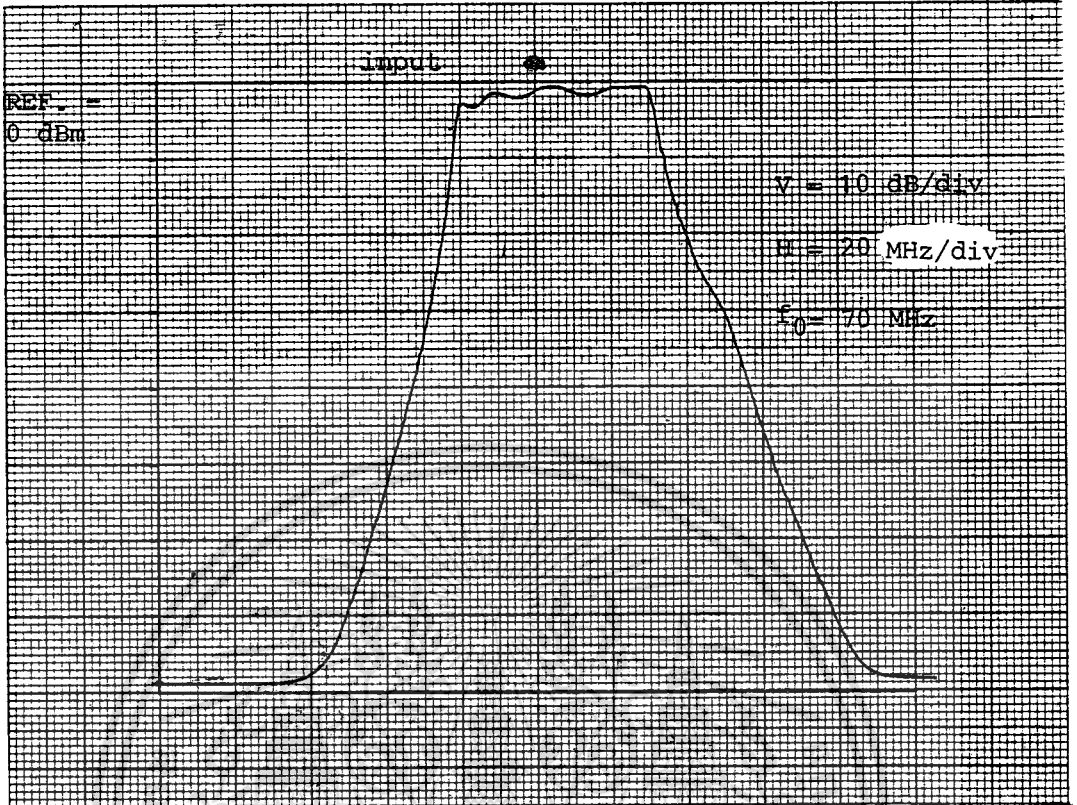
ซึ่งวงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่ 8.2



รูปที่ 8.2 แสดงวงจรและค่าอุปกรณ์ที่สมบูรณ์ของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

**ผลการทดลอง**

จากการวัดการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณ และแทรกกิ่งเจนเนอเรเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 8.3 จะเห็นว่าได้ผลเป็นไปตามที่ต้องการ โดยมีการสูญเสียของสัญญาณในช่วงพาสแบนด์ประมาณ 2dB



รูปที่ 8.3 แสดงการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร  
แบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ความถี่กลาง 70 MHz

2. วงจรแบนด์รีเจ็คฟิลเตอร์ ความถี่ 6.8 MHz (BRF)

เลือกใช้งานจลแลตเตอร์ฟิลเตอร์ชนิดบัตเตอร์เวิร์ด (BUTTERWORTH)

โดยมีคุณสมบัติที่ต้องการดังนี้

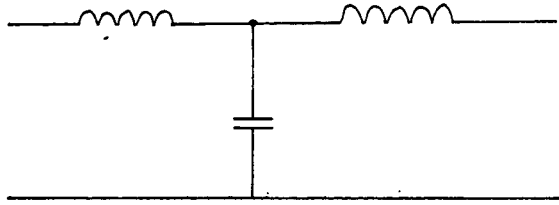
- ความถี่กลางมีค่า 6.8 MHz
- แบนด์วิดท์ 500 kHz

การออกแบบ

จากตารางแสดงค่าอุปกรณ์ของวงจรโวลพาสฟิลเตอร์ต้นแบบ [12] อันดับ

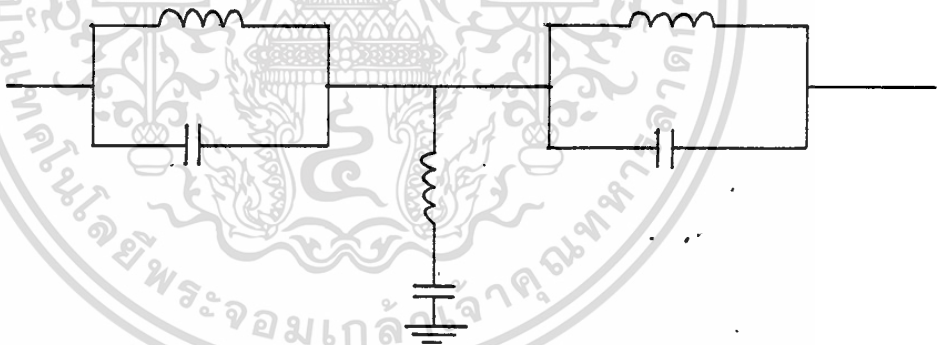
ที่ 3 จะได้อุปกรณ์ดังนี้

$$\begin{aligned} L_1 &= 1 \\ C_2 &= 2 \\ L_3 &= 1 \end{aligned}$$



รูปที่ 8.4 แสดงวงจรโทพาสฟิลเตอร์ต้นแบบชนิด BUTTERWORTH

ทำการแปลงจากวงจรโทพาสฟิลเตอร์ไปเป็นวงจรแบนด์รีเจคฟิลเตอร์  
โดยวิธีการแปลงเป็นดังตารางที่ 8.2  
จากการแปลงจะได้ค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้



รูปที่ 8.5 แสดงรูปวงจรแบนด์รีเจคฟิลเตอร์

$$\begin{aligned} L_1 &= 0.07353 \\ C_1 &= 13.6 \\ L_2 &= 6.80000 \\ C_2 &= 0.14706 \\ L_3 &= 0.07353 \\ C_3 &= 13.6 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการสเกล อดยใช้สมการ 8.1 และ 8.2 โดยค่า

$$K_m = 50$$

$$K_f = 2\pi \times 6.8 \times 10^6$$

จะได้ค่าอุปกรณ์ ดังนี้

$$L_1 = 8.60489 \times 10^{-8} \text{ H}$$

$$C_1 = 6.36619 \times 10^{-9} \text{ F}$$

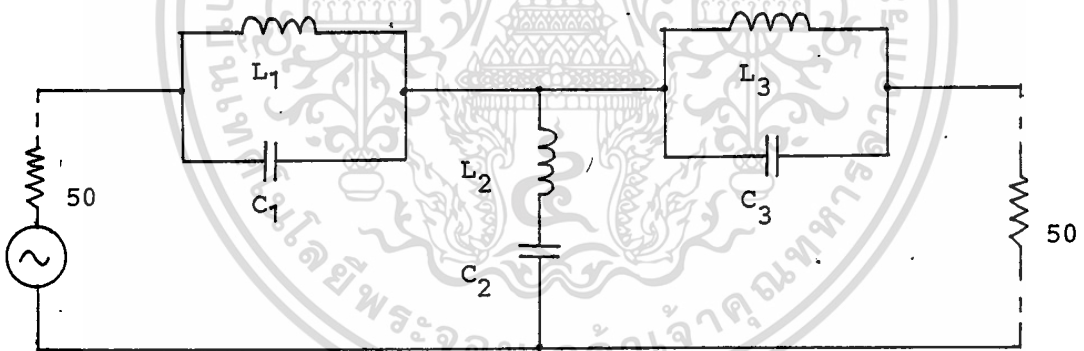
$$L_2 = 7.95775 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$C_2 = 6.88392 \times 10^{-11} \text{ F}$$

$$L_3 = 8.60489 \times 10^{-8} \text{ H}$$

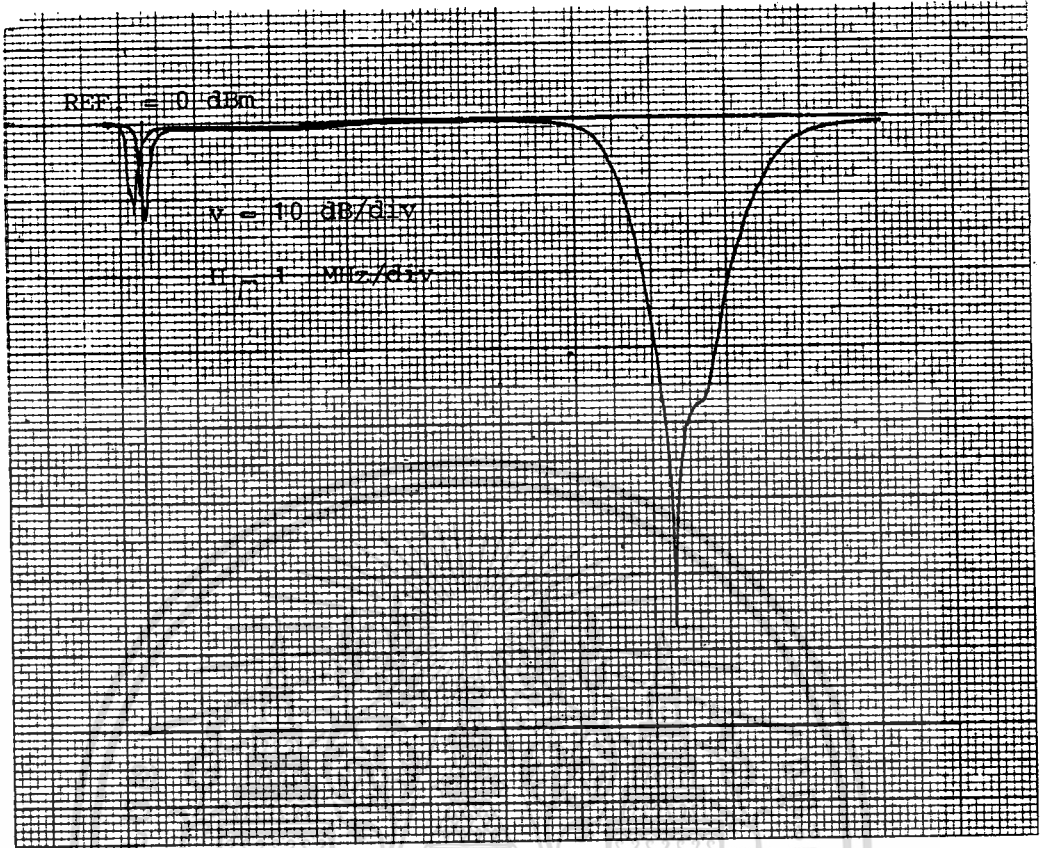
$$C_3 = 6.36619 \times 10^{-9} \text{ F}$$

วงจรที่สมบูรณ์ แสดงในรูปที่ 8.6



รูปที่ 8.6 แสดงวงจรที่สมบูรณ์ของวงจรแบนด์รีเจ็คฟิลเตอร์ ความถี่ 6.8 MHz

ผลการทดลอง แสดงในรูปที่ 8.7 โดยเป็นการตอบสนองทางขนาด ต่อความถี่



รูปที่ 8.7 แสดงผลการตอบสนองขนาดต่อความถี่ของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ความถี่ 6.8 MHz

### 8.3 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ความถี่ 6.8 MHz

วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์นี้จะใช้วงจรเรซแนนท์ 2 วงจรมาต่อกัน [11] โดยใช้คาปาซิเตอร์ ซึ่งวงจรนี้สามารถปรับแต่งความถี่ได้ง่าย เนื่องจากค่าความต้านทานโหลดและชอร์ตสมีค่า 50 โอห์ม ซึ่งมีค่าต่ำ ดังนั้นเพื่อรักษาค่า Q ให้สูง จะทำการแปลงค่าความต้านทานโหลดและชอร์ตให้สูงขึ้น โดยจายการแทนอินดักเตอร์ ในอัตราส่วน 3:1 ซึ่งจะได้ว่า

$$R' = N^2 R$$

$$= (3)^2 50 = 450 \text{ Ohms}$$

วงจรนี้ ต้องการแบนด์วิดท์ 200 kHz ดังนั้น จะได้ว่า

$$Q = \frac{f_0}{bw} \dots\dots(8.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{6.8 \times 10^6}{200 \times 10^3} = 34$$

$$Q = \omega RC \dots\dots (8.4)$$

จะได้ว่า

$$C = \frac{Q}{\omega R}$$

$$= \frac{34}{6.8 \times 10^6 \times 2\pi \times 450}$$

$$C = 1.768 \times 10^{-9} \text{ F}$$

จาก

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

จะได้ว่า

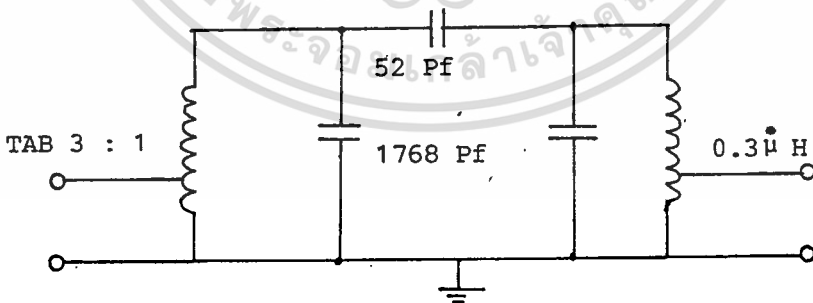
$$L = 3.097 \times 10^{-7} \text{ H}$$

และค่าคาปาซิเตอร์ที่เข้าต่อเชื่อมวงจรเรโซแนนท์ ( $C_{12}$ ) จะมีค่า

$$C_{12} = \frac{Q}{C} \dots\dots (8.5)$$

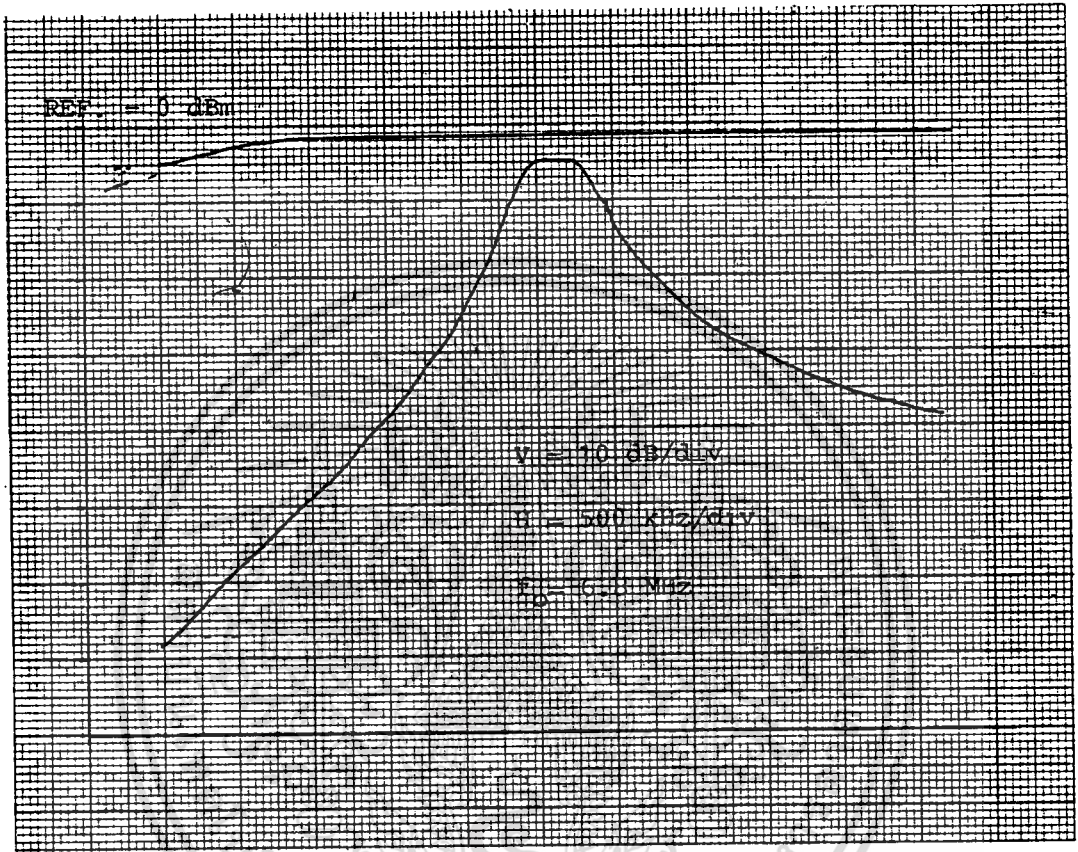
$$= \frac{1.76 \times 10^{-9}}{34} = 5.2 \times 10^{-11} \text{ F}$$

วงจรที่สมบูรณ์ แสดงในรูปที่ 8.8



รูปที่ 8.8 แสดงวงจรที่สมบูรณ์ของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ความถี่ 6.8 MHz

ผลการทดลอง แสดงในรูปที่ 8.9 ภัยเป็นการตอบสนองทางขนาด  
ต่อความถี่



รูปที่ 8.9 แสดงการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรแบบคัพาส  
ฟิลเตอร์ 6.8 MHz

### บทที่ 9 วงจรรีเทคเตอร์

#### 9.1 วงจรรีเทคเตอร์สัญญาณภาพและคลื่นพาหะของสัญญาณเสียง

ในการรีเทคชันสัญญาณเอเอ็มนี้ จะเลือกใช้วงจรรีเทคเตอร์ชนิด  
ควอดราเจอร์ (Quadrature Detector) [10] ซึ่งวงจรมีทำงานโดยรับสัญญาณอินพุต  
สองส่วน โดยแต่ละส่วนมีเฟสต่างกัน 90 องศา จากนั้นคูณสัญญาณทั้งสองนี้ แล้วจึง  
วงจรรีเฟสฟิลเตอร์กรองเอาสัญญาณที่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 9.1 ซึ่งทฤษฎีการ  
ทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

กำหนดให้  $\omega_0$  คือความถี่กลางในหน่วยเรเดียน

$\omega$  คือความถี่ขณะใด ๆ ในหน่วยเรเดียน

จะได้ว่า ความต่างเฟส  $\Delta\phi$  ในหน่วยเรเดียน เป็น

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2} - K(\omega - \omega_0) = \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega \quad \dots\dots(9.1)$$

สัญญาณอินพุตของวงจรมีเป็น  $V_0 \sin \omega t$  และ

$$V_0 \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega) = V_0 \cos(\omega t - K\Delta\omega) \quad \dots\dots(9.2)$$

คูณกันจะได้ผลลัพธ์ เป็น

$$\begin{aligned} & V_0^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t - K\Delta\omega) \\ &= \frac{1}{2} V_0^2 \{ \sin(2\omega t - K\Delta\omega) + \sin(K\Delta\omega) \} \end{aligned}$$

ซึ่งจากผลคูณจะมีส่วนสัญญาณความถี่ต่ำ คือ

$$\frac{V_0^2}{2} \sin(K\Delta\omega)$$

ถ้า  $k\Delta\omega < 0.25$  เรเดียน จะได้ว่า

$$\sin(k\Delta\omega) \approx k\Delta\omega \quad \dots\dots(9.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเทอมนี้จะเป็นเชิงเส้นงาน  $\Delta\omega$  และจะได้สัญญาณเข้าที่พหุคูณที่ต้องการ

จากวงจรในรูปที่ 9.1 วงจรรีโซแนนซ์ขนานจะรีโซแนนซ์ที่ความถี่  $\omega_0$  และการเลื่อนเฟส  $\Delta\theta$  ระหว่าง  $V_{in}$  และ  $V_o$  จะเป็น

$$\Delta\theta = \text{Arg} \frac{V_o}{V_{in}} \approx \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(Q_0\delta) \quad \dots\dots\dots(9.4)$$

เมื่อ  $Q_0$  เป็นค่า  $Q$  ที่ความถี่  $\omega_0$  และ

$$\delta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad \dots\dots\dots(9.5)$$

สำหรับการเลื่อนเฟสของวงจรดีเทคเตอร์นั้น ไม่จำเป็นต้องเป็น 90 องศา แต่อาจจะเป็น 45 องศา หรือ 135 องศาก็ได้ และจะได้ผลลัพธ์ที่คล้ายกัน เช่น ถ้าที่ความถี่กลาง  $\omega_0$ ,  $R=1/\omega_0 C_2$  ที่ความถี่ใดๆ การเลื่อนเฟส  $\Delta\theta$  ของสมการ (9.4) จะเป็น

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{\omega_0/\omega}{1 + Q_0(\omega_0/\omega)[(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)]} \right] \quad \dots\dots\dots(9.6)$$

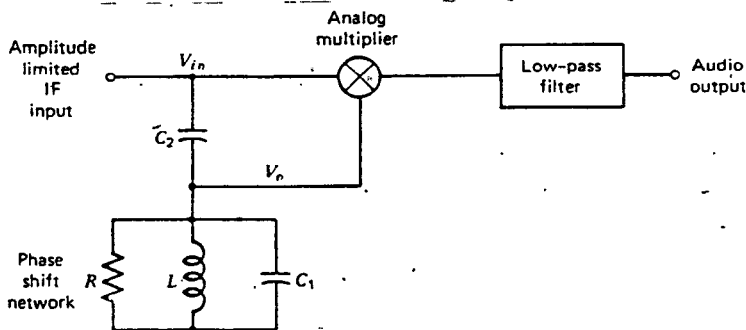
สำหรับการดีเทคเตอร์ที่  $\Delta\theta$  จะต้องอยู่ในควอดแดนต์แรก ซึ่งจะเป็นได้

เมื่อ

$$\omega \geq \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + 1/Q_0}}$$

และทำให้เกิดการสมมาตรของการเปลี่ยนแปลงความถี่ ที่มีการมอดูเลชัน

$$\omega \pm \left( \omega_0 - \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + 1/Q_0}} \right) \quad \dots\dots\dots(9.7)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 9.1 แสดงรูปแบบวงจรควอดตราเจอร์ดีเทคเตอร์

สำหรับวงจรดีเทคเตอร์ สัญญาณภาพซึ่งมีความถี่กลาง 70 MHz และมีแบนด์วิดท์ 24 MHz สามารถคำนวณค่าอุปกรณ์วงจรเลียนเฟสได้ดังนี้

$$\Delta f = \pm 12 \text{ MHz}$$

จากสมการ (9.7)

$$12 \leq 70 - \frac{70}{\sqrt{1+1/Q}}$$

จะได้ว่า  $Q \leq 2.19$

เลือก  $Q = 2.00$

กำหนด  $R = 50 \Omega = 1/\omega_0 C_2$

$$C_2 = 45.4 \text{ pF}$$

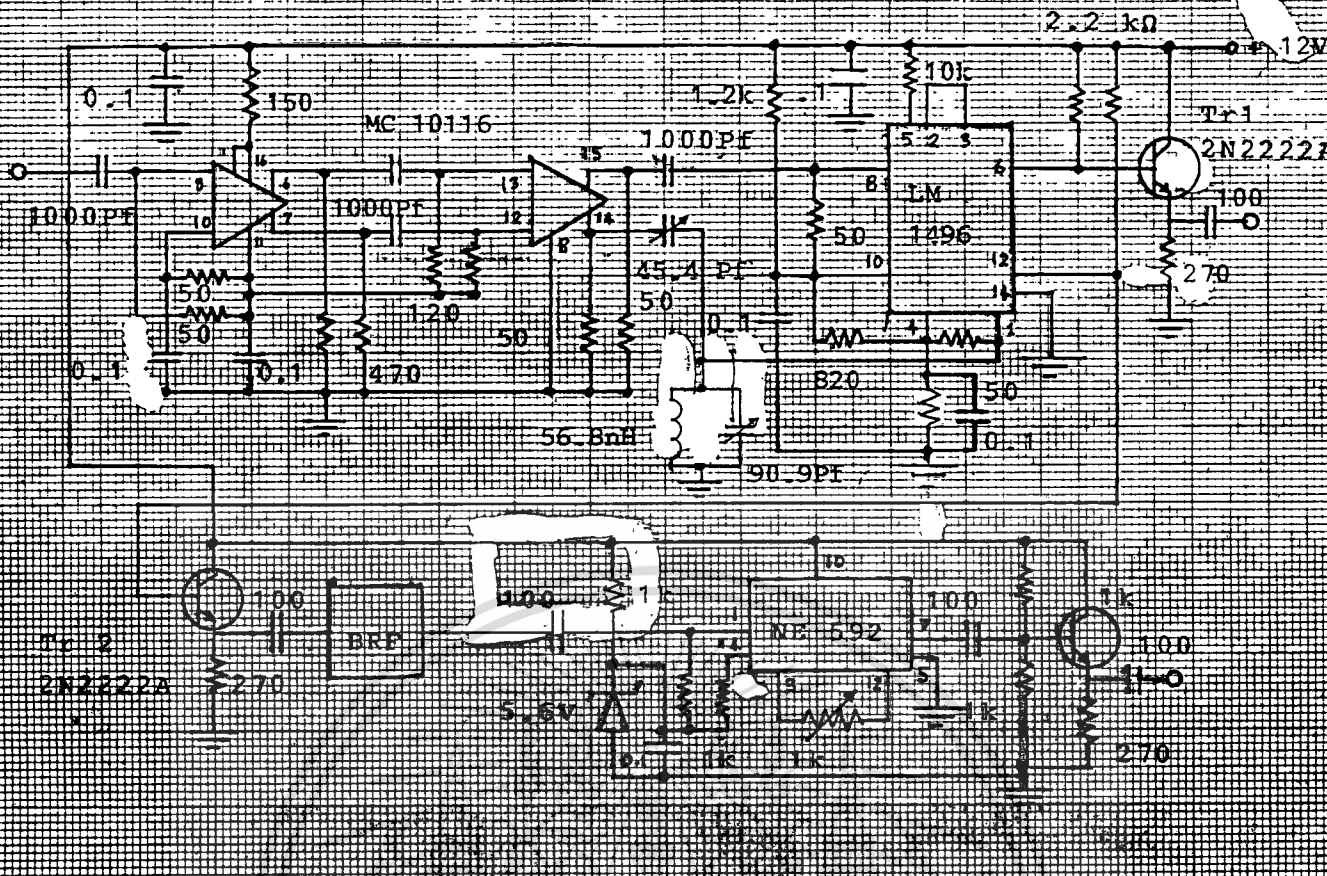
สำหรับวงจรรีโซแนนซ์ชนิดขนาน

$$Q = R\omega_0 C_1$$

$$C_1 = 90.9 \text{ pF}$$

$$L = 56.8 \text{ nH}$$

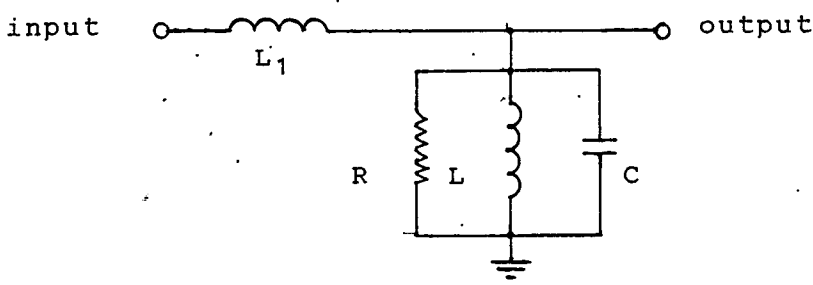
ก่อนที่จะสัญญาณจะผ่านเข้าสู่วงจรดีเทคเตอร์ จะต้องจำกัดขนาดของสัญญาณที่ส่งที่เสียก่อน โดยการใช้อิซี (Integrated Circuit เบอร์ MC10116) ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างในสเตจแรก และทำหน้าที่เป็นวงจรชmitt ทริกเกอร์ (Schmitt Trigger) เพื่อทำให้สัญญาณเข้าที่พุทคองที่อินสเตจที่สองและสัญญาณเข้าที่พุทที่ได้ ทั้งสองจะมีความต่างเฟส 180 องศา ซึ่งอันหนึ่งจะป้อนเข้าวงจรคูณสัญญาณ (อิซี IC เบอร์ LM 1496) โดยตรง (ขา 8) และสัญญาณอีกอันหนึ่งจะผ่านวงจรเลียนเฟส 45 องศา ซึ่งประกอบด้วย  $C_2, L, C_1, R_1$  ก่อนที่จะเข้าสู่วงจรคูณสัญญาณ (ขา 4) ซึ่งสัญญาณทั้งสองจะมีความต่างเฟส 135 องศา และสัญญาณเข้าที่พุทที่ได้ (ขา 6 และขา 12) จะผ่านวงจรบัฟเฟอร์ ( $TR_1$  และ  $TR_2$ ) ก่อนที่จะส่งผ่านไปยังวงจรแบนด์รีเจคฟิลเตอร์ และวงจรขยายสัญญาณภาพ (อิซี IC เบอร์ NE 592) โดยวงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่ 9.2



รูปที่ 9.2 แสดงวงจรจำกัดขนาดสัญญาณและวงจรดีเทคเตอร์สัญญาณภาพ

### 9.2 วงจรดีเทคเตอร์สัญญาณเสียง

ความถี่พาหะของเสียงจะมีค่า 6.8 MHz และมีแบนด์วิดท์ 150 kHz ดังนั้นวงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้จะมีหลักการเดียวกับวงจรดีเทคเตอร์สัญญาณภาพ แต่เนื่องจากความถี่พาหะมีค่าไม่สูงมาก ดังนั้นจะใช้อ้างจรสำเร็จรูป (IC เบอร์ LM 3189) ซึ่งมีภาคขยายความถี่กลาง วงจรจำกัดขนาดของสัญญาณและวงจรควอดร่าเจอร์ดีเทคเตอร์รวมกัน โดยวงจรเลื่อนเฟส 45 องศา จะใช้อ้างจรดังรูปที่ 9.3



รูปที่ 9.3 แสดงวงจรเลื่อนเฟส 45 องศา

ซึ่งการคำนวณหาค่าอุปกรณ์เป็นดังนี้

จาก  $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$

$f_0 = 6.8 \text{ MHz}$

จากสมการ (9.7)

$$.075 \ll 6.8 - \frac{6.8}{\sqrt{1 + 1/Q}}$$

จะได้ว่า  $Q \ll 44.58$

เลือก  $Q = 20$

กำหนด  $R = 3.9 \text{ k}\Omega$

จาก  $R = j\omega_0 L$

$L_1 = 91.2 \text{ }\mu\text{H}$

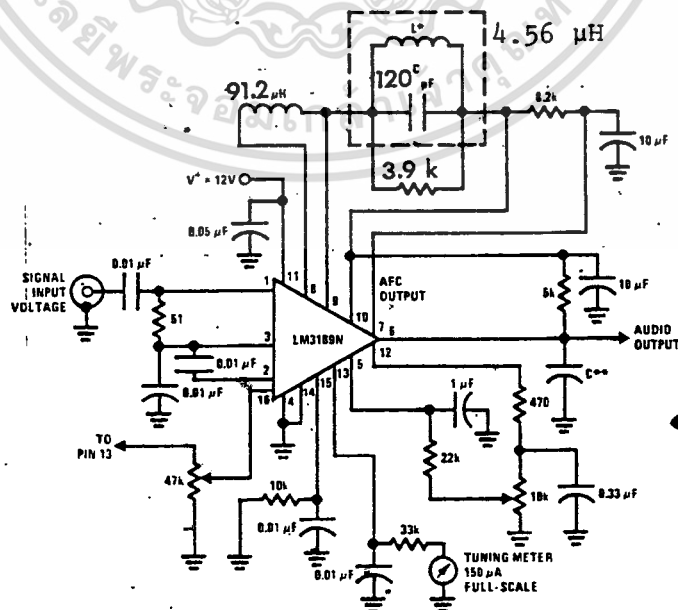
สำหรับวงจรรีโซแนนซ์ชนิดขนาน

$Q = \omega_0 R C_1$

จะได้ว่า  $C_1 = 120 \text{ pF}$

$L_2 = 4.56 \text{ }\mu\text{H}$

โดยวงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่ 9.4



รูปที่ 9.4 แสดงวงจรดีเทคเตอร์สัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



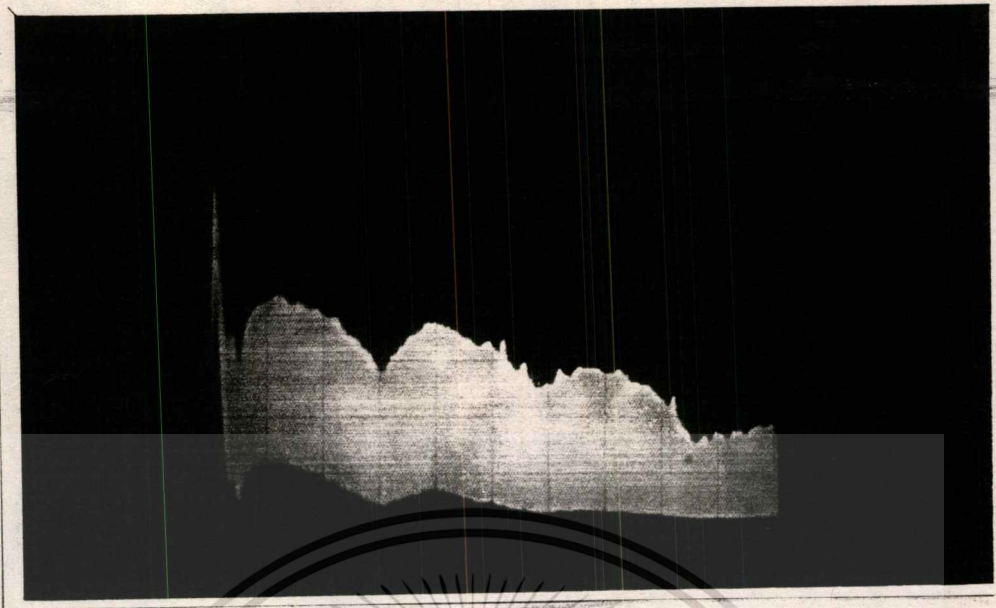
บทที่ 10

การทดลองและผลการทดลอง

นำวงจรแต่ละส่วนตามบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 2.1 มาต่อกัน ซึ่งผลการทดลองในแต่ละส่วนนั้นได้แสดงในบทนั้น ๆ แล้ว ก่อนอื่นต้องทำการปรับมุมของสายอากาศให้หันไปยังดาวเทียมปาลาปาคือในตำแหน่ง  $162^\circ$  ละติจูด (Azimuth) และ  $62^\circ$  อีลีเวชัน (Elevation) จากนั้นทำการรับสัญญาณโดยขั้วเครื่องวิเคราะห์สัญญาณ (Spectrum Analyzer) โดยทำการรับสัญญาณจากที่ทำการแปลงความถี่ครั้งแรกแล้ว คือความถี่ในช่วง  $100 \rightarrow 600$  MHz (เพราะว่าเครื่องวิเคราะห์สัญญาณ สามารถใช้ได้ในช่วงความถี่  $1 \rightarrow 1200$  MHz) โดยสัญญาณที่ได้แสดงในรูปที่ 10.1

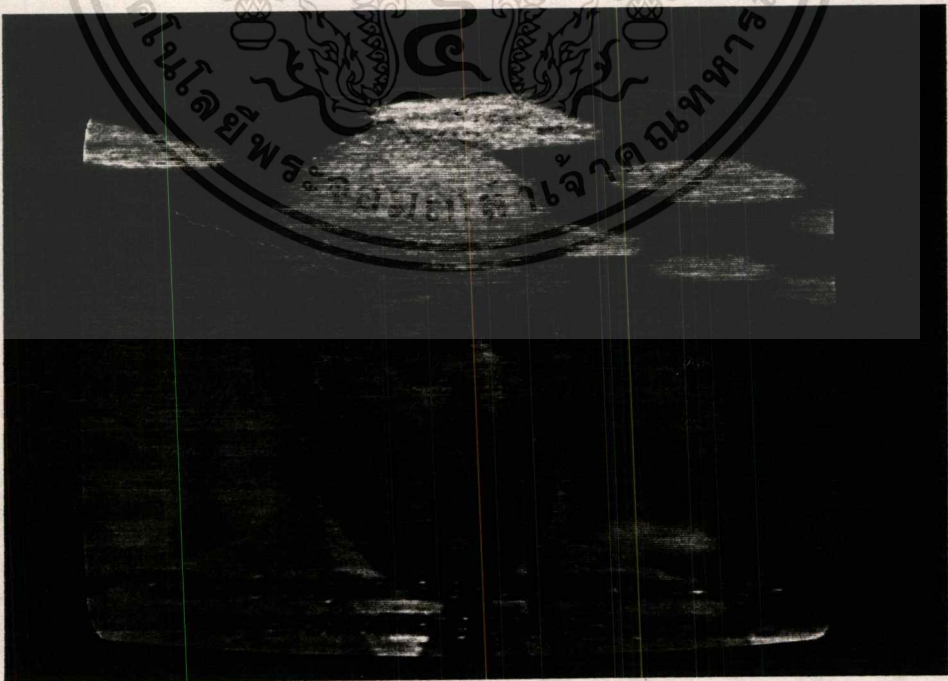


รูปที่ 10.1a แสดงสเปกตรัมของสัญญาณจากดาวเทียมปาลาปาในทิศของสัญญาณแนวตั้ง (Vertical Polarization)



รูปที่ 10.1b แสดงสเปกตรัมของสัญญาณจากดาวเทียมปาลาปานทิศ  
ของสัญญาณแนวนอน (Horizontal Polarization)

และตัวอย่างภาพที่สามารถรับได้ (ภาพสี) แสดงจากรูปที่ 10.2 ซึ่งเป็นสัญญาณภาพ  
โทรทัศน์จากประเทศอินโดนีเซีย ซึ่งจะเห็นว่ามีความคมชัดดีและมีสัญญาณรบกวน  
(SNOW) น้อยมาก



รูปที่ 10.2 แสดงตัวอย่างภาพที่รับได้จากประเทศอินโดนีเซีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนสัญญาณเสียงนั้น สามารถรับฟังได้ชัดเจน โดยมีอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากกว่า 30 dB



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 11

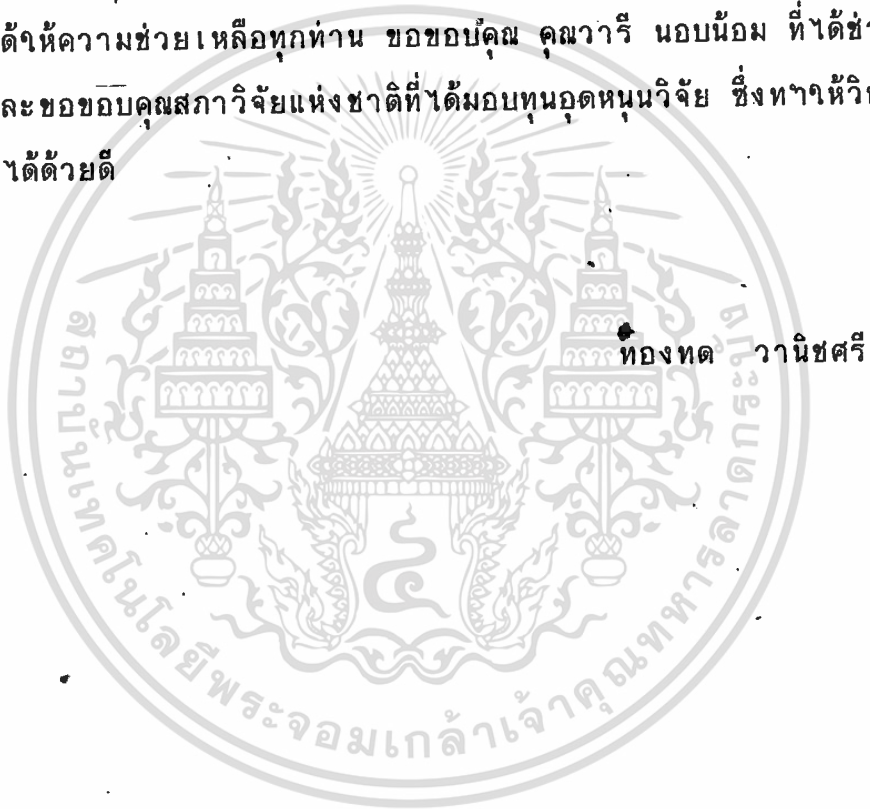
บทสรุป

งานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอ ทฤษฎี การออกแบบ และสร้างระบบ เครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียม โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ความถี่สูง ซึ่งระบบประกอบด้วย งานสายอากาศพาราโบลา ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 3.5 เมตร ซึ่งทำหน้าที่รับสัญญาณจากดาวเทียมในย่านความถี่ 3.7-4.2 GHz สัญญาณที่ได้จะรวมกันที่จุดโฟกัส ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ชนิดปากแตรรับสัญญาณอีกครั้งหนึ่งและจะส่งต่อไปยังวงจรขยายสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนต่ำเป็นพิเศษ สัญญาณที่ได้จะถูกแปลงความถี่เป็น 100→600 MHz โดยวงจร 3.6 GHz ออสซิลเลเตอร์ร่วมกับบางจรมิกเซอร์ แล้วทำการขยายอีกครั้งหนึ่งก่อนที่จะแปลงความถี่ไปเป็น 70 MHz ด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับบางจรมิกเซอร์ในย่านความถี่ 100→600 MHz สัญญาณความถี่ 70 MHz ที่ได้จะถูกฟิลเตอร์เอาเฉพาะสัญญาณที่มีช่วงความถี่  $70 \pm 12$  MHz ก่อนที่จะผ่านไปยังวงจรจำกัดขนาดของสัญญาณและส่งต่อไปยังวงจรดีเทคเตอร์เพื่อแยกเอาสัญญาณภาพและคลื่นพาหะของเสียงที่ต้องการออกมา จากนั้นจึงใช้วงจรฟิลเตอร์แยกเอาเฉพาะสัญญาณภาพออกมาส่วนหนึ่ง และอีกส่วนหนึ่งแยกเอาเฉพาะคลื่นพาหะของเสียง และทำการดีเทคชั่นเพื่อแยกเอาสัญญาณเสียงออกมา

จากการทดลองรับสัญญาณทีวีจากดาวเทียมปาลาปา โดยสถานีส่งจากประเทศมาเลเซียที่ความถี่ 3.9 GHz ได้คุณภาพของสัญญาณโทรทัศน์ดี โดยมีอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากกว่า 36 dB ซึ่งเป็นการยืนยันว่าระบบที่ได้สร้างขึ้นสามารถใช้งานได้

### กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณอาจารย์ ดร.แดเนียล บริน ที่ท่านได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ ขอขอบคุณอาจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ ที่ท่านได้ช่วยเหลือด้านวัสดุอุปกรณ์ ขอขอบคุณอาจารย์โรมานย ภารฤกษ์ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำในเรื่องสายอากาศ ขอขอบคุณอาจารย์สมพล รัตลวีตร์ ที่ได้ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือวัด ขอขอบคุณผู้ที่ได้ให้ความช่วยเหลือทุกท่าน ขอขอบคุณ คุณวาริ นอบน้อม ที่ได้ช่วยจัดพิมพ์เอกสาร และขอขอบคุณสภาวิจัยแห่งชาติที่ได้มอบทุนอุดหนุนวิจัย ซึ่งทำให้อาจารย์นิพนธ์นี้สำเร็จลงได้ด้วยดี



ทองทอด วานิชศรี

เอกสารอ้างอิง

- [1] Thomas A. Milligan, "MODERN ANTENNA DESIGN", McGraw-Hill Book Company, 1985.
- [2] Constantine A. Balanis, "ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN", Harper & Row Publisher, Inc., 1982.
- [3] K.C. Gupta, Ramesh Garg and I.J. Bahl, "MICROSTRIP LINE and SLOTLINES" Artech House, Inc., 1979.
- [4] Darko Kajfez and Pierre Guillon, "DIELECTRIC RESONATORS", Artech House, Inc., 1986.
- [5] James C. Papp and Yoshiomi Y. Koyano, "AN 8-18 GHz YIG-TUNED FET OSCILLATOR", IEEE Tran. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-28, pp. 762-766, July, 1980.
- [6] George D. Vendelin, "DESIGN OF AMPLIFIERS AND OSCILLATORS BY THE S-PARAMETER METHOD", John Wiley & Sons, Inc., 1982.
- [7] "The ARRL Handbook for the Radio Amateur", The American Radio Relay League, Inc., 1986.
- [8] Stephen A. Maas, "MICROWAVE MIXERS", Artech House, Inc., 1986.
- [9] "MOTOROLA RF DATA MANUAL", Motorola, Inc., 1983.
- [10] Herbert L. Krauss., Charles W. Bostian and Frederick H. Raab, "SOLID STATE RADIO ENGINEERING", John Wiley & Sons, Inc., 1980.
- [11] W.H. Hayward, "INTRODUCTION TO RADIO FREQUENCY DESIGN", Prentice-Hall, Inc., 1982.
- [12] M.E. Van Valkenburg, "ANALOG FILTER DESIGN" CBS College

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Publishing, 1982.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีวทงห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก

## รายละเอียดอุปกรณ์ที่ฯ



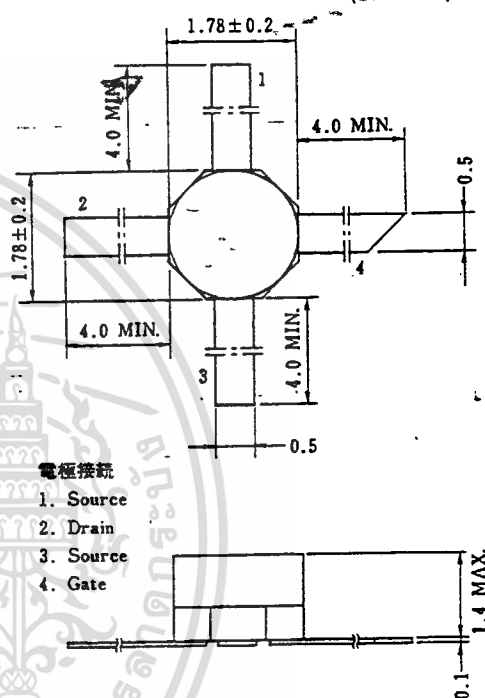
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NチャネルGaAs MES電界効果トランジスタ  
VHF~Cバンド低雑音増幅用

N-Channel GaAs MES FET  
VHF~C Band Low Noise Amplifier

2SK571はVHF~Cバンドまでの低雑音増幅用、C~Xバンドまでの発振用として設計されたNチャネルGaAs MES (Metal Semiconductor) FETです。  
*for LNA in excel VHF~C band or C~X band osc designed Nch GaAs*

外形図/PACKAGE DIMENSIONS  
(Unit: mm)



特長/FEATURE

○VHF~Cバンドで低雑音かつ高利得です。

NF 0.8 dB TYP. Ga 12 dB TYP. @f=4 GHz  
NF 2.0 dB TYP. Ga 8.5 dB TYP. @f=8 GHz

絶対最大定格/ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25 °C)

項目	略号	定格	単位
ドレイン・ソース間電圧	V <sub>DS</sub>	5	V
ゲート・ドレイン間電圧	V <sub>GDO</sub>	-6	V
ゲート・ソース間電圧	V <sub>GSO</sub>	-6	V
ドレイン電流	I <sub>D</sub>	150	mA
全損失	P <sub>T</sub>	300	mW
チャネル温度	T <sub>ch</sub>	125	°C
保存温度	T <sub>stg</sub>	-65~+125	°C
ゲート電流	I <sub>G</sub>	±0.3	mA

電気的特性/ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25 °C)

項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
ゲート・ソース間流れ電流	I <sub>GSO</sub>	V <sub>GS</sub> = -5 V			10	μA
ドレイン電流	I <sub>DSS</sub>	V <sub>DS</sub> = 3 V, V <sub>GS</sub> = 0	30	60	150	mA
ピンチオフ電圧	V <sub>P</sub>	V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>D</sub> = 100 μA	-0.8	-1.5	-4	V
相互コンダクタンス	g <sub>m</sub>	V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>D</sub> = 10 mA	20	40	60	mS
最大発振周波数	f <sub>max</sub>	V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>D</sub> = 30 mA		60		GHz
雑音指数 <i>NF<sub>10dB</sub></i>	NF*	V <sub>DS</sub> = 3 V I <sub>D</sub> = 10 mA	f = 2 GHz	0.6		dB
			f = 4 GHz	0.8	1.4	dB
			f = 8 GHz	2.0		dB
NF最小利得 <i>(in 10dB) Gain</i>	G <sub>a</sub>	V <sub>DS</sub> = 3 V I <sub>D</sub> = 10 mA	f = 2 GHz	15		dB
			f = 4 GHz	12		dB
			f = 8 GHz	8.5		dB
最大有能電力利得 <i>MAX. Available Power</i>	MAG	V <sub>DS</sub> = 3 V I <sub>D</sub> = 30 mA	f = 2 GHz	17.5		dB
			f = 4 GHz	15		dB
			f = 8 GHz	12		dB
			f = 12 GHz	8		dB

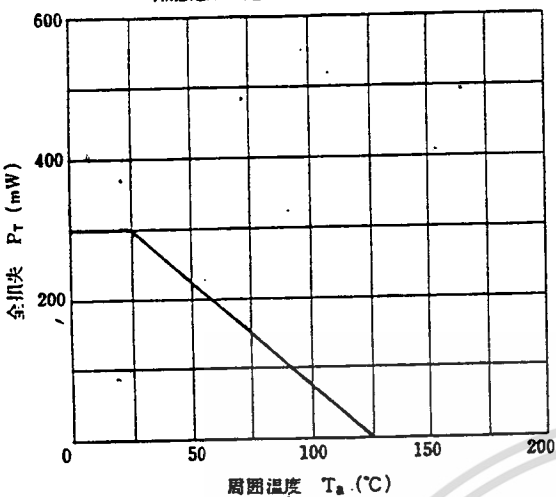
\* 抜取検査

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

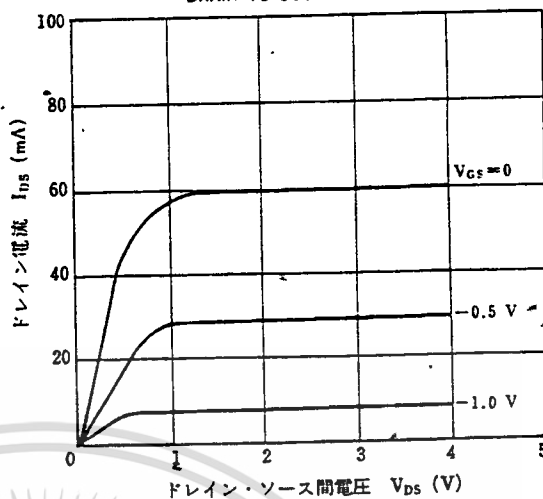
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

特性曲線 / TYPICAL CHARACTERISTICS ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

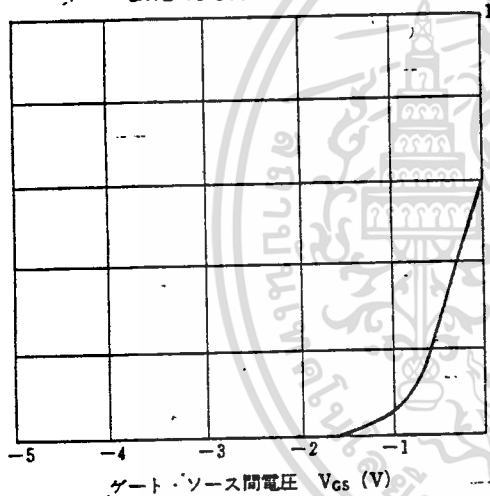
TOTAL POWER DISSIPATION vs AMBIENT TEMPERATURE



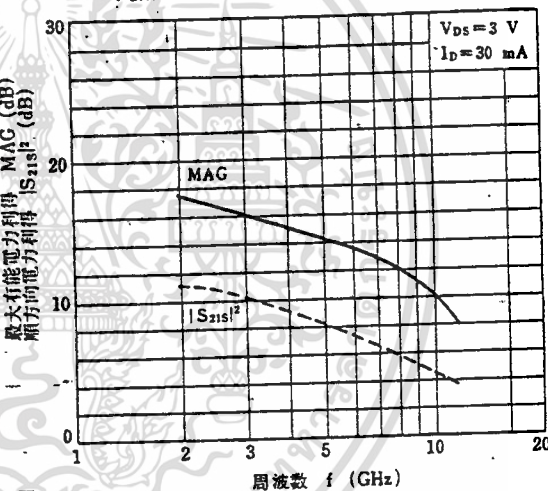
DRAIN CURRENT vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



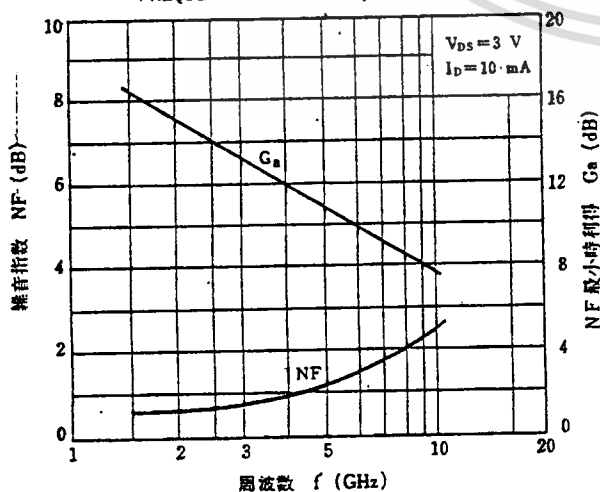
DRAIN CURRENT vs GATE TO SOURCE VOLTAGE



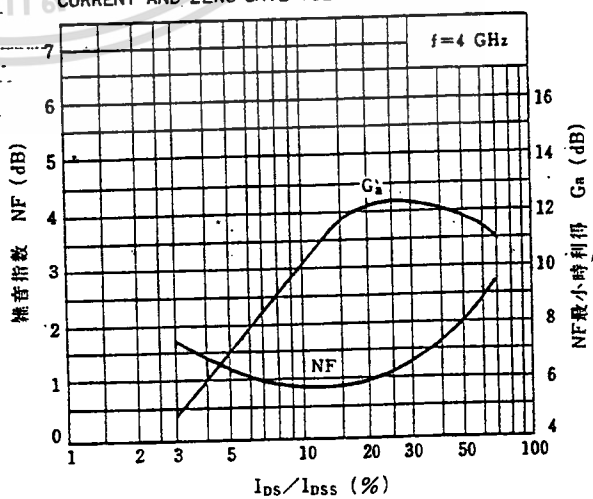
MAXIMUM AVAILABLE GAIN FORWARD INSERTION GAIN vs FREQUENCY



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs FREQUENCY



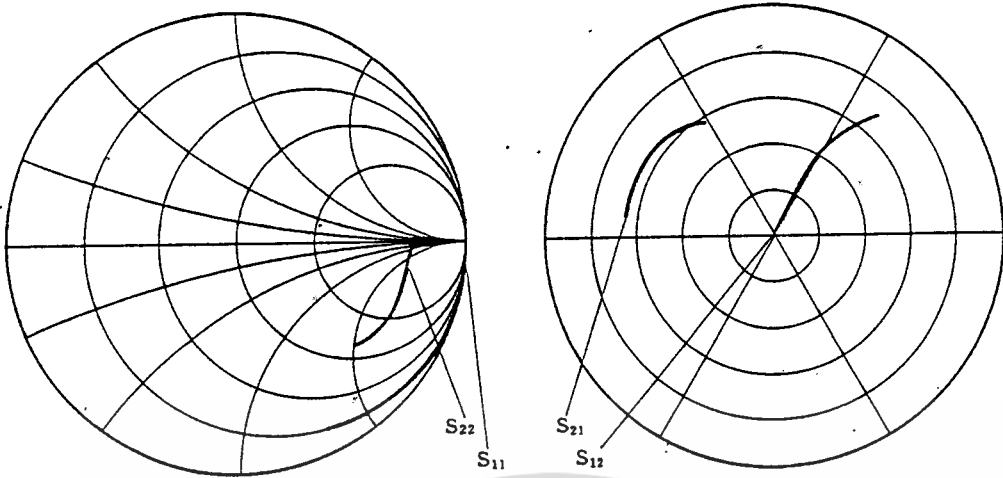
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs RATIO OF DRAIN CURRENT AND ZERO-GATE VOLTAGE CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 10 mA

$S_{21}$  : 5.0 full scale,  $S_{12}$  : 0.1 full scale



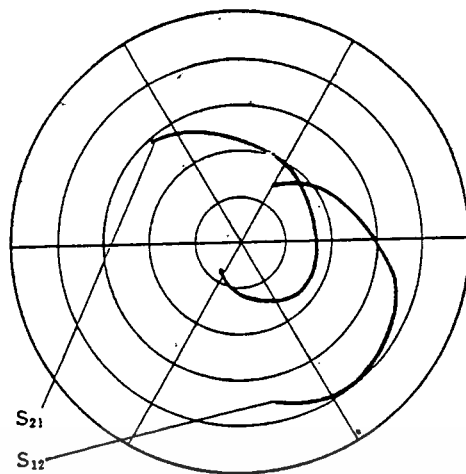
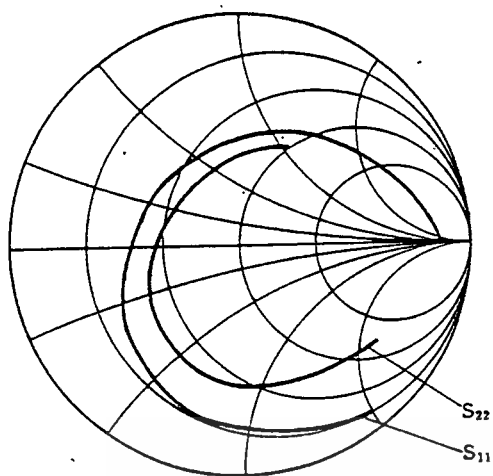
S-MAGN AND PHASE

MHZ	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{12}$	$S_{22}$	$k$	$G_{ms}$ dB
100	1.000 -3	3.255 178	0.001 16	0.756 -2	0.69	35.3
200	0.992 -6	3.340 172	0.002 98	0.760 -3	0.54	33.3
300	1.004 -8	3.304 173	0.001 49	0.752 -5	0.06	33.7
400	0.972 -10	3.220 168	0.002 97	0.743 -7	1.90	26.9
500	0.997 -16	3.442 163	0.004 77	0.724 -9	0.17	29.8
600	0.994 -16	3.374 165	0.003 93	0.735 -10	0.13	30.9
700	0.964 -21	3.275 161	0.009 73	0.748 -13	0.56	25.5
800	0.993 -24	3.321 158	0.004 73	0.732 -17	0.21	29.1
900	0.940 -26	3.266 154	0.011 71	0.718 -19	0.80	24.7
1000	0.994 -31	3.361 152	0.016 67	0.712 -19	0.11	23.2
1100	0.955 -31	3.138 151	0.019 68	0.735 -20	0.37	22.1
1200	0.981 -36	3.237 147	0.022 67	0.767 -23	0.10	21.7
1300	0.980 -35	3.309 147	0.030 61	0.754 -26	0.15	20.5
1400	0.921 -41	3.077 144	0.031 63	0.725 -27	0.36	19.9
1500	0.977 -44	3.148 140	0.032 66	0.757 -26	0.07	19.9
1600	0.960 -45	3.122 139	0.038 61	0.750 -30	0.13	19.1
1700	0.951 -47	3.065 136	0.038 58	0.729 -30	0.23	19.0
1800	0.944 -50	3.120 134	0.048 59	0.733 -30	0.21	18.1
1900	0.922 -52	3.097 133	0.047 58	0.719 -31	0.26	18.2
2000	0.924 -56	2.958 129	0.053 54	0.732 -34	0.26	17.4
2100	0.917 -57	3.029 129	0.059 51	0.729 -37	0.25	17.1
2200	0.905 -60	2.955 124	0.062 51	0.708 -38	0.31	16.8
2300	0.895 -64	3.016 123	0.063 52	0.691 -41	0.26	16.8
2400	0.906 -64	2.826 121	0.069 47	0.678 -41	0.31	16.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 10 mA

$S_{21}$  : 5.0 full scale,  $S_{12}$  : 0.3 full scale

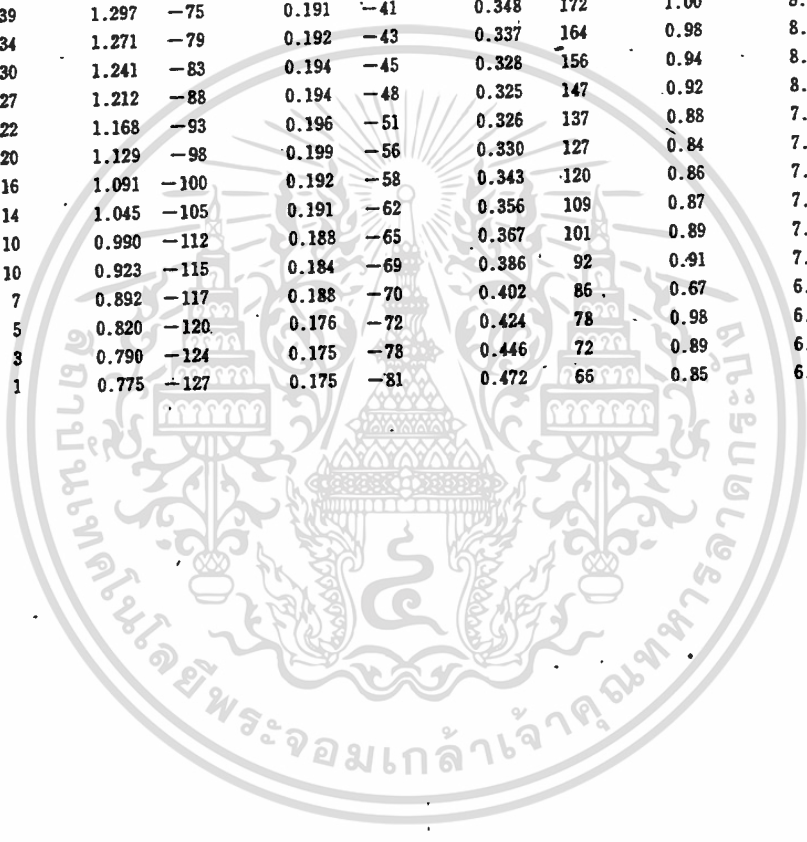


S-MAGN AND PHASE

$G_{ms} = G_m$  if  $k$  less than 1

MHz	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{12}$	$S_{22}$	$k$	$G_{ms}$ dB
2000	0.911 -53	2.920 130	0.077 54	0.702 -36	0.26	15.8
2250	0.899 -60	2.857 124	0.085 48	0.690 -39	0.32	15.3
2500	0.877 -65	2.814 119	0.092 45	0.677 -43	0.34	14.9
2750	0.856 -73	2.720 113	0.096 42	0.663 -47	0.37	14.5
3000	0.838 -77	2.615 110	0.098 40	0.653 -49	0.41	14.3
3250	0.813 -81	2.525 104	0.103 37	0.651 -51	0.47	13.9
3500	0.784 -85	2.483 100	0.107 34	0.646 -55	0.52	13.6
3750	0.785 -89	2.405 97	0.110 33	0.638 -57	0.51	13.4
4000	0.770 -94	2.307 92	0.112 29	0.631 -62	0.55	13.1
4250	0.761 -98	2.296 88	0.116 26	0.625 -64	0.57	13.0
4500	0.751 -103	2.270 84	0.118 25	0.625 -66	0.56	12.8
4750	0.743 -106	2.187 80	0.119 23	0.623 -69	0.59	12.7
5000	0.732 -111	2.141 77	0.123 21	0.618 -72	0.60	12.4
5250	0.721 -115	2.145 71	0.126 17	0.616 -75	0.63	12.3
5500	0.708 -119	2.108 68	0.126 17	0.613 -77	0.64	12.2
5750	0.691 -122	2.037 64	0.126 15	0.611 -79	0.69	12.1
6000	0.679 -126	1.976 60	0.127 12	0.610 -81	0.74	11.9
6250	0.661 -130	1.953 57	0.128 11	0.606 -84	0.75	11.8
6500	0.650 -133	1.915 53	0.128 9	0.607 -86	0.79	11.7
6750	0.636 -137	1.862 50	0.128 9	0.604 -88	0.82	11.6
7000	0.622 -140	1.842 46	0.129 7	0.603 -90	0.86	11.5
7250	0.611 -143	1.836 42	0.130 7	0.602 -91	0.87	11.5
7500	0.597 -146	1.794 41	0.129 7	0.600 -94	0.90	11.4
7750	0.583 -150	1.760 37	0.131 5	0.599 -95	0.93	11.3
8000	0.566 -154	1.779 33	0.134 3	0.595 -98	0.94	11.2
8250	0.551 -158	1.755 29	0.134 2	0.593 -99	0.98	11.2
8500	0.534 -162	1.719 27	0.133 2	0.588 -101	1.01	10.4
8750	0.519 -166	1.681 23	0.134 1	0.586 -103	1.06	9.5
9000	0.502 -171	1.697 20	0.137 1	0.583 -105	1.04	9.6
9250	0.486 -174	1.674 17	0.137 0	0.576 -107	1.09	9.0
9500	0.472 -179	1.668 13	0.139 -1	0.570 -107	1.12	8.7
9750	0.462 176	1.682 12	0.142 -1	0.563 -110	1.09	8.9
10000	0.457 169	1.709 6	0.146 -3	0.561 -112	1.06	9.2
10250	0.451 164	1.708 3	0.146 -3	0.558 -113	1.07	9.1
10500	0.441 155	1.688 -1	0.149 -5	0.553 -116	1.07	9.0
10750	0.430 148	1.685 -6	0.157 -6	0.546 -119	1.04	9.1
11000	0.422 140	1.694 -10	0.153 -8	0.536 -121	1.08	8.7
11250	0.407 130	1.645 -16	0.156 -12	0.527 -124	1.13	8.1

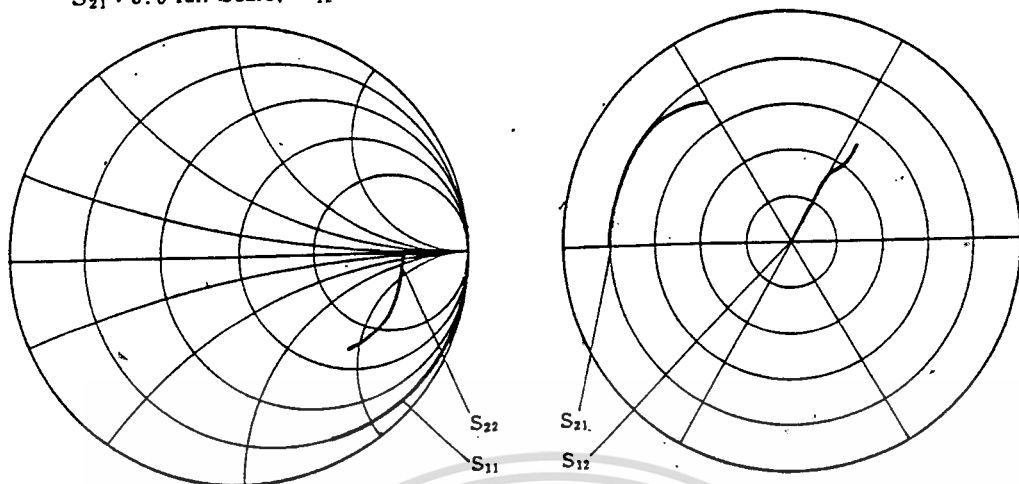
MHz	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{12}$	$S_{22}$	k	$G_{ms}$ dB
11500	0.394 124	1.590 -20	0.162 -10	0.517 -126	1.15	7.6
11750	0.390 116	1.572 -21	0.154 -10	0.506 -127	1.24	7.1
12000	0.397 110	1.554 -24	0.160 -12	0.501 -131	1.20	7.1
12250	0.404 103	1.557 -28	0.170 -13	0.499 -134	1.12	7.5
12500	0.424 97	1.568 -31	0.175 -15	0.495 -138	1.06	8.1
12750	0.451 89	1.595 -34	0.183 -18	0.490 -143	0.96	9.4
13000	0.480 82	1.637 -41	0.190 -22	0.471 -148	0.89	9.4
13250	0.518 75	1.648 -47	0.186 -26	0.449 -153	0.87	9.5
13500	0.548 66	1.610 -54	0.186 -27	0.431 -158	0.87	9.4
13750	0.563 59	1.529 -59	0.187 -29	0.412 -164	0.91	9.1
14000	0.581 53	1.447 -65	0.188 -32	0.393 -169	0.95	8.9
14250	0.595 47	1.349 -68	0.188 -35	0.367 -176	1.03	7.5
14500	0.612 42	1.344 -71	0.188 -37	0.353 179	1.03	7.6
14750	-0.633 39	1.297 -75	0.191 -41	0.348 172	1.00	8.0
15000	0.659 34	1.271 -79	0.192 -43	0.337 164	0.98	8.2
15250	0.685 30	1.241 -83	0.194 -45	0.328 156	0.94	8.1
15500	0.710 27	1.212 -88	0.194 -48	0.325 147	0.92	8.0
15750	0.736 22	1.168 -93	0.196 -51	0.326 137	0.88	7.8
16000	0.753 20	1.129 -98	0.199 -56	0.330 127	0.84	7.5
16250	0.768 16	1.091 -100	0.192 -58	0.343 120	0.86	7.5
16500	0.778 14	1.045 -105	0.191 -62	0.356 109	0.87	7.4
16750	0.786 10	0.990 -112	0.188 -65	0.367 101	0.89	7.2
17000	0.799 10	0.923 -115	0.184 -69	0.386 92	0.91	7.0
17250	0.861 7	0.892 -117	0.188 -70	0.402 86	0.67	6.8
17500	0.819 5	0.820 -120	0.176 -72	0.424 78	0.98	6.7
17750	0.837 3	0.790 -124	0.175 -78	0.446 72	0.89	6.6
18000	0.846 1	0.775 -127	0.175 -81	0.472 66	0.85	6.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 30 mA

S<sub>21</sub> : 5.0 full scale. S<sub>12</sub> : 0.1 full scale



S-MAGN AND PHASE

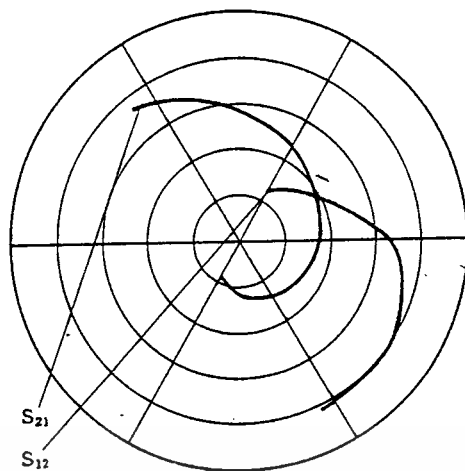
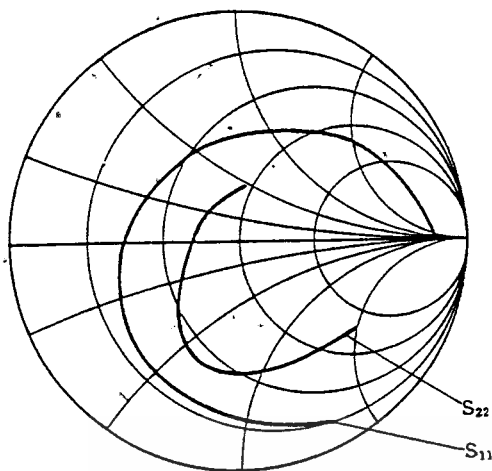
G<sub>ms</sub> = G<sub>ms</sub> if k less than 1

MHZ	S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>22</sub>	k	G <sub>ms</sub> dB
100	0.997 -3	4.085 177	0.001 12	0.677 -2	0.99	36.1
200	0.991 -7	4.191 172	0.002 97	0.682 -2	0.60	34.3
300	1.010 -9	4.145 172	0.002 47	0.682 -5	-0.38	34.3
400	0.974 -12	4.021 167	0.002 96	0.663 -7	1.75	28.3
500	0.992 -18	4.285 164	0.003 70	0.647 -9	0.51	32.2
600	0.994 -18	4.224 164	0.002 99	0.659 -9	0.13	32.9
700	0.956 -23	4.098 159	0.004 79	0.670 -13	1.46	25.9
800	0.987 -26	4.134 157	0.003 79	0.654 -18	0.46	31.3
900	0.929 -29	4.059 153	0.009 75	0.637 -19	1.10	24.8
1000	0.984 -34	4.170 150	0.009 67	0.632 -19	0.26	26.5
1100	0.944 -34	3.903 150	0.008 71	0.658 -20	0.91	26.6
1200	0.970 -40	4.018 145	0.010 67	0.677 -24	0.34	25.9
1300	0.967 -39	4.069 145	0.015 63	0.668 -26	0.28	24.2
1400	0.913 -45	3.785 142	0.018 63	0.645 -27	0.65	23.1
1500	0.961 -48	3.856 138	0.024 67	0.678 -26	0.18	22.1
1600	0.940 -50	3.847 137	0.023 63	0.667 -31	0.29	22.2
1700	0.933 -52	3.769 134	0.031 58	0.656 -31	0.33	20.8
1800	0.924 -55	3.809 131	0.035 60	0.650 -30	0.32	20.4
1900	0.909 -57	3.780 131	0.036 60	0.635 -32	0.35	20.2
2000	0.906 -61	3.607 126	0.035 56	0.655 -34	0.39	20.1
2100	0.893 -63	3.686 127	0.040 51	0.656 -37	0.39	19.6
2200	0.883 -65	3.575 122	0.038 53	0.620 -38	0.49	19.7
2300	0.875 -71	3.635 120	0.053 53	0.611 -41	0.34	18.4
2400	0.881 -69	3.413 119	0.045 50	0.586 -41	0.48	18.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

@ 3 V, 30 mA

S<sub>21</sub> : 5.0 full scale, S<sub>12</sub> : 0.3 full scale



S-MAGN AND PHASE

G<sub>ma</sub> = G<sub>ms</sub> if k less than 1

MHz	S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>22</sub>	k	G <sub>ma</sub> dB
2000	0.894 -61	3.695 128	0.065 55	0.627 -35	0.29	17.6
2250	0.871 -68	3.577 121	0.071 49	0.620 -38	0.36	17.0
2500	0.847 -74	3.506 116	0.076 47	0.609 -42	0.39	16.6
2750	0.821 -82	3.384 110	0.079 44	0.602 -46	0.42	16.3
3000	0.798 -87	3.225 107	0.082 42	0.589 -49	0.46	15.9
3250	0.777 -92	3.107 101	0.086 39	0.583 -51	0.52	15.6
3500	0.740 -96	3.025 96	0.087 36	0.568 -53	0.63	15.4
3750	0.738 -101	2.927 94	0.090 37	0.569 -55	0.60	15.1
4000	0.720 -107	2.791 88	0.091 33	0.568 -59	0.64	14.9
4250	0.709 -111	2.730 85	0.094 31	0.565 -61	0.66	14.6
4500	0.696 -116	2.707 80	0.097 31	0.567 -63	0.66	14.5
4750	0.686 -121	2.597 77	0.097 29	0.567 -66	0.69	14.3
5000	0.674 -126	2.527 73	0.100 28	0.565 -68	0.70	14.0
5250	0.661 -131	2.503 67	0.103 25	0.565 -70	0.73	13.8
5500	0.647 -136	2.456 64	0.103 24	0.563 -72	0.75	13.8
5750	0.628 -139	2.384 61	0.103 24	0.564 -74	0.80	13.6
6000	0.617 -144	2.287 56	0.105 22	0.568 -75	0.84	13.4
6250	0.599 -149	2.249 53	0.105 21	0.566 -78	0.86	13.3
6500	0.586 -153	2.200 49	0.106 19	0.569 -80	0.90	13.2
6750	0.571 -157	2.134 46	0.108 19	0.569 -81	0.93	13.0
7000	0.556 -161	2.093 42	0.110 18	0.572 -83	0.94	12.8
7250	0.544 -165	2.079 39	0.112 19	0.576 -84	0.95	12.7
7500	0.532 -169	2.033 37	0.110 18	0.577 -86	0.98	12.7
7750	0.520 -175	1.974 33	0.113 17	0.576 -87	1.00	12.4
8000	0.503 -179	1.967 29	0.117 16	0.577 -88	1.01	11.8
8250	0.491 175	1.949 25	0.117 14	0.576 -90	1.03	11.2
8500	0.477 170	1.906 23	0.118 16	0.574 -91	1.05	10.7
8750	0.464 165	1.858 19	0.121 14	0.576 -93	1.07	10.2
9000	0.451 159	1.846 15	0.125 15	0.576 -94	1.06	10.2
9250	0.440 154	1.819 13	0.126 14	0.572 -95	1.09	9.8
9500	0.433 148	1.795 9	0.129 12	0.566 -96	1.10	9.5
9750	0.431 141	1.785 8	0.133 13	0.562 -98	1.07	9.7
10000	0.432 135	1.794 2	0.137 11	0.561 -99	1.04	10.0
10250	0.434 130	1.781 -1	0.137 10	0.562 -100	1.03	10.1
10500	0.435 120	1.747 -4	0.141 8	0.558 -102	1.02	10.1
10750	0.440 113	1.717 -9	0.148 6	0.553 -103	0.99	10.7
11000	0.444 106	1.709 -13	0.146 7	0.545 -105	1.01	10.0
11250	0.448 99	1.688 -18	0.150 2	0.541 -106	1.00	10.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า  
 ใน 11000 รมติใดก็ตามที่ห้ามทั้งห้าม 1.709 -13 และ 0.146 และ 7 0.545 -105 เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น



## ภาคผนวก ข

แสดงตารางค่าอิทธิพลแดนซ์ประจำตัวของสายน้ำคลื่นชนิดแกบริ้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\epsilon_r = 2.55$

W/H	$\epsilon'$	$Z_0$	W/H	$\epsilon'$	$Z_0$
0.0500	1.8297	224.9446	2.5500	2.1243	53.3112
0.1000	1.8521	193.0526	2.6000	2.1270	52.6561
0.1500	1.8692	174.4049	2.6500	2.1297	52.0171
0.2000	1.8835	161.1981	2.7000	2.1323	51.3936
0.2500	1.8960	150.9804	2.7500	2.1349	50.7850
0.3000	1.9073	142.6577	2.8000	2.1375	50.1909
0.3500	1.9175	135.6458	2.8500	2.1400	49.6107
0.4000	1.9270	129.5953	2.9000	2.1425	49.0440
0.4500	1.9358	124.2810	2.9500	2.1449	48.4903
0.5000	1.9441	119.5487	3.0000	2.1473	47.9492
0.5500	1.9520	115.2885	3.0500	2.1497	47.4203
0.6000	1.9594	111.4192	3.1000	2.1520	46.9031
0.6500	1.9665	107.8790	3.1500	2.1543	46.3973
0.7000	1.9732	104.6199	3.2000	2.1566	45.9025
0.7500	1.9797	101.6037	3.2500	2.1588	45.4185
0.8000	1.9859	98.7999	3.3000	2.1610	44.9447
0.8500	1.9919	96.1833	3.3500	2.1632	44.4810
0.9000	1.9977	93.7329	3.4000	2.1654	44.0270
0.9500	2.0033	91.4313	3.4500	2.1675	43.5824
1.0000	2.0087	89.2638	3.5000	2.1696	43.1470
1.0500	2.0139	87.0020	3.5500	2.1717	42.7204
1.1000	2.0190	84.9697	3.6000	2.1737	42.3024
1.1500	2.0239	83.0718	3.6500	2.1758	41.8928
1.2000	2.0287	81.2916	3.7000	2.1778	41.4913
1.2500	2.0333	79.6149	3.7500	2.1797	41.0976
1.3000	2.0379	78.0301	3.8000	2.1817	40.7116
1.3500	2.0423	76.5270	3.8500	2.1836	40.3330
1.4000	2.0466	75.0973	3.9000	2.1855	39.9616
1.4500	2.0508	73.7336	3.9500	2.1874	39.5973
1.5000	2.0549	72.4297	4.0000	2.1893	39.2397
1.5500	2.0589	71.1802	4.0500	2.1911	38.8888
1.6000	2.0628	69.9806	4.1000	2.1929	38.5443
1.6500	2.0667	68.8268	4.1500	2.1947	38.2061
1.7000	2.0704	67.7154	4.2000	2.1965	37.8740
1.7500	2.0741	66.6432	4.2500	2.1982	37.5479
1.8000	2.0777	65.6076	4.3000	2.2000	37.2275
1.8500	2.0812	64.6063	4.3500	2.2017	36.9128
1.9000	2.0847	63.6371	4.4000	2.2034	36.6035
1.9500	2.0881	62.6982	4.4500	2.2051	36.2996
2.0000	2.0914	61.7880	4.5000	2.2067	36.0009
2.0500	2.0947	60.9048	4.5500	2.2084	35.7072
2.1000	2.0979	60.0473	4.6000	2.2100	35.4185
2.1500	2.1010	59.2143	4.6500	2.2116	35.1347
2.2000	2.1041	58.4047	4.7000	2.2132	34.8555
2.2500	2.1071	57.6173	4.7500	2.2148	34.5809
2.3000	2.1101	56.8513	4.8000	2.2164	34.3107
2.3500	2.1131	56.1056	4.8500	2.2179	34.0450
2.4000	2.1160	55.3796	4.9000	2.2194	33.7834
2.4500	2.1188	54.6723	4.9500	2.2209	33.5261
2.5000	2.1216	53.9831	5.0000	2.2224	33.2728

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ค

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโทที่ได้รับการเผยแพร่ งานการ  
สัมมนาทางวิชาการ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 8 และ 9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจร VHF ออสซิลเลเตอร์

(PRACTICAL DESIGN FOR VHF OSCILLATOR)

รองทศ วานิชศรี

โมไนย ไกรฤกษ์

สมผล โทศลวิตร

วิวัฒน์ กิรานนท์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้กล่าวถึงการออกแบบวงจร VHF ออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติ โดยการตั้งจุดทำงานของทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงที่ LOW-NONLINEAR และรักษาค่า Q ของวงจรเรโซเนเตอร์ให้ มีค่าสูง ทั้งนี้เพื่อให้ค่า THD ของสัญญาณที่ได้ออกมามีค่าต่ำ เพื่อเป็นการทดสอบหลักการนี้ ได้ทำการทดลองสร้างวงจรที่มีค่าความถี่ 100 MHz ผลที่ได้คือ 2<sup>nd</sup> และ 3<sup>rd</sup> HARMONIC มีระดับต่ำกว่า ความถี่มูลฐาน >50dB และสัญญาณความถี่มูลฐานมีระดับ 10dBm

Abstract

A technique for practical design of VHF oscillator is proposed. Using operating gain of active element in low non-linear region and maintaining high Q of tank circuit gives rise to low THD of the designed oscillator. The procedure has been experimentally verified by the construction of a silicon bipolar transistor test oscillator at 100 MHz. When the level of the fundamental harmonic is 10dBm, those of 2<sup>nd</sup> and 3<sup>rd</sup> harmonics are lower than 50dB.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

แม้ว่าทฤษฎีเกี่ยวกับการสร้างวงจร RF ออสซิลเลเตอร์ นั้นเป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปแล้วก็ตาม แต่ในทางปฏิบัติมักจะมีปัญหาที่คาดไม่ถึงหลายอย่างเกิดขึ้นตามมา ยกตัวอย่างเช่น กลิ่นที่ผลิตออกมามีสารโมนิคต่าง ๆ รวมอยู่มากหรือกล่าวได้ว่ามีค่า T.H.D. สูง แม้ว่าการลดค่า T.H.D. ของกลิ่นรูปไซน์ที่ได้ออกมานั้นอาจทำได้โดยการใช้ฟิลเตอร์ (filter) กรองเอาสารโมนิคที่ไม่ต้องการทิ้งไปก็ก็ตาม แต่ก็จะทำให้วงจรมีความยุ่งยากซับซ้อนขึ้น

บทความนี้จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบวงจร VHF ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างกลิ่นรูปไซน์ที่มีค่า T.H.D. ต่ำ โดยหลีกเลี่ยงการใช้ฟิลเตอร์ที่ยุ่งยากมากรองเอาสารโมนิคที่ไม่ต้องการออกไป และเพราะบทความนี้ต้องการจะชี้แนะการแก้ปัญหาทางด้าน การปฏิบัติ ดังนั้นในหัวข้อที่ 2 ซึ่งพูดถึงหลักการออกแบบ ก็จะชี้แนะปัญหาเรื่องของการเลือกอุปกรณ์ไปพร้อมกันเลยทีเดียว โดยจะไม่แยกปัญหาออกไปสรุปอยู่อีกหัวข้อหนึ่งต่างหาก ดังเช่นวิธีการเขียนบทความโดยทั่วไป

การออกแบบที่เสนอแนะในบทความนี้ ได้ประมวลใช้สอนให้นักศึกษาที่ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง ให้ทำปฏิบัติการวงจรทดลอง จนได้ผลเป็นที่น่าพอใจแล้ว

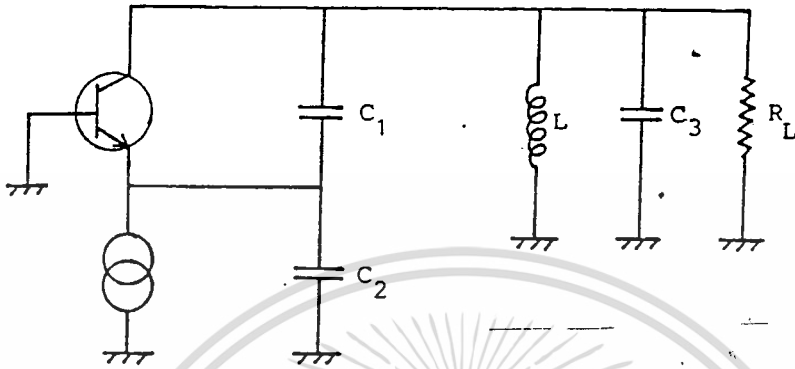
2. หลักการออกแบบ

เป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ จะแบ่งการทำงานเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงเริ่มต้น (starting point) ซึ่งมีค่าลูปเกน (loop gain)  $AB \gg 1$  และช่วงทำงาน (operating point) ซึ่งมีค่า  $AB = 1$  และ  $\phi \approx 0$  ดังนั้นย่านการทำงานของแอมพลิไฟเออร์จะต้องเป็นชนิดไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) ทั้งนี้เพื่อรักษาเสถียรภาพของขนาดของสัญญาณเอาต์พุตไว้ ซึ่งเป็นเหตุให้สัญญาณที่ได้ออกมานั้นมีสารโมนิคต่าง ๆ รวมอยู่มาก

เพื่อลดขนาดของสารโมนิคต่าง ๆ ให้น้อยลงนั้น เราใช้วิธีลดค่าเกนเริ่มต้น (starting gain) เพื่อไม่ให้แอมพลิไฟเออร์ทำงานเข้าสู่ย่านที่ไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปอย่างหนึ่ง และอีกอย่างหนึ่งก็คือใช้วงจรรีโซเนเตอร์ (resonator) ที่มีค่า Q สูง เพื่อที่จะได้มีคุณสมบัติเสมือนเป็น Band Pass Filter ซึ่งมีช่วงความถี่ผ่านแคบ ช่วยกรองสารโมนิคซึ่งไม่ต้องการทิ้งไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้เข้าใจวิธีการที่ยิ่งขึ้น จะใช้วงจร colpitts oscillator ดังแสดงในรูป 2.1 มาประกอบการพิจารณาเป็นหลัก



รูปที่ 2.1 วงจร colpitts oscillator

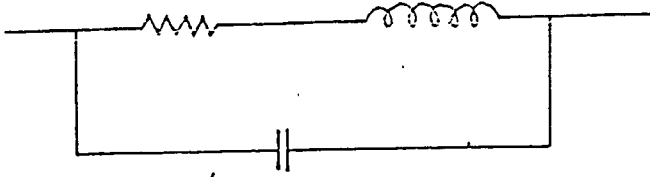
ปรกติเราจะใช้ common base transistor เป็นแอมพลิไฟเออร์ เพราะมีการตอบสนองต่อความถี่ได้สูง และมี phase shift ( $\phi$ ) ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตน้อย

### 2.1 การแก้ไขไม่ให้อทรานซิสเตอร์ทำงานเข้าสู่ย่าน non-linear มากเกินไป

เนื่องจากคircuit วงจรชนิด common base ดังนั้น input resistance จะมีค่าประมาณเท่ากับ  $\frac{KT/q}{I_{EQ}} \approx \frac{0.026}{I_{EQ}}$  ที่  $25^{\circ}\text{C}$  ซึ่งมีค่าน้อย ฉะนั้นจะเห็นว่าจะต้องใช้อัตราส่วนของโวลต์เตจสำหรับ capacitive voltage divider ที่มาก ซึ่งทำได้ยาก และวงจรจะมีค่าอัตรขยายเริ่มต้น (starting gain) ที่สูงมากเกินไป เราอาจแก้ไขได้โดยการต่อความต้านทานอนุกรมกับ input resistance ซึ่งจะช่วยให้สามารถลดค่าอัตรขยายเริ่มต้นได้ โดยค่าความต้านทานนี้ขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์และการทกลอง โดยปรกติอยู่ในช่วงน้อยกว่า 100 โอห์ม และควรใช้ความต้านทานชนิด composition เนื่องจากความต้านทานชนิดนี้มีค่า parasitic inductance น้อย

### 2.2 การทำให้รีโซเนเตอร์มีค่า Q สูง

จากรูป 2.2 เนื่องจากวงจรคircuit เป็นชนิด common base เราอาจพิจารณาได้ว่า ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเสมือนเป็นคircuit กระจายกระแส (current source) ต่อขนานกับอินคักเตนซ์



รูปที่ 2.3 วงจรเสมือนของ L ที่ความถี่สูง

และในทางปฏิบัติ ไม่สามารถเลือก c ที่มีค่ามาก ๆ ได้ เนื่องจาก c จะเกิด self resonance

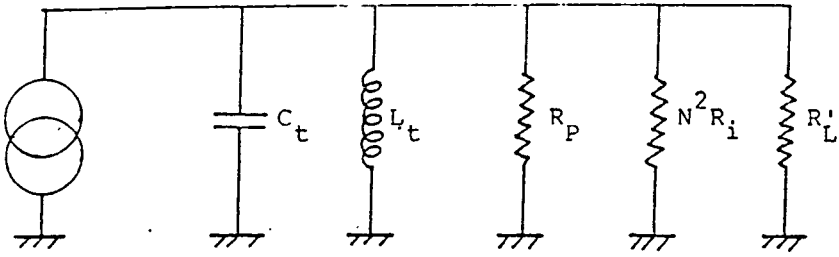


รูปที่ 2.4 วงจรเสมือนของ C ที่ความถี่สูง

จากรูป 2.4 วงจรเสมือนของ C จะมี L และ R อนุกรมอยู่ด้วย เนื่องจากความยาวขา และ R ที่ขนานกับ C นั้นแทนค่าการสูญเสียเนื่องจากสารไดอิเล็กตริก  $X_L$  จะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น ในขณะที่  $X_C$  ลดลง ถ้า  $X_L = X_C$  ก็จะเกิด self resonance ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ self resonance ตัว C จะกลายเป็น L ถ้า C ยิ่งมาก ความถี่ self resonance จะลดลง

### 2.3 ประสิทธิภาพ

พิจารณารูปที่ 2.5 จะเห็นว่าวงจร RLC resonator มีความต้านทาน 3 ตัวขนานกันอยู่ เราต้องการให้เพาเวอร์ไปตกคร่อมโหลด ( $R_L$ ) มากที่สุด นั่นคือ  $R_L = R_P // N^2 R_i$  จากสมการนี้เราสามารถหาค่า N ที่เหมาะสมได้ว่า  $N = \sqrt{\frac{R_L R_P}{R_i (R_P - R_L)}}$  เมื่อวงจรต่อให้ทำงาน CLASS A ที่จุกไบอัส



รูปที่ 2.2 วงจรรีโซเนเตอร์

ค่าปฏิกิริยาต้านทาน และความต้านทาน 3 ตัว คือ

1. ความต้านทานซึ่งแทนค่าการสูญเสียของ  $L$
2. ความต้านทานซึ่งถูกแปลงจาก input resistance ของทรานซิสเตอร์ โดย capacitive voltage divider และ
3. โหลด

อุปกรณ์เหล่านี้ จะประกอบเป็นวงจร parallel resonance หรือรีโซเนเตอร์ที่มีค่า  $Q = \frac{R}{X} = R_0 \omega c = \frac{R_0}{\omega L}$  ดังนั้นการที่จะทำให้  $Q$  มีค่าสูงได้ก็โดยการทำให้  $R_0$  ให้มีค่ามาก  $L$  มีค่าน้อย หรือ/ และทำให้  $c$  มีค่ามาก แต่อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถเลือกค่า  $Q$  ที่สูงมากได้ เนื่องจาก  $R_p$  (การสูญเสียเนื่องจากความต้านทานใน  $L$ ) มีค่าจำกัด ทั้งนี้เพราะเมื่อออกจากวงจรเสมือนของ  $L$  ที่ความถี่สูง ดังรูป 2.3

ที่ความถี่สูง กระแสจะไหลที่ผิวของตัวนำมากกว่าภายใน ทำให้  $R_{ac}$  มีค่ามากกว่า  $R_{dc}$  ซึ่งค่าความต้านทานนี้ทำให้เกิดการสูญเสียใน  $L$  วิธีแก้ไขคือ ใช้ลวดทองแดงชุบเงินที่ผิว สร้าง  $L$  และมีรูปร่างที่เหมาะสม

$$\frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}} = R_0 \quad (R_0 = R_L // R_P // N^2 R_i)$$

$$V_P = 2 V_{CBQ}$$

$$I_P = 2 I_{CQ}$$

กรณีที่เพาเวอร์ตกคร่อมโหลดมากที่สุดได้ก็ต่อเมื่อ  $R_0 = \frac{R_L}{2}$  ดังนั้น

$$P_L = \frac{I_{CQ}^2}{2} \cdot \frac{R_L}{4}$$

$$\text{เพาเวอร์ที่สูญเสียที่ทรานซิสเตอร์} = V_{CBQ} I_{CQ}$$

$$= \frac{I_{CQ}}{2} R_0$$

$$= \frac{I_{CQ}^2}{2} \cdot \frac{R_L}{2}$$

$$\therefore \text{ประสิทธิภาพสูงสุด} = 25\%$$

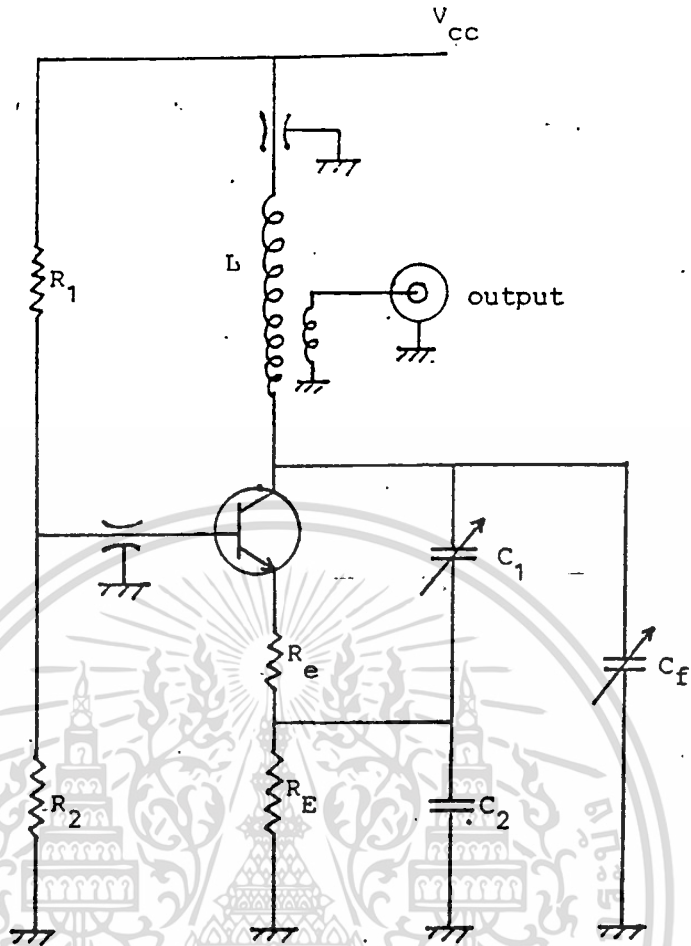
### 3. ขั้นตอนการออกแบบ

จากหลักการในหัวข้อที่ 2 เราสามารถสรุปเป็นขั้นตอนการออกแบบได้ดังนี้ ใช้วงจร

#### ผังรูป 3.1

1. กำหนดความถี่และเพาเวอร์ที่ต้องการ (ปรกติประมาณ 10 mW)
2. เลือกทรานซิสเตอร์ที่มี  $f_T$  อย่างน้อยมากกว่า 2 เท่าของความถี่ที่ใช้
3. เลือกทรานซิสเตอร์ที่สามารถทนการสูญเสียได้มากกว่า 4 เท่าของเพาเวอร์ที่ต้องการ และสามารถทนโวลต์เตอร์และกระแสสูงสุดได้
4. กำหนดค่า Q (ควรมากกว่า 50 เพื่อให้ T.H.D. มีค่าน้อย)
5. กำหนดค่า  $R'_L$  (สำหรับย่าน VHF ควรมากกว่า 1 k)
6. หาค่า  $C_t$  และ  $L_t$

$$C_t = \frac{Q}{2\pi f_0 R_0}, \quad R_0 = \frac{R'_L}{2}$$



รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

$$L_t = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_t}$$

7. ทหา  $I_{CQ}$

$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{8P_L}{R'_L}}$$

8. กำหนด  $R_i$

$$R_i = R_e + r_e$$

$$r_e = \frac{0.026}{I_{CQ}} \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. ทาลาคั้รารส่วนของโวลเตจของ capacitive voltage divider (N) เนื่องมาจากค่า  $R_p$  ของ L นั้นหาได้ยาก ดังนั้นจึงละทิ้งไว้ก่อน ซึ่งในทางปฏิบัติ ถ้าไม่เลือกค่า Q มากเกินไป ก็จะไม่ทำให้ผลการออกแบบผิดพลาดมากเกินไป

$$N \approx \sqrt{\frac{R'_L}{R_i}}$$

10. เลือกค่า  $C_f$  (ใช้ปรับความถี่)

$$C_f = C_s + C_f + C_{CB}$$

$C_{CB}$  คือค่า คาปาซิเตอร์ระหว่างขาเบสและคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (ทราบจาก DATA ของ ทรานซิสเตอร์) เราจะเลือก  $C_s$  ประมาณ 50% ของ  $C_t$

11. หากค่า  $C_1$  และ  $C_2$

$$C_1 = \frac{NC_s}{N-1}$$
$$C_2 = NC_s$$

12. กำหนดค่า  $R_E$

$R_E$  เป็นความต้านทานไบอัสที่ขาอิมิตเตอร์ ควรมีค่ามากกว่า 500 โอห์ม

13. หากค่า  $V_{cc \min}$

$$V_{CBQ} = I_{CQ} R_0$$

$$V_{cc \min} = V_{CBQ} + V_{BE} + I_{CQ} (R_E + R_e)$$

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$$

14. หากค่า  $R_1, R_2$

$$V_E = I_{CQ} (R_E + R_e)$$

$$V_B = V_E + V_{BE}$$

เลือก bleeder current ควรให้มากกว่า  $\frac{1}{10} I_{CQ}$

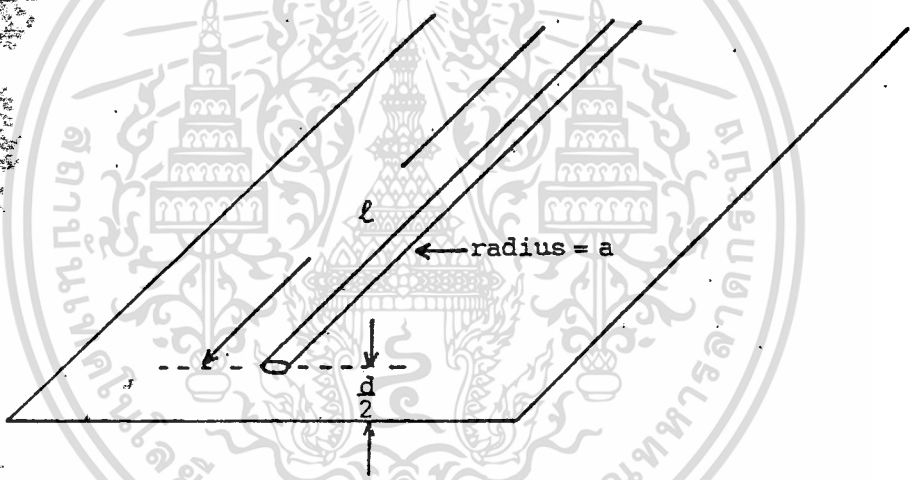
$$R_2 = \frac{V_B}{I_{bleeder}}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{bleeder}}$$

4. การสร้างอินคัลเตอร์ และการแปลงความต้านทานโหลดให้สูงขึ้น

การสร้าง L เนื่องจาก L มีค่าน้อย (< 100 nH) ดังนั้น เพื่อความเหมาะสมจะสร้าง

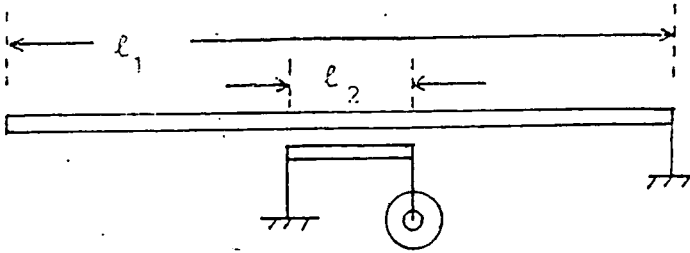
โดยวางตัวนำบนพื้น Ground Plane ดังรูป 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของ L

$$\frac{L}{Z} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cosh^{-1} \frac{d}{2a} \quad \text{H/m}$$

เนื่องจากในระบวมวลที่สูง  $z_{in}$ ,  $z_{out}$  และ  $z_0$  (characteristic impedance) มีค่า 50Ω จึงควรแปลงค่า  $z_L$  ให้สูงขึ้นก่อน โดยการวาง L 2 ตัวขนานกัน ดังรูป 4.2



รูปที่ 4.2 การแปลงค่าความต้านทานโหลด

$$R'_L = N^2 R_L \quad (R_L = 50 \Omega)$$

$$\frac{l_1}{l_2} = N$$

สำหรับ bypass capacitor จะใช้ feed through capacitor ซึ่งมีค่า 1000pF

5. วงจรที่ทดลอง

วงจรที่ใช้ทดลองใช้วงจรตามรูปที่ 3.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้

- |  |                                     |
|--|-------------------------------------|
| $Q = 50$                                     | $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$          |
| $R'_L = 4 \text{ k}\Omega (R_L = 50 \Omega)$ | $R_2 = 5.6 \text{ k}\Omega$         |
| $P_L = 10 \text{ mW}$                        | $R_e = 50 \Omega$                   |
| $f = 100 \text{ MHz}$                        | $R_E = 1 \text{ k}\Omega$           |
| $TR = 2N3866$                                | $C_1 = 22 \text{ pF}$               |
|  | $C_2 = 168 \text{ pF}$              |
|  | $C_f = 0 \rightarrow 20 \text{ pF}$ |
|  | $L = 63 \text{ nH}$                 |
|  | $V_{CC} = 20 \text{ V}$             |

6. ผลการทดลอง

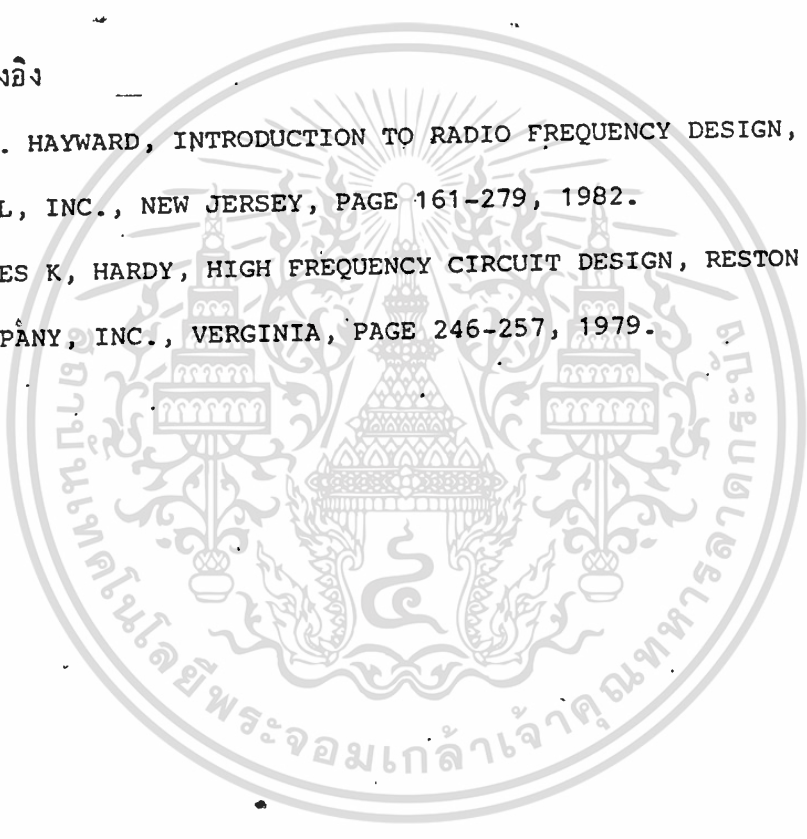
ได้เอาท์พุทเพาเวอร์ = 10 mW โดยมีระดับของฮาร์โมนิกที่สองและที่สาม 55dB และ 60dB ต่ำกว่าระดับของสัญญาณพื้นฐาน (fundamental) ที่ความถี่ 100MHz ซึ่งน้อยกว่าใกล้เคียงกันกับที่ได้ออกแบบไว้มาก

7. สรุป

บทความนี้ได้อธิบายถึงหลักการสร้างวงจร VHF ออสซิลเลเตอร์ที่ให้แก่ T.H.D. ของเอาน์ท์ทอน้อย โดยอาศัยหลักการลดคาเกณฑ์เริ่มต้นของวงจร เพื่อให้วงจรมีย่านการทำงานที่ใกล้เป็นเชิงเส้นตรง และอาศัยหลักการหาค่า Q ของวงจรรีโซเนเตอร์ให้สูงสุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แทนการใช้ LPE มาช่วยกรองฮาโมนิก ดังเช่นธรรมดาทำกันทั่วไป บทความนี้ยังได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบและการแก้ปัญหาบางประการในการปฏิบัติ ผลการทดลองต่าง ๆ ที่นำมาได้ผลเป็นที่น่าพอใจ เพราะได้ประมวลใช้สอนให้นักศึกษาทดลองสร้างวงจรในชั่วโมงปฏิบัติมาเป็นเวลาพอสมควรแล้ว

8. เอกสารอ้างอิง

- [1] W.H. HAYWARD, INTRODUCTION TO RADIO FREQUENCY DESIGN, PRENTICE-HALL, INC., NEW JERSEY, PAGE 161-279, 1982.
- [2] JAMES K, HARDY, HIGH FREQUENCY CIRCUIT DESIGN, RESTON PUBLISHING COMPANY, INC., VERGINIA, PAGE 246-257, 1979.



ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ฉนวนเป็นตัวกำหนดความถี่  
Dielectric Resonator Oscillator (DRO)

ทองทศ วานิชศรี (B.Eng.)

วิศิษฐ์ สรรพอาษา (M.Eng.)

สมผล โภ. งามวิทย์ (M.Eng.)

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

เนื่องจากผลึกคริสตัล ไม่สามารถใช้ผลิตความถี่ย่านไมโครเวฟได้ เราจึงใช้ฉนวนที่มีค่าคงที่ของฉนวนสูงเป็นตัวกำหนดความถี่แทน การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยวิธีนี้ จะทำให้เกิดเสถียรภาพของความถี่ดี และมีความสะดวกในการสร้างมากกว่าการใช้วิธีคูณความถี่จากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้ด้วยวิธีการใช้ฉนวนทำเป็นตัวกำหนดความถี่นี้จะทำให้มีโครงสร้างที่ง่ายและขนาดเล็ก สามารถใช้ร่วมกับสายนำคลื่นชนิดแถบรีวโคคต์

บทความนี้ได้อธิบายถึงการออกแบบวงจร DRO และได้แสดงผลที่ได้จากการสร้างวงจรนี้ที่ความถี่ 3.6 GHz

Abstract

Quartz crystal is not used to oscillate in microwave frequency region directly. High dielectric constant material is adopted instead. Designing this type of oscillator yields better frequency stability as compared with a frequency-multiplied oscillator using crystal. In addition, DRO construction is simple and small in size, then it is suitable for microstrip transmission line design.

This paper describe about this DRO design. Experimental results at 3.6 GHz is demonstrated.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

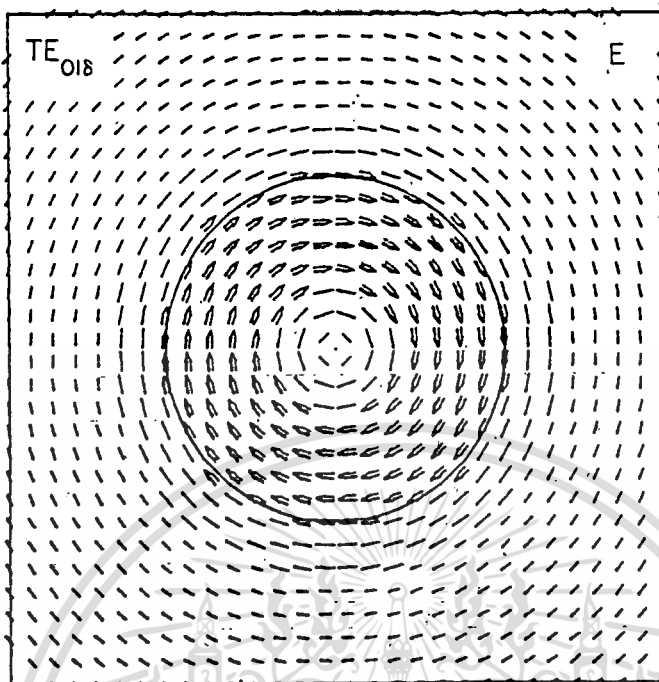
๑. บทนำ

วงจรไมโครเวฟออสซิลเลเตอร์ สามารถสร้างได้หลายวิธี แต่วิธีที่ใช้สารฉนวนเป็นตัวกำหนดความถี่ มีความง่ายในการสร้าง มีขนาดเล็ก และค่อนข้างมีราคาถูก มีเสถียรภาพของความถี่ มีความเชื่อถือได้สูง ในปัจจุบันสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้มาก เช่นใช้เป็นโอสซิลเลเตอร์สำหรับเครื่องรับสัญญาณไมโครเวฟ

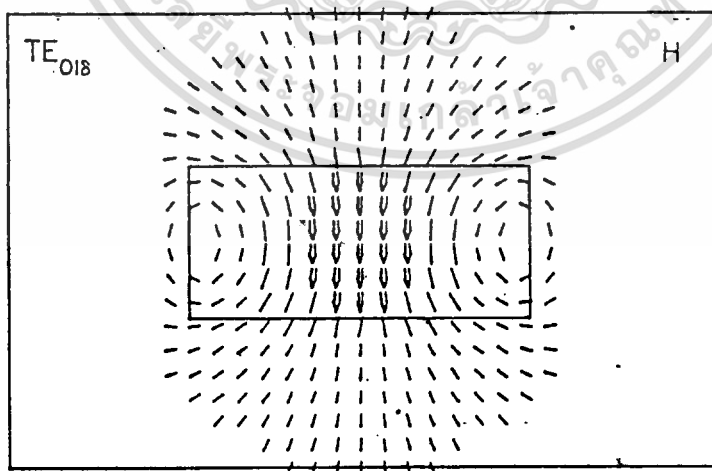
บทความนี้กล่าวถึงคุณสมบัติของตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวน หลักการออกแบบ และโค้ดคลองสร้าง ซึ่งสามารถได้ผลตามที่ได้ออกแบบ

๒. ตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวน (Dielectric Resonator)

ตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวน มีขนาดเล็กกว่าตัวกำหนดความถี่ชนิดกล่องโลหะที่ความถี่เดียวกัน โดยค่าคงที่ของสารฉนวนจะมากกว่าหนึ่ง ส่วนมากที่ใช้จะมีค่าประมาณ  $30 \rightarrow 40$  โดยเป็นสารจำพวกเซรามิก มีคุณสมบัติคือ มีการสูญเสียน้อย และมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ รูปร่างของตัวกำหนดความถี่ จะมีลักษณะเป็นเม็ดกลมเหมือนเม็ดยา และกระตุ้นสนามเป็นโหมด  $TE_{01\delta}$  โดยสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า แสดงในรูปที่ ๒.๑ ที่โหมดนี้ถ้าค่าคงที่ของสารฉนวนมีค่า  $40 \pm 4\%$  ของสนามไฟฟ้าและ  $60\%$  ของสนามแม่เหล็กจะเก็บกักอยู่ภายในตัวกำหนดความถี่และสนามที่เหลือจะกระจายในอากาศรอบ ๆ ตัวกำหนดความถี่ แม้ว่าโครงสร้างของตัวกำหนดความถี่ชนิดฉนวนจะง่าย แต่ผลลัพธ์ตามสมการ MAXWELL มีความยุ่งยากมาก และต้องใช้วิธี Numerical ดังนั้น ค่าประมาณของโหมด  $TE_{01\delta}$  ของตัวกำหนดความถี่เดี่ยว ๆ มีค่า



รูปที่ 2.1.1 แสดงการกระจายสนามไฟฟ้าของตัวกำหนดความถี่ชนิดอนวน  
ที่โหมด  $TE_{018}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีฉุกเฉินที่ควรเรียกใช้ไปจนกว่าในขั้นต่อไปจะมอบหมายด้านการค้า  
รูปที่ 2.1.2 แสดงการกระจายสนามแม่เหล็กของตัวกำหนดความถี่ชนิดอนวน  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ที่โหมด  $TE_{018}$

$$f \text{ (GHZ)} = \frac{34}{a \sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{a}{L} + 3.45 \right] \quad (2-1)$$

เมื่อ  $a$  = รัศมีของตัวกำหนดความถี่ (m.m)  
 $L$  = ความหนาของตัวกำหนดความถี่ (m.m)

สมการนี้มีความผิดพลาด  $\pm 2\%$  เมื่อ

$$0.5 < \frac{a}{L} < 2$$

$$30 < \epsilon_r < 50$$

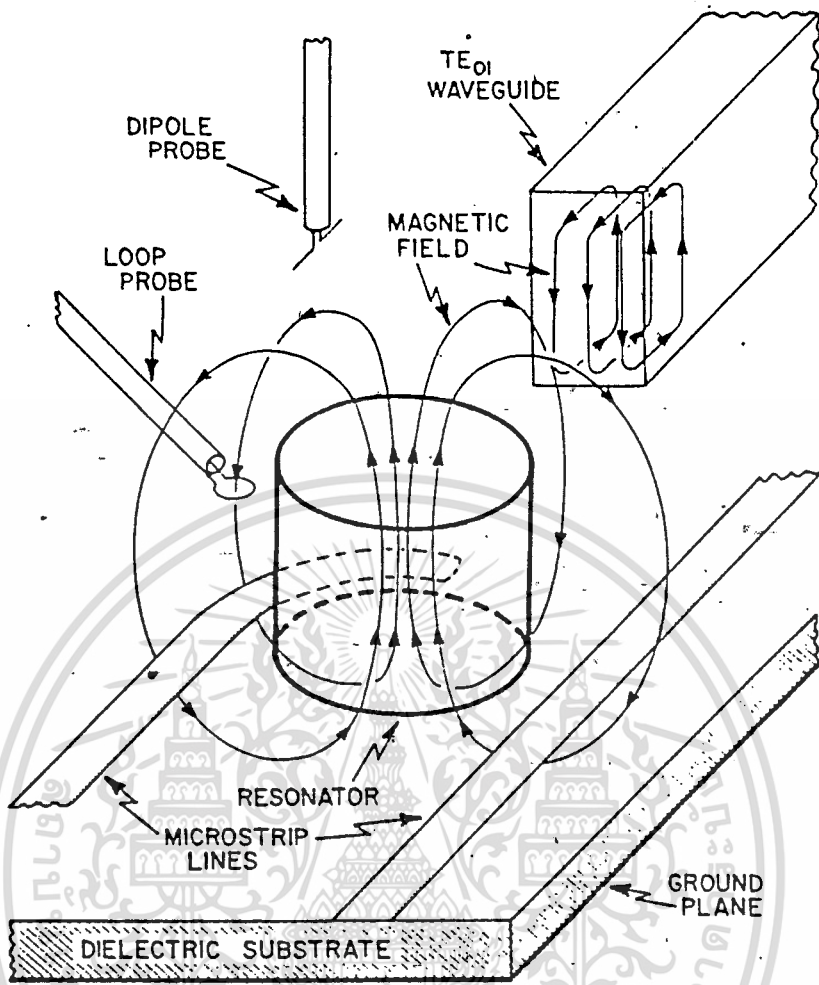
วิธีกระตุ้นตัวกำหนดความถี่ให้เป็นโหมด  $TE_{01s}$  นั้น แสดงดังรูป ๒-๒ ระยะห่างระหว่างสายนำคลื่นและตัวกำหนดความถี่ จะเป็นตัวกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การเกี่ยวกันระหว่างกัน และเพื่อที่จะลดการสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจายคลื่น อุปกรณ์ทั้งหมดจะต้องหุ้มด้วยกล่องโลหะอีกทีหนึ่ง

เนื่องจากการรบกวนสนามของกล่องโลหะ จะทำให้ความถี่รีโซแนนซ์ของตัวกำหนดความถี่เปลี่ยนแปลงไป โดยถ้าผนังโลหะใกล้ขึ้น จะทำให้ความถี่ลดลง ถ้าพลังงานที่เก็บที่ใกล้ผนังโลหะ เป็นสนามไฟฟ้าส่วนมากในทางกลับกัน ถ้าพลังงานที่เก็บที่ใกล้ผนังโลหะ เป็นสนามแม่เหล็กส่วนมากจะทำให้ความถี่เพิ่มขึ้น

รายละเอียดของตัวกำหนดความถี่ที่ใช้

ผู้ผลิต	MURATA ERIE	
ฉนวน	(ZrSn) TiO <sub>4</sub>	
$\epsilon_r$	37.8	
Q	11000	
เสถียรภาพความถี่	+ 3.6 PPM/°C	
$f_0$	3.8 GHZ	(สภาวะที่กำหนด)
$a$	8.0 m.m	
$L$	6.9 m.m	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 วิธีการกระตุ้นสนามของตัวกำหนดความถี่ชนิดความถี่โหมด TE<sub>01s</sub>

๓. หลักการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

รูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์ แสดงดังรูปที่ ๓.๑ ซึ่งประกอบด้วย ตัวกำหนดความถี่ชนิดความถี่ ที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่น  $T_R$  โหลดที่มีค่าการสะท้อนกลับของคลื่น  $T_L$  เมื่ออุปกรณ์แอคทีฟต่อเข้ากับโหลดที่มีค่าการสะท้อนกลับ  $T_L$  จะมีค่าการสะท้อนกลับของคลื่นที่อินพุทพอร์ท  $S'_{11}$  ดังนั้น สภาวะที่จำเป็นสำหรับการออสซิลเลคือ  $T_R S'_{11} = 1$  หรือ  $T_L S'_{11} = 1$  และ ๒ สภาวะนี้จะเป็นจริงเหมือนกัน ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

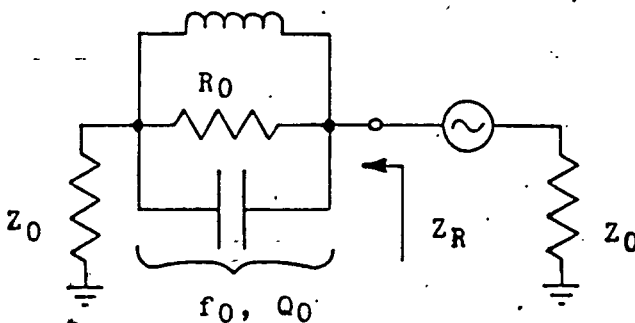
FREQ(GHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>22</sub>	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
WITHOUT FEEDBACK 3.6 GHz	0.74	-96	0.08	36	3.02	96	0.56	-53
1.0 PF FEEDBACK 3.6 GHz	2.06	307	0.50	55	3.03	169	1.53	312

ตารางที่ 4.1 แสดงค่า เอส-พารามิเตอร์ เมื่อไม่มีการป้อนกลับและมีการป้อนกลับของเพนเบอร์ 2SK 571 เมื่อไบอัส  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_D = 30\text{ mA}$

ตารางที่ ๔.๑ แสดงค่า S-parameter ของ GaAs MES FET เบอร์ 2 SK 571 ที่ต่อวงจรชนิดซอร์สรวม และค่า S-parameter เมื่อต่อวงจรป้อนกลับชนิดอนุกรม โดยใช้คาปาซิเตอร์ 1 PF จะเห็นว่า ค่า S<sub>11</sub> มีค่ามากกว่า ๑ แสดงว่าสามารถเกิดการออสซิลเลชันได้โดยไม่ต้องมีวงจรแมทชิ่งพีแดนซ์ได้ (โหลดมีค่ามาตรฐาน 50 Ω) ถ้าเลือกโหลดที่มีค่าการสะท้อนกลับ  $\Gamma_L$  (ดูรูป ๔.๒) จะได้ว่า

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (4-1)$$

ในการออกแบบวงจรนี้ เลือก  $\Gamma_L = 0.33 \angle 0^\circ$  จะได้  $S'_{11} = 1.9 \angle 288^\circ$   $\Gamma_R = 0.52 \angle 72^\circ$  ซึ่งค่า  $\Gamma_R$  ใช้กำหนดความถี่ชนิดควอนตัมหน้าที่นี่ แสดงวงจรเสมือนดังรูป ๔.๓

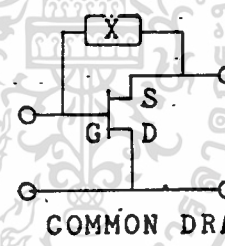
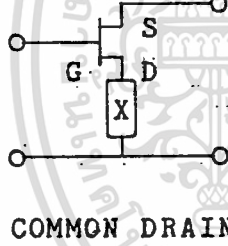
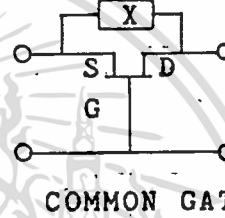
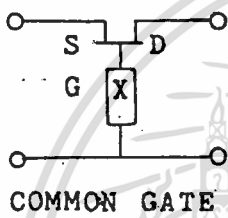
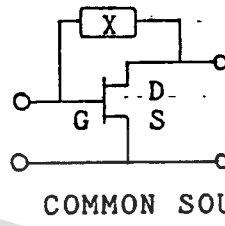
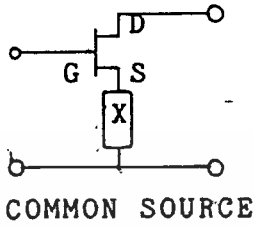


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้อัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรเสมือนของตัวกำหนดความถี่ชนิดควอนตัม ที่ทำให้เกิดค่าการสะท้อนกลับ  $\Gamma_R$

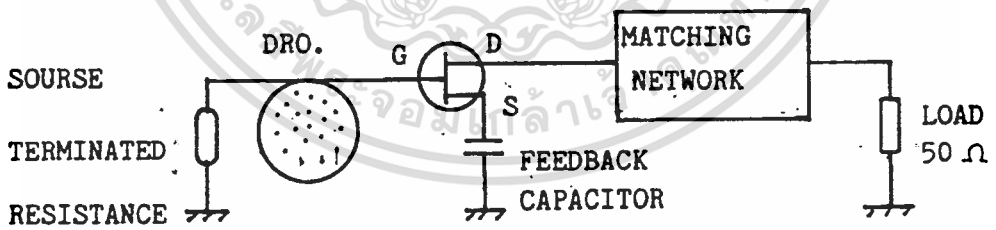
วงจรป้อนกลับจะเป็นวงจร Reactance เนื่องจากวงจรป้อนกลับชนิดขนานต้องการสักรัดกันไฟตรงที่ใช้ Bias วงจรแอคทีฟ ดังนั้นมันจึงยุ่งยากกว่าวงจรป้อนกลับชนิดอนุกรม ในการออกแบบนี้ใช้วงจรป้อนกลับชนิดอนุกรม โดยเป็นวงจรซอร์สร่วม ป้อนกลับโดยใช้ คาปาซิเตอร์ วงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่ ๔.๒

SERIES FEEDBACK CIRCUITS

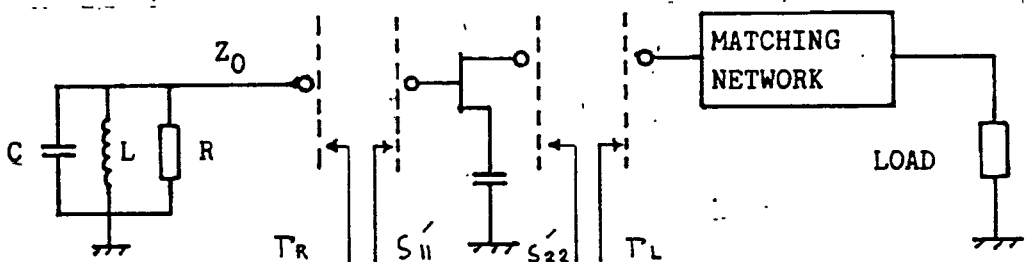
PARALLEL FEEDBACK CIRCUITS



แสดงรูปแบบ การป้อนกลับ ทางบวก



รูปที่ 4.2.1 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สมบูรณ์

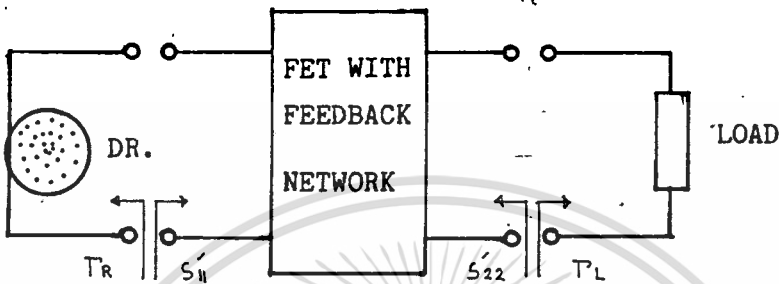


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.2.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรเสมือนของตัวกำหนดความถี่  
 ไม่สามารถนำทั้งสี่อีกทั้งที่มีเหตุแต่สิ่งเหล่านี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 และทราโมเตอร์ที่สำคัญ

กรณีที่ใช้ออกแบบ  $\left| T_R \right| \left| S'_{11} \right| e^{j(\Theta_R + \Theta_{S'_{11}})} = 1$  (3-1)

$$\left| T_R \right| \left| S'_{11} \right| = 1 \quad (3-2)$$

$$\Theta_R + \Theta_{S'_{11}} = 0 \quad (3-3)$$



รูปที่ 3.1 แสดงรูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยตัวกำหนดความถี่ชนิดคววน อุปกรณ์แอคทีฟ, และวงจรแมทช์

ซึ่งสมการ (๓-๒) เป็นสภาวะการออสซิลเลทที่มีเสถียรภาพแล้ว ดังนั้น สำหรับกรณีที่จะเริ่มต้นการออสซิลเลทได้จริง

$$\left| T_R \right| \left| S'_{11} \right| > 1 \quad (3-4)$$

แต่  $S'_{11}$  เป็นค่าการสะท้อนของคลื่นเมื่อระดับสัญญาณมีขนาดเล็ก การออสซิลเลทจะเกิดขึ้นจากระดับสัญญาณขนาดเล็กไประดับมากขึ้น จนทำให้สมการ (๓-๒) เป็นจริง จะสังเกตเห็นว่า ค่าการสะท้อนกลับของคลื่นจากตัวกำหนดความถี่ชนิดคววนมี  $T_R \approx 1$  ดังนั้นการออสซิลเลทจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ

$$\left| S'_{11} \right| > 1 \quad (3-5)$$

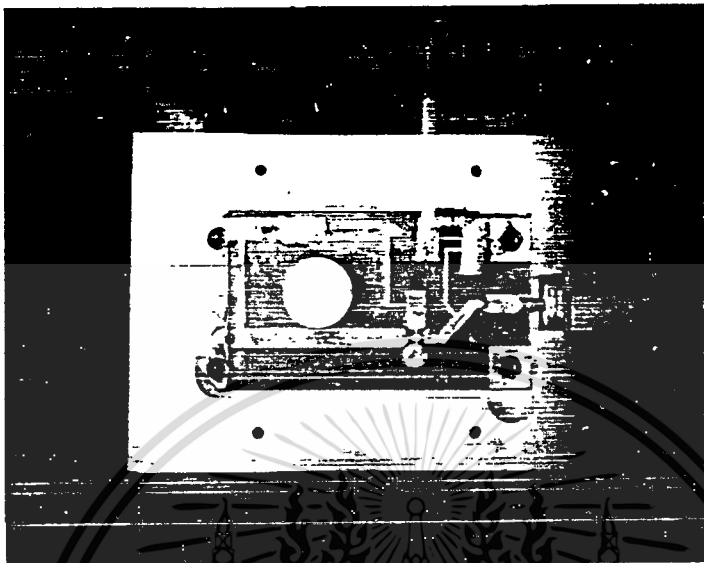
#### ๔. วิธีการป้อนกลับทางบวก

GaAs FET สามารถต่อวงจรป้อนกลับทางบวกได้หลายวิธี เพื่อให้เกิดสภาวะ  $\left| S'_{11} \right| > 1$

โดยมีการป้อนกลับชนิดอนุกรม และชนิดขนานอย่างละ ๓ รูปแบบ ดังแสดงในรูป ๔.๑ โดย

๔. โครงสร้างของวงจร

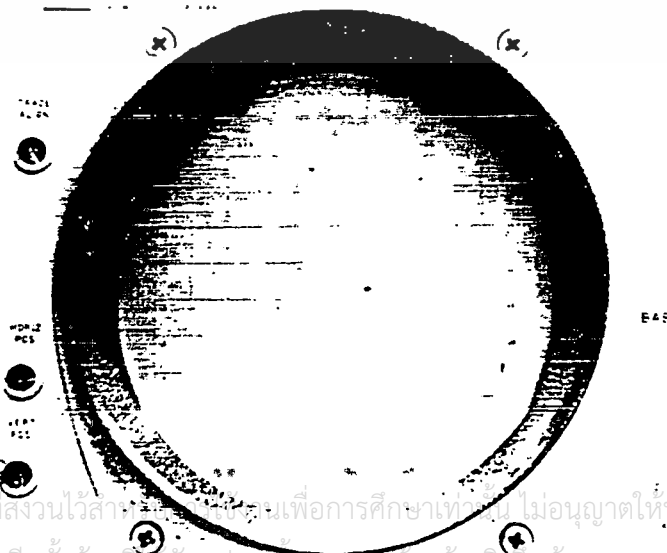
วงจรสร้างโดยใช้สายนำคลื่นชนิดแกบริว โดยสารฉนวนทำจากสาร PTFE (polytetrafluorethylene) หนา ๑.๔ m.m มีค่า  $\epsilon_r = ๒.๕๕$  และวงจรทั้งหมดใส่อยู่ในกล่องโลหะอลูมิเนียม แสดงดังรูป ๕.๑



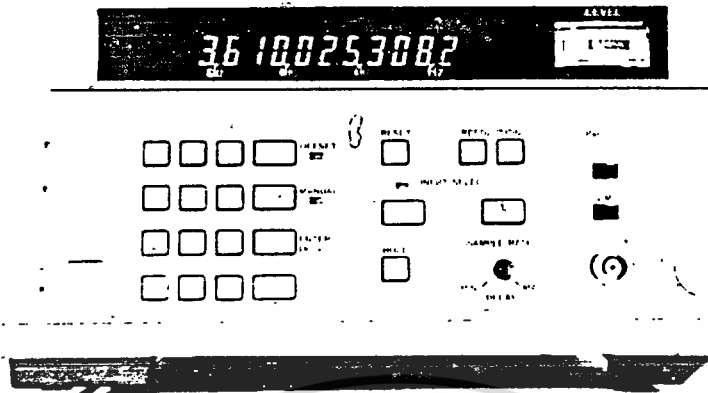
รูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สมบูรณ์

๖. ผลการทดลอง

สามารถวัดความถี่ โดยใช้ microwave frequency counter TAKEDA RIKEN, MODEL TR 5211 A ได้ 3.610025308GHz มีเสถียรภาพของความถี่  $\pm 70$  KHz ในช่วงอุณหภูมิ  $20^{\circ}C \rightarrow 40^{\circ}C$  มีกำลังเอาต์พุต + 10 dBm โดยสเปคตรัม แสดงในรูป ๖.๑



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงแก้ไขใดๆ และของลิขสิทธิ์เจ้าของเอกสารฉบับนี้ที่มีการนำไปใช้ รูปที่ 6.1.1 แสดงสเปคตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 3.6 จิกะเฮิรตซ์



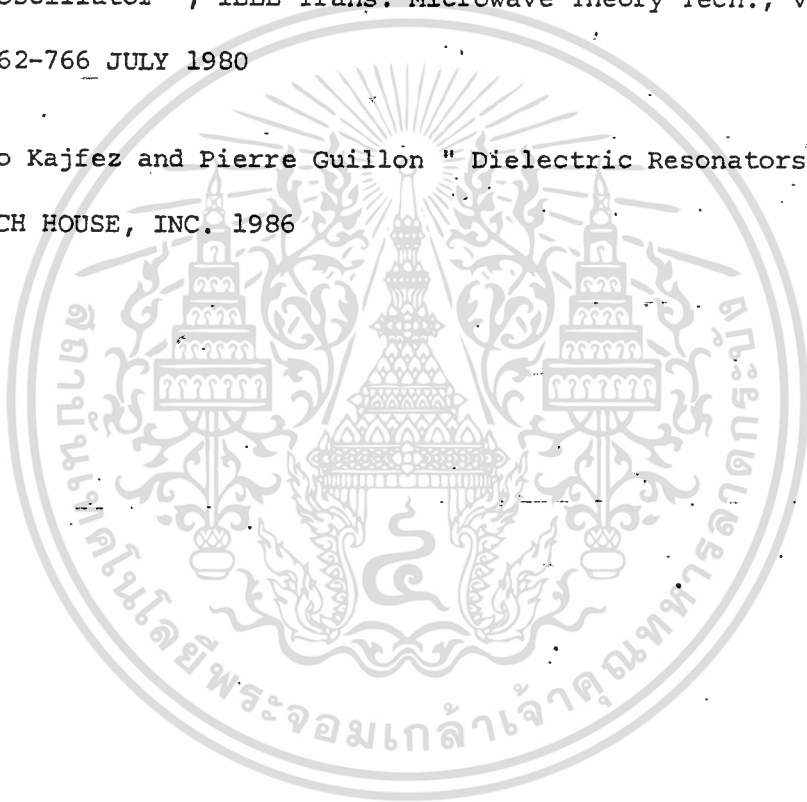
รูปที่ 6.1.2 แสดงการวัดความถี่ที่อุณหภูมิ 35 °C

๗. สรุป

บทความนี้กล่าวถึง หลักการออกแบบและได้ทดลองสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ผ่านความถี่ 3.6 GHz โดยใช้ GaAs FET เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ และใช้สารฉนวนทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดความถี่ โดยได้กำลังเอาต์พุต + 10 dBm และมีเสถียรภาพความถี่  $\pm 70$  KHz ในช่วงอุณหภูมิ 20 °C  $\rightarrow$  40 °C

เอกสารอ้างอิง

1. CHRISTOS TSIROMIS, " Highly Stable Dielectric Resonator FET Oscillators", IEEE Trans . Microwave Theory Tech., Vol MTT-33 PP 310-314 APRIL 1985
2. JAMES C. PAPP AND YOSHIOMI Y. KOYANO, " An 8-18 GHZ YIG - Tuned FET Oscillator" , IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol MTT-28 PP 762-766 JULY 1980
3. Darko Kajfez and Pierre Guillon " Dielectric Resonators" ARTECH HOUSE, INC. 1986



สัญญาขอรับทุนอุดหนุนการวิจัยจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

.....

ทำที่ สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ .....

วันที่ 28 เดือน สิงหาคม พ.ศ. 2529

สัญญาที่ทำขึ้นระหว่างสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

โดย เลขาภิถาวร คณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ ..... ซึ่งต่อไปในสัญญานี้

เรียกว่า "ผู้ให้ทุน" ฝ่ายหนึ่ง กับ นาย/นาง/นางสาว ..... สมผล.....

นามสกุล ..... โกศลวิตร..... อายุ 49 ปี สัญชาติ ไทย.....

ตั้งบ้านเรือนอยู่ ณ เลขที่ 13/3 หมู่ 5 หนอง/ซอย .....

ถนน ..... ตำบล/แขวง ..... หัวตะเข้.....

อำเภอ/เขต ..... ลาดกระบัง..... จังหวัด ..... กรุงเทพฯ.....

หมายเลขโทรศัพท์ ..... 3269901..... รหัสไปรษณีย์ ..... 10520.....

อาชีพ ..... รับราชการ..... ตำแหน่ง ..... อาจารย์.....

หน่วยงานที่สังกัด คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง.....

หมายเลขโทรศัพท์ ..... 3269901..... รหัสไปรษณีย์ ..... 10520.....

ซึ่งต่อไปในสัญญานี้เรียกว่า "ผู้รับทุน" อีกฝ่ายหนึ่ง กสัญญาข้อตกลงกันดังต่อไปนี้

ข้อ 1. ผู้ให้ทุน ได้ให้ทุนอุดหนุนการวิจัยประเภท ..... กำหนดเรื่อง .....

ประจำปี 2529 จำนวน 50,000 บาท แก่ผู้รับทุนเพื่อ

ทำการวิจัยเรื่อง เครื่องรับสัญญาณดาวเทียม .....

.....

.....

กำหนดแล้วเสร็จภายใน ..... 1 ..... ปี ..... เดือน นับแต่วันที่สำนักงานคณะกรรมการวิจัย

แห่งชาติแจ้งอนุมัติทุน

.....

ข้อ 2. ในการเบิกจ่ายเงินทุนอุดหนุนการวิจัย ผู้รับทุนจะตองขอเบิกเงิน

ค่าใช้จ่ายตามแผนงานโครงการที่ได้รับอนุมัติทุนเป็นงวดๆ โดยทำสัญญาการยืมเงินขึ้นตองงานคลัง

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ ส่วนการใช้จ่ายเงิน ให้ปฏิบัติตามระเบียบของกระทรวง -

การคลัง และระเบียบที่เกี่ยวข้องของทางราชการ

วงแรก เมื่อผู้รับทุนทำสัญญาขอรับทุนกับผู้ให้ทุนแล้ว

วงต่อไป เมื่อผู้รับทุนส่งรายงานความก้าวหน้าของการวิจัย

และรายงานความก้าวหน้านั้น ได้รับความเห็นชอบจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น เมื่อผู้รับทุนนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดต้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ผู้รับทุนนำเอกสารนี้ไปใช้ และรายงานความก้าวหน้านั้น ได้รับความเห็นชอบจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

ข้อ ๓. ผู้รับทุนได้พร้อม และเข้าใจระเบียบและข้อกำหนดของผู้ให้ทุนซึ่งมี  
อยู่แล้วในขณะที่ทำสัญญาโดยตลอด และยินยอมปฏิบัติตามระเบียบและข้อกำหนดดังกล่าว  
โดยเคร่งครัด

ข้อ 4. ผู้รับทุนจะทำการวิจัยด้วยความวิริยะอุตสาหะให้สำเร็จได้  
ผลสมความมุ่งหมายของผู้ให้ทุน หากเกิดอุปสรรคไม่สามารถทำการวิจัยได้ควรพิจารณา  
ทันที ผู้รับทุนจะรายงานให้ผู้ให้ทุนทราบทันที

ข้อ 5. ผู้รับทุนยินยอมปฏิบัติตามระเบียบของกระทรวงการคลังว่าด้วยการ  
เบิกจ่ายเงินและการส่งใบสำคัญโดยเคร่งครัด และจะใช้เงินทุนอย่างประหยัด

ข้อ 6. หากจะมีการขออุปการการวิจัย ผู้รับทุนจะดำเนินการตามระเบียบ  
สำนักนายกรัฐมนตรีว่าด้วยการให้ทุนฯ และในการตรวจรับอุปการการวิจัยผู้รับทุนจะเป็น  
ผู้รวบรวม หรือจะส่งแทนที่มีความรู้ความชำนาญในเครื่องอุปการการตรวจรับร่วมกับผู้ให้ทุน  
หรือผู้ที่ได้รับมอบหมายจากผู้ให้ทุน โดยผู้รับทุนจะดูแลและบำรุงรักษาเครื่องอุปการการวิจัยของ  
ผู้ให้ทุนให้อยู่ในสภาพดีใช้การโดยเสมอ และผู้รับทุนยินยอมให้ผู้ให้ทุนหรือผู้ที่ได้รับมอบหมายจาก  
ผู้ให้ทุนตรวจตราอุปการการวิจัย ซึ่งเป็นทรัพย์สินของผู้ให้ทุนในทุกขณะและทุกโอกาส และเมื่อ  
เสร็จสิ้นการวิจัยตามโครงการแล้ว ผู้รับทุนจะส่งมอบอุปการการวิจัยให้แก่ผู้ให้ทุนทันที

ข้อ 7. ผู้รับทุนรับรองว่าจะส่งรายงานการวิจัยตามเงื่อนไขผู้ให้ทุนกำหนด

ข้อ 8. ในการที่ผู้รับทุนจะนำผลการวิจัยที่ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากผู้ให้ทุน  
ไม่ว่าที่ทำสำเร็จแล้วบางส่วน หรือสมบูรณ์ทั้งหมดแล้วไปลงพิมพ์เผยแพร่ในเอกสารหรือสิ่งพิมพ์ใด  
ผู้รับทุนรับรองว่าจะลงข้อความประกาศเกียรติคุณตามระเบียบของผู้ให้ทุนที่ผู้ให้ทุนอุดหนุนการวิจัยนี้  
ทุกครั้ง

ข้อ 9. ในกรณีที่ผู้รับทุนวิจัยหลายคน ผู้รับทุนจะตรวจสอบดูแลให้ผู้รวมวิจัยทุกคน  
ปฏิบัติตามระเบียบและข้อกำหนดของผู้ให้ทุนอย่างเคร่งครัด

ข้อ 10. หากผู้รับทุนมีสัญญาขอหนึ่งขอใดจากคน ผู้รับทุนยอมให้ผู้ให้ทุนยกเลิก  
สัญญาและเรียกเงินตลอดจนอุปการการวิจัยคืนจากผู้รับทุน

สัญญานี้ทำขึ้นสองฉบับมีข้อความตรงกัน คู่สัญญาได้อ่านและเข้าใจข้อความในสัญญานี้  
โดยตลอดแล้ว จึงได้ลงลายมือชื่อไว้เป็นสำคัญต่อหน้าพยานของแต่ละฝ่าย และต่างเก็บไว้คนละฉบับ

(ลงชื่อ) ..... ผู้ให้ทุน  
(นายสมผล สวัสดิ์อักษร)

เลขาธิการคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

(ลงชื่อ) ..... ผู้รับทุน  
(นายสมผล โกศลวิตร)

(ลงชื่อ) ..... พยานฝ่ายผู้ให้ทุน  
(นายสมผล โกศลวิตร)

ผู้อำนวยการกองส่งเสริมการวิจัย

(ลงชื่อ) ..... พยานฝ่ายผู้รับทุน  
(นายสมผล โกศลวิตร)



ตรวจทานแล้วถูกต้อง

*(Signature)*

หัวหน้างานทุนอุดหนุนการวิจัย

๒๒ / ๓๓ / ๒๙