

โครงการวิจัย

เครื่องส่งโทรทัศน์ ย่านวีเอชเอฟ ช่อง 10 การ์ดแบน กำลังส่ง 30 วัตต์
30 WATT CHANNEL 10 (GUARD BAND) VHF TELEVISION TRANSMITTER



หัวหน้าโครงการ ผศ.สมภพ แก้วมีชัย

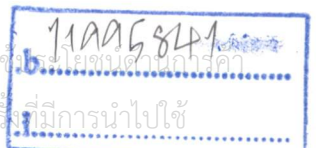
RCH
TK
6651
(ส291๓)

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 84575
วัน,เดือน,ปี..... 22 มี.ย. 2551

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประจำปี 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ชื่อโครงการวิจัย	เครื่องส่งโทรทัศน์ย่านวีเอชเอฟ ช่อง 10 การ์ดแบน กำลังส่ง 30 วัตต์	
หัวหน้าโครงการวิจัย	ผ.ศ. สมภพ	แก้วมีชัย
ผู้ร่วมโครงการวิจัย	นายสมพร	ศรีโสภณ
	นายศุภณัฐ	โพธาราเจริญ
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์	

บทคัดย่อ

ในการวิจัยครั้งนี้ ได้คำนึงถึงถึงการคำนวณของสูตรต่างๆ ที่ได้ค้นคว้าได้ มาจัดทำชุดฟิลเตอร์และทดลองชุดฟิลเตอร์จำนวน 2 ชุด เพื่อเปรียบเทียบว่าสามารถกรองความถี่และส่งสัญญาณช่อง 10 ที่มีความถี่ 209-216 MHz แบนด์วิด 7 MHz โดยไม่ให้สัญญาณช่อง 10 ไปรบกวนช่อง 9 และ ช่อง 11 เช่นกันช่อง 9 และช่อง 11 ก็ไม่มารบกวนช่อง 10 โดยได้สร้างเครื่องส่ง VHF ช่อง 10 เพื่อรองรับการวิจัยครั้งนี้

Abstract

In this research, we proposed the formula of mathematics that later will be used for signal filtering purpose. Two formula of mathematics have been calculated/designed carefully. Then, these filters is experimented to test the performance for channel 10 (bandwidth 209 – 216 MHz). The results are shown that these filters can be used efficiency protection signal interference of neighbor Channels (Experimental on Transmitter 30 Watts).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
สารบัญรูปประกอบ	จ
สารบัญตาราง	ช
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 องค์ประกอบโดยรวมของงานวิจัย	2
1.5 วิธีดำเนินงานวิจัย	3
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	
2.1 หลักการของระบบโทรทัศน์	4
2.2 โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์	4
2.3 ความถี่ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์	9
2.7 การออกแบบชุดฟิลเตอร์	13
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัยและผลการวิจัย	
3.1 Block Diagram ของเครื่องส่งโทรทัศน์ VHF Ch 10 กำลังส่ง 30 W	18
3.2 คำนวณกล่องสี่เหลี่ยมจากสูตร	18
3.3 การออกแบบสายอากาศ YAGI ย่าน VHF CH 10	24
3.4 ภาค Oscillator, Modulation	27
3.5 ทดลองวัดสัญญาณภาค Oscillator, Modulation	28
3.6 ภาค RF Power Pre Amplifier ได้กำลังขยาย Output 1 Watt	29
3.7 ภาค RF Power Amplifier ได้กำลังขยาย Output 30 Watts	30
3.8 การวัด Wave Form ของ ชุด Power Amplifier	34
3.9 การทดลองส่งออกอากาศ	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
3.10 การวัดค่าสัญญาณย้อนกลับ	39
3.11 ชุด Power Supply	39
บทที่ 4 อภิปรายผลการวิจัยและวิจารณ์	41
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ	42
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	



สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงมาตรฐานสัญญาณระบบ CCIR	4
รูปที่ 2.2 แสดง Response สัญญาณช่อง 10	5
รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะการแบ่งเส้นสแกนของโทรทัศน์	5
รูปที่ 2.4 แสดง Vertical and Horizontal Sync	6
(ก) ระยะเวลาที่มีสัญญาณแบดลิ่งคิงทางแนวนอน	6
(ข) ระยะเวลาที่มีสัญญาณแบดลิ่งคิงทางแนวตั้ง	7
รูปที่ 2.5 สัญญาณแบดลิ่งคิง	8
รูปที่ 2.6 แสดง Synchronizing Signal	9
รูปที่ 2.7 Passive Filter แบบ Helical resonator ต้นแบบ 144 - 146 MHz	13
รูปที่ 2.8 แสดงสัญลักษณ์ของขดลวดที่นำมาทำทดลอง	13
รูปที่ 2.9 แสดงกล่องที่นำมาใส่ขดลวด	16
รูปที่ 2.10 ภาพตัดขวางกล่องที่นำมาใส่ขดทั้ง 3 ขด	17
รูปที่ 2.11 Feed Through อุปกรณ์ Reflect สัญญาณข้ามขดลวด	17
รูปที่ 3.1 Block Diagram ของเครื่องส่งโทรทัศน์	18
รูปที่ 3.2 แสดงขนาดของกล่องและเส้นลวดที่ D= กว้าง 1.5 นิ้ว	20
รูปที่ 3.3 แสดงขนาดของกล่องและเส้นลวดที่ D= กว้าง 2.0 นิ้ว	21รูปที่ 3.4
แสดงขนาดของกล่องและเส้นลวดที่ D= กว้าง 1.2 นิ้ว	22
รูปที่ 3.5 รูปแสดงขดลวดเมื่อพันตามค่าที่ได้จากการคำนวณ	23
รูปที่ 3.6 ชุด Passive Filter ที่นำขดลวดลงท่อ	23
รูปที่ 3.7 ชุด Passive Filter สำเร็จ	24
รูปที่ 3.8 รูปแสดงสูตรที่ใช้ในการคำนวณค่าต่างๆ	25
รูปที่ 3.9 รูปสายอากาศ Yagi ย่าน VHF CH 10 ที่ได้ออกแบบมา	26
รูปที่ 3.10 วงจร Oscillator, Modulation	27
รูปที่ 3.11 ป้อนสัญญาณภาพ 1.10 Vp - p	28
รูปที่ 3.12 ป้อนสัญญาณเสียง 1.26 Vp - p	28
รูปที่ 3.13 Output ที่ชุด Modulation	29
เอกสรูปที่ 3.14 RF Power Pre Amplifier 1 Watt	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 3.15 วงจร RF Power Pre Amplifier 1 Watt	30
รูปที่ 3.16 RF Power Amplifier	30
รูปที่ 3.17 วงจร RF Power Amplifier จะได้ RF Output 30 Watts	31
รูปที่ 3.18 RF Power Pre Amplifier ต่อกับ RF Power Amplifier	31
รูปที่ 3.19 เมื่อลงกล่องสำเร็จ Power Amplifier	32
รูปที่ 3.20 ฟิลเตอร์ที่นำมาทดลองแต่ละแบบ	32
รูปที่ 3.21 อุปกรณ์ภายในชุด Filter	33รูปที่ 3.22
ANTENNA ที่เครื่องส่ง Ch. 10 (ออกแบบและสร้างเอง)	33รูปที่ 3.23
ANTENNA ที่เครื่องรับโทรทัศน์ (ชุดสำเร็จจากท้องตลาด)	34
รูปที่ 3.24 การวัด Wave Form ของ ชุด Power Amplifier เมื่อต่อคัมมีโพลด์ ได้ Gain การขยาย = -41.00 dBm	34
รูปที่ 3.25 การวัดสัญญาณ Output ของ RF Power Amplifier ของคัมมีโพลด์ตัวที่ได้กำลังส่ง 29 Watts	35
รูปที่ 3.26 การวัด Wave Form ของชุด RF Power Amplifier ของ Antenna Gain การขยาย = -10.00 dBm	35
รูปที่ 3.27 การวัดสัญญาณ Output ของ RF Power Amplifier ของ Antenna ได้กำลังส่งมากกว่า 50 Watts	36
รูปที่ 3.28 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 10	36
รูปที่ 3.29 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 9 ใส่ฟิลเตอร์ F1	37
รูปที่ 3.30 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 11 (NBT) ใส่ฟิลเตอร์ F1	37
รูปที่ 3.31 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 9 ใส่ฟิลเตอร์ F2	38
รูปที่ 3.32 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 11 (NBT) ใส่ฟิลเตอร์ F2	38
รูปที่ 3.33 ชุด Power Supply ของ Pre-Amplifier และ Power Amplifier	39
รูปที่ 3.34 เครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบวีเอชเอฟ ช่อง 10 กำลังส่ง 30 วัตต์	40
รูปที่ 3.35 เครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบวีเอชเอฟ ช่อง 10 กำลังส่ง 30 วัตต์และ UHF ช่อง 22	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 ความถี่วิทยุในประเทศไทย	10
ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงความถี่การส่งที่วีระบบ FCC และ VHF	11
ตารางที่ 2.3 ตารางแสดงความถี่การส่งที่วีระบบ CCIR ย่าน VHF	11
ตารางที่ 2.4 ตารางแสดงความถี่การส่งที่วีระบบ CCIR ย่าน UHF	12
ตารางที่ 3.1 แสดงขนาดต่างๆของกล่องและขดลวดที่ได้คำนวณ	24



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเป็นยุคของข้อมูลและข่าวสาร ที่การสื่อสารครอบคลุมไปทั่วทุกหนทุกแห่ง ประเทศไทยก็เช่นเดียวกันมีดาวเทียมสื่อสารเป็นของตนเอง จึงได้มีการเร่งพัฒนาเทคโนโลยีบริการสื่อสารข้อมูลทั้งที่เป็น ข้อความ เสียง และภาพอย่างมีประสิทธิภาพ การติดต่อเชื่อมโยงหรือการติดต่อสื่อสารกับอีกซีกโลกหนึ่งที่อยู่ไกลออกไปนั้น ในบางโอกาสก็ต้องอาศัยโทรศัพท์ ซึ่งเป็นสื่อที่นิยมทุกครอบครัว

ในส่วนของการสื่อสารด้านโทรศัพท์นั้น ไม่ว่าจะเป็นการแพร่ภาพและเสียง ได้มีการใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งส่วนที่สำคัญส่วนหนึ่งก็คือ เครื่องส่ง โทรศัพท์ หรือแม้แต่โทรศัพท์ในปัจจุบันนี้ที่กำลังนิยมกันก็คือ โทรศัพท์ที่ปรากฏภาพคู่สนทนาขณะคุยกัน ซึ่งทำให้เหมือนว่าคุยกันจริงๆ

การสร้างเครื่องส่งโทรศัพท์ระบบวีเอชเอฟ เป็นการเร่งพัฒนาเทคโนโลยี บริการสื่อสารข้อมูลที่เป็นข้อความ เสียงและภาพ โดยอาศัยความถี่ย่าน ซึ่งตรงกับช่อง 10 กำลังส่งไม่น้อยกว่า 30 วัตต์ ซึ่งในปัจจุบันสถานีโทรศัพท์ ได้ดำเนินงานประสบความสำเร็จ และมีการเปลี่ยนแปลงพัฒนาโดยลำดับ จนถึงปัจจุบันมีสถานีโทรศัพท์ที่ดำเนินการแพร่ภาพออกอากาศ เป็นสถานีแม่ข่ายอยู่ในส่วนกลาง 6 สถานี คือ สถานีโทรศัพท์ช่อง 3 ช่อง 5 ช่อง 7 ช่อง 9 ช่อง 11 ช่อง ITV และยังมีสถานีโทรศัพท์ทั้งที่เป็นสถานีแม่ข่าย และสถานีถ่ายทอดสัญญาณในส่วนภูมิภาคอีกจำนวนมาก โดยในการใช้จับจองช่อง 10 นั้น เป็นช่องที่ว่างอยู่ สำหรับประเทศไทย ใช้ความถี่ตามมาตรฐานของยุโรป (European Standard) หรือเรียกว่า CCIR (Comite Consultatif International Des Radio Communication) ซึ่งกำหนดช่วงความถี่สำหรับกิจการโทรศัพท์ ยกตัวอย่างความถี่ของโทรศัพท์ช่อง 5 ความถี่ของพาหภาพ 175.25 MHz คลื่นพาหเสียง 180.75 MHz ช่วงความถี่ช่อง 5 ถึงช่อง 12 เรียกว่าคลื่น VHF (Very High Frequency) ช่วงความถี่ตั้งแต่ช่อง 21 ถึง ช่อง 83 เรียกว่าคลื่น UHF (Ultra High Frequency) การส่งโทรศัพท์ในประเทศไทยปัจจุบัน เช่น ช่อง 5, 7, 9 และ 11 ใช้ช่วงคลื่น VHF ทำให้ส่งโทรศัพท์ได้จำนวนจำกัด ดังนั้นสถานีโทรศัพท์ ที่จะก่อตั้งเพิ่มขึ้นในอนาคต จึงต้องหันไปใช้ความถี่ช่วง UHF ซึ่งความถี่ช่วง UHF นั้นตามกฎหมายสำนักงาน กทช. จะมีการเสียดำเนินการ แต่ในย่าน VHF นั้นยังไม่มีเสียดำเนินการ โดยจะนำช่อง Guard band VHF Ch 10 นำมาวิจัยส่วนของ FILTER ไม่ให้มีสัญญาณถูกรบกวน โดยช่อง 9 และช่อง 11 และเครื่องส่ง ช่อง 10 ก็ต้องไม่มีสัญญาณไปรบกวน ช่อง 9 และ ช่อง 11 เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นงานวิจัยเรื่องเครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบ วีเอชเอฟ ก็เพื่อที่จะศึกษาถึงระบบต่างๆ เกี่ยวกับเครื่องส่งรวมทั้งการใช้ประโยชน์ในกิจกรรมต่างๆ อาจจะเป็นในกิจการของ สถาบัน เช่น งานลาดกระบังนิทัศน์ งานถ่ายทอดพิธีพระราชทานปริญญาบัตร เป็นต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1.2.1 เพื่อสร้างต้นแบบเครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบ วีเอชเอฟ กำลังส่ง 30 วัตต์ โดยใช้ การ์ดแบน (ช่องความถี่ที่ว่างอยู่) คือช่อง 10
- 1.2.2 เพื่อใช้ช่องสัญญาณที่เหลือ ที่มีอยู่อย่างจำกัด ในระบบ วีเอชเอฟ อย่างคุ้มค่า
- 1.2.3 เพื่อศึกษาถึงระบบการทำงานต่างๆ เกี่ยวกับเครื่องส่งโทรทัศน์ระบบ วีเอชเอฟ แชนนอล 10
- 1.2.4 เพื่อศึกษาเทคนิคการบีบอัดหรือการฟิลเตอร์ช่องสัญญาณ ให้อยู่ในแชนนอลที่ต้องการส่ง โดยไม่ไปรบกวนช่องข้างเคียง
- 1.2.5 สามารถที่จะดำเนินเป็นงานการค้า คือรับจัดตั้งสถานีโทรทัศน์ชุมชน ที่มีกำลังส่งไม่เกิน 30 วัตต์ ตามกฎหมายกำหนด และมีความถี่ของการส่งออกอากาศ ที่ไม่ไปซ้ำซ้อนกับสถานีที่ส่งอยู่ก่อน
- 1.2.6 เพื่อใช้ในการประกอบการเรียนการสอน ในเรื่องการแพร่กระจายคลื่น ระบบเครื่องส่งโทรทัศน์
- 1.2.7 เพื่อวัดคุณสมบัติต่างๆ ในเครื่องรับโทรทัศน์
- 1.2.8 เพื่อศึกษาเทคนิคการแก้ปัญหาและใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้มีประโยชน์สูงสุด

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.3.1 ชุดวงจรออสซิลเลเตอร์ (OSCILATOR) VHF CH. 10
- 1.3.2 ชุดภาคขยายสัญญาณ RF (RF POWER AMPLIFIER)
- 1.3.3 ชุดฟิลเตอร์
- 1.3.4 Power Supply 28 V , 1 A และ 28 V , 5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 องค์ประกอบโดยรวมของงานวิจัย

เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบ VHF แชนนอล 10 ประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกัน คือ

- 1.4.1 ชุดวงจรออสซิลเลเตอร์ (OSCILATOR) , มอดูเลเตอร์ (MODULATOR)
- 1.4.2 ชุดภาคขยายสัญญาณ RF (RF POWER AMPLIFIER) จะรับสัญญาณที่ได้จาก ชุดวงจรออสซิลเลเตอร์ เพื่อทำการขยายให้มีกำลังส่ง Output 30 Watts
- 1.4.3 ชุดฟิลเตอร์ที่รับ Output จากภาคขยายสัญญาณ RF เพื่อกรองความถี่ไม่ให้สัญญาณออกไปกวนช่องอื่นและช่องอื่นก็ไม่มารบกวนสัญญาณช่อง 10 แล้วส่งออกอากาศ

1.5 วิธีดำเนินงานวิจัย

- 1.5.1 ศึกษาหาข้อมูลเพื่อเป็นแนวทางในการทำงานวิจัย
- 1.5.2 นำข้อมูลที่ได้ศึกษามาทำการคำนวณค่าที่ออกแบบไว้จากแนวทางทฤษฎีค้นคว้าได้
- 1.5.3 นำค่าที่ได้นำมาออกแบบเพื่อเป็นต้นแบบจำนวน 2 ชุด (2 ขนาด)
- 1.5.4 วิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดลอง
- 1.5.5 สรุปปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นและทำการแก้ไข
- 1.5.6 ทำเอกสารการวิจัยเพื่อบันทึกผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

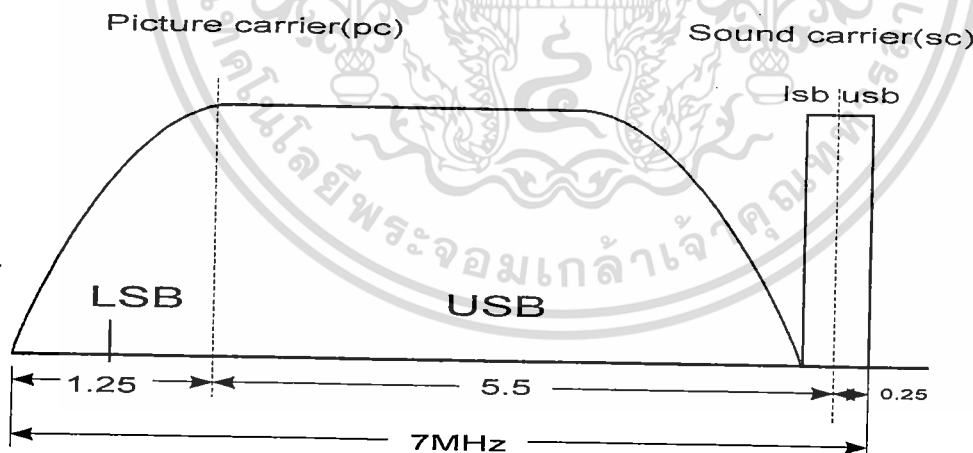
เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการของระบบโทรทัศน์

โทรทัศน์คือ การส่งกระจายเสียงพร้อมทั้งภาพที่เคลื่อนไหวออกในรูปของสัญญาณโทรทัศน์ และทางด้านเครื่องรับมาเปลี่ยนเป็นภาพ และเสียงตามต้องการ ภาพที่เกิดขึ้นบนจอโทรทัศน์ จะประกอบด้วยจุดภาพเล็กๆจำนวนมากประกอบกันเข้าเป็นเส้นภาพ และเส้นภาพหลายๆเส้นประกอบเข้าเป็นภาพ ภาพที่เรามองเห็นในความเป็นจริงเป็นภาพหนึ่งที่มีความแตกต่างกันเล็กน้อยหลายๆภาพ ต่อเวลาทำให้เรามองเห็นเป็นภาพเคลื่อนไหว

2.2 โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์

ตามมาตรฐานของ CCIR ซึ่งเป็นระบบโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศไทยจะมี BAND WIDTH 7 MHz ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาห้ภาพ (Picture Carrier) คลื่นพาห้ (Sound Carrier) และสัญญาณต่างๆอีก ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป ลักษณะของ Response ของสัญญาณโทรทัศน์ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



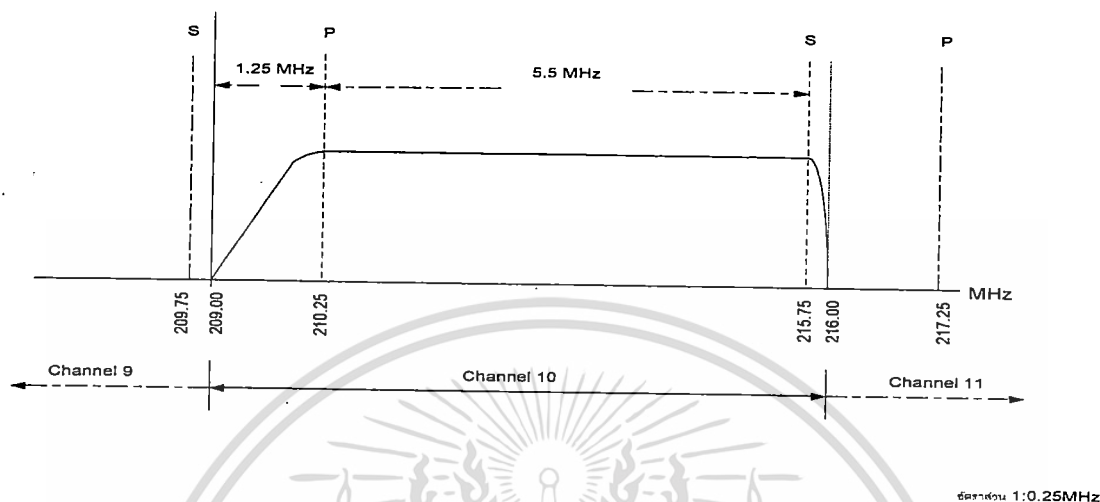
รูปที่ 2.1 แสดงมาตรฐานสัญญาณระบบ CCIR

ในที่นี้เราได้ใช้ช่อง 10 ซึ่งมีความถี่ในช่วง 209 – 216 MHz ซึ่งมี Picture Carrier 210.25

MHz และ Sound Carrier 215.75 MHz ดังแสดงรายละเอียดในรูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Channel 10
(209-216 MHz)

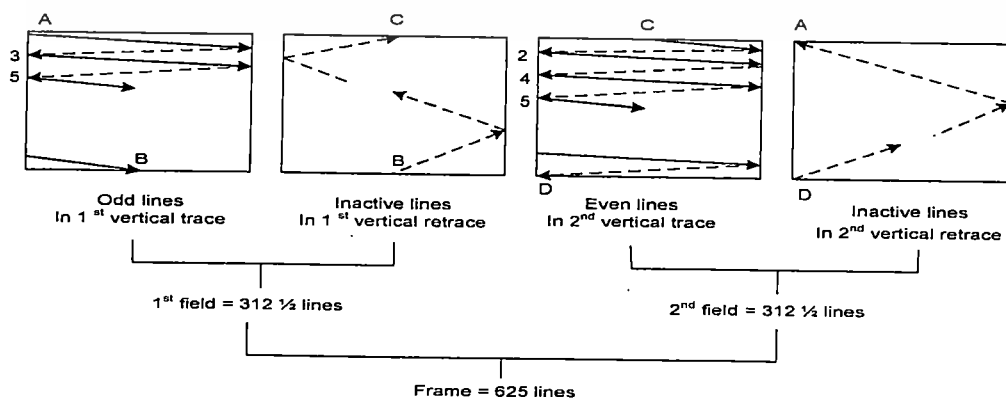


รูปที่ 2.2 แสดง Response สัญญาณช่อง 10

Composite Video Signal

การทำงานของระบบโทรทัศน์จะประกอบด้วยสัญญาณที่ทำให้ทั้งทางด้านส่ง และด้านรับทำงานพร้อมกัน (Synchronization) จะต้องมีสัญญาณที่ทำการควบคุมมากมาย

ส่วนประกอบของภาพโทรทัศน์จะประกอบด้วยเส้นขวางมากมายในแนวนอน ซึ่งประกอบจากจุดเล็กๆจำนวนมากประกอบขึ้นเป็นเส้น ส่วนประกอบของภาพเรียกว่า Picture Element ซึ่งระบบโทรทัศน์ในประเทศไทยจะมี 625 เส้นต่อหนึ่งภาพ (Frame) ซึ่งในภาพหนึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนซึ่งเรียกว่า File โดยแบ่งเป็น File ละ 312.5 เส้น ซึ่งแบ่งเป็นฟิลล์คู่ (Even File) และฟิลล์คี่ (Odd File) ดังแสดงในรูปที่ 2.3

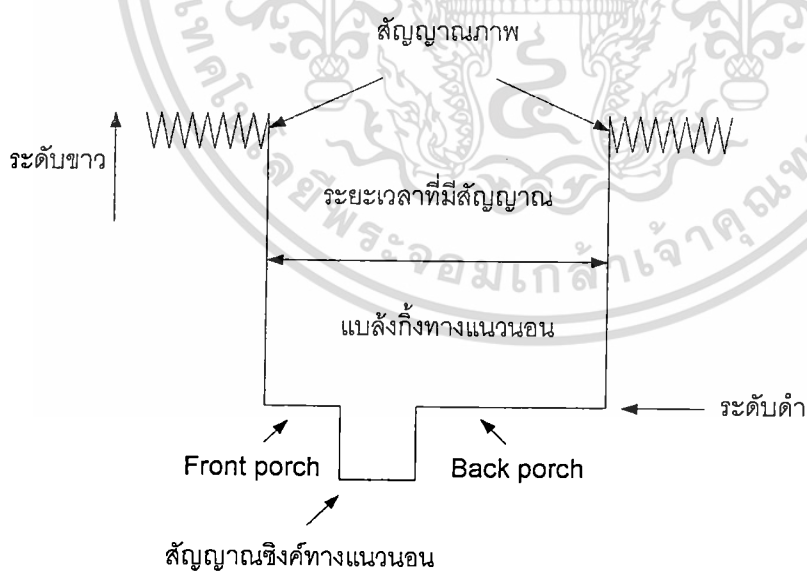


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่ง รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะการแบ่งเส้นสแกนของโทรทัศน์ นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ปรากฏที่หน้าจอ ตามความจริงแล้วเป็นภาพที่มีความแตกต่างกัน ตามระยะเวลาซึ่ง มนุษย์ไม่สามารถจับได้ เพราะความเฉื่อยในการมอง จึงทำให้ดูเหมือนภาพเคลื่อนไหว โดยมี 25 ภาพ ต่อหนึ่งวินาที (จำนวนภาพมากกว่า 16 ภาพต่อวินาที จะทำให้ตามนุษย์มองเป็นภาพเคลื่อนไหว)

การเกิดภาพโดยการยิงอิเล็กตรอน ไปกระทบจุดบนจอภาพที่ฉายด้วยสารเรืองแสง บน หน้าจอภาพหรือเรียกว่าการสแกน (Scanning) การทำให้จุดสว่างนี้เคลื่อนที่ไปตามจังหวะที่ต้องการ ซึ่งทำให้เคลื่อนที่ไปตามแนวนอนและแนวตั้ง โดยอาศัยความเข้มของสนามแม่เหล็กเข้าช่วย การสแกนจะเกิดขึ้นตามรูปที่ 2.3

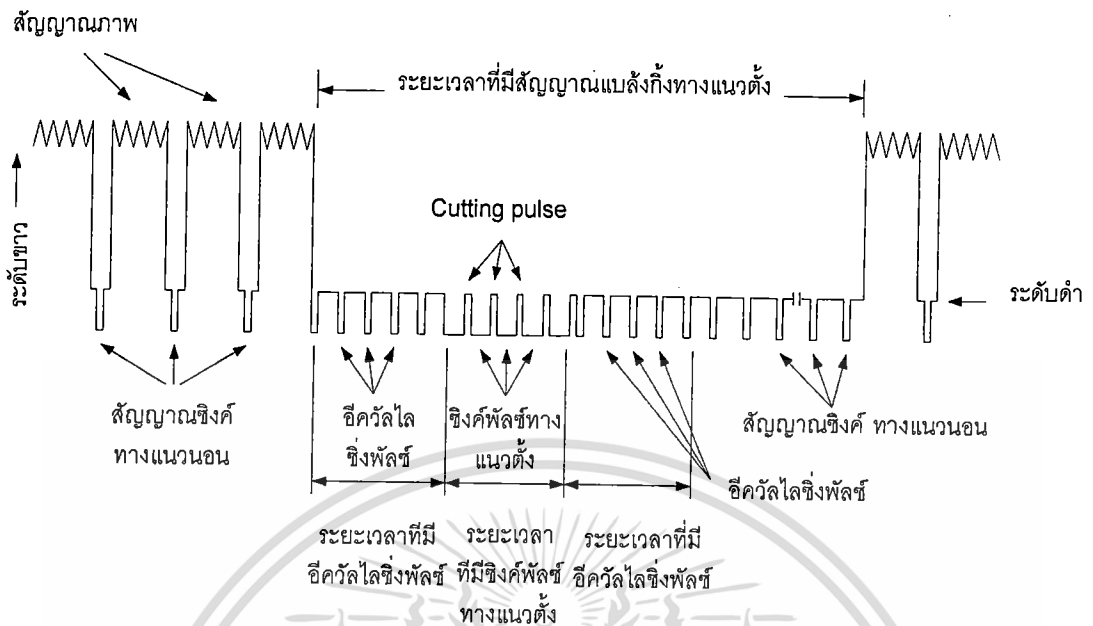
หัวใจสำคัญของการรับ - ส่ง โทรทัศน์ คือ จะต้องหาวิธีการที่ทำให้เครื่องส่งและเครื่องรับ ทำงานพร้อมกัน (Synchronization) เพราะถ้าเครื่องส่งกับเครื่องรับทำงานไม่พร้อมกัน ภาพจะล้า หรือไม่มีภาพ เพราะฉะนั้นทั้งทางด้านส่งและด้านรับจะต้องทำความเข้าใจที่ตรงกัน โดยส่ง สัญญาณไปควบคุม ที่เรียกว่า Synchronizing Signal หรือ Sync Pulse Signal ไปพร้อมกับสัญญาณ ภาพดังในรูปที่ 2.4 ซึ่งจะประกอบด้วยซิงค์ทางแนวนอน (Horizontal Synchronizing Signal) มีความถี่ 15625 Hz และมี Sync Pulse อยู่ตอนท้ายของแนวนอนสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง (Vertical Synchronizing Signal) ความถี่ 50 Hz และมี Sync Pulse ทุกๆครั้งที่การ Scan จบ 1 File และจะมี (Flyback) เพื่อ Scan File ใหม่ ดังรูปที่ 2.4



(ก) ระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล็กกิ้งทางแนวนอน

รูปที่ 2.4 แสดง Vertical and Horizontal Sync

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ระยะเวลาที่มีสัญญาณแบล็งก์ทางแนวตั้ง
รูปที่ 2.4 (ต่อ)

สัญญาณที่แสดงในรูปที่ 2.4 (ข) จะประกอบด้วย

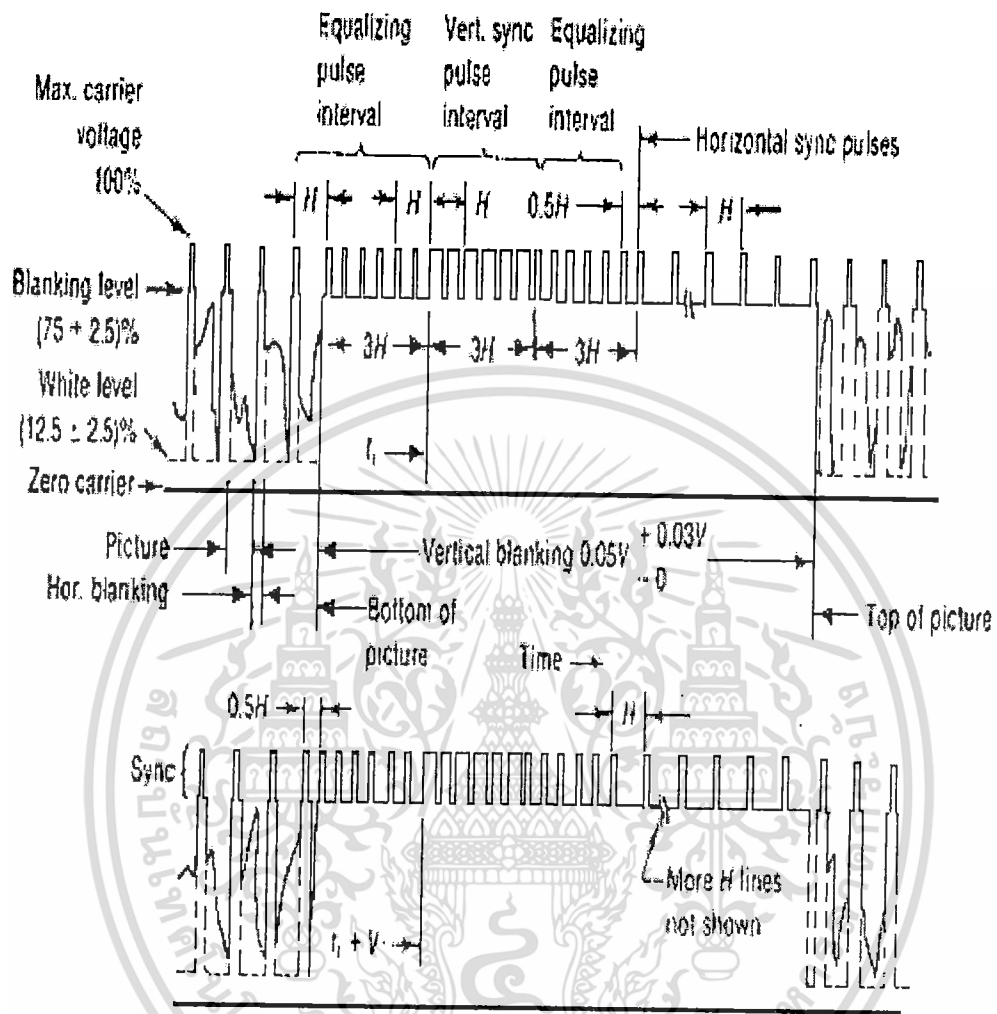
1. สัญญาณภาพ (Video Signal) และสัญญาณเสียง (Sound Signal)
2. สัญญาณแบล็งก์ (Blanking Signal)
3. สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Signal)
4. สัญญาณอีควัลไลซิง (Equalizing Signal)

สัญญาณเหล่านี้โดยทั่วไปเรียกว่า สัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) โดยทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ เพื่อเป็นสัญญาณ RF ถ้ากรขยายเพื่อส่งไปยังสายอากาศ

หน้าที่ของสัญญาณต่างๆ

1. สัญญาณภาพ (video Signal) และสัญญาณเสียง (Sound Signal) เป็นสัญญาณที่ทำให้เกิดภาพความเป็นจริงที่หน้าจอ และสัญญาณเสียงให้เสียงออกที่ลำโพงตามความต้องการ
2. สัญญาณแบล็งก์ (Blanking Signal) เป็นสัญญาณเพื่อลบเส้นสเปกตรัม ทั้งในแนวนอน และแนวตั้ง โดยที่จุดเริ่มต้นของ Sync ทางแนวนอนและแนวตั้งจะต้องเริ่มต้นอย่างเหมาะสม ดังแสดงในรูปที่ 2.5

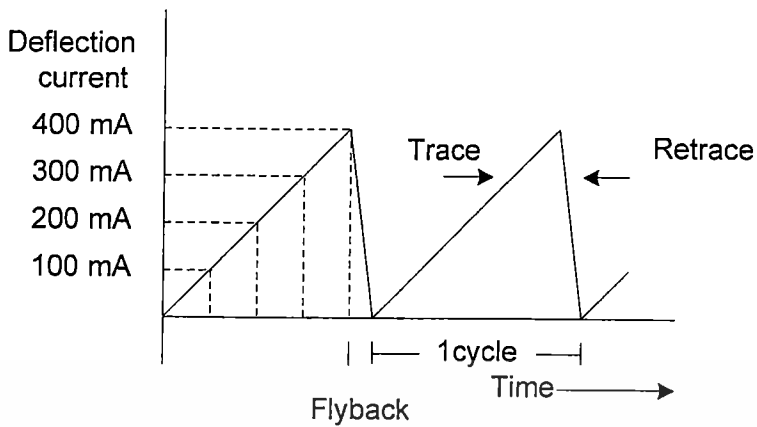
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 สัญญาณแบลิ่งคิง

3. สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Signal) เป็นสัญญาณที่ช่วยทำให้กระแสรูปฟันเลื่อย (Sawtooth) ใช้ในวงจรการหักเหทางแนวนอนกับวงจรการหักเหทางแนวตั้ง ของเครื่องส่งโทรทัศน์ ตรงกับเครื่องรับโทรทัศน์ดังรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แสดง Synchronizing Signal

4. สัญญาณอีควัลไลซิง (Equalizing Signal) เพื่อช่วยให้สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง ยังคงมีรูปร่างเหมือนเดิมหลังจากแยกออกมาจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนในเครื่องรับ โดยเป็นสองเท่าของซิงค์ทางแนวนอน และจะทำให้ซิงค์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงซิงค์ทางแนวตั้งอีกด้วย สัญญาณโทรทัศน์เหล่านี้เป็นมาตรฐานของระบบโทรทัศน์ และยังมีสัญญาณเกี่ยวกับการควบคุมทางภาพสีของโทรทัศน์อีก แต่จะไม่ขอกล่าวในที่นี้ ผู้สนใจในเรื่องเกี่ยวกับโทรทัศน์ระบบต่างๆอย่างละเอียด สามารถหาอ่านได้จากหนังสือเกี่ยวกับโทรทัศน์ทั่วไปได้

2.3 ความถี่ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์

การส่งสัญญาณสื่อสารด้วยระบบโทรทัศน์นั้นมามีมาหลายปีแล้ว และได้เริ่มเข้ามาในประเทศไทยประมาณ พ.ศ. 2498 มาตรฐานการส่งโทรทัศน์ตามมาตรฐานสากลมีหลายระบบ ในแต่ละระบบก็มีใช้กันหลายกลุ่มประเทศ แต่ละกลุ่มก็ใช้กันในย่านความถี่วีเอชเอฟ และย่านยูเอชเอฟ โดยแต่ละระบบก็มีจำนวนช่องและความถี่ที่ใช้แตกต่างกัน โดยในระบบวีเอชเอฟมีจำนวนช่องอยู่ประมาณ 12 ช่อง ส่วนในย่านความถี่ยูเอชเอฟจะมีจำนวนช่องอยู่ประมาณ 83 ช่อง ระบบใหญ่ๆที่ใช้ในการส่งทั่วโลกขณะนี้แบ่งเป็นสองระบบคือ ในระบบแรกเป็นระบบที่ใช้อักษรย่อว่า เอฟซีซี (FCC) เป็นส่วนหนึ่งของการส่งโทรทัศน์ในระยะที่เรียกว่า ระบบเอ็มตามมาตรฐานสากลของระบบความถี่มาตรฐาน ระบบนี้ใช้กันในอเมริกา ญี่ปุ่น เกาหลีใต้ ฟิลิปปินส์ ไต้หวัน พม่า กัมพูชา อารเจนตินา โบลิเวีย อูรุกวัย จาไมก้า เป็นต้น ส่วนในอีกระบบหนึ่ง เป็นระบบซีซีไออาร์ (CCIR) เป็นระบบการส่งทีวีส่วนหนึ่งของระบบที่ใช้ในประเทศแถบยุโรปตะวันออกกลาง แอฟริกา เป็นต้น ทั้งระบบเอฟซีซี (FCC) และระบบซีซีไออาร์ (CCIR) แสดงให้เห็นดังตารางที่ 2.2 และ

ที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนระบบการส่งที่วีในประเทศไทยแต่เดิมใช้ระบบเอฟซีซี (FCC) ซึ่งเป็นระบบที่นำมาจากประเทศสหรัฐอเมริกา แต่หลังจากนั้นพบปัญหาต่างๆหลายประการ เช่น มาตรฐานทางด้านจำนวนเส้นต่อภาพใช้ 525 เส้นต่อภาพ ซึ่งให้ภาพที่หยาบกว่าระบบปัจจุบันคือใช้ 525 เส้นต่อภาพ ส่วนด้านมาตรฐานความถี่ฟิลด์ต่อวินาทีใช้ 60 ฟิลด์ต่อวินาที ซึ่งเท่ากับความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ประเทศสหรัฐอเมริกา แต่สำหรับประเทศไทยใช้ความถี่ 50 รอบต่อวินาทีในกระแสไฟฟ้าสลับ ดังนั้นจึงเกิดการสับสนของสัญญาณ 60 Hz และ 50 Hz ซึ่งให้ผลเสียอย่างมาก ครั้นเมื่อถึงคราวโทรทัศน์สีเข้าเมืองไทย และกิจการโทรทัศน์ได้ขยายตัวมากขึ้น และจะมีการส่งสัญญาณที่ความถี่ช่องอื่นอีก จึงได้ตกลงเปลี่ยนระบบเพื่อให้เหมาะสมกับสภาพเมืองไทยยิ่งขึ้น แต่ปัญญาก็ยังต้องขบคิดกันอีก เพราะในขณะนั้นได้มีเครื่องรับโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศไทยในระบบเก่าอยู่เป็นจำนวนมาก ดังนั้นระบบใหม่ที่จะนำมาแทนนั้นต้องเหมาะสมกับไฟ 50 Hz แล้วยังต้องใช้กับเครื่องรับระบบเก่าได้อีกด้วย จึงได้ตกลงเปลี่ยนมาเป็นระบบซีซีไออาร์ (CCIR) หรือระบบบี และจำนวนช่องที่ส่งทั้งหมดในขณะนี้ มี 4 ช่อง คือ ช่อง 3 ช่อง 5 ช่อง 7 ช่อง 9 เมื่อพิจารณาความถี่ของระบบซีซีไออาร์ จะเห็นว่าซีซีไออาร์ของช่อง 3 จะตรงกับช่อง 2 ทั้งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงในระบบเอฟซีซี ดังนั้นเครื่องรับในระบบเอฟซีซี จะรับได้ในช่อง 2 ส่วนช่อง 5 ระบบซีซีไออาร์จะตรงกับช่อง 7 ระบบเอฟซีซี ส่วนช่อง 7 ระบบซีซีไออาร์จะตรงกับช่อง 9 ระบบเอฟซีซี แต่จะเห็นว่าแบความถี่ของช่อง 7 ระบบซีซีไออาร์มีความถี่เกินกว่าช่อง 9 ระบบเอฟซีซีมาก ดังนั้นเครื่องรับในระบบเอฟซีซีจะรับได้ในช่อง 9 แต่สัญญาณเสียงจะรับไม่ได้จึงต้องมีแอด็ปเตอร์ติดเพิ่มอีก ส่วนช่อง 9 ระบบซีซีไออาร์จะรับได้ในช่อง 12 ในระบบเอฟซีซี

เมื่อกล่าวถึงความถี่ของการส่งสัญญาณในความถี่ย่านต่างๆในประเทศไทย ดังตารางที่ 2.1 , 2.2 , 2.3 ,และตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.1 ความถี่วิทยุในประเทศไทย

สถานีวิทยุ	ช่องความถี่	ความยาวคลื่น
เอเอ็ม	550-1600 kHz	360 เมตร
เอฟเอ็ม	88-108 MHz	3 เมตร
คลื่นสั้น	3-12 MHz	62.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงความถี่การส่งที่ระบบ FCC ย่าน VHF

แถบความถี่	ช่อง	ความถี่ (MHz)	คลื่นพา(Carrier)		ความยาว คลื่น (นิ้ว)	ช่วงกว้าง ความถี่ % of fm
			สัญญาณภาพ (Video:MHz)	สัญญาณเสียง (Audio:MHz)		
(VHF low band) วีเอชเอฟแถบล่าง	2	54-60	52.25	59.75	207.5	10.5
	3	60-66	61.25	65.75	187.5	9.5
	4	66-72	67.25	71.75	171.5	8.7
	5	76-82	77.25	81.75	149.5	7.6*
วีเอชเอฟแถบบน (High band)	6	82-88	38.25	87.75	139	7.1
	7	174-180	175.25	179.75	66.73	3.39
	8	180-186	181.25	185.75	64.54	3.28
	9	186-192	187.25	191.75	62.49	3.18
	10	192-198	193.25	197.75	60.58	3.08
	11	198-204	199.5	203.75	58.78	2.99
	12	204-210	205.25	209.75	57.06	2.9
	13	210-266	211.25	215.75	55.45	2.82

ตารางที่ 2.3 ตารางแสดงความถี่การส่งที่ระบบ CCIR ย่าน VHF

แถบความถี่	ช่อง	ความถี่ (MHz)	คลื่นพา (Carrier)	
			สัญญาณภาพ (Video:MHz)	สัญญาณเสียง (Audio:MHz)
(VHF low band) วีเอชเอฟแถบล่าง	2	47-54	48.25	53.75
	3	54-61	55.25	60.75
	4	61-68	62.25	67.75
วีเอชเอฟแถบบน (High band)	5	174-181	175.25	180.75
	6	181-188	182.25	187.75
	7	188-195	188.25	194.75
	8	195-202	196.25	201.75
	9	202-209	203.25	208.75
	10	209-216	210.25	215.75
	11	216-223	217.25	222.75
	12	223-230	224.25	229.75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

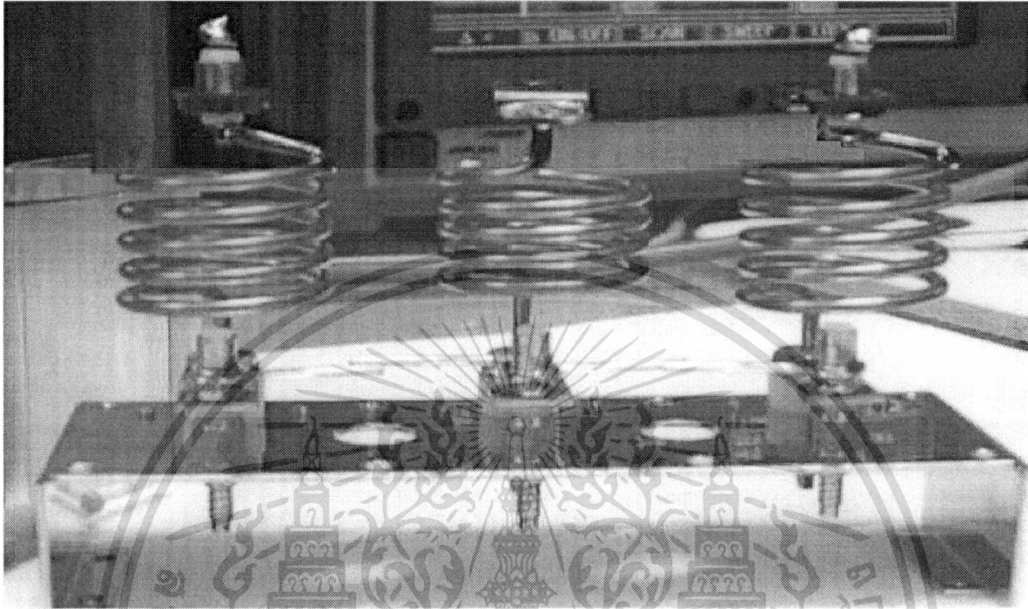
ตารางที่ 2.4 ตารางแสดงความถี่การส่งที่วีระบบ CCIR ย่าน UHF

แถบความถี่	ช่อง	ความถี่ (MHz)	คลื่นพา(Carrier)	
			สัญญาณภาพ (Video:MHz)	สัญญาณเสียง (Audio:MHz)
UHF	21	470 – 477	471.25	476.75
	22	478 – 485	479.25	484.75
	23	486 – 493	487.25	492.75
	24	494 – 501	495.25	500.75
	25	502 – 509	503.25	508.75
	26	510 – 517	511.25	516.75
	27	518 – 525	519.25	524.75
	28	526 – 533	527.25	532.75
	29	534 – 541	535.25	540.75
	30	542 – 549	543.25	548.75
	31	550 – 557	551.25	556.75
	32	558 – 565	559.25	564.75
	33	566 – 573	567.25	572.75
	34	574 – 581	575.25	580.75
	35	582 – 589	583.25	588.75
	36	590 – 597	591.25	596.75
	37	598 – 605	599.25	604.75
	38	606 – 613	607.25	612.75
	39	614 – 621	615.25	620.75
	40	622 – 629	623.25	628.75
	41	630 – 637	631.25	636.75
	42	638 – 645	639.25	644.75
	43	646 – 654	647.25	652.75
	44	654 – 661	655.25	660.75
	45	662 – 669	663.25	668.75
	”	”	”	”
	”	”	”	”
	”	”	”	”
	”	”	”	”
	83	884 – 890	885.25	889.75

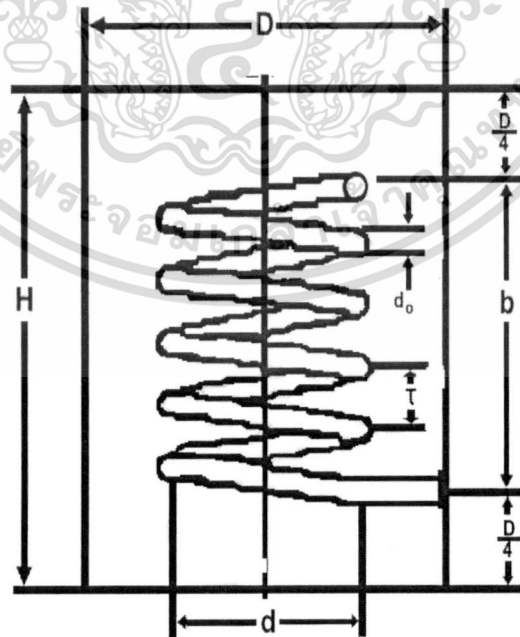
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การออกแบบชุดฟิลเตอร์

จากรูปแสดงการคำนวณขนาดลวดคู่ได้จากสมการ 2.1 เป็นต้นไป



รูปที่ 2.7 Passive Filter แบบ Helical resonator ต้นแบบ 144 - 146 MHz



รูปที่ 2.8 แสดงสัญลักษณ์ของขดลวดที่นำมาทำทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = 0.0025n^2 \left[1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right] \quad \mu h / axialInch \quad (2.1)$$

เมื่อ L = การเหนี่ยวนำของขดลวด
 d = เส้นผ่าศูนย์กลางกลาง Diameter
 D = เส้นผ่าศูนย์กลางภายใน shield

$$n = \frac{1}{\tau} \quad (turn / inch) \quad (2.2)$$

τ = ระยะห่างของขดลวดแต่ละเกลียว

$$C = \frac{0.75}{\log \left(\frac{D}{d} \right)} \quad (\mu f / axial \ inch) \quad (2.3)$$

เมื่อ C = ความเร็วแสงในอากาศ

2.4.1 สมการตามเงื่อนไขที่สมบูรณ์

$$\frac{b}{d} = 1.5 \quad (2.4)$$

เมื่อ b = ความยาวแกนขดลวด

$$1.0 \frac{b}{d} < 4.0$$

$$0.45 < \frac{d}{b} < 0.6$$

$$0.4 < \frac{d_o}{\tau} < 0.6at \frac{b}{d} = 1.5$$

$$0.5 < \frac{do}{\tau} < 0.7at \frac{b}{d} = 4.0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau < \frac{d}{2} \quad (2.5)$$

เมื่อ d_o = เส้นผ่าศูนย์กลาง conductor

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f_o} \times 10^{-6} \quad (2.6)$$

เมื่อ f_o = ความถี่

$$b = \frac{250}{f_o \sqrt{LC}} \quad (2.7)$$

ส่งผลกระทบรอบนอกของ Self-capacitance ของ coil กระแสไฟฟ้าไม่น้อยกว่าหนึ่งในสี่ส่วน
ของความยาวคลื่น

$$b = \frac{0.94\lambda}{4} = \frac{0.235\lambda}{f_o} = \frac{235}{f_o \sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

จากสมการ (2.6, 2.7, 2.8)

$$\frac{1}{\tau} = n = \frac{1720}{f_o D^2 \left(\frac{b}{d}\right) \left(\frac{d}{D}\right)^2} \left[\frac{\log_{10} \left(\frac{D}{d}\right)}{1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.9)$$

จำนวนรอบ

$$N = nb = \frac{1720}{f_o D \left(\frac{d}{D}\right)} \left[\frac{\log_{10} \left(\frac{D}{d}\right)}{1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของ impedance ของ resonator

$$Z_o = \frac{1000}{\sqrt{LC}} = 183nd \left\{ 1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right\} \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{ohm} \quad (2.11)$$

ถ้า

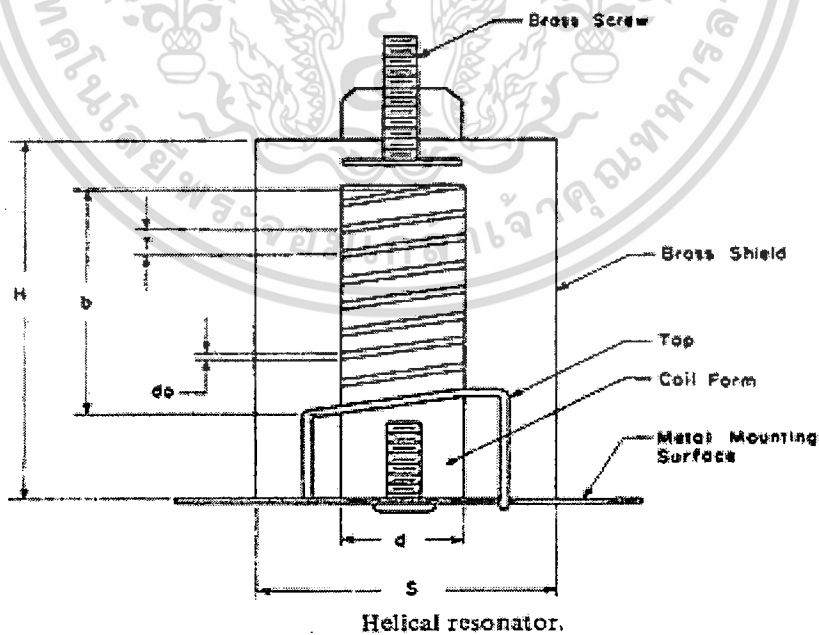
$$\frac{d}{D} = 0.55 \quad \text{และ} \quad \frac{b}{D} = 1.5$$

แล้ว

$$N = \frac{1900}{f_o D} \quad \text{รอบ} \quad (2.12)$$

และ

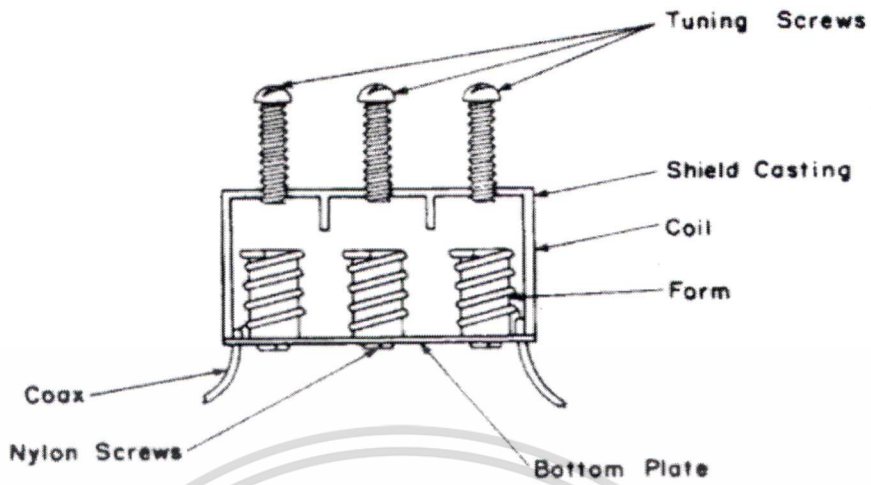
$$Z_o = \frac{98000}{f_o D} \quad \text{ohm} \quad (2.13)$$



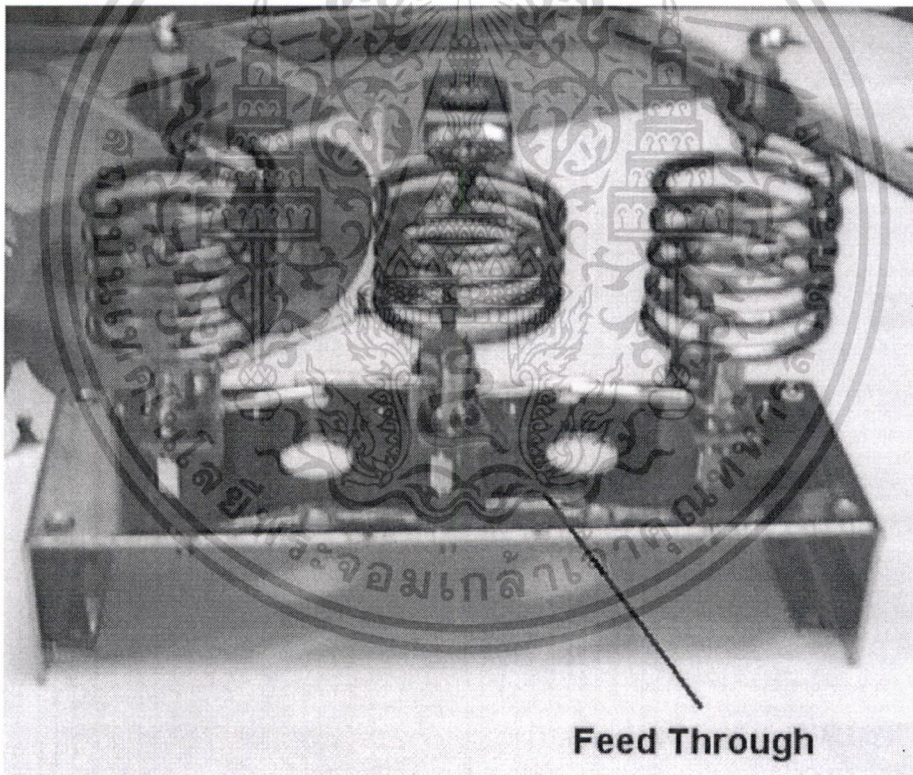
รูปที่ 2.9 แสดงกล่องที่นำมาใส่ขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถอดสัญญาณ ทรานซิมิตเตอร์



รูปที่ 2.10 ภาพตัดขวางกล่องที่นำมาใส่ชุดทั้ง 3 ชุด



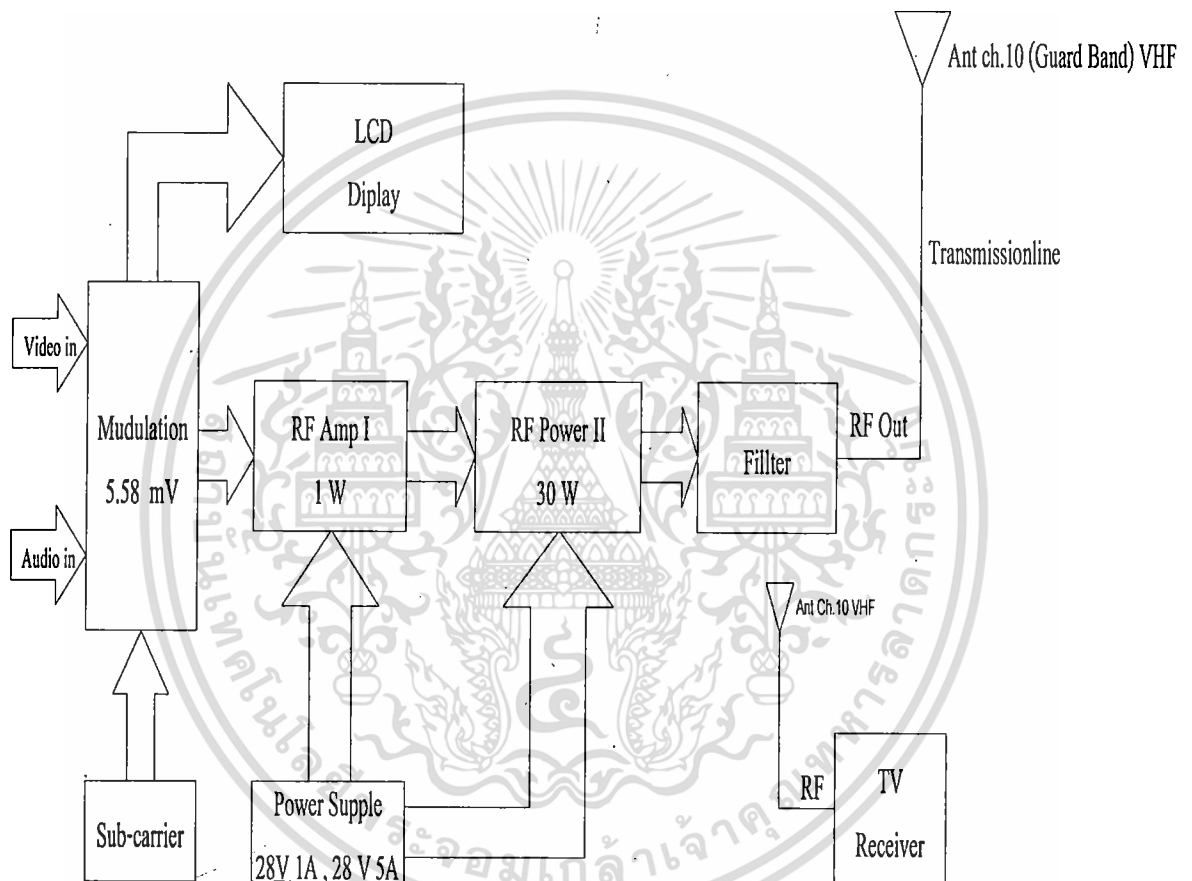
รูปที่ 2.11 Feed Through อุปกรณ์ Rectify สัญญาณข้ามขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 84575
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัยและผลการวิจัย

3.1 Block Diagram ของเครื่องส่งโทรทัศน์ VHF Ch 10 กำลังส่ง 30 W



รูปที่ 3.1 Block Diagram ของเครื่องส่งโทรทัศน์

3.2 คำนวณกล่องสี่เหลี่ยมจากสูตร

กำหนดกล่อง D : มีขนาดความกว้าง 1.5 นิ้ว

$$D = 1.5S$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = \frac{1.5}{1.2} = 1.25 \text{ inch}$$

$$Q = S60\sqrt{f_o} = 1.25(60)\sqrt{212.5} = 1093.30$$

$$n = \frac{1600}{s^2 f_o} = \frac{1600}{(1.25)^2 \times 212.5} = 4.81 \text{ turn/inch}$$

$$\tau = \frac{1}{n} = \frac{1}{4.81} = 0.207 \text{ inch}$$

$$Z_o = \frac{81500}{f_o S} = \frac{81500}{212.5 \times 1.25} = 306.82$$

$$d = 0.66 \times 1.25 = 0.825 \text{ inches}$$

$$N = \frac{1600}{fo(s)} = \frac{1600}{212.5 \times 1.25} = 6.02 \text{ turns/inch}$$

$$d_o = \frac{1}{2n} = \frac{1}{2(4.81)} = 0.103 \text{ inch}$$

$$H = 1.6 \times S = 1.6 \times 1.25 = 2 \text{ inch}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Case "1F"

$x = x + 1$

$y = y - 1$

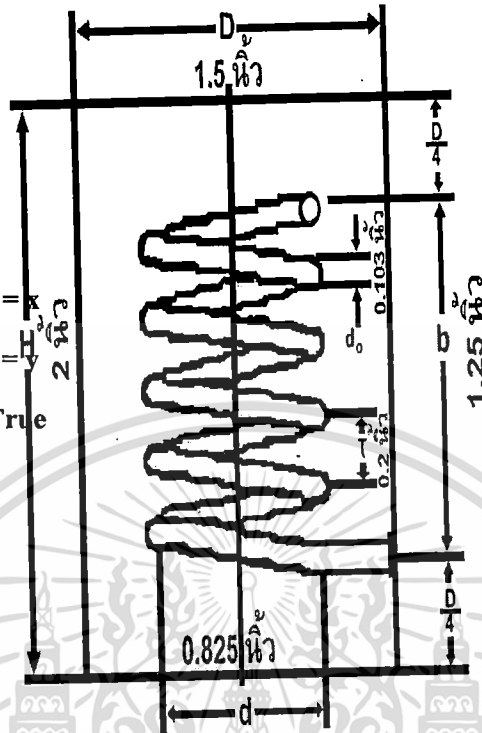
$z = z + 1$

Text4.Text = z

Label42.Caption = x

Label43.Caption = y

Picture1.Visible = True



Case 20

$x = x + 1$

$y = y - 1$

$z = z + 1$

Text4.Text = z

Label42.Caption = $D = 1.5$ นิ้ว

Label43.Caption = y

Picture2.Visible = True

Case 21

$D = 2.0S$

$x = x + 1$

$y = y - 1$

$z = z + 1$

$S = \frac{2}{1.2} = 1.66 \text{ inch}$

Text4.Text = z

$Q = S60\sqrt{f_o} = 1.66(60)\sqrt{212.5} = 1451.907$

Label42.Caption = x

Label43.Caption = y $n = \frac{1600}{f_o^2} = \frac{1600}{(1.66)^2 \times 212.5} = 2.73 \text{ turn/inch}$

Picture3.Visible = True

$\tau = \frac{1}{n} = \frac{1}{2.73} = 0.366 \text{ inch}$

$Z_o = \frac{81500}{f_o S} = \frac{81500}{212.5 \times 1.66} = 231.04$

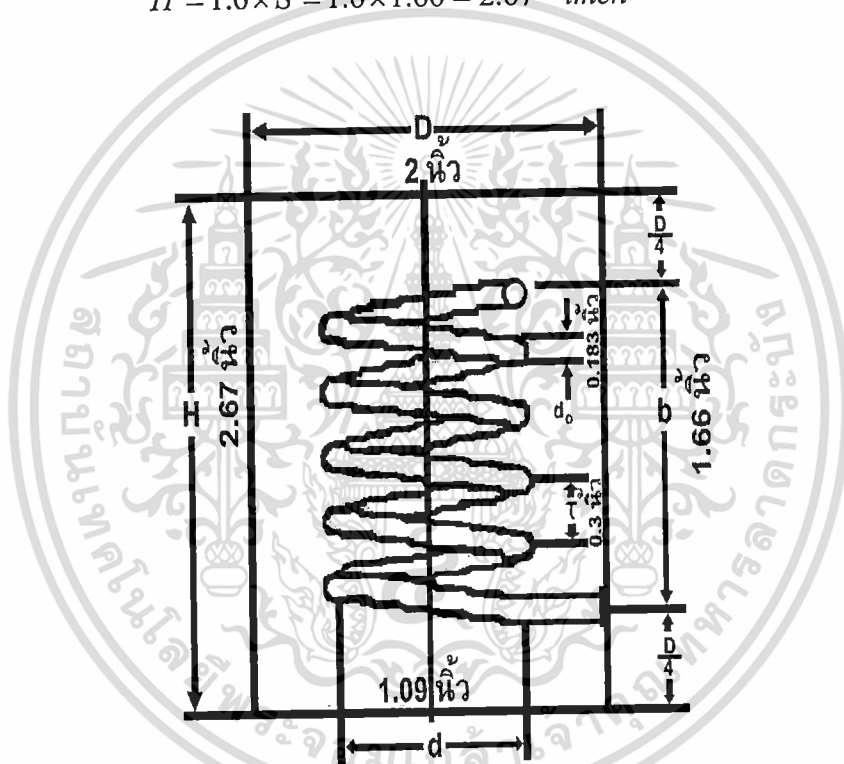
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$d = 0.66 \times 1.66 = 1.0956 \text{ inches}$$

$$N = \frac{1600}{fo(s)} = \frac{1600}{212.5 \times 1.66} = 4.53 \text{ turns / inch}$$

$$d_o = \frac{1}{2n} = \frac{1}{2(2.73)} = 0.183 \text{ inch}$$

$$H = 1.6 \times S = 1.6 \times 1.66 = 2.67 \text{ inch}$$



รูปที่ 3.3 แสดงขนาดของกล่องและเส้นลวดที่ $D =$ กว้าง 2.0 นิ้ว

กำหนดกล่อง D : มีขนาดความกว้าง 1.2 นิ้ว คำนวณจากกล่องต้นแบบ

$$D = 1.2S$$

$$S = \frac{1.2}{1.2} = 1 \text{ inch}$$

$$Q = S60\sqrt{fo} = 1(60)\sqrt{160} = 758.94$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n = \frac{1600}{s^2 f_o} = \frac{1600}{(1)^2 \times 212.5} = 10 \text{ turn / inch}$$

$$\tau = \frac{1}{n} = \frac{1}{10} = 0.1 \text{ inch}$$

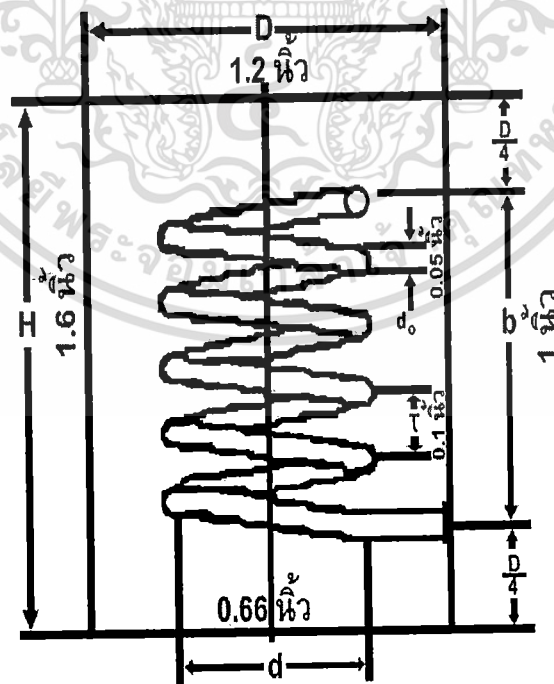
$$Z_o = \frac{81500}{f_o S} = \frac{81500}{160 \times 1} = 509.38$$

$$d = 0.66 \times 1 = 0.66 \text{ inches}$$

$$N = \frac{1600}{fo(s)} = \frac{1600}{160 \times 1} = 10 \text{ turns / inch}$$

$$d_o = \frac{1}{2n} = \frac{1}{2(10)} = 0.05 \text{ inch}$$

$$H = 1.6 \times S = 1.6 \times 1 = 1.6 \text{ inch}$$



รูปที่ 3.4 แสดงขนาดของกล่องและเส้นลวดที่ $D =$ กว้าง 1.2 นิ้ว

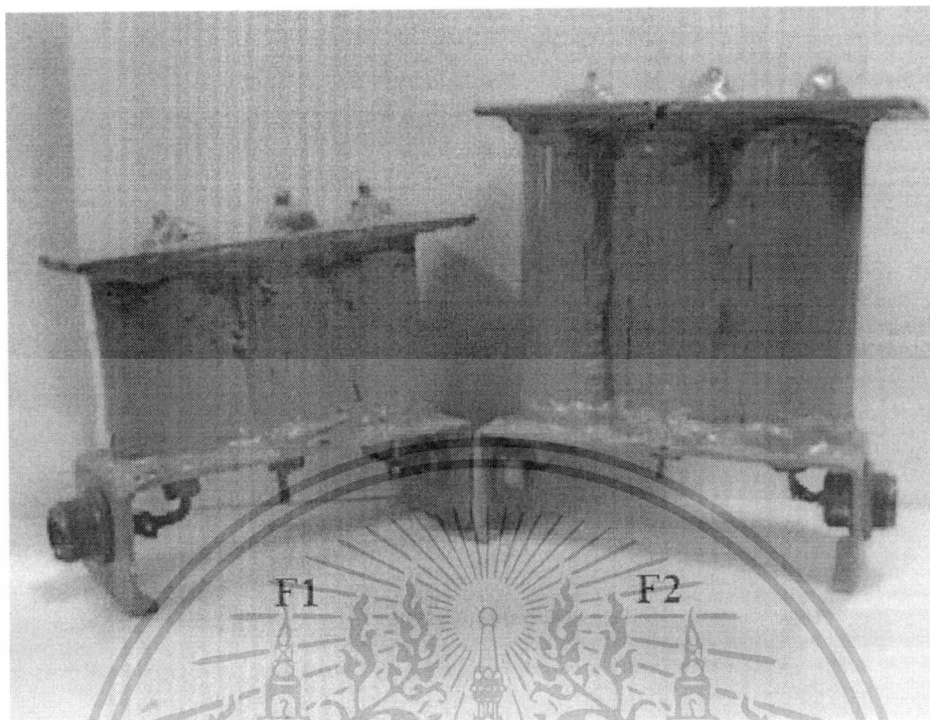
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 รูปแสดงขดลวดเมื่อพันตามค่าที่ได้จากการคำนวณ

รูปที่ 3.6 ชุด Passive Filter ที่นำขดลวดลงต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ชุด Passive Filter สำเร็จ

ตารางที่ 3.1 แสดงขนาดต่างๆของกล่องและขดลวดที่ได้คำนวณ

D	Q	r (นิ้ว)	Z_0	D(นิ้ว)	n	d_0 (นิ้ว)	H(นิ้ว)	N(นิ้ว)
1.5 นิ้ว F1	1093.30	0.207	306.82	0.825	4.81	0.103	2	6.02
2 นิ้ว F2	1451	0.366	231.04	1.09	2.73	0.183	2.67	4.53

3.3 การออกแบบสายอากาศ YAGI ย่าน VHF CH 10

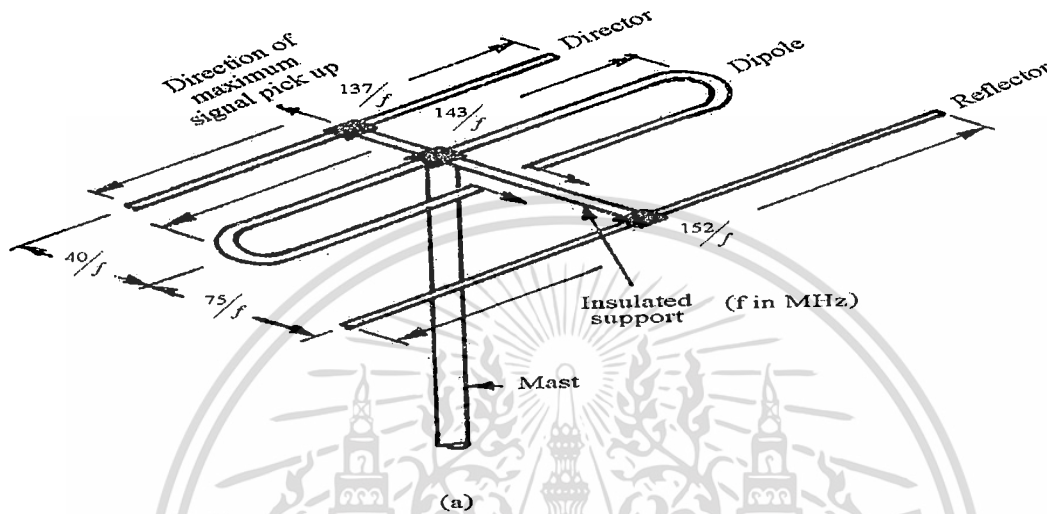
ในการออกแบบสายอากาศ YAGI ย่าน VHF CH 10 ซึ่งมีความถี่ระหว่าง 209 MHz – 216 MHz ก็จะได้ความถี่กลาง $(209+216)/2 = 212.5$ MHz โดยใช้ สายอากาศแบบ $\lambda/2$ (Half Wave) จะได้

$$\text{ความยาวของไดโพล} = \lambda/2 = 150 / f(\text{MHz}) \quad (4.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติ จะให้ลด อีลีเมนต์ 5 - 6% ก็จะได้

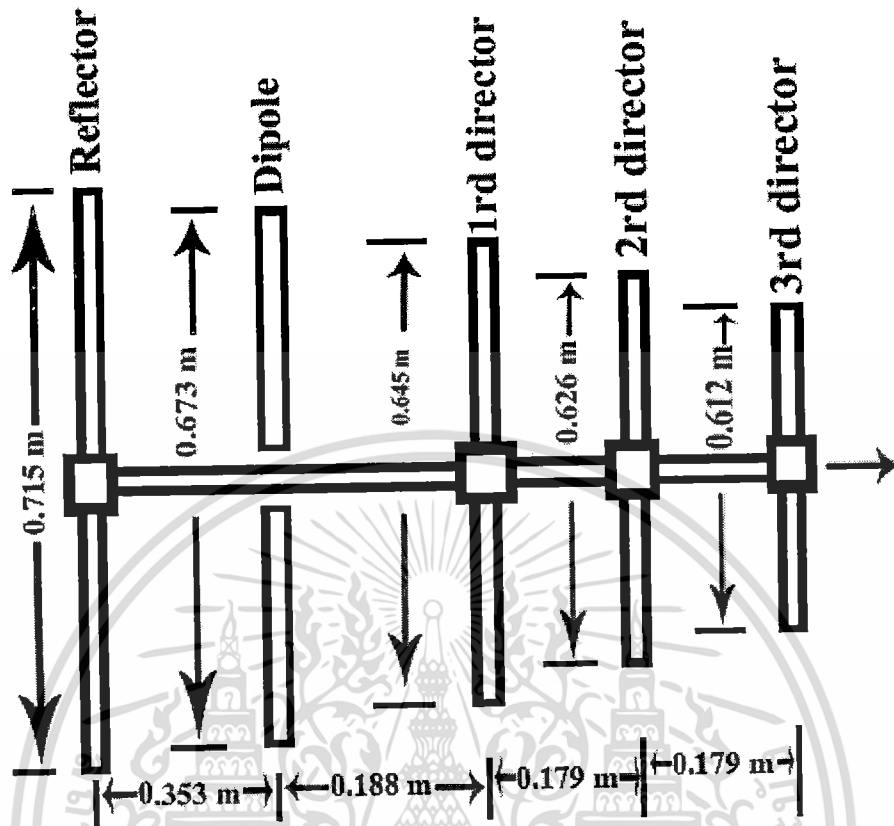
$$\text{ความยาวของไดโพล} = 143/f \text{ (MHz)} \tag{4.22}$$



รูปที่ 3.8 รูปแสดงสูตรที่ใช้ในการคำนวณค่าต่างๆ

จากสูตร นำมาคำนวณได้ดังนี้	
ความยาวของไดโพล	$\approx 143/f = 143/212.5 = 0.673 \text{ m}$
ความยาวของรีเฟลคเตอร์	$\approx 152/f = 152/212.5 = 0.715 \text{ m}$
ความยาวของไดเรกเตอร์ ตัวที่ 1	$\approx 137/f = 137/212.5 = 0.645 \text{ m}$
ความยาวของไดเรกเตอร์ ตัวที่ 2	$\approx 133/f = 133/212.5 = 0.626 \text{ m}$
ความยาวของไดเรกเตอร์ ตัวที่ 3	$\approx 130/f = 130/212.5 = 0.612 \text{ m}$
ระยะห่างของไดโพลและรีเฟลคเตอร์	$\approx 75/f = 75/212.5 = 0.353 \text{ m}$
ระยะห่างของไดโพลและไดเรกเตอร์ตัวที่ 1	$\approx 40/f = 40/212.5 = 0.188 \text{ m}$
ระยะห่างของไดเรกเตอร์ตัวที่ 1และไดเรกเตอร์ตัวที่ 2	$\approx 38/f = 38/212.5 = 0.179 \text{ m}$
ระยะห่างของไดเรกเตอร์ตัวที่ 2และไดเรกเตอร์ตัวที่ 3	$\approx 38/f = 38/212.5 = 0.179 \text{ m}$

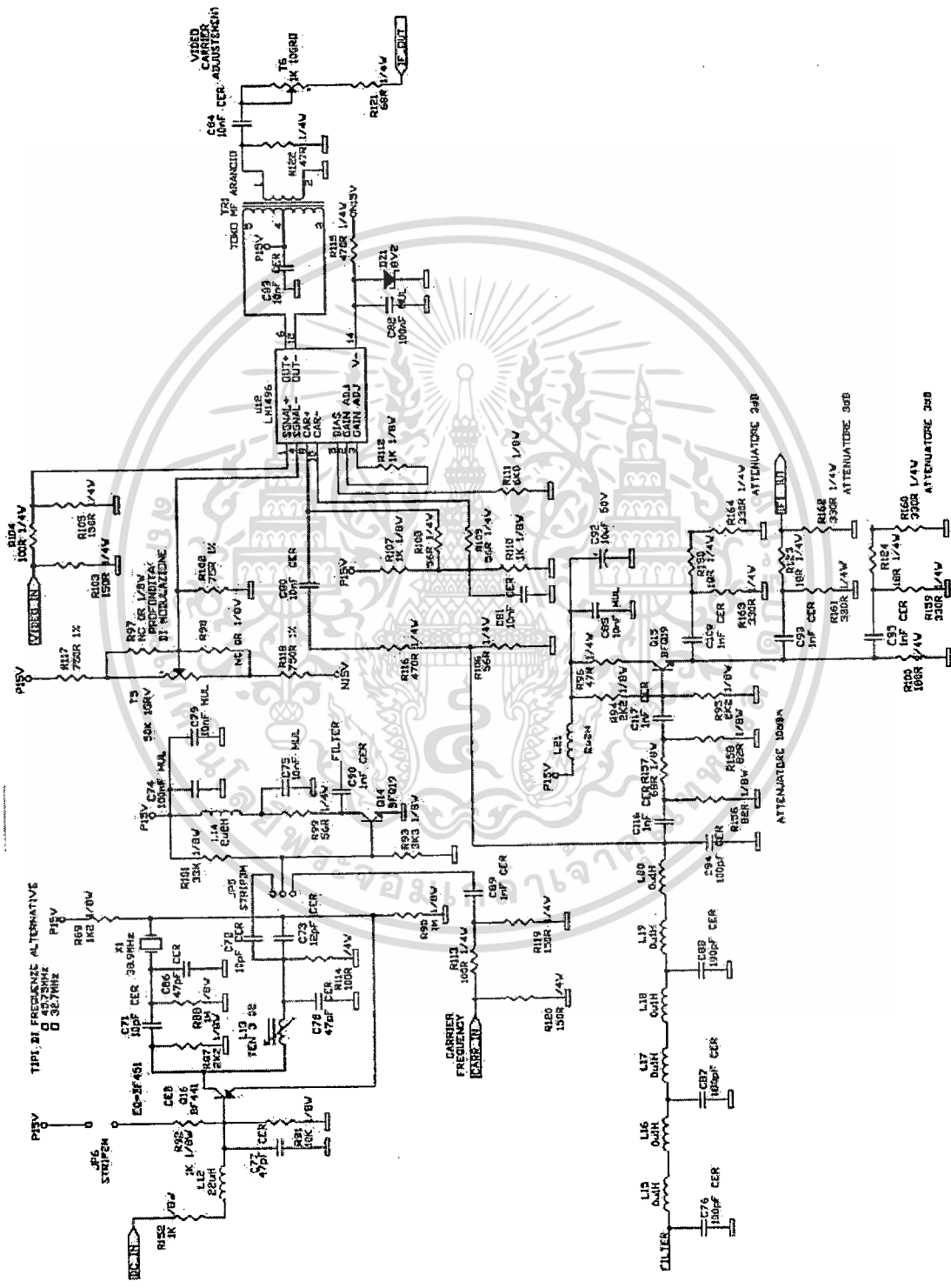
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 รูปสายอากาศ Yagi ย่าน VHF CH 10 ที่ได้ออกแบบมา

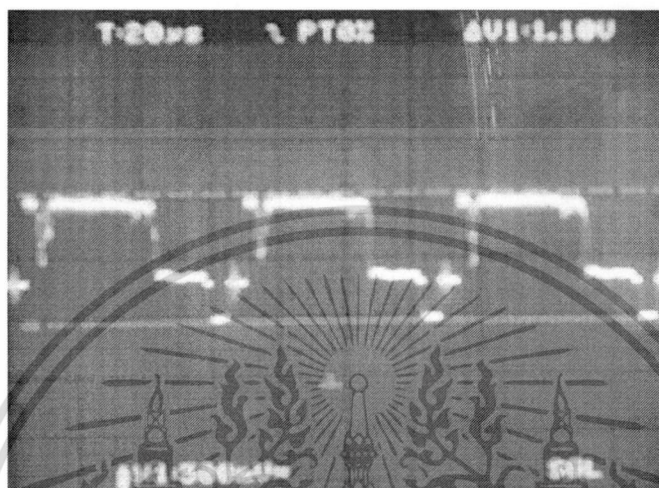
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ภาค Oscillator, Modulation

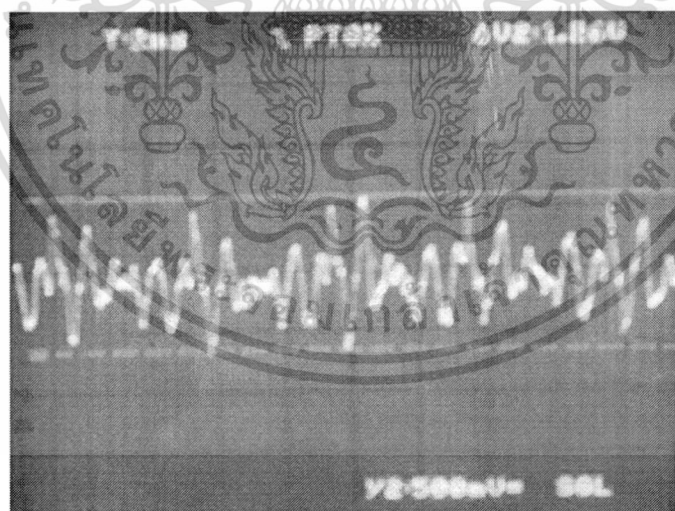


3.5 ทดลองวัดสัญญาณภาค Oscillator, Modulation

3.5.1 รูปวงจรรูปที่ 3.10 ป้อนสัญญาณภาพ 1.26 Vp – p และสัญญาณเสียง 200 mV



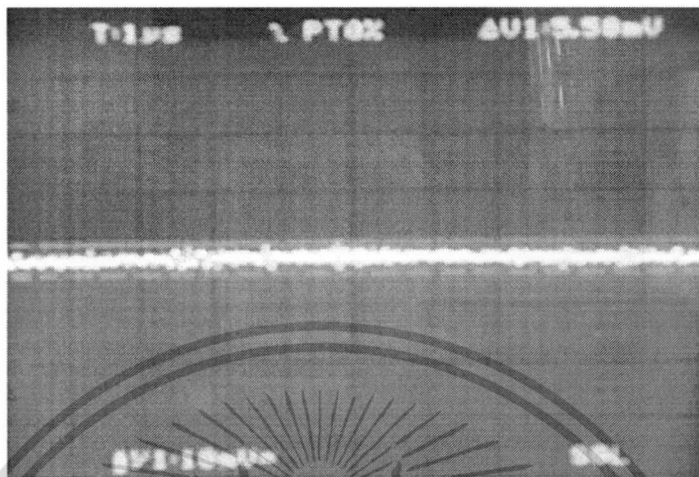
รูปที่ 3.11 ป้อนสัญญาณภาพ 1.10 Vp – p



รูปที่ 3.12 ป้อนสัญญาณเสียง 1.26 Vp – p

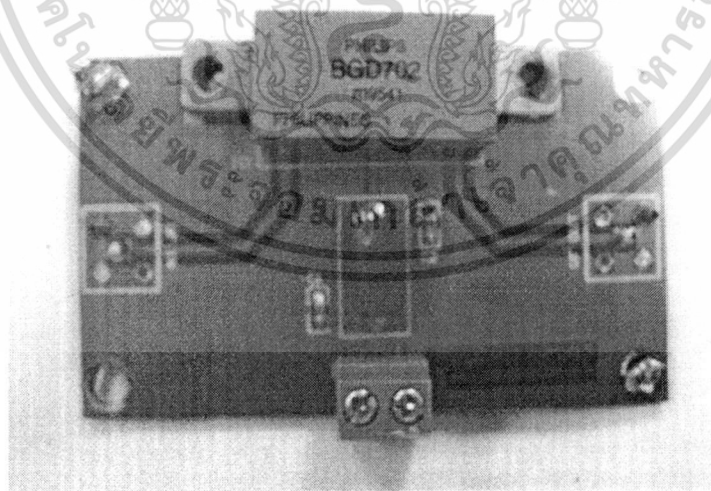
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2 วัด Output ที่ชุด Modulation ได้ 5.58 mV



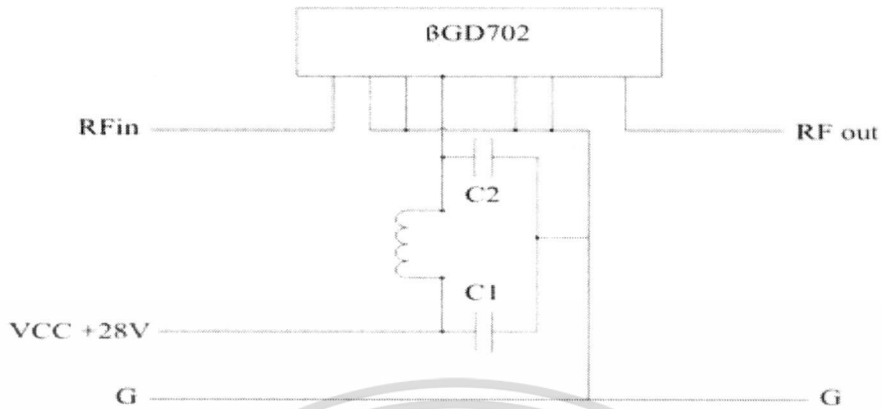
รูปที่ 3.13 Output RF ที่ชุด Modulation

3.6 ภาค RF Power Pre Amplifier ได้กำลังขยาย Output 1 Watt



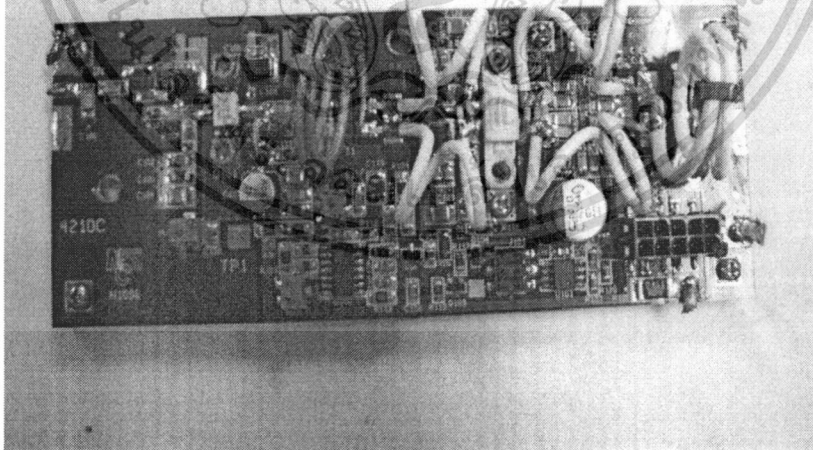
รูปที่ 3.14 RF Power Pre Amplifier 1 Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



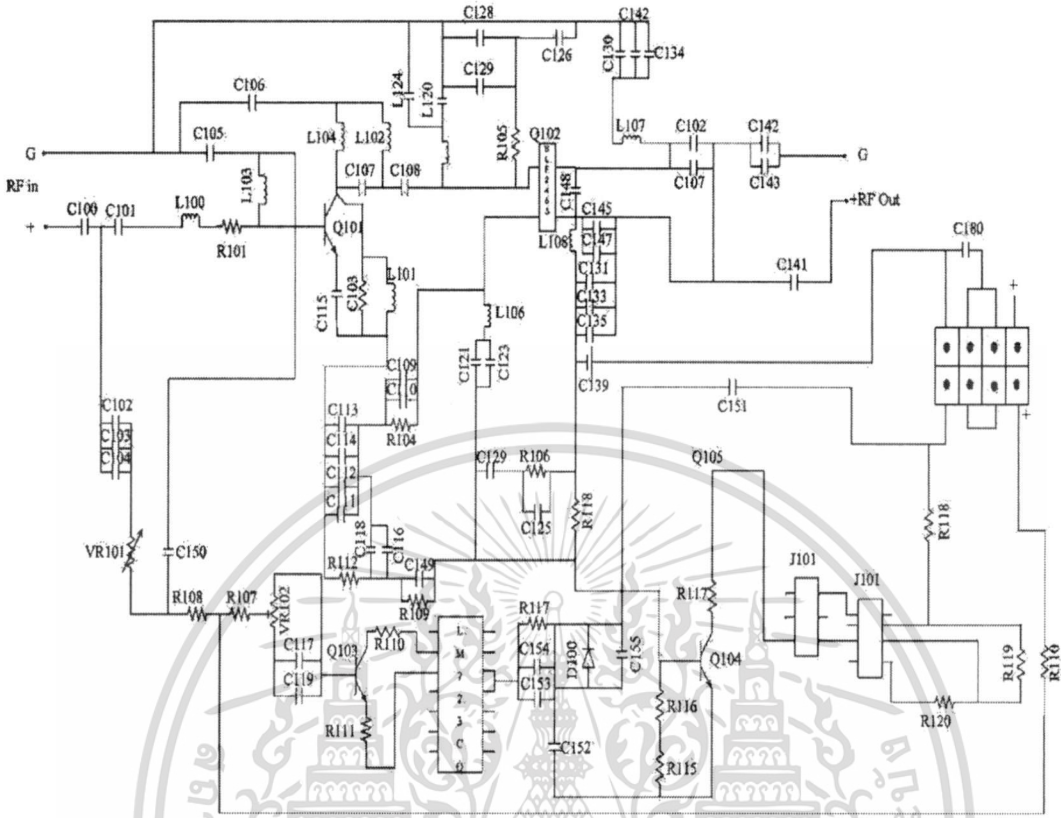
รูปที่ 3.15 วงจร RF Power Pre Amplifier 1 Watt

3.7 ภาค RF Power Amplifier ได้กำลังขยาย Output 30 Watts

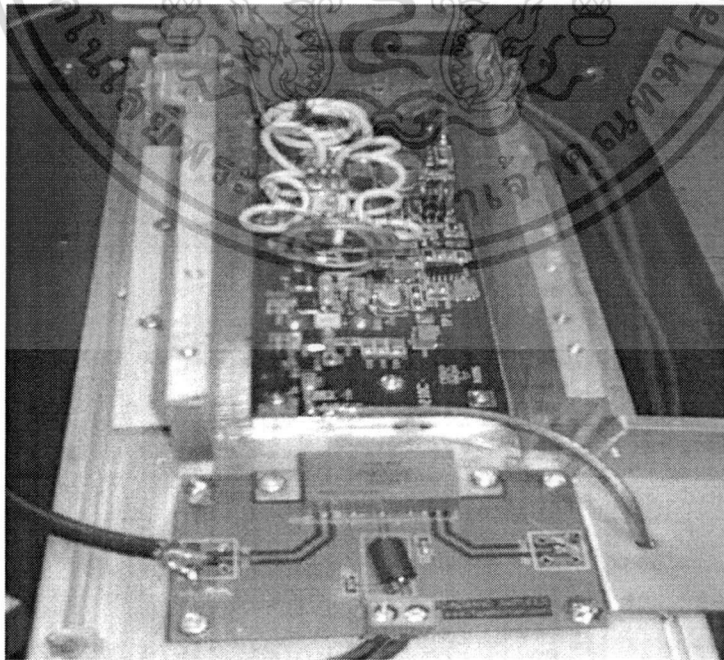


รูปที่ 3.16 RF Power Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

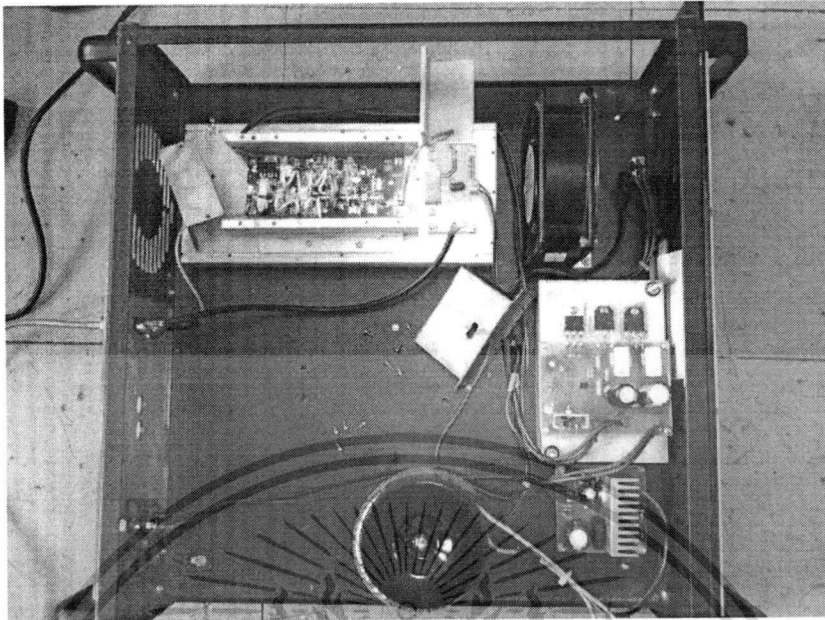


รูปที่ 3.17 วงจร RF Power Amplifier จะ ได้ RF Output 30 Watts



รูปที่ 3.18 RF Power Pre Amplifier ต่อกับ RF Power Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ประสงค์การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 เมื่อลงกล่องสำเร็จ Power Amplifier

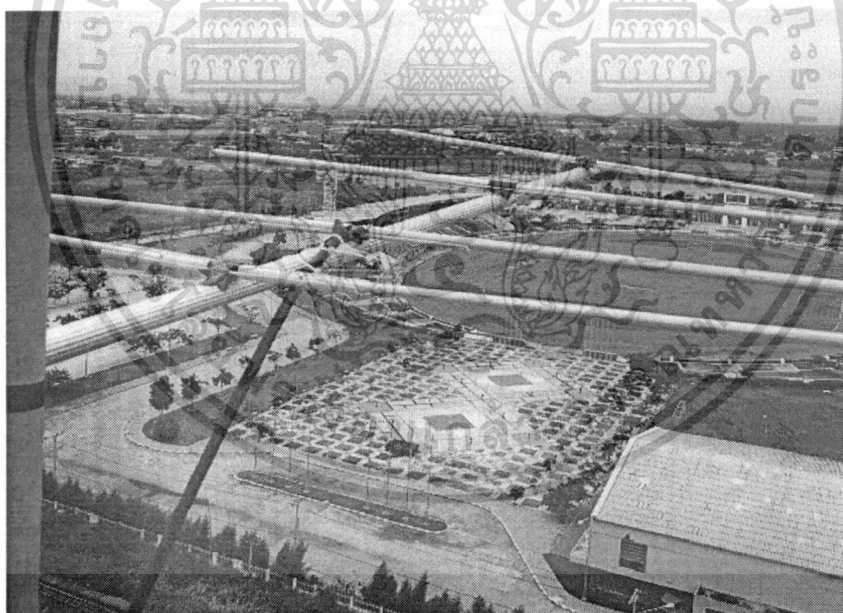


รูปที่ 3.20 ฟิวเตอร์ที่นำมาทดลองแต่ละแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

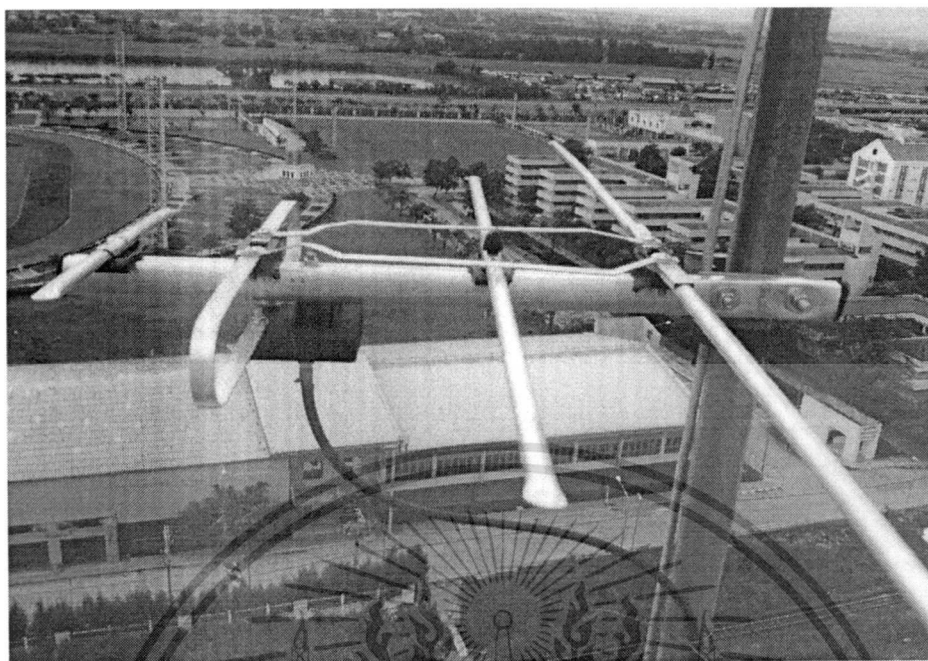


รูปที่ 3.21 อุปกรณ์ภายในชุด Filter



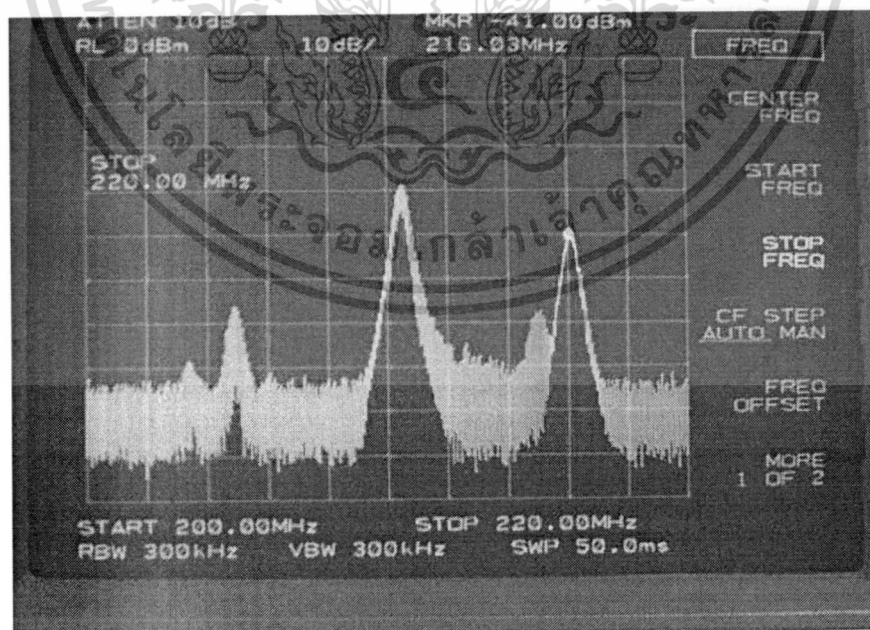
รูปที่ 3.22 ANTENNA ที่เครื่องส่ง Ch. 10 (ออกแบบและสร้างเอง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



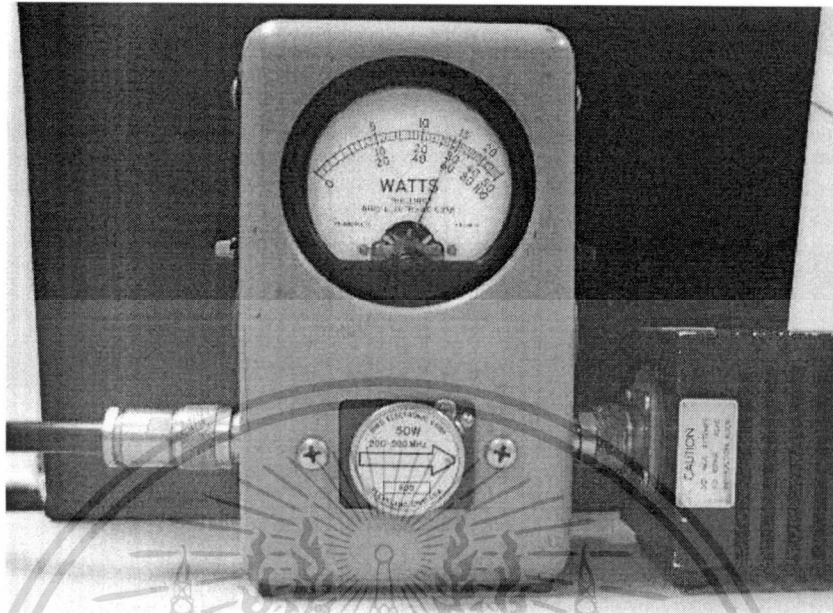
รูปที่ 3.23 ANTENNA ที่เครื่องรับโทรทัศน์ (ชุดสำเร็จจากท้องตลาด)

3.8 การวัด Wave Form ของ ชุด Power Amplifier

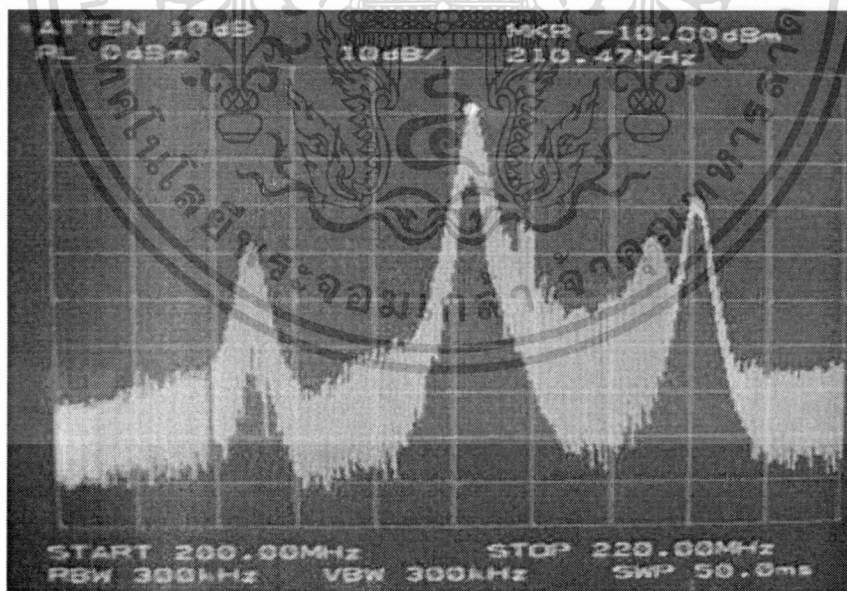


รูปที่ 3.24 การวัด Wave Form ของ ชุด Power Amplifier เมื่อต่อดัมมีโพลด ได้ Gain การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

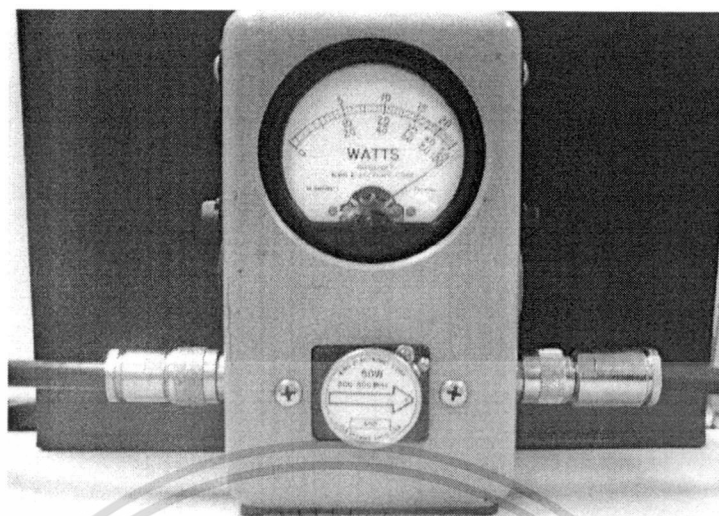


รูปที่ 3.25 การวัดสัญญาณ Output ของ RF Power Amplifier ของคิมมีโหนดตัวที่ได้กำลัง
ตั้ง 29 Watts



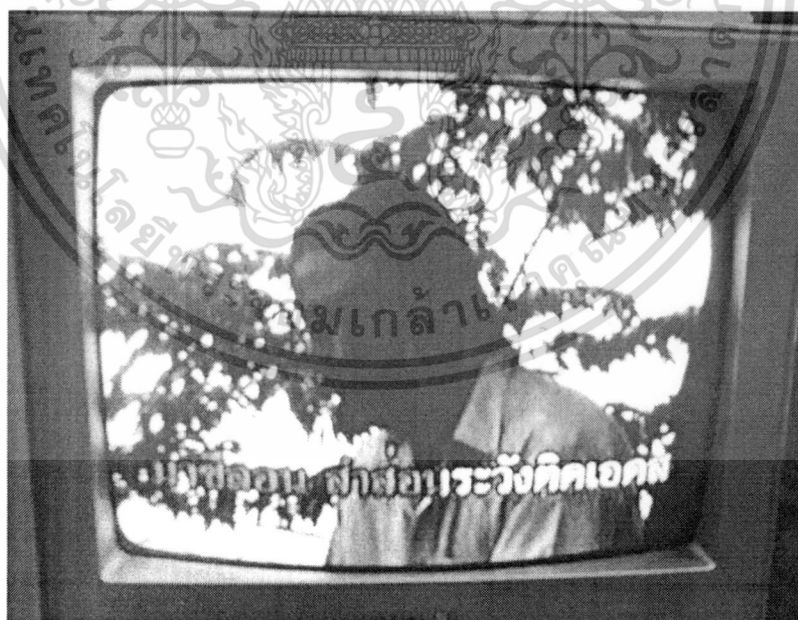
รูปที่ 3.26 การวัด Wave Form ของชุด RF Power Amplifier ของ Antenna Gain
การขยาย = -10.00 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.27 การวัดสัญญาณ Output ของ RF Power Amplifier ของ Antenna ได้กำลังส่งมากกว่า 50 Watts

3.9 ทดลองส่งออกอากาศ



รูปที่ 3.28 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.29 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 9 ใสฟิลเตอร์ F1

จากภาพสัญญาณที่ส่งออกไป ทำให้กวนช่อง 9 มาก ทำให้ฟิลเตอร์ F1 ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในการใช้ส่งออกอากาศ



รูปที่ 3.30 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 11 (NBT) ใสฟิลเตอร์ F1

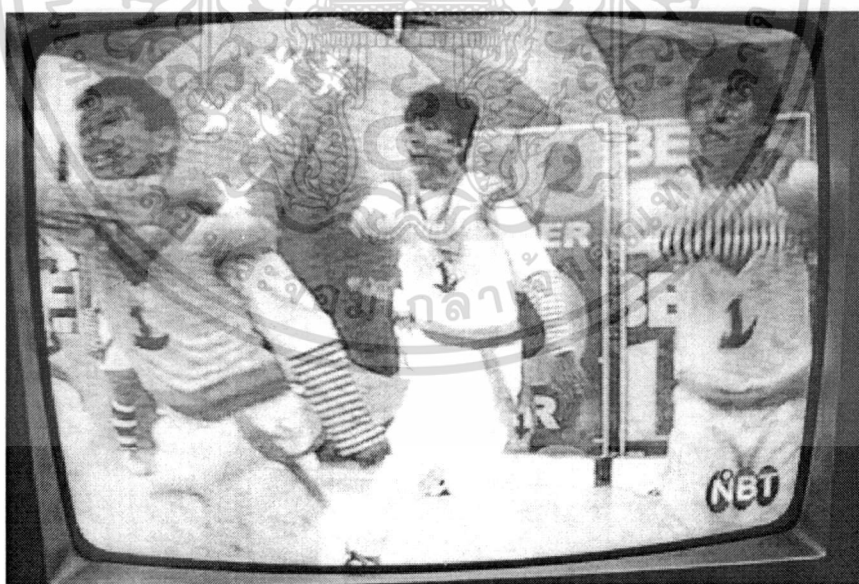
จากภาพสัญญาณที่ส่งออกไป ทำให้กวนช่อง 11 (NBT) มาก แต่น้อยกว่าช่อง 9 ทำให้ฟิลเตอร์ F1 ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในการใช้ส่งออกอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.31 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 9 ใส์ฟิลเตอร์ F2

จากภาพสัญญาณที่ส่งออกไป ทำให้กวนช่อง 9 น้อยลง จนสังเกตได้อย่างชัดเจน ทำให้ฟิลเตอร์ F2 เหมาะที่จะนำมาใช้ในการใช้ส่งออกอากาศ



รูปที่ 3.32 ภาพที่รับได้จากเครื่องโทรทัศน์ ช่อง 11 (NBT) ใส์ฟิลเตอร์ F2

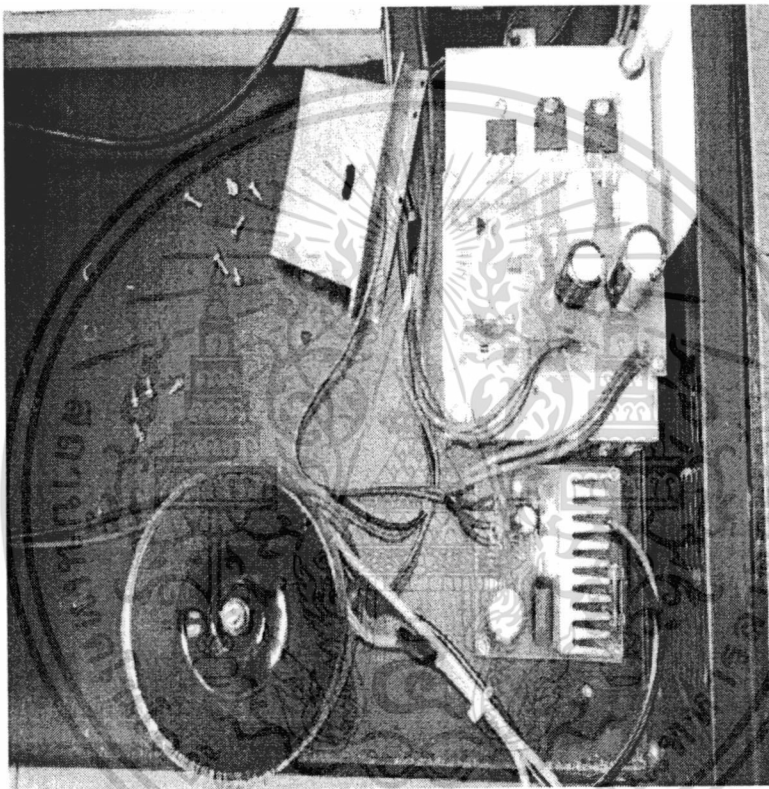
จากภาพสัญญาณที่ส่งออกไป ทำให้กวนช่อง 9 น้อยลง จนสังเกตได้อย่างชัดเจน ทำให้ฟิลเตอร์ F2 เหมาะที่จะนำมาใช้ในการใช้ส่งออกอากาศนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เอกสารฉบับนี้เผยแพร่เพื่อประโยชน์ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 การวัดค่าสัญญาณย้อนกลับ

3.10.1 ต่อเครื่องวัดวัตต์มิเตอร์ ระหว่าง Transmission กับ Antenna ได้สัญญาณย้อนกลับ

7 W

3.11 ชุด Power Supply



รูปที่ 3.33 ชุด Power Supply ของ Pre-Amplifier และ Power Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.34 เครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบวีเอชเอฟ ช่อง 10 กำลังส่ง 30 วัตต์



รูปที่ 3.35 เครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบวีเอชเอฟ ช่อง 10 กำลังส่ง 30 วัตต์และ UHF ช่อง 22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

อภิปรายผลการวิจัยและวิจารณ์

1. จากการวิจัยได้ทำชุดฟิลเตอร์จำนวน 2 ชุด คือขนาดความยาวท่อ 1.5 นิ้ว และ 2 นิ้ว โดยอ้างอิงจากสูตรที่คำนวณได้และจะเห็นได้ว่า F2 สามารถกรองหรือตัดสัญญาณที่จะไปรบกวนช่อง 9 และช่อง 11 ได้ดีกว่า F1
2. การทำชุดฟิลเตอร์มีจำนวนน้อยเกินไป (จำนวน 2 ชุด) ที่จะมาทดลองเปรียบเทียบเพื่อให้ได้สัญญาณที่ไม่ไปรบกวนช่อง 9 และช่อง 11 น้อยที่สุดหรือไม่รบกวนเลย
3. ในการพันขดลวดของชุดฟิลเตอร์ขณะวิจัยได้ทำขึ้นมาเองทำให้การโค้งมนของขดลวดไม่สม่ำเสมอ ซึ่งมีผลต่อการกรองความถี่
4. ท่อของชุดฟิลเตอร์ที่ใช้ครอบขดลวดก็ได้จัดหาโดยซื้อจากท้องตลาด ซึ่งมีความหนาไม่พอ การประสานและปิดท่อฟิลเตอร์ไม่ได้มีการเชื่อมที่มั่นคงเท่าที่ควรจึงทำให้การเป็นกราวด์ไม่สมบูรณ์เพียงพอ
5. ไม่ได้คิดและคำนึงถึงการแมทระหว่างชุดฟิลเตอร์และ Power Amplifier ภาคสุดท้าย และรวมถึงการแมท Transmittionline และ Antenna ว่ามีการเหมาะสมกันหรือไม่

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

1. RF Power Amplifier ทั้ง 2 Stage จะได้กำลังส่ง 1W และ 30 – 40 W ตามลำดับ
2. ในการใช้สูตรคำนวณนั้นจะมีค่าตัวแปรที่นำมาคำนวณเช่น เส้นผ่าศูนย์กลางขดลวด , เส้นผ่าศูนย์กลางท่อ , ความยาวท่อ ซึ่งต้องใช้วัสดุและอุปกรณ์ที่มีขายตามท้องตลาดทั่วไป จึงต้องนำค่านั้นมาคำนวณ ถ้าสามารถนำค่าที่ได้จากการคำนวณจริงมาตั้งทำวัสดุจากโรงงานก็จะได้ค่าที่มาตรฐานทำให้ผลการทดลองมีค่าที่แน่นอนกว่า
3. อุปกรณ์ที่ต้องกึ่งจัด และคว้านรูอย่างดี
4. Feed Through (อ้างอิงจากรูปที่ 2.11) ซึ่งจะทำให้การ Reflect สัญญาณข้ามขดลวด จะต้องเคลือบหรือชุบเงินแท้ ซึ่งจะเป็นตัวสะท้อนสัญญาณ Reflect ได้ดี
5. ปัญหาสัญญาณรบกวนช่อง 9 และช่อง 11 ต้องทำการชิลด์แต่ละ Stage โดยนำแผ่นทองแดงทำเป็นบล็อกรูปร่างอย่างมิดชิด เพื่อไม่ให้มีสัญญาณรบกวนออกมาจากตัวฟิลเตอร์ อุปกรณ์
6. การที่ได้ Watt น้อยเมื่อต่อ F2 เนื่องจากการสูญเสียในฟิลเตอร์ จึงต้องมี RF Power Amplifier มีกำลังขยายสูงขึ้นไป เพิ่มเข้าไป 200 – 400 Watts
7. ออกแบบเปรียบเทียบผลการทดลองโดยใช้ค่า เส้นผ่าศูนย์กลางขดลวดทองแดง(ดูตารางในภาคผนวก) และความยาวท่อ หลากขนาดขึ้นมาเพื่อมาคำนวณหาเส้นผ่าศูนย์กลางท่อ ดังตารางที่แสดง โดยจากรายการนี้ก็จะได้กล่องฟิลเตอร์ขึ้นมาจำนวน 9 ตัวอย่างที่จะนำมาทดลอง โดยที่สามารถเปลี่ยนเบอร์ขดลวดได้ตามต้องการ

เส้นผ่าศูนย์กลางท่อ(นิ้ว)			
ขดลวดทองแดงเส้นผ่าศูนย์กลาง, SWG	เบอร์ 13 2.336 มม.	เบอร์ 14 2.03 มม.	เบอร์ 15 1.828 มม.
ความยาวท่อ (นิ้ว)			
4			
6			
8 (หรือขนาดใกล้เคียงที่คำนวณได้)			หรือใช้ตามที่คำนวณได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Dennis Roddy. and John Coolen. **Electronic Communications**. Third Edition. Ontario: Prentice – Hall International
2. ชวิษ เมฆสุวรรณค์ และโยชิคะซึ ซาวามูระ. 2528. **Textbook Of Color Television Engineering**. พิมพ์ครั้งที่ 5. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ดวงกมล
3. วิโรจน์ แก้วจันทร์. 2548. **ทฤษฎีเครื่องส่งวิทยุและสายอากาศ**. ปทุมธานี: สกายบุ๊กส์
4. วสันต์ อาชาเดโชพล และแอดวานซ์เอ็นจิเนียริงกรุ๊ป. **สายอากาศและเทคนิคการติดตั้ง**. กรุงเทพฯ: ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
5. ถวิต พึ่งมา. 2530. **การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6. ประกิจ ตั้งติสานนท์. 2527. **วิศวกรรมการสื่อสารไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์**. กรุงเทพฯ: คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
7. <http://www.qsl.net/vr2xpb/GikenFilter/gikenfilter.html>
8. www.ieeeexplore.ieee.org/iel5/25/34066/01623181.pdf

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Improved Design of a Helical Resonator Filter for 450–500 MHz Band Land Mobile Communication

BANMALI RAWAT, SENIOR MEMBER, IEEE, AND REX E. MILLER

Abstract—The improved design procedure and experimental results of a practical helical resonator filter to be used at the output of a low power UHF land mobile transmitter are described. The adequate attenuation at more than three times the operating frequency of the carrier has been achieved by the transmitter's final matching network.

I. INTRODUCTION

FOR ELECTRONIC filters operating at frequencies above 50 MHz, it is very difficult to get high Q -factor with conventional $L - C$ components. But in the case of helical resonator filters unloaded Q of 1000 or more is very common. A helical resonator is defined as a lumped model of a $\lambda/4$ coaxial transmission line with one end open and the other end shorted. The inner conductor or the helix is centered inside the outer conductor or shield. The helix consists of several turns of wire with bottom end connected to the shield and the top end is normally kept open. The outer shield is made from highly conductive material like copper or silver and is in cylindrical or square form. Fig. 1 shows a typical helical resonator with square cross section.

A multisection filter shown in Fig. 2 can be formed by coupling helical resonators and placing windows between the sections. The coupling between the two sections depends on the size of the window. The tuning of the helical resonators for the desired frequency range is accomplished by tuning screws inserted through metal top cover. The input and output to the filter are connected through tap, coupling loop or probe.

IMPROVED DESIGN PROCEDURE FOR A PRACTICAL HELICAL RESONATOR FILTER

The detailed theory, analysis, and performance of helical resonator filters have been dealt with by several authors [1–4]. The main purpose of this paper is to discuss the simple and improved design techniques for a practical helical resonator filter used at the output of a low power UHF land mobile transmitter. The unwanted spurious signals at $\pm 40\%$ of the carrier frequency are to be attenuated at least by 40 dB in addition to the attenuation provided by the driver and matching networks. Further improvement required is the attenuation of carrier frequency harmonics at least by 50 dB. The insertion loss must be less than 0.5 dB.

Manuscript received February 28, 1983; revised July 5, 1983.
B. Rawat is with the Department of Electrical Engineering, University of North Dakota, Grand Forks, ND 58202. Telephone (701) 777-3333.
R. E. Miller is with the Engineering Division, E. F. Johnson Co., Appleton, WI 54912. Telephone (507) 835-6247.

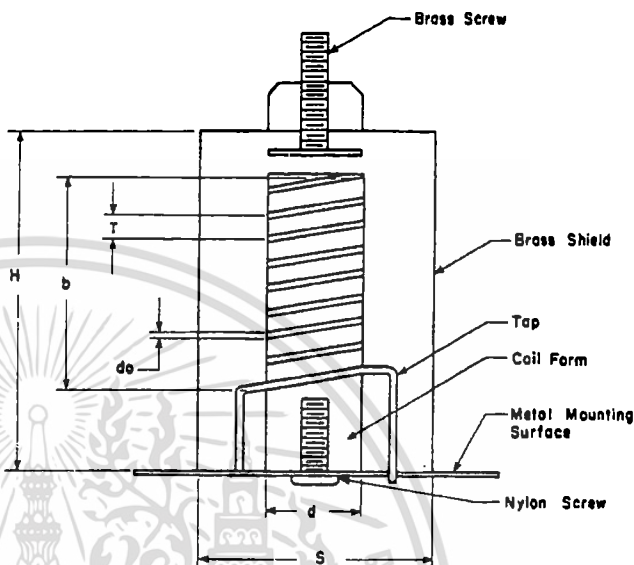


Fig. 1. Helical resonator.

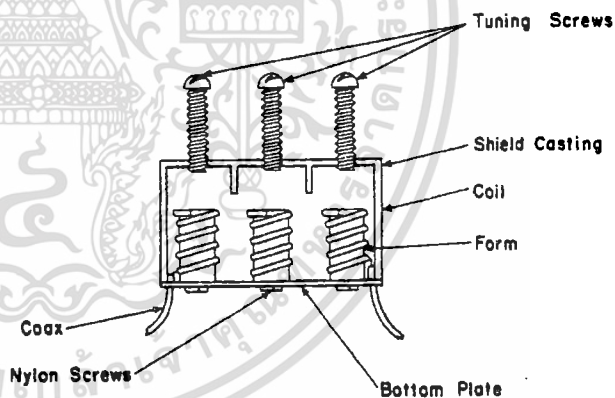


Fig. 2. Three-section helical resonator.

It is assumed that the transmitter final and driver is a broad-band design with flat response over any 20 MHz segment of its required operating frequency range. Thus for a uniform output over the entire 20 MHz bandwidth, a low ripple Butterworth filter response is required. Now the requirements of the filter can be specified as

passband	450–500 MHz (tunable)
insertion loss	0.3 dB
0.3 dB bandwidth	20 MHz
3 dB bandwidth	32 MHz
20 dB bandwidth	80 MHz
$Z_{in} = Z_{out}$	50 Ω .

The whole design procedure can be divided into the following steps.

Number of Filter Sections n Required and Checking the Shape Factor

number of filter sections n , required to meet the 1 dB stopband performance is determined from the 0.3 dB to 20 dB bandwidths and using the nomograph

$$\frac{20 \text{ dB BW}}{0.3 \text{ dB BW}} = \frac{80}{20} = 4.00.$$

$n = 4$ the value of $n = 3$, i.e., a three-section filter must to meet the required shape factor.

filter shape factor can be checked by using attenuation characteristics of the Butterworth filter [5] and the value of Ω B bandwidth, i.e., 2.5 in this particular case. It is observed that the stopband rejection of the filter is -24 dB at 1.25 of the center frequency. This meets the filter requirement at ± 40 MHz.

ultimate attenuation and bandwidth can be approximated from [5] for $\Omega = 10$. It is found that the stopband attenuation is -60 dB at ± 160 MHz of the center frequency.

Determination of Proper Unloaded Q Required to Maintain Specified Filter Insertion Loss and Bandwidth

value of all the loaded Q , i.e., Q_L of the filter is calculated

$$Q_L = \frac{f_0}{3 \text{ dB BW}}$$

$Q_L = 15.6$ for this design example. Now the unloaded Q , can be determined from given insertion loss using the

$$U = 20 \log \frac{U}{U-1}$$

$$\frac{2U}{2L}$$

for a helical filter Q_U must be greater than $10Q_L$ for less than 1 dB insertion loss. If the generator and load impedances are matched to the characteristic impedance of the line, the above procedure yields an approximate value for required Q_U . If more than two filter sections are used, the insertion loss is multiplied by a correction factor. This correction factor and the value of U can be obtained from [5]. This procedure is quite accurate for a filter with an insertion loss of 0.3 dB or greater. But the filter under discussion requires a U greater than 18, therefore a more precise method is required.

insertion loss of a three-section filter is given as

$$10 \log \left[\frac{2}{Q_0^2} + \frac{2}{Q_0} + 1 \right] \tag{1}$$

where

$$Q_0 = \frac{Q_U}{Q_L}$$

To determine the required Q_U , (1) is solved for Q_0 as

$$Q_0 = \frac{-2 \pm \sqrt{4 - 8 \left[1 - \log^{-1} \left(\frac{L}{20} \right) \right]}}{2 \left[1 - \log^{-1} \left(\frac{L}{20} \right) \right]} \tag{2}$$

for an insertion loss of 0.3 dB, $Q_0 = 58.6$ and the required $Q_U = 914.1$. Therefore the helical resonators are to be designed for $Q_U = 914.1$.

C. Calculations for Helical Dimensions

Now that the unloaded Q is known, the helical resonator dimensions can be determined as shown in Fig. 1.

- D Diameter of outer circular shield.
- S Width of the side of the square shield.
- H Minimum height of the square shield.
- b Length of the helix coil.
- d Diameter of the helix coil.
- n Helix coil pitch (turns/in).
- d_0 Helix coil wire diameter.
- N Total number of helix coil turns.
- τ Spacing between two consecutive turns of the helix coil.
- Z_0 Characteristic impedance of the resonator.
- f_0 Natural resonant frequency of the helical resonator without tuning screws.

Since all three sections of the filter are identical, the complete design of only one section is required, and the other two are made similar to it. Further the natural resonance frequency should be slightly higher than the highest frequency to be tuned without the tuning screw.

The nomographs of [2], [5] can be used for determining the approximate dimensions of the helical resonator. However, for more accurate results the following empirical relations should be used.

$$S = \sqrt{\frac{Q_U^2}{60^2(f_0)}}, \quad N = \frac{1600}{f_0(S)}$$

$$n = \frac{1}{\tau} = \frac{1600}{S^2 f_0}$$

$$Z_0 = \frac{81,500}{f_0 S}, \quad D = 1.2S$$

$$d = 0.66S, \quad b = S$$

$$d_0 = 1.6S, \quad \tau = \frac{1}{n}$$

$Q_U = 914.1, f_0 = 500$ MHz and outer square shield the dimensions are obtained as

$b = 0.68$ in, $N = 4.7$ turns, $n = 6.92$ turns/in

$Z_0 = 239.7 \Omega, D = 0.816$ in, $d = 0.4488$ in

$b = 0.68$ in, $d_0 = 0.072$ in or #13 wire

$H = 1.088$ in, $\tau = 0.144$ in.

height (H) of the outer shield as calculated is the minimum value that must be maintained to avoid the effects of the cover on helical tuning or on unloaded Q .

When designing a very low loss filter, it is important that resonator dimensions are precise, otherwise the predicted loaded Q cannot be obtained and the desired filter performance is not achieved. Therefore all the resonator dimensions should be checked for the following limits [6]:

$1.0 < b/d < 4.0$

$0.45 < d/D < 0.6$

$0.40 < \frac{d_0}{\tau} < 0.6$ at $b/d = 1.5$

$b < d/2$.

As observed that all the dimensions calculated for this example fall well within the required limits.

Tapping In and Out of the Helical Filter

There are several methods of coupling the energy in and out of the filter but the most common method is the direct tap. This produces more uniform results.

The normalized Q , i.e., q_0 of the filter is obtained from the relation

$$Q_0 = \left(\frac{3 \text{ dB BW}}{f_0} \right) Q_U$$

which is 58.5 in this case.

From [5] it is observed that for a three-section filter, if Q_0 is greater than 20, it can be considered as infinite. Therefore the normalized Q of the first and the last section, q_1 and q_N can be obtained from the charts [5].

For a three-section low loss filter $q_1 = q_N = 1.0$. Now the doubly loaded Q of the input and output resonators may be calculated from

$$Q_d = \frac{1}{2} q_1 \left(\frac{f_0}{3 \text{ dB BW}} \right) \tag{3}$$

R_b/Z_0 is given as

$$\frac{R_b}{Z_0} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{1}{Q_d} - \frac{1}{Q_U} \right) \tag{4}$$

where

- Q_d doubly loaded Q
- q_1 normalized Q
- R_b load impedance

which should be divided equally between the generator and the second resonator. The electrical angle with reference to the voltage standing-wave minimum is calculated from the relation

$$\sin \phi = \sqrt{\frac{R_b}{2Z_0} \left(\frac{R_{\text{tap}}}{Z_0} \right)} \tag{5}$$

where

- R_{tap} tapping point input or output impedance (50 Ω)
- Z_0 2.397 as calculated before.

The tap point in turns from the bottom of the helix is given as

$$\text{tap} = \frac{N\phi^\circ}{90^\circ} \tag{6}$$

which is 0.344 turns in this example. The input and output resonators are identical and are designed to operate into 50 Ω , so that both can be tapped at 0.344 turns.

III. SELECTION OF THE MATERIAL AND FABRICATION OF THE FILTER

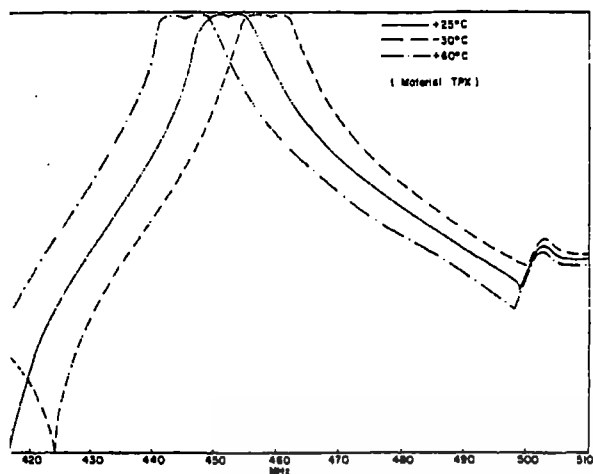
The selection of the proper material is very important in helical resonator filters. Depending upon the helix wire size and number of turns, some support to the helix coil is necessary in order to prevent detuning when it is subjected to shock or vibrations. Care should be taken that the form material has a good dissipation factor at the given frequency so that the variation in Q is the minimum possible. Further it is also important that the form material be stable over temperature variations. Fig. 3 shows a typical example of a helical resonator being detuned due to variation in form material subjected to various temperatures. The material used is TPX, which has an excellent dissipation factor but still could not sustain the temperature variations.

The following form materials are generally used for helical resonators. Before using these materials it is necessary to check their thermal expansion characteristics.

Polystyrene	Noryl
Polypropylene	TPX
Rexolite 1422	Teflon
Nylon	Ceramic.

Taking the above factors into consideration, the material selected for this filter example was Rexolite 1422 which has good electrical and thermal characteristics.

The three-section helical shield was milled to exact dimensions from a solid block of aluminum. A Rexolite rod was milled to the proper diameter and a groove was cut in it at the desired helix winding pitch to hold the coil in place. The coil was then preformed on a piece of brass rod at a slightly smaller



Detuning of the helical resonator with temperature variation.

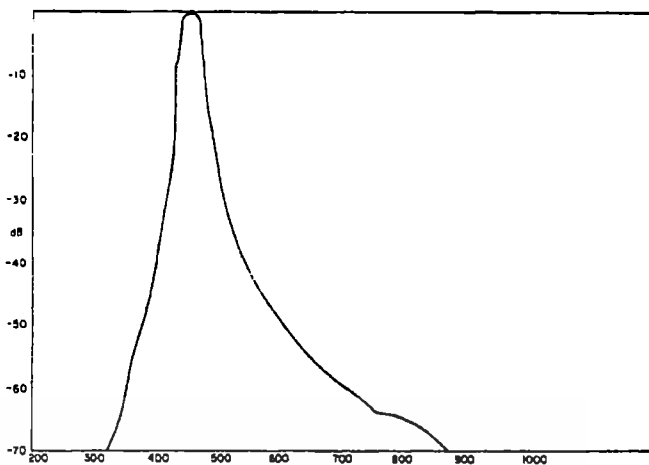
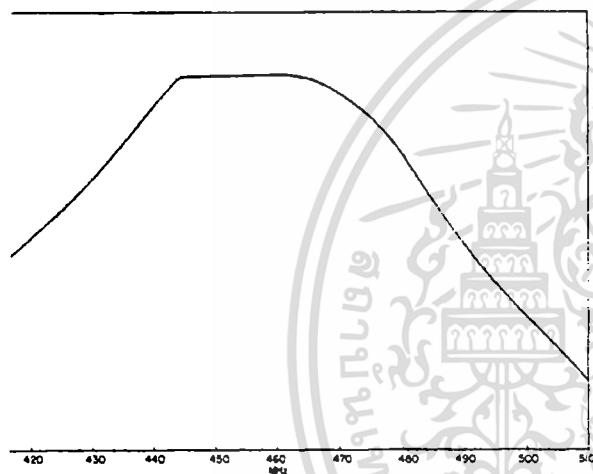


Fig. 5. Three-section helical filter response (wide scan width).



4. Three-section helical filter response (narrow scan width).

tics of the filter as

0.3 dB bandwidth	20.5 MHz
3 dB bandwidth	28.5 MHz
20 dB bandwidth	58 MHz
ultimate attenuation	≥ 70 dB
frequency range	448 to 515 MHz
insertion loss	0.4 dB.

It is observed that the filter meets the specified requirements as laid down in the beginning. Moreover 20 dB bandwidth exceeds the specifications. Next, the filter was tested for spurious outputs when connected to UHF transmitter and was found to be satisfactory.

V. CONCLUSION

This design technique is simple and results in improved performance of the filter. Though the helical resonator filter offers less rejection at three times its operation frequency but by using this technique the transmitter final matching networks provide adequate attenuation.

ACKNOWLEDGMENT

The authors express their sincere thanks to Mr. Bruce Pontius, Vice President, Engineering, E. F. Johnson Co., Waseca, MN, for providing the necessary facilities for fabrication and testing of the filter.

REFERENCES

- [1] W. Sichak, "Coaxial line with helical inner conductor," *Proc. IRE*, vol. 42, pp. 1315-1319, Aug. 1954.
- [2] W. W. Macalpine and R. O. Schildknecht, "Coaxial resonators with helical inner conductor," *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 2099-2105, Dec. 1959.
- [3] A. I. Zverev and H. J. Bliniekoff, "Realization of a filter with helical components," *IRE Trans. Comp. Parts*, pp. 99-110, Sept. 1961.
- [4] D. J. Miley and J. B. Beyer, "Field analysis of helical resonators with constant bandwidth filter application," *IEEE Trans. Parts, Materials Packag.*, vol. PMP-5, no. 3, pp. 127-132, Sept. 1969.
- [5] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*. New York: Wiley, 1967.
- [6] M. Cohen, "Design techniques, utilizing helical line resonators," *Microwave J.*, pp. 69-73, Aug. 1965.


IV. EXPERIMENTAL RESULTS

coupling was adjusted to the desired bandwidth and insertion loss was measured as 0.4 dB including the loss of connectors. Figs. 4 and 5 show the response characteris-

S. J. Hecht and J. J. Taub, "Design of a New low cost helical resonator filter," *Microwaves*, pp. 26-31, Feb. 1966.

Engineering, University of North Dakota, Grand Forks, ND. His research areas are microstrip lines, MIC's, dielectric resonators, and mm-ICs.

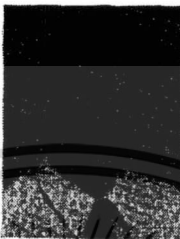
Dr. Rawat is a consultant to E. F. Johnson Company, Waseca, MN. He is member of Sigma XI, North Dakota Academy of Science, the American Association for the Advancement of Science, and the Planetary Society.



Banmali Rawat (M'75-SM'83) was born in Garhwal, India in 1947. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electronics engineering from Banaras Hindu University, Varanasi, India, in 1968 and 1970, respectively, and the Ph.D. degree from Sri Venkateswara University, Tirupati, India, in 1976.

He was employed by West Coast Paper Mills Ltd., Dandeli, Karnataka, India as Instrumentation Engineer until 1972. From 1972-1975 he was a Senior Research Fellow, first at Birla In-

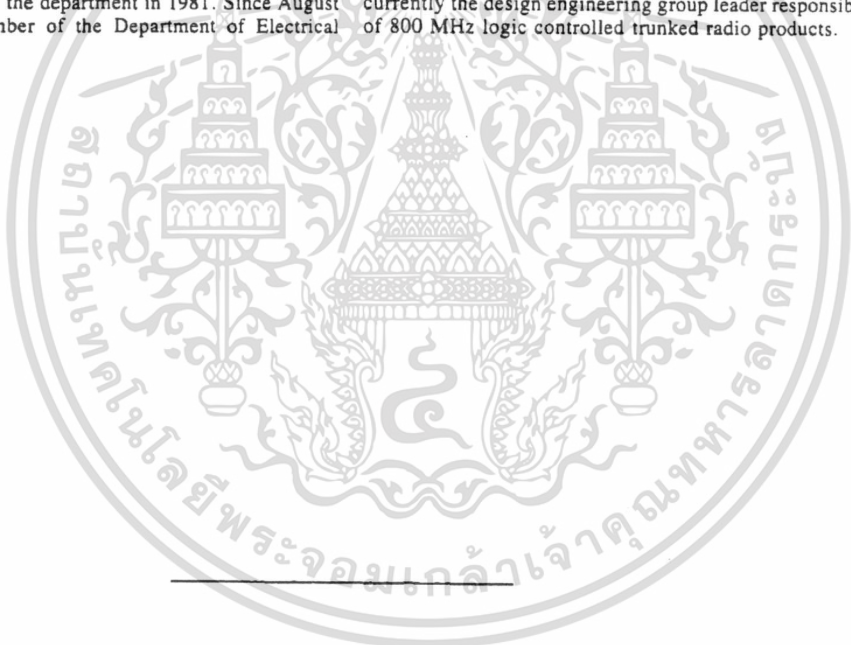
stitution of Technology & Science, Pilani and later at Sri Venkateswara University, Tirupati, India. During this period he worked on a research project sponsored by the Department of Atomic Energy, Government of India in the field of microstrip lines. He was a Senior Scientific Officer at National Development Establishment, Bangalore and Defense Electronics Applications Laboratory, Dehra Dun, India from 1975-1978. At various defense research and development laboratories he was involved with design and development of microwave systems and circuits for satellite communication, MIC's for radars, microwave communication systems, avionics systems and millimeter wave communication. In 1978 he joined Madan Mohan Malaviya Engineering College, Gorakhpur, India, as Assistant Professor in the department of Electronics Engineering and became Professor and Chairman of the department in 1981. Since August 1983 he has been a faculty member of the Department of Electrical



Rex E. Miller was born in Jesup, Iowa, in 1941. He attended the DeVry Institute of Technology and the Illinois Institute of Technology from 1958 to 1960 studying radio communications and electronics. He also attended the University of Mankato, Mankato, MN, from 1963 to 1964, studying physics.

He was employed by Farnsworth Radio Company from 1960 to 1962, working on the design and implementation of radio communications systems. Since 1963 he has been employed by the

E. F. Johnson Company, Waseca, MN, working on the design and development of VHF, UHF and 800 MHz mobile, portable and base station equipment for mobile radio and mobile telephone applications. He is currently the design engineering group leader responsible for development of 800 MHz logic controlled trunked radio products.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Realization of a Filter with Helical Components*

A. I. ZVEREV†, SENIOR MEMBER, IRE, AND H. J. BLINCHIKOFF†, MEMBER, IRE

Summary—In the VHF range, high-quality narrow-band filters of reasonable physical dimensions are extremely difficult to realize. Excessive pass-band insertion loss accompanies filters using lumped constant elements, and unreasonable size is a natural consequence of coaxial-resonator filters. Harmonic modes above the fundamental frequency are an inherent feature of these filters and are inadequate because of the unpredictable amount of energy in these modes above the harmonic frequency; and hence they cannot be used for very low percentage bandwidths. A solution to these problems is provided by the use of helical resonators for narrow-band filters.

This paper describes the helical resonator, measurement of its coupling to the resonator. A procedure for the design and construction of a filter using helical circuits is then presented. An example is given illustrating the design method, and photographs of helical-resonator filters are shown.

I. INTRODUCTION

It is a well-established fact that in the VHF range high-selectivity filters are extremely difficult to realize. High-quality, practical-sized lumped elements cannot be successfully used at frequencies above approximately 30 Mc, and coaxial resonators in the VHF range are large and cumbersome. Crystal filters, which are popular at the present time, cannot be used to solve the majority of VHF filter problems because of limitations in their realization. Let us recollect the known difficulties of filtering in the above-mentioned frequency range.

Crystal filters require a certain minimum value for the Q factor of the resonator or lumped reactance. Resonators in toroidal form are not generally used above 30 Mc because of distributed capacitance effect, and single-layer solenoids of reasonable size will provide a maximum Q of about 200. In order to increase the Q factor, the size of the coil must be increased to reasonable proportions. Even when the coil is made to these proportions the Q is still relatively low and the space requirements will naturally not be satisfied. The Q factor of toroidal resonators is usually very high, but in the VHF range their construction becomes bulky and unproportionally large in comparison with the size of present-day resistors, capacitors, and other components of a circuitry.

A piezo-electric crystal resonator is the only component which satisfies the electrical requirement of high Q and the physical requirement of small size. However, at the present time, it is practically impossible to construct crystals whose fundamental frequency is above

35 Mc. Their internal physical dimensions become so small that a good quality crystal cannot be produced. Harmonic crystals are generally utilized at frequencies above 30 Mc. The crystal itself is basically a very high-quality device, but it inherently possesses several shortcomings which appreciably reduce the domain of its utilization for filter construction. Crystals always have an unpredictable amount of spurious modes above the fundamental frequency (or any harmonic frequency), and hence they can only be used for very low percentage bandwidths (below 1 per cent). Any attempt to create wide-band crystal filters meets unsurpassable difficulties because of the necessity to include lossy spreading coils, which reduce the obtainable bandwidth from its theoretical maximum value. A crystal filter is basically a very narrow bandpass element.

For a long time the practicing engineer has looked for a new type of resonator which would provide a solution to the seemingly unsolvable problem of filtering in the VHF domain. The solution has come from an adjacent side of electronics—antenna design. We refer to the coaxial line with the helical inner conductor. Coaxial lines with helical inner conductors are used in traveling-wave tubes, as delay lines, high- Q resonators, high characteristic impedance transmission lines, and in extending impedance-matching techniques to frequencies as low as 300 kc. As yet they have not been used in filters.

Results of extensive experimentation in the use of helical resonators for high-quality filters in the VHF range will be given here.

II. HELICAL RESONATOR

Helical resonators of practical size and form factor, and with high Q (greater than 1000) can be constructed for the VHF range. Basically they resemble a coaxial quarter-wave resonator, except that the inner conductor is in the form of a single-layer solenoid (also called a helix). It is only natural to suspect that resonators of this form can be extended to higher frequencies, when a Q between several hundred and 1000 is sufficient.

The helical resonator consists of a single-layer solenoid enclosed in a shield made from a highly conductive material. The shield may have a circular or square cross section. One lead of the helical winding is connected directly to the shield and the other lead is open circuited.

As an example of space saving and superior form factor, consider a coaxial resonator at 54 Mc with an unloaded Q of 550. The coaxial resonator would be 4.5 feet long by 0.7 inches in diameter. The same quality helical resonator would be 1.5 inches in diameter and 2 inches long.

Received by the PGCP, February 13, 1961; revised manuscript received, April 21, 1961.
*Network Synthesis, Electronics Div., Westinghouse Electric Corporation, Baltimore, Md.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

sign
 . 1 shows a sketch of the resonator with circular section. With these notations, the following set of
 ions, which are well known to microwave specialists,
 e given:

$$= 0.025n^2 d^2 [1 - (d/D)^2] \mu h / \text{axial inch}, \quad (1)$$

s the equivalent inductance of the resonator in μh
 per axial inch
 is the mean diameter of the turns in inches
 is the inside diameter of the shield in inches

$$= \frac{1}{\tau} = \text{turns/inch}, \quad (2)$$

the pitch of the winding in inches.
 empirically for air dielectric,

$$= \frac{0.75}{\log_{10}(D/d)} \mu f / \text{axial inch}. \quad (3)$$

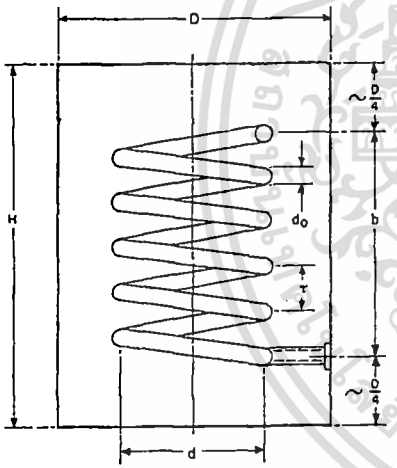


Fig. 1—Helical resonator.

equation is only valid for the following condition:

$$= 1.5, \quad (3)$$

s the axial length of the coil in inches.
 ese equations and all those below are accurate for
 resonator when it is realized between the following
 s:

V. W. MacLipine and R. O. Schildknecht, "Coaxial resonators with a helical inner conductor," Proc. IRE, vol. 47, pp. 2099-2105; number, 1959.

- 1.0 < b/d < 4.0
- 0.45 < d/D < 0.6
- 0.4 < d₀/τ < 0.6 at b/d = 1.5
- 0.5 < d₀/τ < 0.7 at b/d = 4.0
- τ < d/2,

where

d₀ is the diameter of the conductor in inches.

The axial length of the coil is approximately equivalent to a quarter wavelength. This actual length is much shorter than the free-space length, which is given by the expression

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f_0} \times 10^{-9}, \quad (4)$$

where

c is the speed of light in free space

and

f₀ is the operating frequency in Mc.

The actual length of the coil in inches can be expressed by the following equation:

$$b = \frac{250}{f_0 \sqrt{LC}}, \quad (5)$$

where

f₀ is the resonant frequency in Mc.

This expression is based on theoretical considerations, but a working equation can be formulated with the help of the following expression:

$$\text{wave velocity, } v = f_0 \lambda = \frac{2\pi \text{ RAD}}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1000}{\sqrt{LC}}. \quad (6)$$

Because of fringing effect and self-capacitance of the coil, the electrical length of the coil is approximately 6 per cent less than a quarter wavelength. The empirical value of b will be reduced by 6 per cent and is

$$b = \frac{0.94\lambda}{4} = \frac{0.235v}{f_0} = \frac{235}{f_0 \sqrt{LC}}. \quad (7)$$

The number of turns per inch is obtained by substituting (1) and (3) into (5).

$$\frac{1}{\tau} = n = \frac{1720}{f_0 D^2 (b/d) (d/D)^2} \left[\frac{\log_{10}(D/d)}{1 - (d/D)^2} \right]^{1/2} \text{ turns per inch}. \quad (8)$$

The total number of turns N is given by

$$N = nb = \frac{1720}{f_0 D (d/D)} \left[\frac{\log_{10}(D/d)}{1 - (d/D)^2} \right]^{1/2} \text{ turns}. \quad (9)$$

The characteristic impedance of the resonator is expressed by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1000}{\sqrt{LC}} = 183nd\{[1 - (d/D)^2] \log_{10} (D/d)\}^{1/2} \text{ ohms.} \tag{10}$$

$$\frac{d}{D} = 0.55 \text{ and } \frac{b}{d} = 1.5,$$

$$N = \frac{1900}{f_0 D} \text{ turns,} \tag{11}$$

$$Z_0 = \frac{98000}{f_0 D} \text{ ohms.} \tag{12}$$

When the shield is of square cross section, the following formulas are applicable:

$$\text{length of one side of the square} = \frac{D}{1.2} \tag{13}$$

$$60S\sqrt{f_0} \tag{14}$$

$$\frac{1600}{f_0 S} \tag{15}$$

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1600}{S^2 f_0} \tag{16}$$

$$\frac{81500}{f_0 S} \tag{17}$$

$$0.66S \text{ for } d/D = 0.55 \tag{18}$$

$$S \text{ for } b/d = 1.5 \tag{19}$$

$$1.6S. \tag{19}$$

Figure 1 shows the nomogram constructed from formulas (13) through (19). This nomogram is to be used for helical resonators in shields of square cross section.

resonators in shields of square cross section, the resonator that physically lends itself best to filter design.

B. Quality Factor

As mentioned before, the helical resonator solves the immediate problem of high-quality resonators in the VHF range, the "no man's land" where all conventional resonators fail to meet the basic requirements for filter applications. In a reasonable volume they provide a tuned circuit whose *Q* is higher than a normal lumped circuit. Possible causes of dissipation in the resonator are losses in the conductor, the windings, the shield, and the dielectric.

The *Q* of the resonator—electrical or mechanical—is defined by

$$Q = 2\pi \frac{(\text{energy stored})}{(\text{energy dissipated per cycle})} \tag{20}$$

$$= 2\pi f \frac{(\text{energy stored})}{(\text{power dissipation})}$$

The most important loss in coils is the copper loss, as influenced by skin and proximity effect. There is also an additional loss due to currents in the shield. The resistance of the coil can be expressed as

$$R_c = \frac{n\pi d\phi\sqrt{f}}{12000 d_0}$$

or,

$$R_c = \frac{0.083}{1000} \cdot \frac{\phi}{nd_0} \cdot n^2 \pi d\sqrt{f} \Omega/\text{axial inch.} \tag{21}$$

An additional resistance due to the shield is given by

$$R_s = \frac{9.37n^2 b^2 (d/2)^4 \sqrt{1.724f}}{b[D^2(b+d)/8]^{4/3}} \sqrt{\frac{\rho_s}{\rho_{cu}}} \times 10^{-4} \Omega/\text{axial inch.} \tag{22}$$

The unloaded *Q* of a resonant line² is given by

$$Q_u = \frac{\beta}{2\alpha} \tag{23}$$

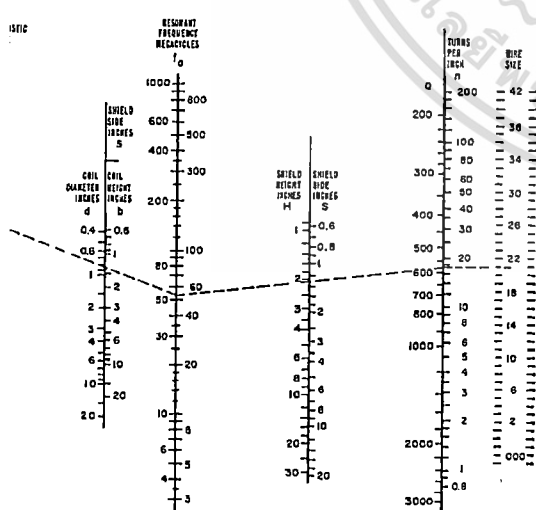
If *R_c* and *R_s* are assumed in series, the *Q* of the resonant line is expressed as

$$Q_u = \frac{2\pi f_0 L}{R_c + R_s} \tag{24}$$

In this form, the dielectric losses are neglected. For a resonator with a copper coil and copper shield, (21) and (22) can be substituted into (24), and the final expression for the unloaded *Q*³ is

$$Q_u = 220 \frac{(d/D) - (d/D)^3}{1.5 + (d/D)^3} D\sqrt{f_0} \tag{25}$$

$$\approx 50 D\sqrt{f_0}. \tag{26}$$



Nomogram for helical resonators in shields of square cross section.

² "Reference Data for Radio Engineers," IIT Corp., New York, N. Y., 4th ed., p. 575; 1956.
³ *Ibid*, p. 603.

is simplified equation is accurate to ± 10 per cent is derived with three practical limitations:

$$0.45 < \frac{d}{D} < 0.6,$$

$$\frac{b}{d} > 1.0,$$

$$d_0 > 5 \delta,$$

is the skin depth.

opper conductors⁴

$$\delta = \frac{2.60 \times 10^{-3}}{\sqrt{f_0}} \text{ inch.} \quad (27)$$

ow how important the volume of the resonator is, as a function of volume is

$$Q_u = 50 \sqrt[3]{\text{vol}} \cdot \sqrt{f_0},$$

$$0.4 < \frac{d}{D} < 0.6 \text{ and } 1 < \frac{b}{d} < 3. \quad (28)$$

. 3 illustrates how rapidly the unloaded Q decreases function of d/D and how important it is to keep ratio between the specified limits.

Measurement of Resonator Q

problem of finding the unloaded Q of the resonator is not easy. Many methods have been proposed, but have been inconvenient or impractical. However, unloaded Q can be estimated quite accurately from loaded Q and the insertion loss.⁵ This relation between insertion loss and Q when generator and load impedances are equal is

$$L_{DB} = 20 \log \frac{U}{U-1},$$

$$U = \frac{Q_{\text{unloaded}}}{Q_{\text{minimum}}} \quad (29)$$

In this case, Q_{min} is the loaded Q determined from the minimum $Q_{\text{min}} = f_0 / (BW)_{3db}$, where $(BW)_{3db}$ is the measured 3-dB bandwidth. When loop coupling is used into and out of the resonator the insertion loss, and hence Q_{min} , is a function of the coupling between loops and the coupling in the loop circuits. It is desirable to use very weak coupling in order that the effect of coupling between loops may be neglected. Fig. 4 gives a plot of (29). The insertion loss is measured by the substitution method

⁵ d., p. 129.
G. Fubini and E. A. Guillemin, "Minimum insertion loss" Proc. IRE, vol. 47, pp. 37-41; January, 1959.

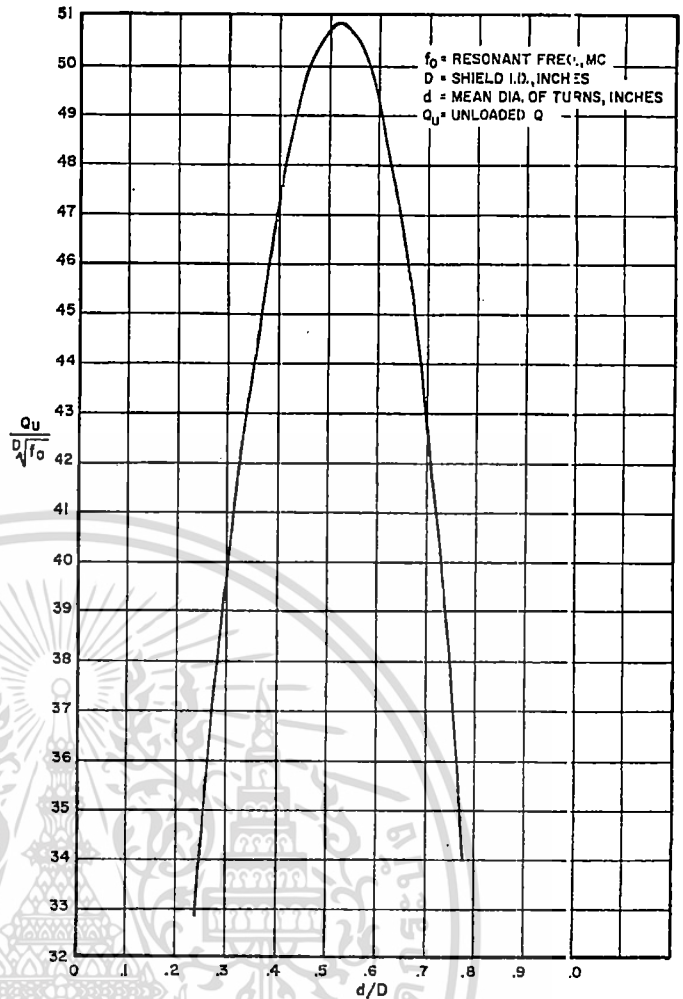


Fig. 3—Unloaded Q of the helical resonator.

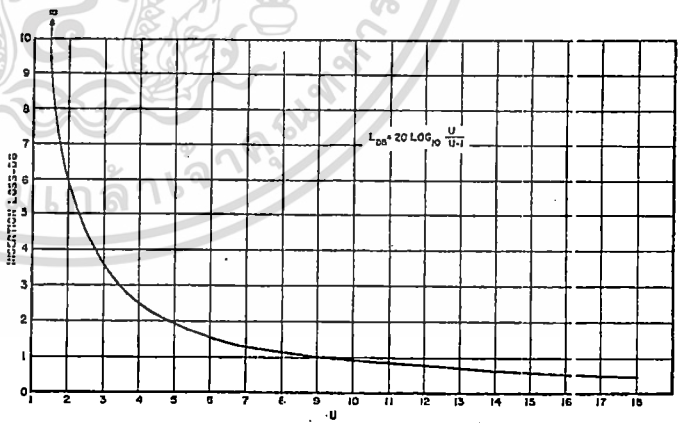


Fig. 4—General curve for minimum insertion loss.

when all coaxial cables are as short as possible. The value of unloaded Q is evaluated by multiplying the value of Q_{min} by the value of U , which corresponds to the measured insertion loss. If the insertion loss of the resonator is greater than 25 db, the correction factor for the unloaded Q will be 1.05 or less. At this condition, Q_{min} will only be in error of Q_{unloaded} by 5 per cent and it is self-evident that Q_{unloaded} could be calculated from $f_0 / (BW)_{3db}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Construction of Resonator

To obtain the predicted unloaded Q , several important factors for construction of the resonator should be remembered. The coil form should be made of a low-loss material such as teflon or polystyrene. If the dielectric material is sufficiently rigid, the coil form can be nothing more than a hollow cylinder. Helices using larger wire sizes do not require a winding form and can be self supported at the connected end. Prewound air-core coils can also be used. It is desirable to silver plate the surface of the coil and the shield to increase the conductivity. The form of the shield can be cylindrical, rectangular, or any other shape, but for simplicity of calculations only a shield of a circular or square cross section has been considered. There should be no seam in the shield parallel to the coil. The lower end of the coil should be carried over and soldered (or welded) to the shield as directly as possible. The coil end is run to the bottom cover of the shield, and the cover must be solidly soldered to the shield in order to reduce the losses in the joints. The length of the shield should be extended beyond the coil on each side by approximately one quarter of the shield diameter. If the coil is carried to the bottom of the shield without having a clearance, the lower few turns would be ineffective for storage of energy but would still contribute loss. The clearance, at the top of the resonator, reduces capacitive coupling due to fringing. The resonator can be open since the top and bottom shields have little effect upon the frequency and Q . The axial field is minimized by use of the top and bottom shields.

Coupling

One very important problem is now considered—that of coupling into and out of the helical resonators. Several methods to effectively couple to the helical resonator are loop coupling at the bottom of the coil, probe coupling at the top of the resonator, or aperture coupling in a manner analogous to direct-coupled coaxial resonators.

A loop for low-impedance coupling is usually placed around the actual coil in a plane perpendicular to the axis and only a small distance from the coil itself. In the case of a filter, it is only natural to suspect that the distance between the coupling loop and helix can be varied for adjustment of the standing wave ratio or echo attenuation.

For high-impedance coupling between input and output circuit and resonator, or between resonators, the coil is placed close to the upper part of the helix. In this manner no direct current circuits are provided and the coupling is mostly capacitive. With small capacitors between coupling elements between resonators, an appreciable amount of coupling, which determines the bandwidth, can be obtained. Openings between the resonators can be used for coupling. Openings at the upper part are equivalent to capacitive coupling; that is, more attenua-

tion is obtained on the lower side of the pass band than on the upper. Openings in the lower part of the partitions provide inductive coupling, and the filter will exhibit more attenuation on the high side than on the low side.

III. FILTER WITH HELICAL RESONATORS

To develop a filter, it is necessary to prescribe the desired effective attenuation as a function of frequency. In most instances, this requirement is simple. In the pass band, the attenuation must be small, while in the stop band, the attenuation must be greater than a given value. Between these two bands lies the transition band where the attenuation rises from a small to a large value. The problem is to realize a transmission function which satisfies the above attenuation requirements.

A filter with the above requirements can be realized by two different kinds of responses: Butterworth and Tchebycheff. The first type of response, which gives no ripples in the pass band, may be considered as the limiting case of the more general Tchebycheff response. With the Butterworth response, often called a maximally flat characteristic, minimum attenuation in the pass band is obtained. A Tchebycheff response is one with maximum slope in the transition region between pass and stop band. The attenuation vs frequency is allowed to oscillate or ripple between prescribed limits in the pass band. In general, the bigger the ripples in the pass band, the steeper the slope of attenuation in the transition region.

A. Determination of Q Factor

For a given set of specifications, the value of the unloaded Q must exceed a certain Q_{min} in order that the filter be realizable. Fig. 5⁶ shows the relationship between the required q_{min} ($Q_{min} = q_{min} f_0 / \Delta f$) for a Butterworth and three different Tchebycheff filters.

Example: A 7-pole filter (7 resonators) possessing a Butterworth response requires a q_{min} of 4.6. For a Tchebycheff response with a 1-db ripple in the pass band, $q_{min} = 21.9$. If Q_{min} were equal to Q_{min} , the insertion loss would be infinite. It is self evident that the unloaded Q must exceed Q_{min} . The values of q_{min} have been tabulated for both the Butterworth and Tchebycheff cases and the theoretical performance of these filters is shown.⁷

For the above cases, assuming a 1 per cent bandwidth, Q_{min} equals 460 for the Butterworth filter and 2190 for the Tchebycheff. It must be remembered that if components, whose unloaded Q is barely equal to Q_{min} , are used, the response can be achieved, but an infinite mid-band loss will result.

When the unloaded Q is greater than Q_{min} , the loss of the filter does not primarily depend on the number of sections, but is exclusively controlled by the ratio U , given in (29). Once the minimum value of unloaded Q is obtained and the quality factor of available components

⁶ *Ibid.*, p. 37.

⁷ "Reference Data for Radio Engineers," *op. cit.*, pp. 193-198.

etermined, the loss in the filter is almost completely d and varies very little with the shape of the filter, mber of sections, the bandwidth, etc.

ini and Guillemín⁸ give a curve that shows the um insertion loss at midband of Butterworth plotted as a function of the ratio U . The following onclusions can be made.

For moderate losses, the curves are very close to each other,

The curves for 1 and 2 section filters are exactly the same and are expressed by (29).

m the previous example of a 7-pole Butterworth assume the available unloaded Q of each section). The value of U can be computed as follows:

$$U = \frac{Q_{unl}}{Q_{min}} = \frac{3000}{460} = 6.54.$$

(29) or Fig. 4,

$$L_{DB} = 20 \log \frac{6.54}{5.54} = 20 \times 0.071 = 1.42 \text{ db.}$$

mentioned before, this equation is only valid for 2 sections. For the example with 7 resonators, a correction factor must be used. Fig. 6 plots this correction given by Fubini and Guillemín and shows that loss is always greater as the number of section is increased.

When the number of sections is 7, the correction factor and the actual insertion loss at midband will be

$$L_{EB} = 1.42 \times 1.27 = 1.8 \text{ db.}$$

For a realizable Tchebycheff filter, Q_{min} is always higher than that of a Butterworth filter and can be found from Fig. 5. For the same unloaded Q and bandwidth, the insertion loss of a Tchebycheff filter will be several times greater than that of a Butterworth filter.

Example: If the available unloaded Q is 5000 and the relative bandwidth is 1 per cent, the insertion loss for a Butterworth filter will be 0.48 db. For a Tchebycheff filter with 4 sections (3-db ripple) the expected insertion loss will be 2.3 db. If the Q factor is only 3000, the insertion loss will result in 0.935-db loss and the latter will result in 4.3-db insertion loss. If the Q is 2000, the corresponding insertion losses will be 1.2 and 7 db, respectively.

For more information concerning this subject, consult the literature.⁹

Filter Construction

As previously stated, the only reason for using helical resonators is to reduce the size of the filter and to provide low insertion loss in the pass band. The design of a filter for a Butterworth and Tchebycheff response is

⁸Fubini and Guillemín, *op. cit.*, p. 38.
⁹Reference Data for Radio Engineers, *op. cit.*, pp. 187-235.

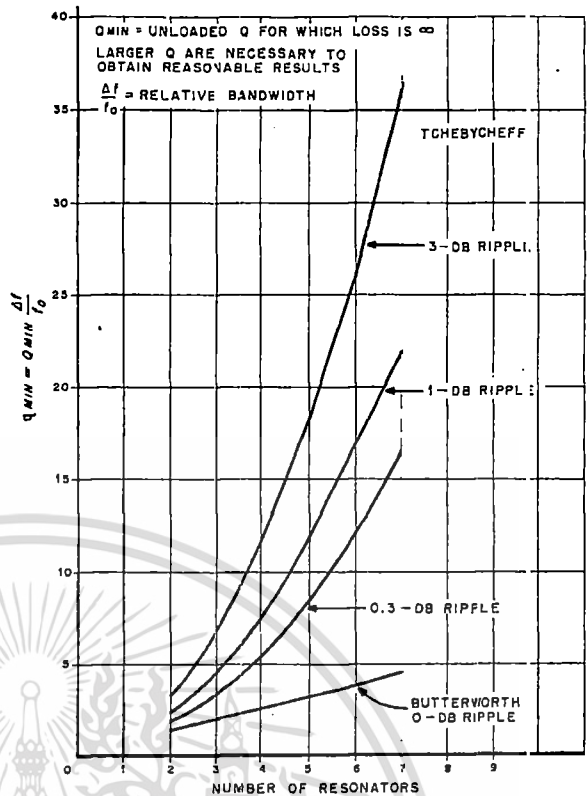


Fig. 5—Relative minimum unloaded Q for Butterworth and Tchebycheff filters.

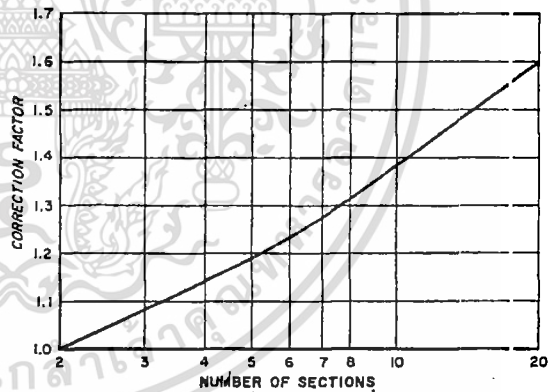


Fig. 6—Correction factor for insertion loss for two or more sections.

straightforward, and the evaluation of their circuit elements is well known. More interesting, however, are the equivalent schematic and the mechanical realization of the filter.

Even after carefully calculating the number of turns and all dimensions of the resonator, it is very possible that the resonant frequency may be in error by as much as 10 per cent. This must be adjusted without any distortion to the other dimensions so that the predicted Q will be obtained. This adjustment is made by using a brass screw at the top of the helix. In the equivalent schematic, the screw, because it is connected to the ground, has the effect of providing capacitive loading for the helix.

Fig. 7 shows the equivalent schematic of a 2-cavity filter when a lumped capacitance exists. Fig. 8 shows a 3-cavity filter based upon the same principle of a helical resonator inside each cavity and magnetic coupling between them through the openings. Coupling in and out of the filter is provided by low-impedance loops.

Coupling Between Resonators

The coupling of helical resonators is considered the complicated problem of the filter design. However, the problem is greatly simplified if the coupling is mostly inductive. Fig. 9 shows a physical construction which does this. The shield is made of the same material as the can and is solidly connected to the sides of the can (spot welded, dip brazed, or soldered). The dimension h determines the amount of coupling between resonators, and a method will be given here for determining it.

The coupling is considered to be entirely inductive, a reasonable assumption for narrow-band filters (<8 per cent). The shield will then be far enough down the coil so that nearly most of the capacitive coupling is eliminated. The calculation of the coupling between coils with parallel shields has already been done, and with a slight modification can be applied to helical resonators. One of the primary considerations to be considered is S/d . For the dimensions in Fig. 9, $S/d = 1.52$. Fig. 10 is based upon this value, but the actual ratio is much different (>15 per cent), and Fig. 10 should be consulted. The quantities shown on Fig. 10 will now be defined.

The distance τ , and d are given in (13) through (19). From Fig. 9 is seen to be the distance from the bottom of the coil to the beginning of the shield. The mutual inductance between coils. For small percentage bandwidth filters (<8 per cent), M can be given quite accurately by the relationship

$$M_{12} = k_{12} \times \frac{L}{2} \times \frac{(BW)_{3dB}}{f_0} \tag{30}$$

where the subscripts 1 and 2 refer to the first and second resonator, respectively. The mutual inductance between the 1st and 3rd coil is given by M_{23} . The normalized values of coupling can be found in the literature.⁹

The procedure for determining h is to first make an educated guess. Calculate h/d and enter Fig. 10 with this value. Three curves are given for different values of N . It can be shown¹¹ that the coupling is a function of the ratio h_0/d . By substitutions involving (14), (15), and (17), the condition that

$$\frac{d_0}{\tau} = 0.5,$$

9. B. Dwight, "Electrical Coils and Conductors," McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, N. Y., 1st ed., pp. 257-263; 1945. 10. Ibid., p. 261.

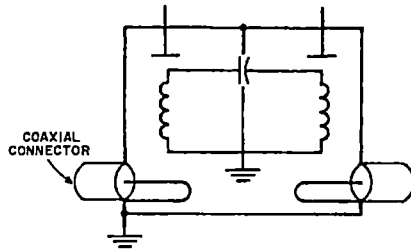


Fig. 7—Equivalent schematic of a 2-cavity filter.

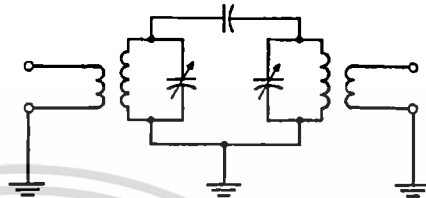


Fig. 8—A 3-cavity filter.

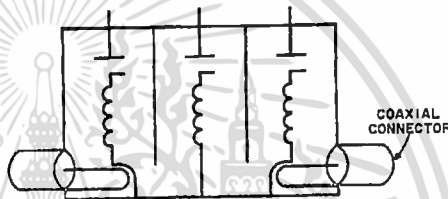


Fig. 9—Position of coupling shield used with shields having square cross sections.

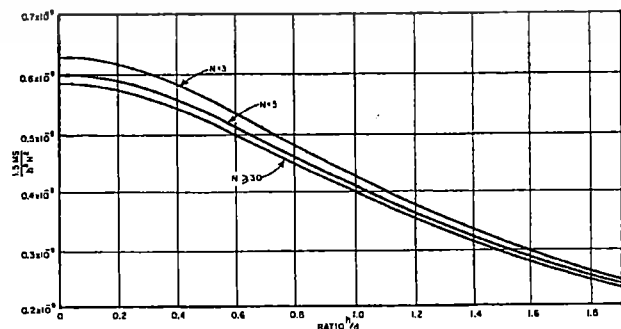


Fig. 10—Mutual inductance between resonators as a function of dimension h .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

It can be shown that the ratio $d_0/d = 1/1.32N$. It should be noted that the family of curves of Fig. 10 rapidly converges with increasing N . A value of $1.5 MS/N^2h^2$ is obtained from the appropriate curve. Then calculate MS/N^2h^2 using the value of h estimated. Unless the initial guess was exactly correct, the above two values of MS/N^2h^2 will differ. The process is now to pick a new value of h until the correct one is determined. This is a rapidly convergent procedure and should normally require about three attempts.

IV. ILLUSTRATIVE EXAMPLE

In order to complete the design information of a 3-pole filter, an example will be given. The purpose of this example is to emphasize the fact that the development of the type of filter is a straightforward continuation of regular filter practice in the VHF and UHF domain. It is a missing link between existing low-frequency filter practice, extending from 0 to somewhere above 20 Mc and microwave filters starting in the hundred megacycle

Specifications

The required filter is of the bandpass variety, centered at 54 Mc with a 3-db bandwidth of 3 Mc. 40-db attenuation is required at 46 and 62 Mc. Insertion loss of the filter must not exceed 1 db. The impedance must be approximately 50Ω, and the input and output must have a dc path. Reflective attenuation in the pass band has to be greater than 13 db or the VSWR has to be no greater than 1.5 (see Fig. 13). Percentage bandwidth = $3/54 = 5.5$ per cent.

Solution:

Fig. 11 shows the number of resonators necessary for a Butterworth response. Entering with the following information:

a) Left side—

$$\frac{BW_{40\text{ db}}}{BW_{3\text{ db}}} = \frac{16}{3} = 5.33$$

b) Right side—absolute value of rejection = 40 db

A straight line connecting these points indicates that the required number of resonators is 2.8. Therefore 3 resonators will be used. This network will be defined by a third-order polynomial (3-pole network with no zeros).

The necessary value of unloaded Q .

The value of Q_{min} for a Butterworth response is 2.0.¹³ Then $Q_{min} = 2.0 \times 54/3 = 36$.

The rigid necessity to satisfy the requirement of 1-db insertion loss in the pass band at mid-frequency yields the following design relation:

$$L_{DB} \text{ times correction factor} = 1 \text{ db} (= L_{db} \cdot K).$$

Reference Data for Radio Engineers," *op. cit.*, p. 194.

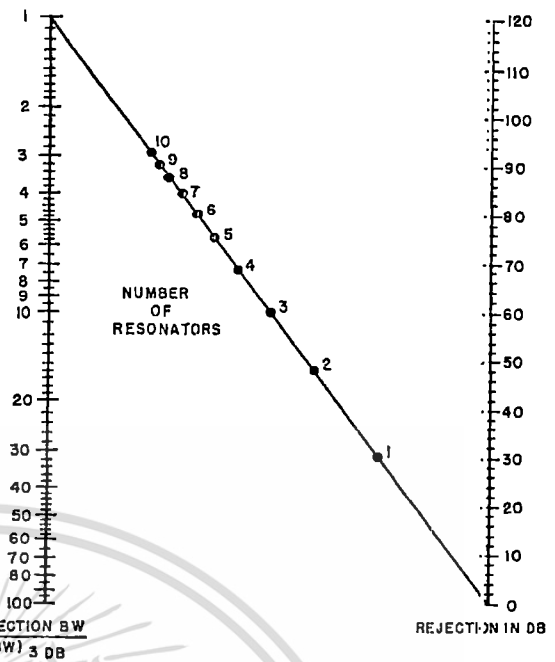


Fig. 11—Number of resonators necessary for a Butterworth response.

From Fig. 6, the correction factor is seen to be 1.09. $L_{DB} = 1/1.09 = 0.914$ db.

From Fig. 4, $U = 9.5$ for $L_{db} = 0.914$ db

$$Q_{unl} = U Q_{min} = 9.5 \times 36 = 342.$$

b) Fig. 12 shows an alternate method¹³ of finding the unloaded Q . The only limitation upon this nomogram is that the insertion loss per resonator not exceed 3 db. Thus, for a filter whose total insertion loss must not be greater than 1 db, it is obvious that this nomogram is applicable. For this nomogram, Q_{loaded} is defined as $Q_{loaded} = f_0/BW_{3db}$. For this example, the insertion loss can be evaluated as follows:

With a straight edge connect 1 db on the right scale and the point corresponding to 3 resonators. This will intersect 0.053 on the left scale. Then

$$\frac{Q_{loaded}}{Q_{unloaded}} = 0.053$$

$$Q_{unloaded} = \frac{54}{3 \times 0.053} = 340.$$

It is seen that this value is very close to that value calculated in part "a."

3) Design of Resonator Dimensions.

a) To insure that the insertion loss remains below 1 db, the helical resonator will be designed for a Q of 500. From (13)–(19),

¹³ R. D. Baars, "Nomograms for microwave filter design," *Microwave J.*, vol. 3, pp. 59–62; August, 1960.

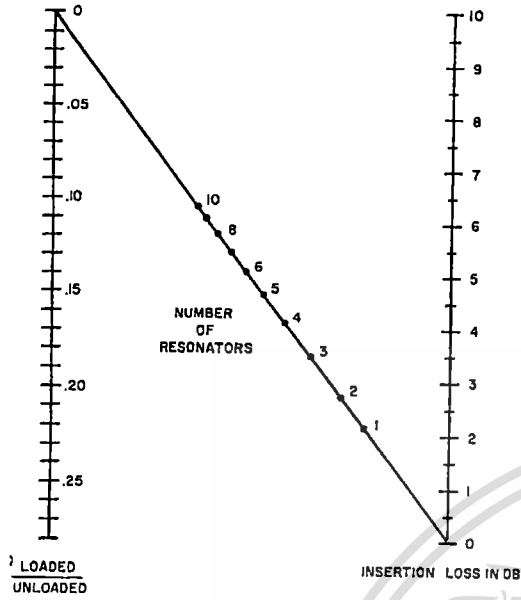


Fig. 12—Insertion loss of a Butterworth filter.

$$S = \frac{Q}{60\sqrt{f_0}} = \frac{500}{60\sqrt{54}} = 1.13 \text{ inches.}$$

Available space allows the use of a standard dimension can whose width is 1.3 inches. For this value of S

$$Q = 60 \times 1.3 \sqrt{f_0} = 573.$$

The necessary design quantities are obtained from (14)–(19)

$$N = \frac{1600}{f_0 S} = \frac{1600}{54 \times 1.3} = 22.8 \text{ turns}$$

$$n = \frac{1600}{S^2 f_0} = \frac{1600}{(1.3)^2 \times 54} = 17.6 \text{ turns/inch}$$

$$Z_0 = \frac{81500}{f_0 S} = \frac{81500}{54 \times 1.3} = 1160 \Omega$$

$$d = 0.66S = 0.66 \times 1.3 = 0.858 \text{ inches}$$

$$b = S = 1.3 \text{ inches}$$

$$H = 1.6S = 1.6 \times 1.3 = 2.08 \text{ inches.}$$

For $d_0/\tau = 0.5$

$$d_0 = \frac{1}{2n} = \frac{1}{2 \times 17.6} = 0.0284 \text{ inches.}$$

This corresponds to #21 copper wire.

With an available Q of 575, the actual insertion loss of the filter will be lower.

b) An alternate method of determining the dimensions of the resonator makes use of the nomogram of Fig. 2. Connect the center frequency, 54 Mc, on the f_0 scale, with the dimension $S = 1.3$ inches on the right-hand S scale. The line is extended as shown to the Q and n scales. At this point, the straight edge is turned horizontally to the wire size scale. The following can be read:

$$\begin{aligned} H &= 2.1 \text{ inches} \\ Q &= 580 \\ n &= 17.5 \text{ turns/inch} \\ \text{wire} &= \#21. \end{aligned}$$

Next, connect f_0 with the left-hand S scale, extend the line and read,

$$\begin{aligned} b &= S = 1.3 \text{ inches} \\ d &= 0.84 \text{ inch} \\ Z_0 &= 1150 \Omega \\ N &= 22 \text{ turns.} \end{aligned}$$

These results compare very favorably with the calculated dimensions. The nomogram can be used for a rough design, as a check, or as a method of determining if the resonator to be designed is physically realizable.

4) Dimensions of Coupling Shield.

The dimensions of two coupling shields will now be calculated. From Fig. 10, it is seen that the only dimension unknown is h .

The normalized coefficients of coupling for a 3-resonator equal-resistive terminated filter are

$$k_{12} = k_{23} = 0.707.$$

From (1) the inductance of each coil is

$$\begin{aligned} L &= 0.025(17.6)^2(0.858)^2 \left[1 - \left(\frac{0.858}{1.2 \times 1.3} \right)^2 \right] \\ &\times 1.3 = 7.4 \times 0.697 = 5.15 \mu h. \end{aligned}$$

Because the coefficients of coupling are equal

$$M_{12} = M_{23} \text{ and from (30),}$$

$$M_{12} = M_{23} = 0.707 \times \frac{5.15}{2} \times \frac{3}{54} = 0.101 \mu h.$$

From Fig. 10, it is necessary to calculate the quantities represented by the ordinate and abscissa

$$\frac{1.5MS}{N^2 h^2} = \frac{1.5 \times 0.101 \times 10^{-6} \times 1.3}{(22.8)^2 h^2} = \frac{0.379 \times 10^{-6}}{h^2} \quad (a)$$

$$\frac{h}{d} = \frac{h}{0.858} = 1.165 h. \quad (b)$$

The final step is, by successive approximations, find the value of h such that (a) and (b) are satisfied on Fig. 10. The value of $h = 1.04$ inches is found to be the correct dimension. Again, referring to Fig. 9, the length of the helix is found to be

$$3S - h = (1.3 \times 3) - 1.04 = 1.69 - 1.04 = 0.65 \text{ inches.}$$

Insertion loss = $1.09 \times L_{DB}$,

where $U = 575/37 = 15.9$

from Fig. 4, $L_{DB} = 0.6$ db.

Thus insertion loss = $1.09 \times 0.6 = 0.654$ db.

The dimensions of the can are found as follows:

Length = $3S = 3 \times 1.3 = 3.9$ inches

Width = $S = 1.3$ inches

Height = $1.6S = 2.08$ inches.

The final problem in the filter design is to satisfy the requirement for impedance. This is measured as echo attenuation (return loss), VSWR or reflection coefficient. It determines the amount of mismatch between the load and the terminating impedances. Fig. 13 shows the relationship of return loss vs VSWR, where σ , the standing wave ratio, is a function of the reflection coefficient ρ :

$$\sigma = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \tag{31}$$

At these frequencies, the measurement of return losses is to be accomplished by means of the bridge method, for the fact that the voltage source, voltmeter, bridge itself require resistors of very close tolerance.¹⁴ The desired impedance characteristics can be obtained by adjusting the input- and output-coupling loops. The tuning of the filter can be accomplished by use of a sweep generator, and the response may be measured by the constant generator-voltmeter method. Fig. 14 shows the result to the above specifications and the measured response.

A final remark about the construction of this type of filter. It has been found¹⁵ that a dielectric inside the can has only a second-order effect while a dielectric inside the helix has a first-order effect when the parameter (rd/λ) is considerably less than one. When (rd/λ) is greater than 1, Z_0 depends only upon the $(2\lambda/d)$ and introducing dielectric material inside or outside of the helix has equal first-order effect. This

fundamental property of the helix can be used for tuning purposes, or at least adjustment to a proper center frequency. Fig. 15 shows the possible construction of a 3-resonator tunable filter. This particular filter was designed for a center frequency from 400 to 450 Mc, while maintaining a constant bandwidth of 10 Mc. In this case three synchronously moving plungers of low-loss dielectric material were used to change the dielectric constant of the medium inside of the helix. The same effect could have been obtained if a cylinder outside was used, instead of a plunger inside the helix.

In Sichak,¹⁵ an example is given of a resonator which could be tuned from 50 to 3500 Mc (a range of 70/1), but no indication of the Q variation was given. It is also indicated, that with proper design, a tuning range of 100/1 is possible.

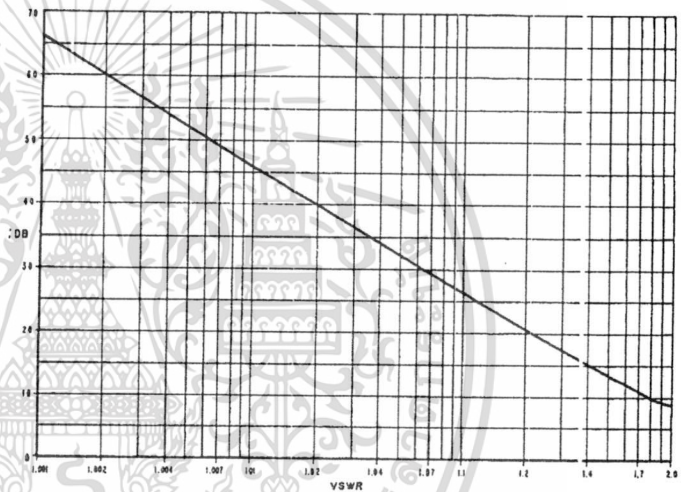


Fig. 13—Return loss vs VSWR.

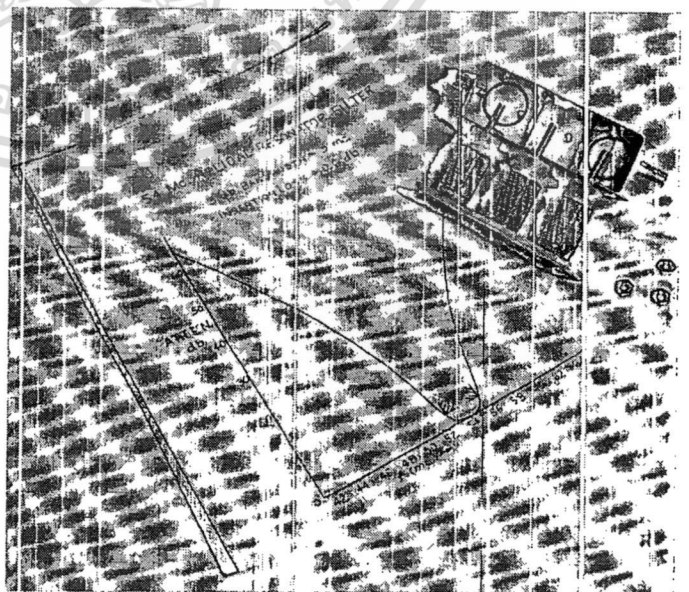


Fig. 14—Helical resonator filter, 54 Mc.

E. Lafferty, "Measuring return loss accurately," *Electronic*, vol. 19, pp. 70-74; October, 1960.

Sichak, "Coaxial line with helical inner conductor," *Electronics*, vol. 32, pp. 62-67; March, 1955.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

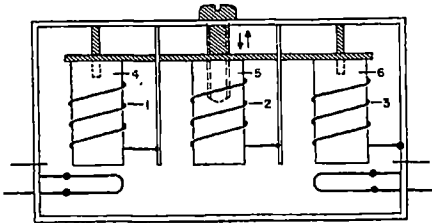


Fig. 15—Tunable filter with helical resonator.

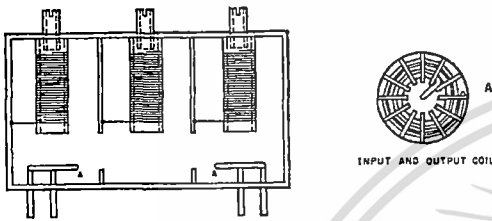


Fig. 16—Filter with helical resonators for printed circuits.

Fig 16 shows the construction of a helical resonator filter which has a high input and output impedance while still maintaining a dc return path for the input and output circuit. The assembly of the coupling coils enable the filter to be very well suited for printed circuit applications.

Fig. 17 shows the measured response curve of a 5-resonator filter. The total volume of this filter is only three cubic inches and the equivalent Q of each resonator is approximately 700. The small size and low insertion loss of this filter emphasize the advantage of using helical resonators as filter elements.

Finally, Fig. 18 shows the construction and response curve of a 7-resonator filter whose center frequency is 30 Mc. The coupling between resonators is provided by metal shields, and the filter is tuned by a brass screw at the top of each coil. Fig. 19 shows the same filter completely assembled. The brass screws are locked by the nuts to insure that the center frequency does not shift.

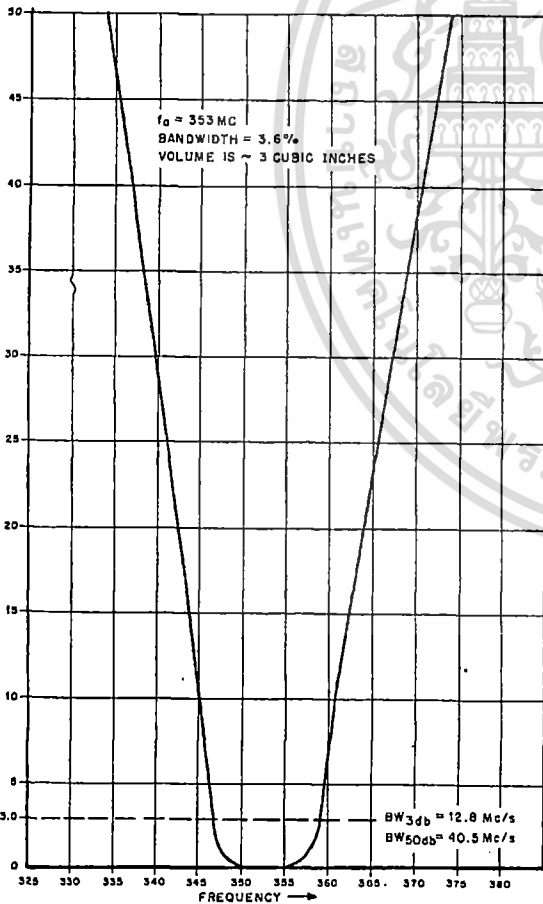


Fig. 17—Response curve of a 5-resonator filter.

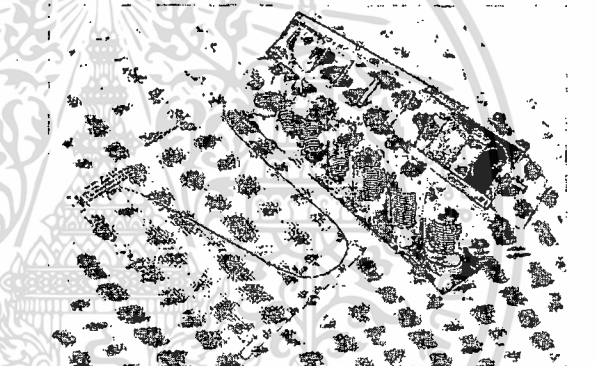


Fig. 18—30-Mc filter with cover off.

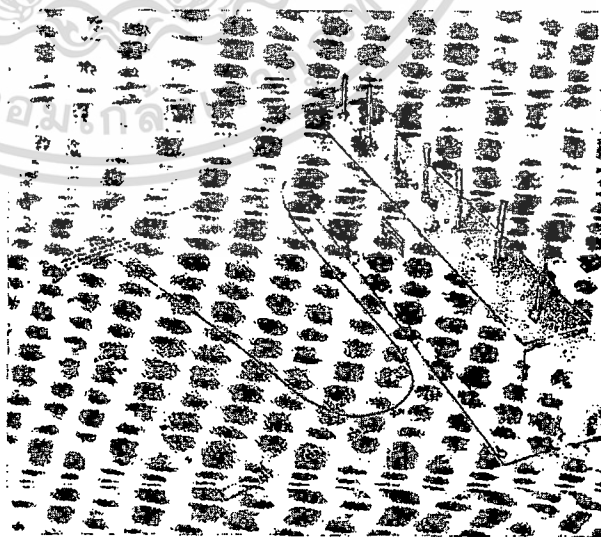


Fig. 19—30-Mc filter with cover on.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V. CONCLUSION

Filters with helical components simplify the filtering problem at frequencies where previously only lumped element elements and coaxial resonators were employed. The use of these filters solves the problems of excessive pass-insertion loss, when lumped-constant elements are used and of unreasonably large size and weight, when helical resonators are used.

At Westinghouse Electronics Division, the helical resonator has proved to be a usable addition to conventional components, such as solenoids, toroids, piezoelectric crystals, coaxial resonators, and waveguides. Extensive experimentation has proved that practical high quality passive filtering with an unlimited number of resonators in the composite network can be accomplished approximately 20 Mc to 2 Gc. At high frequencies

the size of the helical resonator filter is so small that no available passive filter is able to compete with it. This type of filter is a standard feature in our VHF and UHF receivers and transmitters and is a part of the radar with antijamming features.

The military requires that electronic equipment pass certain temperature, shock, and vibration tests. After the mechanical assembly of the input and output coupling loops was slightly modified, the helical resonator filters successfully met the military requirements.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank M. Savetman for carrying out the original experiments and collecting the necessary data, S. Russell for his contributions which helped reduce the application problems to an engineering level, and T. Oray for his contributions to the coupling problem.

The Split-Feedback Push-Pull Magnetic Amplifier*

I. M. HOROWITZ†, SENIOR MEMBER, IRE

Summary—This paper describes a high-gain phase-sensitive magnetic amplifier which simultaneously possesses the high-gain property of the self-saturating (100 per cent positive feedback) type and the limited circulating current property of the low-gain feedback amplifiers. These features are obtained by using feedback windings to obtain the self-saturating large-gain property. In the feedback windings are arranged so that the feedback current flows only when load current flows and is zero when circulating current flows. The circuit is analyzed and its various modes of operation are described. The theory is verified with numerous experimental results.

INTRODUCTION

THE split-feedback push-pull magnetic amplifier is a high-gain, phase-sensitive amplifier in which the magnitude of the circulating currents is considerably less than that in others of equal gain and power rating. Push-pull currents are an inherent property of phase-sensitive amplifiers for the following reason. The amplifier circuit consists of two meshes with the load common to each mesh [Fig. 1(a)]. The nature of the strained magnetic amplifier is such that current flows in only one mesh during a portion of the cycle only. It

is convenient to divide the half cycle of excitation frequency into the following regions [see Fig. 1(b)]:

- 1) From 0 to A_1 when neither mesh conducts and the two mesh currents $i_1 = i_2 = 0$.
- 2) From A_1 to A_2 when only one mesh conducts; $i_1 = v/R_i$, $i_2 = 0$ where v is the applied EMF per mesh and $R_i = R + r$ is the sum of the load resistance R common to both meshes and r is the other resistance (winding, rectifier forward resistance, etc.) in the mesh.
- 3) From A_2 to π when both meshes (assumed identical) conduct so $i_1 = v/r = i_2$.

Load current $i = i_1 - i_2$ flows only in region 2 from A_1 to A_2 , while from A_2 to π , very large currents, depending on the ratio of R_i to r , flow around the outside loop. The magnetic amplifier must be designed on the basis of the maximum dissipation in its windings. The circulating currents are therefore often the limiting factor.

For the purpose of discussing circulating currents, it is appropriate to distinguish between two amplifier categories. One of these may be called the "current amplifier" because the output current is (over the amplifying range) some constant times the input current, independent of the load or the excitation voltage. There is no circulating current problem here. The mesh currents are held within bounds and although the circulating

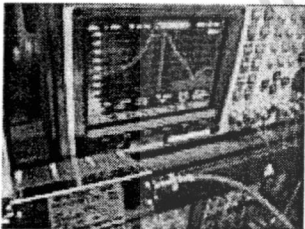
*Received by the PGCP, March 17, 1961. All the experimental work of the theoretical work described in this paper was done at Microwave Res. Inst., Polytechnic Inst. of Brooklyn, Brooklyn, under the sponsorship of the Office of Naval Res., Contract 92(00).
†Hughes Res. Labs., Malibu, Calif.

VR2VIP

交來測試的144-146MHz Bandpass Filter

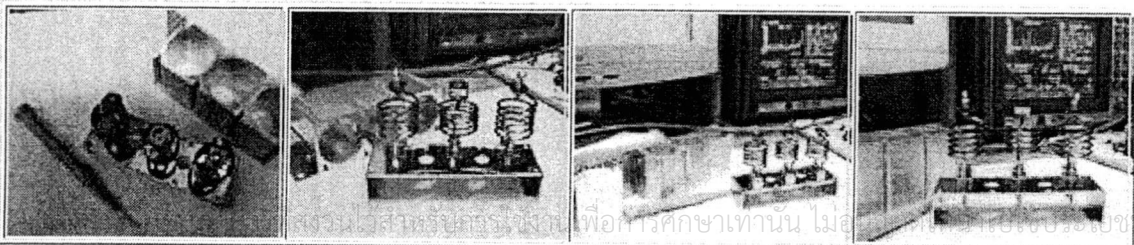


今天, VR2VIP 交來一個由鴨寮街 CQ Shop 買回來很別緻的 Bandpass Filter。說讓我們來一個解剖及測試, 左邊小圖就是它的外貌。從它身上的標貼可見到它是 Antenna Giken Co. Ltd. 的出品, 它的製造年份竟然是1991年的六月, 足有12年長了, 可是它外表的新淨程度卻絕不令人相信它已是這麼老了。



第一時間把它接上頻譜分析儀看看它的原裝表現, 即時發覺它的曲線表現並未有被調至最佳狀態而出現有兩個山峰(原裝曲線圖可參看圖二), 這很有可能是由它出廠至今已有一段很長時間被放置在貨倉而致失調也未定。姑勿論如何都好, 反正今次我們也會將它解剖開來, 待一會兒把它裝回原狀時才再把它調節妥當吧。

媲美一些小型的雙功器(Duplexer) ?



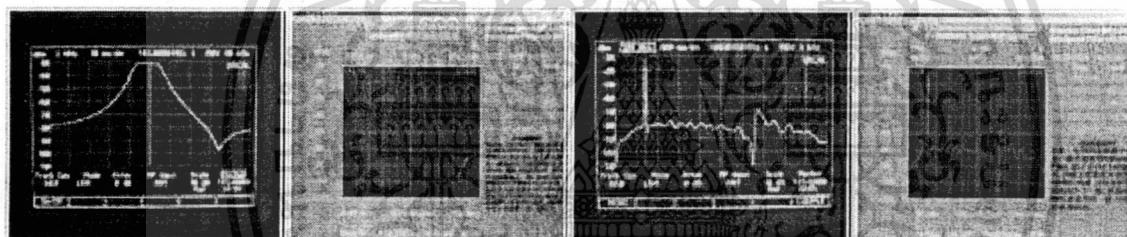
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

圖三	圖四	圖五	圖六

驟眼看來，此濾波器的結構跟一些小型的 duplexer 很相類似。它由一排三列的方形鋁通槽組成三個密室如圖三，當中每一個密室都由一個線圈及一個 FeedThrough 電容器組成。線圈則由一般的漆皮線繞成，如果把它們電鍍銀的話，Q 值將會很高，可是一分錢一分貨，我們當不會期望用這麼少的金錢買得到了吧。圖四，圖五，圖六展示了內部結構的緊密，在此要向 VR2VIP 說一聲多謝他給了我們這一個機會一睹此濾波器的內部結構。

觀賞完它的結構，讓我們把它還原然後再調節至最佳曲線狀態吧。

以下圖表就是調節完畢後的曲線表現了 !!



圖七

圖七 A

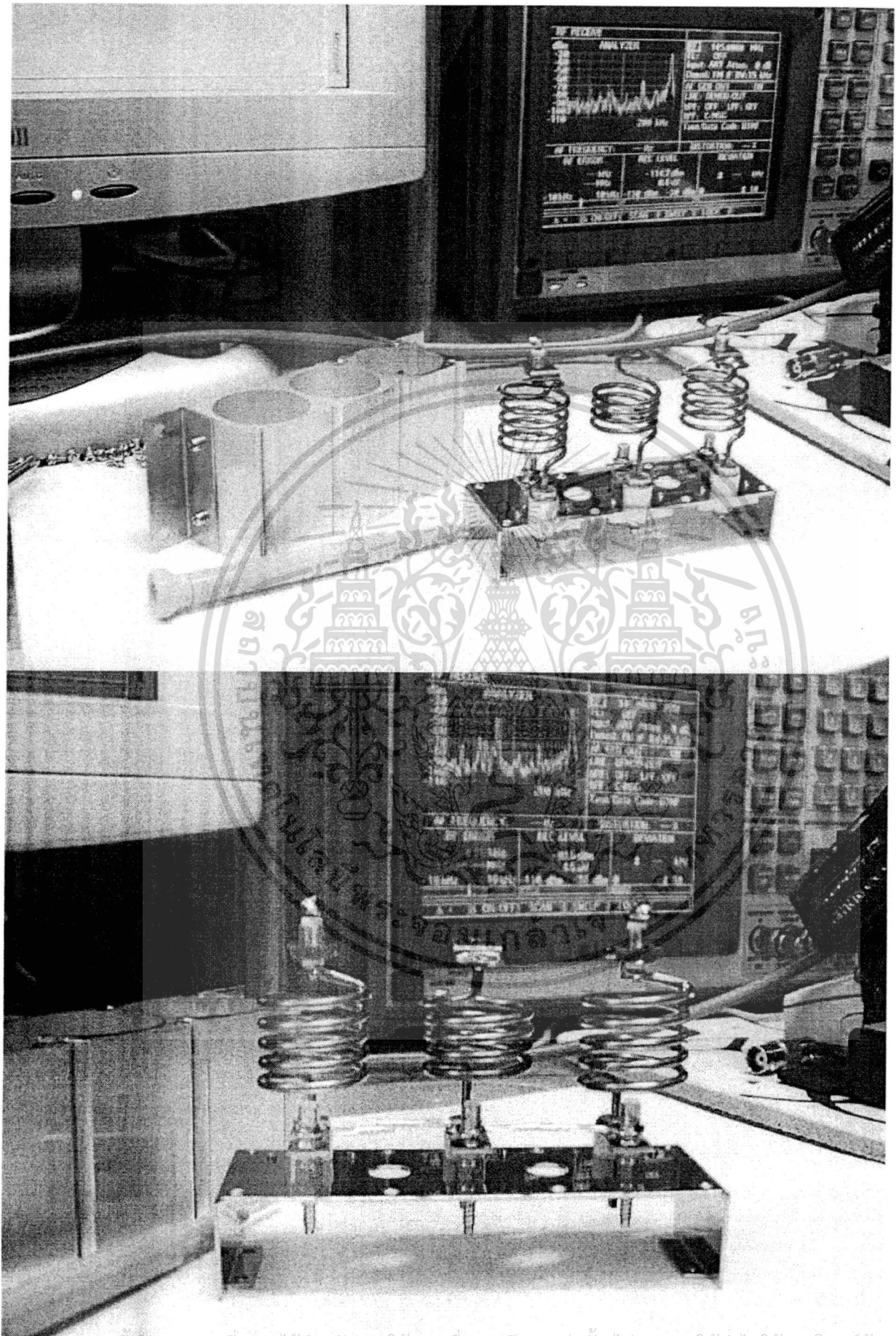
圖八

圖八 A

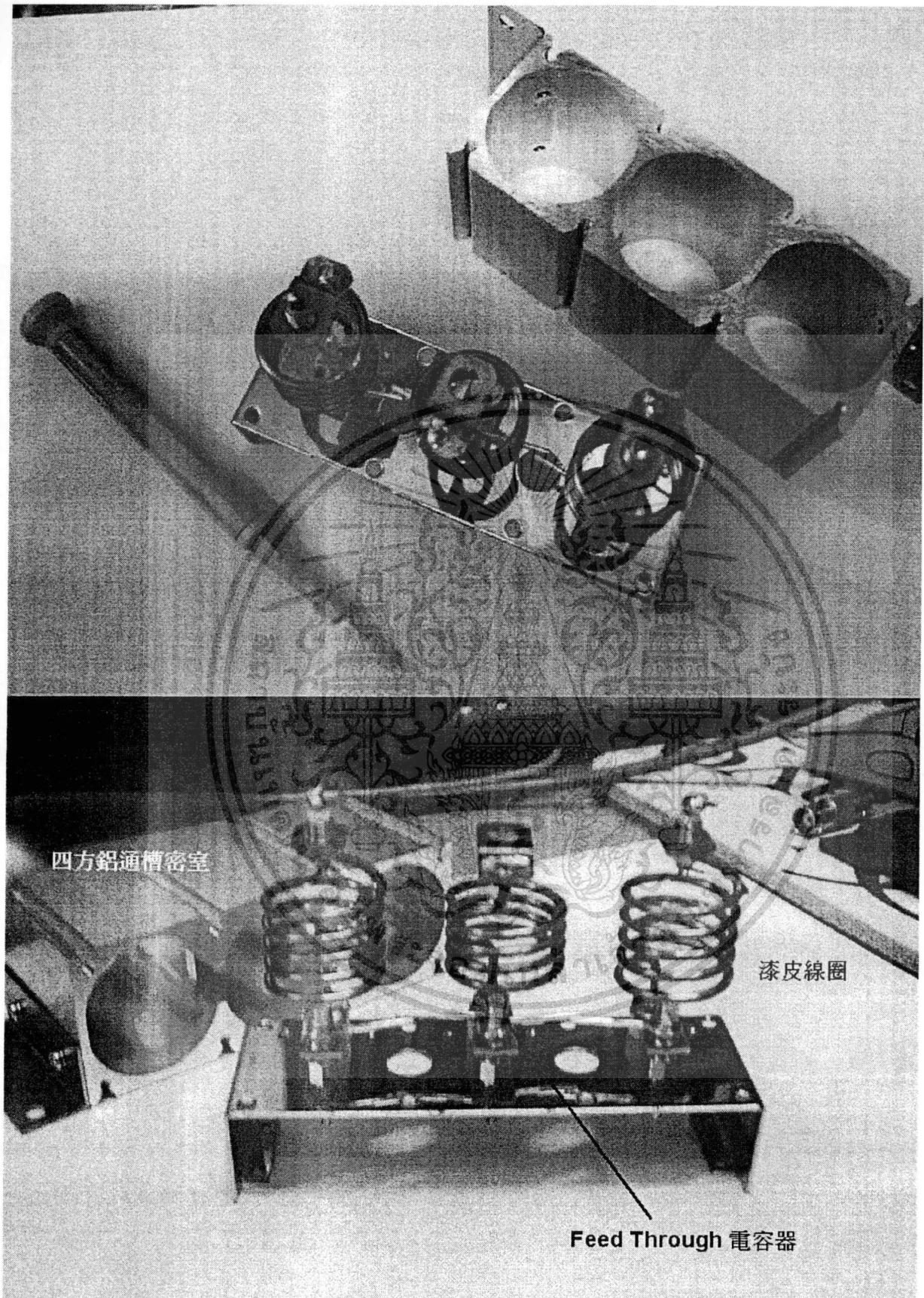
圖七是它在 144-146 MHz 內的表現，熟悉調節轉播站 Duplexer 的 Ham 友應該感到它很面善吧。只可惜它的 Bandpass 和 Bandreject 相隔有 6 MHz 有多，要不然它已是可以用來作雙功器用了(一笑)。圖七 A 是由電腦 Markers 計算它在五個特定頻率的響應，Ham 友們可 click 入去看詳細說明。圖八則是以 0 - 1000 MHz 全頻段掃瞄來觀測它的 Bandpass 性能，在圖八 A 內的 Markers 計算有詳細的解說。希望此次測試能給予大家一個有用的資訊。

特此鳴謝 VR2VIP 借出濾波器

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



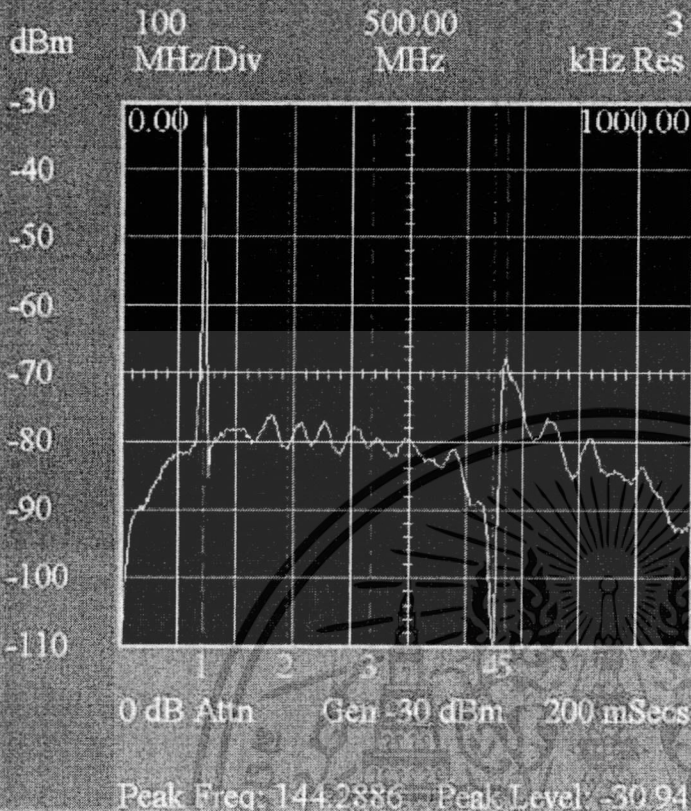
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

X+Y Communications Service Monitor
0 - 1000MHz 全頻段響應曲線圖

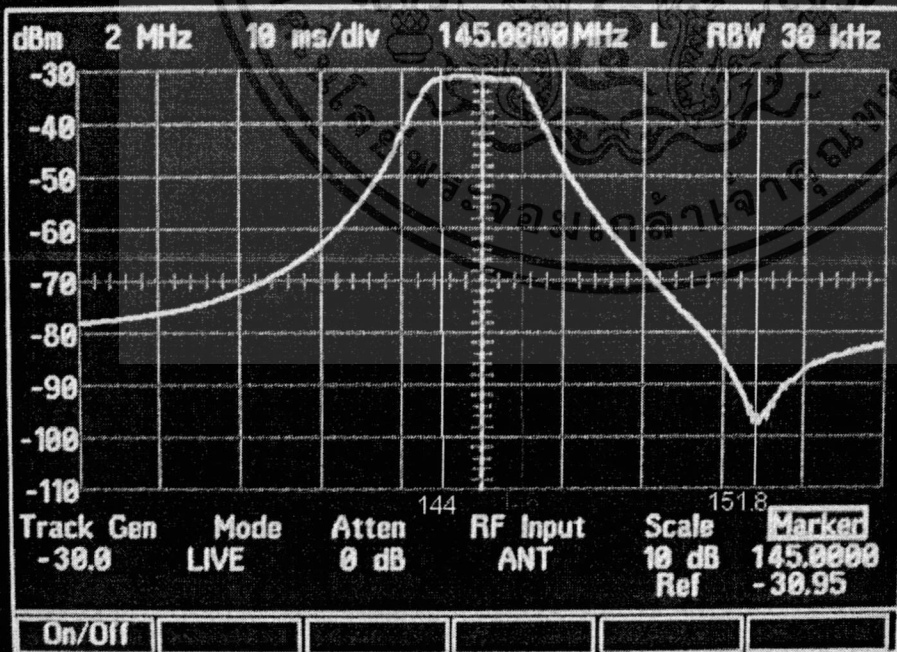
Antenna Giken BP3-1562
Bandpass Filter s/n 3177



03/29/2003 14:03:53

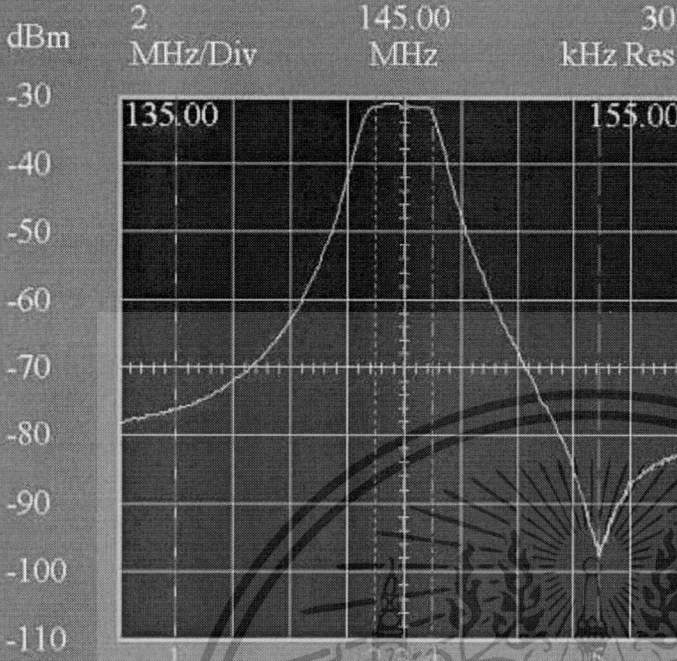
Freq	Level
M1: 145.0000	-30.94
M2: 290.0000	-080.82
M3: 435.0000	-080.20
M4: 649.0000	-110.00
>M5: 672.0000	-067.65

曲線圖說明
從此一全頻段曲線圖中可見它是一個非常理想的Bandpass Filter. 除了在144-146兩MHz外, 其餘全部都有多達差不多50dB的過濾. 只有在672MHz處稍為少了一點, 而卻在649MHz處竟然有一個-110dBm的深Notch.



X+Y Communications Service Monitor
135-155MHz 頻段響應曲線圖

Antenna Giken BP3-1562
Bandpass Filter s/n 3177

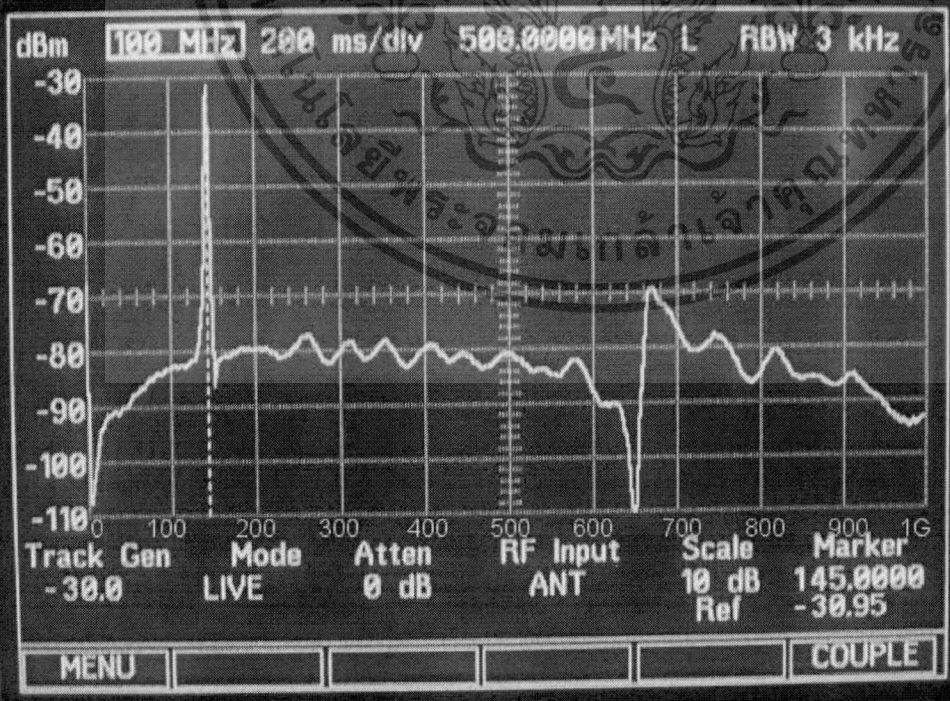


03/29/2003 14:07:01

Freq	Level
M1: 137.0000	-076.12
M2: 144.0000	-031.25
M3: 145.0000	-030.94
M4: 146.0000	-032.20
M5: 151.9000	-099.02

曲線圖說明
Sweep Generator 輸出為-30dBm, 在145.000MHz時, 表現為-30.94dBm, 即顯示此濾波器的插入損失為0.94dB, 是一個完全可以接受的數字. 在144 MHz時, 損失則為1.25dB, 在146MHz時卻稍微高了一點, 達到2.2dB, 故此不鼓勵在band頭或band尾使用. 有趣的是此濾波器竟然在151.9MHz處有一個很深(達-68dB)的Notch Effect, 這可把在這裡的商用頻段雜訊, 例如的士台或貨車台過濾得一乾二淨了!

0 dB Attn Gen -30 dBm 10 mSecs
Peak Freq: 144.2585 Peak Level: -30.94



การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางเปรียบเทียบขนาดขดลวดทองแดงไฟฟ้า				
เบอร์ SWG	เส้นผ่าศูนย์กลาง		พื้นที่หน้าตัด	
	นิ้ว	มิลลิเมตร	เซอร์คูลามิล	ตาราง มม.
0000	0.4			
000	0.372			
00	0.334			
0	0.324	8.23	106,500	54,186
1	0.3	7.62	90,000	46,451
2	0.276	7.06	77,176	39,847
3	0.252	6.4	66,370	32,768
4	0.232	5.89	52,630	27,753
5	0.212	5.38	41,740	23,155
6	0.192	4.88	33,100	18,215
7	0.176	4.46	30,976	15,913
8	0.16	4.06	26,250	13,026
9	0.144	3.66	20,766	10,716
10	0.128	3.24	16,510	8,398
11	0.166	2.94	13,090	6,914
12	0.104	2.642	10,816	5,548
13	0.092	2.336	8,234	4,305
14	0.08	2.03	6,530	3,296
15	0.072	1.828	5,178	2,673
16	0.064	1.625	4,107	2,112
17	0.056	1.422	3,257	1,617
18	0.048	1.219	2,048	1,188
19	0.04	1.061	1,642	0.83
20	0.036	0.914	1,288	0.67
21	0.032	0.812	1,022	0.53
22	0.028	0.711	810.10	0.40
23	0.024	0.61	624.40	0.30
24	0.022	0.553	509.50	0.25
25	0.2	0.506	404.00	0.21
26	0.018	0.457	320.40	0.17
27	0.916	0.406	254.10	0.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางเปรียบเทียบขนาดขดลวดทองแดงไฟฟ้า				
เบอร์ SWG	เส้นผ่าศูนย์กลาง		พื้นที่หน้าตัด	
	นิ้ว	มิลลิเมตร	เซอร์คูล่ามีล	ตาราง มม.
28	0.0148	0.376	201.50	0.11
29	0.0136	0.345	184.90	0.10
30	0.012	0.304	159.80	0.07
31	0.011	0.29	126.70	0.07
32	0.0102	0.274	116.20	0.06
33	0.01	0.254	100.50	0.05
34	0.009	0.228	81.00	0.04
35	0.008	0.203	79.10	0.03
36	0.0076	0.193	50.15	0.03
37	0.0068	0.172	39.75	0.02
38	0.0061	0.155	31.52	0.02
39	0.0052	0.132	25.00	0.01
40	0.0048	0.121		0.00
41	0.0044	0.111	19.80	0.01
42	0.004	0.1	15.72	0.01
43	0.0036	0.0914	12.47	0.01
44	0.0032	0.0812	9.89	0.01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้