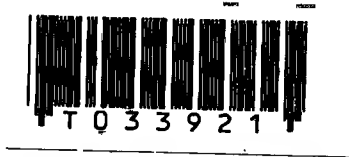


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกรองความถี่สูงแบบเฮลิคอลล
(VHF BAND FILTER DESIGNING WITH HELICAL STRUCTURE)



เลขหม.....
เลขทะเบียน..... 33921
วัน, เดือน, ปี 20... 0... 2542

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF BAND DESIGNING WITH HELICAL STRUCTURE



Project Report Submitted in Partial Fulfillment of the requirement

For the Bachelor' s Degree

Department of Industrial Technology

Faculty of Engineering

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร

การออกแบบวงจรองความถี่สูงแบบเฮลิคอลล

โดย

นาย ไวยคุณ ชูลี
นาย เอกทัศน์ เอกคม

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ คลชัย สุขเจริญผล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
นับปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

.....กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Report

VHF BAND FILTER DESIGNING WITH HELICAL
STRUCTURE

By MR. WAIYAKUN KHULEE
MR. AEKKATUCH AEKKOM

Department of Industrial Technology
Advisor DOLCHAI SOOKCHAROENPHOL

Accepted by the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology,
Ladkrabang in partial Fulfillment for the Bachelor' degree

Project Report Committee

.....Chairman

()

.....Member

()

.....Member

()

.....Member

()

.....Member

()

การออกแบบวงจรทรงความถี่สูงแบบเฮลิคอลล

โดย

นาย ไวยคุณ ขุติ

นาย เอกทัศน์ เอกคม

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ คลชัย สุขเจริญผล

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบและการสร้างเฮลิคอลลฟิลเตอร์เพื่อศึกษาโครงสร้างและลักษณะของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ซึ่งมีค่า Q ที่สูง โครงสร้างโดยทั่วไปประกอบด้วยขดลวด (Helix) ซึ่งอยู่ภายในชีลด์ (Shield) ทรงกระบอกหรือ สี่เหลี่ยมซึ่งใช้งานในย่าน VHF และ UHF นอกจากนี้ยังมีโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณขนาดของกล่องชีลด์, ค่า Q ขณะไม่มีโหลด, จำนวนรอบของขดลวด, เบอร์ชขดลวดที่ใช้ ส่วนค่า จูนนิ่งคาปาซิเตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ชนิดของตัวเก็บประจุที่เหมาะสม คือ pffe นิวตรอนไลซึ่งคาปาซิเตอร์ หรือตัวเก็บที่มีศูนย์กลางร่วม (concentric type)

VHF BAND FILTER DESIGNING WITH HELICAL STRUCTURE

BY Mr. WAIYAKUN KHULEE
Mr. AEKKATUCH AEKKOM

ADVISOR Mr. DOLCHAI SOOKCHAROENPHOL
YEAR 1998

ABSTRACT

This project present Helical filter designed and implementation. We learned about structure and physical terms a high-Q value of Helical filter. Normal structure assembled with a copper coil (Helix) which contrained in a cylindrical or rectangular shield component, to used in VHF and UHF frequency rang . Addition a program used to calculate size of shield component , Q - value in no - load state, turn number and size number of a copper coil. A turning capacitor is used , follow the frequency to used. Suitable type of capacitor is PTFE newtrolizing capacitor or concentric - capacitor.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	
2.1 หลักการและการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบเฮลิคอลล	2
2.2 การจูนฟิลเตอร์	6
2.3 รูปร่างของสนามและกลไกการคับปลิง	7
2.4 Sheath Helix	8
2.5 การกระจายกระแสสมมุติของขดเกลียวที่บางเป็นอนันต์	11
2.6 การกำหนดสูตรที่ถูกต้องของเงื่อนไขขอบเขต โดยใช้พิกัดเฮลิคอลล	12
2.7 วิธีการขยายแบนด์วิดท์	21
2.8 การเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์โดยความถี่ศูนย์กลาง	27
2.9 อุณหภูมิและเสถียรภาพทางกล	34
2.10 ประสิทธิภาพการซัดซ์ของแผ่น โลหะ	38
2.11 ซิลด์ที่เป็นสารแม่เหล็ก	55
บทที่ 3 วงจรและอุปกรณ์การปรับแต่ง	63
3.1 แบนด์พาสฟิลเตอร์กำลังต่ำ	64
3.2 แบนด์พาสฟิลเตอร์ขนาดเล็ก	65
3.3 คอมแพ็คแบนด์พาสฟิลเตอร์	66
3.4 Simple modified T ฟิลเตอร์สำหรับ 144 MHz	67
3.5 แบนด์พาสฟิลเตอร์สำหรับ 432 MHz	68
บทที่ 4 การออกแบบวงจรและผลการทดลอง	70
4.1 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์อันดับ 2	70
4.2 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์อันดับ 4	76
4.3 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์อันดับ 8	87
สรุปและวิจารณ์	88
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
บทที่ 2	
2.1 โครงสร้างของแบนด์พาสฟิลเตอร์	2
2.2 แสดงการวัดค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงและการต่อเครื่องมือนัด	5
2.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ต่อการลดทอน (dB) วงจรฟิลเตอร์ที่มีรีโซเนเตอร์ 3 ตัว	7
2.4 Sheath Helix ที่อยู่ภายในชนิดทรงกระบอก	8
2.5 พิกัดเฮลิคอลล	12
2.6 แสดงลักษณะทางกายภาพของขดลวดในเฮลิคอลล	15
2.7 แสดงวงจรเทียบเคียงของแบนด์พาส ฟิลเตอร์ด้วย LC Element	15
2.8 แสดงความหนาแน่นกำลังงานสัมพันธ์ของรีโซเนเตอร์	16
2.9 ความลาดเอียง (Transition band) ของผลตอบสนองฟิลเตอร์	18
2.10 แสดงผลการลดทอนทางขนาด (dB) ต่อความถี่ของฟิลเตอร์โดยอินคัตที่คัปปลิง	19
2.11 (ก) แสดงการต่อวงจรเฮลิคอลลฟิลเตอร์ในโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ Duplexer	20
2.11(ข) แสดงลักษณะการตอบสนองต่อความถี่	20
2.12 แสดงเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ใช้ไดอิเล็กทริกคอปเปอร์แทน Slot Apennine	22
2.13 แสดงผลการลดทอนต่อความถี่ เมื่อใช้ไดอิเล็กทริกที่เป็นตัวกลางการคัปปลิง	23
2.14 แสดงการคัปปลิงแบบรูปฟิลเตอร์	23
2.15 แสดงค่า Insertion loss ในช่วงพาสแบนด์ของ wide BPF ต่อความถี่ (BW 3 dB \geq 50 %)	24
2.16 แสดงการกวาดแบนด์กว้างที่มี 54 % แบนด์วิดธ์ที่ -3 dB	24
2.17 แสดงค่า Q ขณะมีโหลดที่เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งแท็ป	25
2.18 แสดงค่า Δ 3 dB ที่เป็นฟังก์ชันตำแหน่งแท็ปและตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรม	26
2.19 แสดงการพล็อตค่า Insertion loss กับ return loss ของเฮลิคอลลฟิลเตอร์	26
2.20 แสดงไดอะแกรมฟรอนท์เอนของภาครับ โดยทั่วไป	27

รูปที่	หน้า
2.21 สัญญาณที่อินพุทของมิกเซอร์	28
2.22 แสดงความถี่แทรกแซงทั้งสองแสดงด้วยเส้นประ	29
2.23 Unloaded Q in a Copper Cavity	30
2.24 ฟิลเตอร์ที่ใช้ขดลวดกลาง $3\lambda/4$ รีโซแนนซ์โหมด	32
2.25 ความถี่รีโซแนนซ์และการเปลี่ยนแปลงค่า Q โดยจูนที่ $3\lambda/4$ รีโซแนนซ์ 33	
2.26 ฟิลเตอร์ที่จูนได้โดยแบนด์วิดธ์เกือบคงที่	33
2.27 รีโซเนเตอร์ที่มีการชดเชยอุณหภูมิ	38
2.28 ชิลด์ป้องกันการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิด	38
2.29 ผลของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อชิลด์	39
2.30 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางกับการลดทอนของสนาม	40
2.31 การเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น	40
2.32 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางกับค่าสนามไฟฟ้า, สนามแม่เหล็ก	44
2.33 กราฟแสดงการสูญเสียเนื่องจากความหนาของชิลด์	45
2.34 กราฟแสดงการสูญเสียเนื่องจากความถี่ที่ใช้งาน	46
2.35 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน	47
2.36 การเปรียบเทียบที่ได้จากการสะท้อน	47
2.37 แสดงถึงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน โดยใช้วัสดุต่างชนิดกัน	49
2.38 แสดงการสูญเสียโดยรวมทั้งหมด	50
2.39 แสดงเส้นกราฟที่เกิดการสูญเสียที่ความถี่ต่าง ๆ	51
2.40 ผลของการสะท้อนภายในของแผ่นชิลด์	53
2.41 กราฟแสดงผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนและการดูดกลืน	54
2.42 ผลการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากความหนาแน่นของชิลด์	55
2.43 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความซึมซาบและความถี่ต่าง ๆ	56
2.44 กราฟแสดงคุณสมบัติที่ความหนาแน่นต่าง ๆ	57
2.45 การเพิ่มจำนวนผนังเพื่อลดการสูญเสีย	58
2.46 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการลดทอนที่เกิดจากความหนาของชิลด์	58
2.47 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการลดทอนที่เกิดจากความถี่	59
2.48 แสดงลักษณะการนำชิลด์ไปใช้งาน	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
2.49 แสดงการนำท่อนำคลื่นมาประยุกต์ใช้กับซีลด์	61
 บทที่ 3	
3.1 ชาร์ตแสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณและฮาร์โมนิกของวิทยุสมัครเล่น ย่าน VHF และย่าน UHF	63
3.2 วงจรบนแบนด์พาสฟิลเตอร์	64
3.3 เส้นคุณลักษณะของฟิลเตอร์รูปที่ 3.2	65
3.4 แบนด์พาสฟิลเตอร์ขนาดเล็ก	65
3.5 รูปแบบทั่วไปของ 144 MHz	66
3.6 รูปแบบทั่วไปของ 144 MHz คอมแพ็คแบนด์พาสฟิลเตอร์	67
3.7 แสดงวงจรและการจัดวางตำแหน่งของกล่องซีลด์ของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ ที่ $f_c = 144$ MHz	68
3.8 โครงสร้างทั่วไปของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ความถี่ 432 MHz	68
3.9 การกำหนดคของขนาดของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ความถี่ 432 MHz	69
3.10 เส้นคุณสมบัติของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ความถี่ 432 MHz	69
 บทที่ 4	
4.1 แสดงลักษณะ โครงสร้างของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ถูกออกแบบไว้แล้ว ที่ $f_c = 144$ MHz	71
4.2 แสดงรูปโครงสร้างจริงของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ $f_c = 144$ MHz แบบ 2 อันดับ	72
4.3 แสดงการวัดค่าแบนด์วิดท์ที่ -3 dB ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2	72
4.4 แสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2	73
4.5 แสดงค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2	73
4.6 แสดงค่า Return loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2	74
4.7 แสดงค่า Insertion loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2	74
4.8 แสดงค่า SWR ทางด้านอินพุทของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2	75
4.9 แสดงค่า SWR ทางด้านเอาต์พุทของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2	75
4.10 แสดงลักษณะ โครงสร้าง Section และการคัปปลิงแบบ wire	76

รูปที่	หน้า
4.11 แสดงค่าแบนด์วิดท์ที่ -3 dB ของฟิลเตอร์	78
4.12 แสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์	78
4.13 แสดงค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์	79
4.14 แสดงค่า Return loss ของฟิลเตอร์	79
4.15 แสดงค่า Insertion loss ของฟิลเตอร์	80
4.16 แสดงค่า SWR ทางด้านอินพุทของฟิลเตอร์	80
4.17 แสดงค่า SWR ทางด้านเอาต์พุทของฟิลเตอร์	81
4.18 แสดงลักษณะ โครงสร้างแต่ละ Section และการคัปปลิง	82
4.19 แสดงค่าแบนด์วิดท์ที่ -3 dB ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18	84
4.20 แสดงค่า Return loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18	84
4.21 แสดงค่า Insertion loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18	85
4.22 แสดงค่า SWR ทางด้านอินพุทของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18	85
4.23 แสดงค่า SWR ทางด้านเอาต์พุทของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18	86
4.24 แสดงค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18	86
4.25 แสดงค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18	87

บทที่ 1

บทนำ

เนื่องจาก Helical resonator filter จะมีประโยชน์อย่างมากในย่านความถี่ที่ filter ชนิดอื่น ๆ ไม่สามารถใช้งานได้โดยมีค่า Q ที่สูงโดยค่า Q จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของมัน ดังนั้นการออกแบบและการสร้าง helical filter นี้ จึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจและน่าศึกษาเป็นอย่างมาก

วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาถึงโครงสร้างของ Helical resonator filter
2. เพื่อศึกษา คุณสมบัติและการทำงานของ Helical resonator filter
3. สามารถออกแบบ และ สร้าง helical resonator filter ได้

ขอบเขตของโครงการ

- ศึกษาคุณสมบัติของ Helical filter
- ศึกษาโครงสร้างของ Helical filter
- เขียน โปรแกรมการคำนวณเกี่ยวกับ โครงสร้างของ Helical filter
- สร้างตัวต้นแบบ

วิธีการดำเนินงาน

- ออกแบบ โครงสร้างของ Helical filter โดยใช้โปรแกรมในภาคผนวก
- จัดหาอุปกรณ์ตามรายละเอียดของ โปรแกรมที่ได้
- ประกอบส่วนต่าง ๆ
- ทดสอบและแก้ไข
- สรุปผลการทดลอง

บทที่ 2

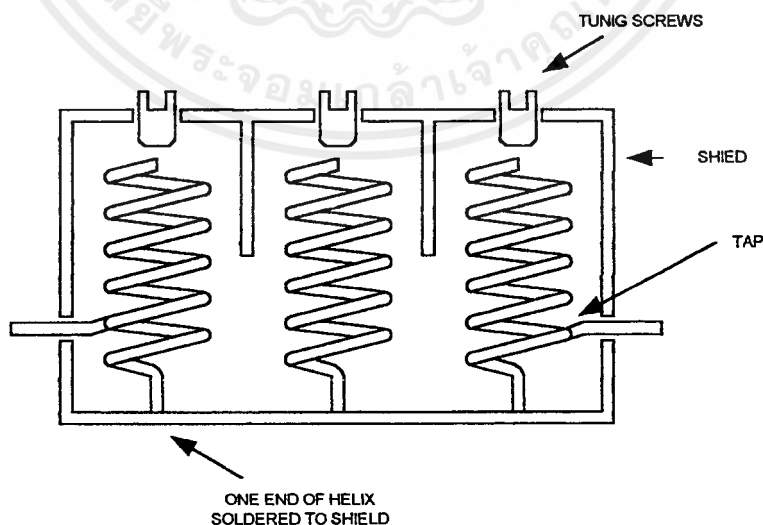
ทฤษฎี

2.1 หลักการ และการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบ เฮลิคอลล

เฮลิคอลลรี โซเนเตอร์ฟิลเตอร์ จะใช้ในย่านความถี่ที่ฟิลเตอร์แบบที่ Lumped -element Filter ไม่สามารถให้คุณลักษณะตามความต้องการได้ คุณลักษณะที่เราต้องการคือ Q ขณะไม่มีโหลด, ความสะดวกในการหาค่า คาปาซิแตนซ์ หรือ อินดักแตนซ์ , ขนาดในทางฟิสิกส์ , อื่นๆ ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้ เฮลิคอลลรี โซเนเตอร์ฟิลเตอร์

ในทางปฏิบัติเราจะใช้ เฮลิคอลลรี โซเนเตอร์เป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์(Band-pass Filter) และแบนด์รีเจกชัน(Band-rejection) ซึ่งมีความถี่ ศูนย์กลาง (Center Frequency) ประมาณ 10 MHz ถึง 2 GHz และค่าแบนด์วิดท์ ประมาณ 0.5 % ถึง 50 % เนื่องจากในย่านความถี่ต่ำเฮลิคอลลรี โซเนเตอร์แล้วยังมีฟิลเตอร์แบบอื่นที่ใช้งานอยู่ด้วยกันเช่น LC ฟิลเตอร์, คริสตอลฟิลเตอร์(Crystal Filter)และเซรามิกฟิลเตอร์, ขณะที่ย่านความถี่สูง โคแอกซ์เชียลแบบอากาศ หรือ ไดอิเล็กทริก-โหลดโคแอกซ์เชียล(Dielectric-load coaxial), ไมโครสตริป และ สตริปไลน์รี โซเนเตอร์ (strip lineresonator)

โดยทั่วไปเฮลิคอลลรี โซเนเตอร์ชนิดแบนด์พาสฟิลเตอร์จะประกอบด้วยช่องเปิด ซึ่งเป็นช่องระหว่างรีโซเนเตอร์ที่ใช้คัปปลิ่ง แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 (การพันขดลวดและรายละเอียดอื่นๆ จะไม่ใส่ไว้)



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของแบนด์พาส ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฮลิคอลลีโซเนเตอร์เป็นสายส่งแบบเฮลิคอลลทรานสมิชั่นไลน์ (Helical Transmission Line) $\lambda/4$ ของความยาวคลื่นที่มีซีลด์ ที่ต่อลงกราวด์ (ต่อลัดวงจรลง ซีลด์) ที่ด้านหนึ่งส่วนอีกด้านหนึ่งของขดลวดจะปล่อยลอยไว้ (Open-Circuited) เส้นเกลียว (helix) ของขดลวดต้องมีหน้าตัดทรงกลม และเมื่อก่อตั้งซีลด์จะต้องปิดหมดทุกด้านซึ่งอาจจะเป็นหน้าตัดวงกลม หรือ สี่เหลี่ยมก็ได้ การคัปปลิ่งระหว่าง อินพุต และ เอาท์พุต ทำได้โดยการต่อแท็ป (Tap) บนขดลวด ตรงจุดที่ค่า อิมพีแดนซ์มีความเหมาะสม การจูน(Tune) ทำได้โดยการปรับค่า คาปาซิทิฟของ โหลด ที่ปลายเปิดของขดลวดโดยการปรับสกรู ขนาดของช่องอพอเจอร์และตำแหน่งของมันจะมีผลต่อแบนด์วิดธ์ ขณะที่ อินพุตแท็ป-เอาท์พุตแท็ปจะเป็นตัวทำให้เกิดเมทซิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างแหล่งจ่ายและ โหลด วงจรกรองความถี่แบบเฮลิคอลล ส่วนมากจะถูกออกแบบสำหรับการตอบสนองแบบ บัตเตอร์เวอร์ธ (Butterworth) เนื่องจากต้องการค่า Q ต่ำสุดที่ Midband loss ซึ่งประโยชน์ของเฮลิคอลลีโซเนเตอร์ จะใช้ขยายลิเนียร์เฟสฟิลเตอร์ , แบนด์สตอปฟิลเตอร์ , มัลติเพล็กซ์เซอร์ และ ฟรีควนซ์มัลติไพเออร์ ในการสื่อสารและวิทยุสมัครเล่น

การกำหนดรายละเอียดของฟิลเตอร์จะกำหนดส่วนต่าง ๆ และ ค่า Q ที่ต่ำสุดขณะไม่มี โหลดจากนั้นจะทำการแปลงค่า Q ขณะไม่มีโหลดและความถี่ใช้งานให้เป็นขนาดของเฮลิคอลลีโซเนเตอร์

$$Q_u = (50D) \sqrt{f_o}$$

เมื่อ

$$Q_u = \text{ค่า } Q \text{ ขณะไม่มีโหลด}$$

$$D = \text{รัศมีภายในของ ซีลด์ (นิ้ว)}$$

$$f_o = \text{ความถี่ ริโซแนนซ์ (MHz)}$$

ในทางปฏิบัติเฮลิคอลลีโซเนเตอร์อัตราส่วนของ d/D จะต้องมากกว่า 0.45 และน้อยกว่า 0.6

$$0.45 < d/D < 0.6$$

อัตราส่วน b/d จะต้องมากกว่า 1 เมื่อ b เป็นความยาวของแนวแกนของขดลวดมีหน่วยเป็นนิ้ว ความหนาของขดลวด (d_o) หากกับระยะห่างของจุดศูนย์กลาง ระหว่างรอบ (τ) ต้องมากกว่า 0.4 และน้อยกว่า 0.7

$$b/d > 1$$

$$0.4 < d_o/\tau < 0.7$$

ในกรณี $b/d = 4$, d_o/τ ต้องมากกว่า 0.5 และน้อยกว่า 0.7 การหาจำนวนรอบทั้งหมดของขดลวดในกรณีที่ $d/D = 0.55$ และ $b/d > 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = 1900/foD$$

การหาค่าระยะพิช(Pitch): $\tau = 1/n$; เมื่อ n เป็นจำนวนรอบต่อนิ้ว ค่าอิมพีแดนซ์ หาได้จาก

$$Z_o = 98000/foD \quad \text{โอห์ม}$$

ในกรณีเมื่อ $d/D = 0.55$ และ $b/d = 1.5$, Z_o จะเท่ากับ 326 โอห์ม

ในการออกแบบ ฟิลเตอร์จะมีขั้นตอนการออกแบบดังตัวอย่างข้างล่าง ซึ่งเป็นชนิด แบนด์ พาสฟิลเตอร์ ที่ความถี่ศูนย์กลาง 490 MHz, แบนด์วิดธ์ 14 MHz ที่ 1dB , 1.0 insertion loss ที่ skirt selectivity มากกว่า 40 dB ที่ 450 MHz

1. จากรายละเอียดที่กำหนด จำนวนรีโซเนเตอร์ และ ค่า Q ขณะไม่มีโหลดต่ำสุด ที่เป็นไปได้ของ บัตเตอร์เวอร์ธฟิลเตอร์ ในตัวอย่างนี้ เราจะใช้ผลจากการรันโปรแกรม BUTTERWORTH โดยใช้ เฮลิคอลลรีโซเนเตอร์ 3 ตัว, แบนด์วิดธ์ 17.2 MHz ที่ 3dB และค่า Q ขณะไม่มีโหลด เท่ากับ 500
2. แปลงค่า Q ขณะไม่มีโหลดและความถี่ที่ใช้งาน ให้เป็นขนาดมิติ (Dimension) ของ เฮลิคอลลรีโซเนเตอร์ (ดูได้จากภาคผนวก) สมมุติว่าเราเลือกซิลิคอนที่เหลียม จะใช้ Helical-s program จำนวนจะได้ขนาด 1.15 cm X 1.15 cm X 1.83 cm สำหรับ รีโซเนเตอร์แต่ละตัวที่ค่า Q ขณะไม่มีโหลดเท่ากับ 600 ขนาดต่างๆเช่น เบอร์ชดลวด, ระยะพิช, จำนวนรอบ จะมีในโปรแกรม
3. จากอัตราส่วนของ $Q_{\text{unloaded}} / Q_{\text{minimum}}$, จำนวนรีโซเนเตอร์ และแบนด์วิดธ์ ให้เราดูค่า Normalized Coupling Coefficients (Zverev, หน้า 341,518) สำหรับฟิลเตอร์ของเรา อัตราส่วนของ Q ไม่มีโหลด กับ Q ขณะมีโหลดประมาณ 20 ดังนั้น จะใช้ Predistortion

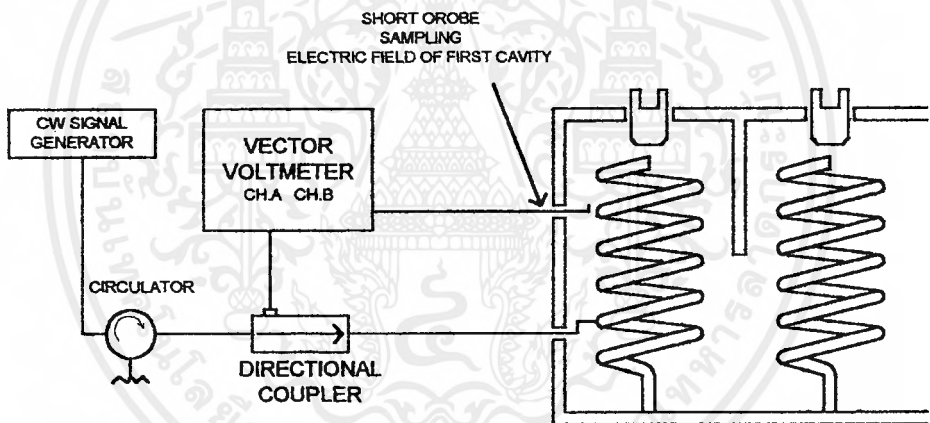
$$q_1 = 0.8041, k_{12} = 0.7687, k_{23} = 0.6586, q_3 = 1.1456$$

4. ปรับอินพุตแท็ป และ ช่องอเพอเจอร์ให้ได้สัมประสิทธิ์การคัปปลิงที่ถูกต้อง โดยทั่วไปช่องอเพอเจอร์จะ ได้จากการทดลองวัดค่าจากฟิลเตอร์ที่สร้างขึ้นซึ่งมีวิธีการดังนี้

สำหรับระบบ 50 โอห์มและ $Q_{\text{unloaded}} \gg Q_{\text{minimum}}$ (ปกติจะเป็นจริงในทางปฏิบัติ) สัมประสิทธิ์การคัปปลิงสามารถวัดได้ตามรูปที่ 2.2 ชั้นแรกรีโซเนเตอร์ทุกตัวจะถูกดีจูน(detuned) และ รีโซเนเตอร์ ตัวแรกจะจูนให้อ่านได้ค่าสูงสุดบนแกนแนลของ B ของ เวกเตอร์โวลต์มิเตอร์ ที่ ความถี่ที่ต้องการ จากนั้นปรับแท็ป ให้ได้ค่า Q ขณะมีโหลดที่ถูกต้องซึ่งเป็นเศษส่วนของ 3 dB แบนด์วิดธ์ ที่ต้องการของฟิลเตอร์ (ที่กำหนดไว้แล้วก่อนหน้านี้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดค่า Q ขณะมีโหลดตามปกติจะปรับตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ จนกระทั่งที่แบนเนล B อ่านค่าได้ 3 dB ในแต่ละด้านของความถี่รีโซแนนซ์ ความแตกต่างระหว่างจุด 3 dB เมื่อหารด้วยค่าความถี่รีโซแนนซ์ จะได้ค่า Q ขณะมีโหลดจากตัวอย่างของเรานั้น จะปรับอินพุตเทป จนกระทั่งความแตกต่างระหว่างจุด 3 dB เป็น $q_1 \times BW_{3\text{ dB}} = 0.8041 \times 17.2 = 13.83\text{ MHz}$ จากนั้นกลับฟิลเตอร์ และ ปรับ เอ๊าท์พุต ให้ความถี่แตกต่าง $1.4156 \times 17.2 = 24.35\text{ MHz}$ ขั้นตอนต่อไปกลับไป ที่ความถี่รีโซแนนซ์ ของขดลวดแรก และจูนรีโซเนเตอร์ ตัวที่สองให้ได้ค่าที่ แชนเนล B ต่ำสุด จากนั้นปรับเครื่องกำเนิดความถี่ และระบุตำแหน่งค่าสูงสุดทั้งสองที่อ่านได้บนแบนเนล B ความแตกต่างของความถี่ระหว่างค่าสองค่าจะสัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์การคัปปลิง ขนาดช่องอพอเจอร์ จะถูกปรับจน ได้ความแตกต่างความถี่ที่ต้องการซึ่งเป็นฟังก์ชันของแบนด์วิดท์ที่ต้องการ(ที่ให้ไว้ในตาราง) ซึ่งในตัวอย่างนี้เมื่อรีโซเนเตอร์ตัวที่สอง ถูกจูนให้ค่าที่อ่านได้ต่ำสุดที่ 490MHz ค่า สูงสุด



รูปที่ 2.2 แสดงการวัดค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงและการต่อเครื่องมีวัด

ทั้งสองค่าจะสังเกตได้จากผลตอบสนองความถี่ที่ แชนเนล B ช่องอพอเจอร์ระหว่างรีโซเนเตอร์ ตัวที่หนึ่งและสองจะถูกปรับจนความแตกต่างความถี่ของค่าสูงสุดเป็น $k_{12} \times BW_{3\text{ dB}} = 0.7687 \times 17.2 = 13.2\text{ MHz}$ เช่นเดียวกันเมื่อฟิลเตอร์ถูกจูน โดยรอบ จะให้เอ๊าท์พุตเป็นอินพุต ขนาดช่องอพอเจอร์ อื่นจะปรับจน ได้ความแตกต่างความถี่เป็น $k_{23} \times BW_{3\text{ dB}} = 0.6582 \times 17.2 = 11.32\text{ MHz}$ ระหว่างค่าสูงสุดทั้งสอง รีโซเนเตอร์ ที่ไม่ใช่จะต้อง คิวจาก ความถี่รีโซแนนซ์เท่าที่จะเป็นไปได้เสมอ สำหรับฟิลเตอร์ ที่มีหลาย ตัวเมื่อทำการจูนรีโซเนเตอร์ ตัวที่ n , ค่าสูงสุดของความถี่ที่ n จะสังเกตที่แบนเนล B ที่จุดนี้จำไว้ว่าช่วงห่างค่าสูงสุดของความถี่ไม่เพียงแต่จะสัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์การคัปปลิง แต่ยังสัมพันธ์กับค่า Q ขณะไม่มีโหลดด้วยหากไม่สูงพอ ในกรณีนี้

Predistortion หรือ เทคนิคอื่นๆจะถูกใช้ในการหาความสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างความถี่ของค่าสูงสุดกับ สัมประสิทธิ์การคัปปลิง

2.2 การจูน ฟิลเตอร์ สามารถทำได้ดังนี้

2.2.1 สำหรับเปอเซนต์แบนด์วิดท์ ขนาดเล็ก “ กำลังการจูน “ จะถูกใช้เมื่อรีโซเนเตอร์ทั้งหมดถูกจูน (เข้า ๆ) เพื่อให้ได้กำลังการส่งสูงสุด

2.2.2 สำหรับเปอเซนต์แบนด์วิดท์ขนาดเล็กและปานกลาง จะใช้วิธี Dishal' s method หรือ “ peak-dip “

2.2.3 การวัดการส่งผ่านโดยการกวาดความถี่(Frequency swept transmission) จูนที่ค่า insertion loss ต่ำสุดในพาสแบนด์

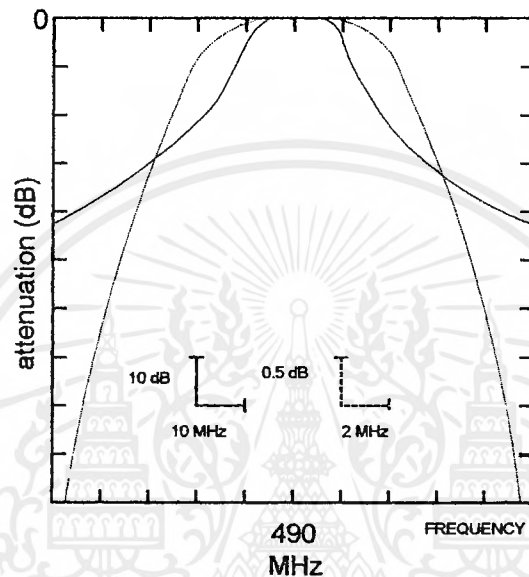
2.2.4 การวัดการสะท้อนกลับโดยการกวาดความถี่(Frequency swept reflection) จูนที่ค่า return loss สูงสุดที่ผ่านพาสแบนด์

ในทางปฏิบัติ จะทำการทดลองปรับตำแหน่งแท่งที่ทำให้ Return loss ดีที่สุด วิธีอื่น ๆ ก็คือการวัดอินเตอร์คาวิตีคัปปลิง(Inter Cavity Coupling) จะแสดงผลของเฟส และ สัมประสิทธิ์ของการสะท้อนของอินพุต เมื่อเอาท์พุตถูกต่อลัดวงจร ซึ่งวิธีนี้จะมีประสิทธิภาพแม่นยำมาก และมีการประยุกต์ใช้ในการจูนคอมเพล็กซ์ฟิลเตอร์(Tune Complex Filter) ด้วยการตอบสนองที่ดีที่สุดของเฮลิคอลลฟิลเตอร์จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของมัน ปัญหาเกี่ยวกับโครงสร้างลักษณะที่ไม่ต้องการของการคัปปลิงหรือการระงับการคัปปลิงระหว่างรีโซเนเตอร์กำหนดไว้ในตารางที่ 1

ตารางที่ 1

ลักษณะ	สิ่งที่น่าจะเป็นไปได้
High insertion loss	การเบี่ยงของพื้นผิวทำให้ค่า Q ลดลง
Pass band ripple	การวาดผิดพลาดที่ปลายของขดลวด หรือเกิดผิวปกติที่จุดต่อแท่ง ค่าอิมพีแดนซ์ที่ผิดของฟิลเตอร์ในอินพุต หรือ เอาท์พุต ขดลวดที่พัน ไม่ขนานกับผนังกล่อง
Low return loss	การรับโหลด ไม่ถูกต้อง , ตำแหน่งแท่ง ผิด
Insufficient stopband attenuation	กล่องของ ฟิลเตอร์ไม่เป็นหน้าสัมผัสทางไฟฟ้าที่ดี การคัปปลิงที่ไม่ถูกทำให้เกิดวงลูปลงกราวด์

รูปที่ 2.3 จะแสดงการออกแบบ รีโซเนเตอร์ 3 ตัว โดยใช้กระบวนการดั่งที่ได้กล่าวไปแล้ว ปริมาตรรวมโดยประมาณ 1.5 cm X 2.2 cm X 4.5 cm เมื่อโครงสร้างเป็นทองแดง ค่า Q ขณะไม่มี โหลดประมาณ 580 ค่า insertion loss เท่ากับ 1.0 dB และ 3 dB แบนด์วิดธ์ เท่ากับ 17.2 MHz ความถี่ศูนย์กลางที่ 490 MHz



รูปที่ 2.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ต่อการลดทอน(dB)ของวงจรฟิลเตอร์ที่มีรีโซเนเตอร์ 3 ตัว

2.3 รูปร่างของสนามและกลไกการคับปลิง(Field Configuration and Coupling Mechanism)

การค้นคว้าข้างต้นเกี่ยวกับสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้ามีความสัมพันธ์กับสายโคแอกซ์เซเรียล ซึ่งตัวนำภายในของ เฮลิคอลล เชื่อมต่อด้วยท่อนำคลื่น (traveling wave tube หรือ TWT)

แม้ว่าความต้องการขดลวด TWT ให้เกิดผลสูงสุดแตกต่างจากผลสูงสุดใน $\lambda/4$ เฮลิคอลลรีโซเนเตอร์สมมติฐานเบื้องต้นในการพิจารณาสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้าของสายส่งเฮลิคอลลสามารถประยุกต์ใช้ได้ทั้งคู่ ปัญหาพื้นฐานนำมาซึ่งการพบการแสดงที่ชัดเจน หรือ วิธีการพิจารณา 12 องค์ประกอบของการควบคุมพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กบน โครงสร้างของเฮลิคอลลพื้นฐานทางฟิสิกส์ใช้ในการประมาณขดลวด ในการประยุกต์สมการของเม็ทซ์เวลต์และเงื่อนไขการจำกัดขอบเขตที่เหมาะสมแสดงภายใต้ภาพรวมของทั้ง 4 กรณีนี้ ก่อนที่จะมุ่งตรงไปยังฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของเบสเสต (Bessel function mathematics) อย่างไรก็ตามให้เราหยุดชั่วคราวและตั้งคำถามว่าทำไมความรู้เกี่ยวกับสนามไฟฟ้า ในรีโซเนเตอร์ จึงสำคัญ เพื่อความเข้าใจอย่างถ่องแท้ทำให้นำไปสู่การใช้งานของแบนด์พาสฟิลเตอร์และผลที่เกิดขึ้นในทางปฏิบัติได้จากการแสดงทาง

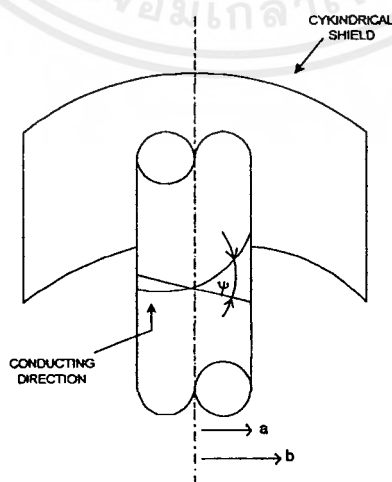
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณิตศาสตร์ ในเบื้องต้นความรู้เกี่ยวกับค่าคงที่ของการกระจายคลื่น เป็นผลจากความยาวทางไฟฟ้า และสัมพันธ์กับขนาดของ $\lambda/4$ เฮลิคอลลไลน์ กับความถี่รีโซแนนซ์ของมัน ค่าคงที่ในการกระจายคลื่นจำเป็นต่อการประเมินค่า Q เมื่อไม่มีโหลดด้วย ขนาดสัมพัทธ์ของสนามที่แสดงแต่ละองค์ประกอบเป็นกลไกการคับปลิงที่มีอิทธิพลต่อขนาด , ตำแหน่ง และตำแหน่งของช่องอเพอเจอร์ หรือวิธีการคับปลิงอื่นๆ สนามสามารถปรับปรุงโดยการใช้ไดอิเล็กทริก หรือ โครงสร้างที่เป็นโลหะ เพื่อปรับปรุงคุณสมบัติได้หรือไม่ ความไวจะเป็นอย่างไรถ้าสนามมีการผิดรูปร่างไป (เช่น การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ) ความเข้มของสนามเปลี่ยนแปลงตามรีโซเนเตอร์ เราสามารถหากระแสเชิงผิวสูงสุดที่ไหลผ่าน และหารอยต่อ หรือพื้นผิวที่มีช่องโหว่ที่ไม่ควรมีในการสร้างฟิลเตอร์ บางพื้นผิวควรมีแผ่นเงินเพื่อการปรับปรุงค่า Q ในสถานะไม่มีโหลดให้ดีขึ้น

2.4 Sheath Helix

ตัวอย่างนี้จะแสดงโดย ทรงกระบอก จะนำกระแสเฉพาะในทิศทางที่กำหนดโดย pitch angle ของ Helix Ψ จะไม่มีกระแสไหลในทิศทางที่ตั้งฉากกับทิศทางนี้ (ดูรูปที่ 2.5) คำตอบของสมการแม็กซ์เวลล์ ในพิกัดทรงกระบอก ตาม เงื่อนไขขอบเขตข้างล่างจะได้ สมการ (2.1) ถึง (2.12) เงื่อนไขขอบเขต (Boundary condition)

1. สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสจะต้องตั้งฉากกับทิศทางของ Helix ที่ $r = a$
2. สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสจะต้องต่อเนื่องตลอด ทรงกระบอก
3. สนามแม่เหล็กในแนวสัมผัส จะต้องต่อเนื่องตลอดทรงกระบอก
4. ที่ $r = b$, สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัส = 0



รูปที่ 2.4 Sheath Helix ที่อยู่ในชนิดทรงกระบอก

2.4.1 กรณีไม่มีขีลด์ภายนอก, ในอากาศว่าง

ภายในขดเกลียว

$$E_z = AI_0(\gamma r)e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.1)$$

$$E_r = jA \frac{\beta}{\gamma} I_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.2)$$

$$E_\theta = -A \frac{I_0(\gamma a)}{I_1(\gamma a)} (\tan \Psi) I_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.3)$$

$$H_z = -jA \frac{\gamma}{\omega \mu} \frac{I_0(\gamma a)}{I_1(\gamma a)} (\tan \psi) I_0(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.4)$$

$$H_r = A \frac{\beta}{\omega \mu} \frac{I_0(\gamma a)}{I_1(\gamma a)} \tan \Psi I_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.5)$$

$$H_\theta = jA \frac{\omega \varepsilon}{\gamma} I_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.6)$$

Outside Helix

$$E_z = A \frac{I_0(\gamma a)}{K_0(\gamma a)} K_0(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.7)$$

$$E_r = -jA \frac{\beta}{\gamma} \frac{I_0(\gamma a)}{K_0(\gamma a)} K_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.8)$$

$$E_\theta = -A \frac{I_0(\gamma a)}{K_1(\gamma a)} (\tan \psi) K_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.9)$$

$$H_z = jA \frac{\gamma}{\omega \mu} \frac{I_0(\gamma a)}{K_1(\gamma a)} (\tan \psi) K_0(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.10)$$

$$H_r = A \frac{\beta}{\omega \mu} \frac{I_0(\gamma a)}{K_1(\gamma a)} (\tan \psi) K_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.11)$$

$$H_\theta = -jA \frac{\omega \varepsilon}{\gamma} \frac{I_0(\gamma a)}{K_1(\gamma a)} K_1(\gamma r) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.12)$$

Propagation Constant

$$(\gamma a)^2 \frac{I_0(\gamma a) K_0(\gamma a)}{I_1(\gamma a) K_1(\gamma a)} = (\beta_0 a \cot \psi)^2 \quad (2.13)$$

เมื่อ

A = arbitrary amplitude constant

I_0 = modified Bessel function of the first kind , order zero

I_1 = modified Bessel function of the first kind , order one

K_0 = modified Bessel function of the second kind, order zero

K_1 = modified Bessel function of the second kind, order one

$\gamma^2 = \beta^2 - \beta_0^2$ radial propagation constant

$\beta_0 = \frac{\omega}{c}$ free space propagation constant

$\beta = \frac{\omega}{v_p}$ guided propagation constant

c = speed of light in free space

v_p = phase velocity of guided wave

r, θ , z = cylindrical coordinate component

a = radius of sheath helix

ψ = pitch angle of helix

μ = permeability of free space

ϵ = permittivity of free space

2.4.2 ที่ภายนอกซิดด์ตัวนำทรงกระบอกในอากาศว่าง

ภายในขดเกลียว

ในกรณีนี้จะได้เหมือนกับสมการ (2.1) ถึง (2.6)

ภายนอกขดเกลียว

$$E_z = A \Delta_0 \left[K_0(\gamma r) - \frac{K_0(\gamma b)}{I_0(\gamma b)} I_0(\gamma r) \right] e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.14)$$

$$E_r = -j \frac{\beta}{\gamma} A \Delta_0 \left[K_1(\gamma r) + \frac{K_0(\gamma b)}{I_0(\gamma b)} I_1(\gamma r) \right] e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.15)$$

$$E_\theta = -(\tan \psi) A \Delta_1 \left[K_1(\gamma r) - \frac{K_1(\gamma b)}{I_1(\gamma b)} I_1(\gamma r) \right] e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.16)$$

$$H_z = jA \frac{\gamma}{\omega \mu} (\tan \psi) \Delta_1 \left[K_0(\gamma r) + \frac{K_1(\gamma b)}{I_1(\gamma b)} I_0(\gamma r) \right] e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.17)$$

$$H_r = A \frac{\beta}{\omega \mu} (\tan \psi) \Delta_1 \left[K_1(\gamma r) - \frac{K_1(\gamma b)}{I_1(\gamma b)} I_1(\gamma r) \right] e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.18)$$

$$H_\theta = -jA \frac{\omega \varepsilon}{\gamma} \Delta_0 \left[K_1(\gamma r) + \frac{K_0(\gamma b)}{I_0(\gamma b)} I_1(\gamma r) \right] e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.19)$$

Propagation Constant

$$(\beta_0 a \cot \psi)^2 = (\gamma a)^2 \frac{I_0(\gamma a) \Delta_1}{I_1(\gamma a) \Delta_0} \quad (2.20)$$

b = radius of cylindrical ซีลด์

$$\Delta_0 = \frac{I_0(\gamma a) I_0(\gamma b)}{I_0(\gamma b) K_0(\gamma a) - I_0(\gamma a) K_0(\gamma b)} \quad (2.21)$$

$$\Delta_1 = \frac{I_0(\gamma a) I_1(\gamma b)}{I_1(\gamma b) K_1(\gamma a) - I_1(\gamma a) K_1(\gamma b)} \quad (2.22)$$

$$\lim_{b \rightarrow \infty} \Delta_0 = \frac{I_0(\gamma a)}{K_0(\gamma a)}, \quad \lim_{b \rightarrow \infty} \Delta_1 = \frac{I_0(\gamma a)}{K_1(\gamma a)}$$

2.5 การกระจายกระแสสมมุติของขดเกลียวที่บางเป็นอนันต์

ในตัวอย่างนี้สมมุติว่า เฮลิคอล ถูกกระตุ้นโดยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโมโนโครเมติก (Monochromatic Electromagnetic Field) ที่เหนี่ยวนำกระแส sinusoidal ตลอดขดเกลียว โดยอาศัยการหน่วงของ เวกเตอร์โพเทนเชียลที่ได้รับจากการกระจายกระแสสมมุติ สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กภายนอกขดเกลียวที่ได้รับเป็นผลบวกอนันต์ซึ่งเกี่ยวกับBassel ฟังก์ชัน ของชนิดอันดับสอง (K_n) สมการสำหรับสนามไฟฟ้าตามยาวจะกำหนดดังนี้

$$E_z = 4\pi(\beta_0^2 - \beta^2) \alpha F e^{j\beta z} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(\Gamma_n a) K_n(\Gamma_n r)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\exp[jn(\psi - z/\alpha)] - 4\pi j \beta F e^{j\beta z} \sum_{n=-x}^x jn I_n(\Gamma_n a) K_n(\Gamma_n r) \exp[jn(\psi - z/\alpha)] \quad (2.23)$$

$$E_n = \left[\left(\beta - \frac{n}{\alpha} \right)^2 - \beta_o^2 \right]^{1/2}$$

$$F = \frac{-I e^{-j\omega t}}{4\pi j \omega \epsilon \alpha}$$

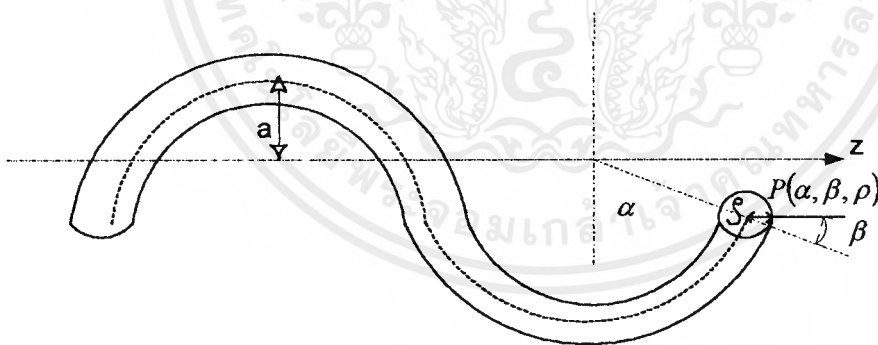
$$I = \sum_{n=-x}^x 4\pi e^{jn\psi} I_n(\Gamma_n a) K_n(\Gamma_n r)$$

α = Parameter defining helix in cylindrical coordinates

$$r = a, \quad z = \alpha\psi$$

2.6 การกำหนดสูตรที่ถูกต้องของเงื่อนไขขอบเขตโดยใช้ พิกัดเฮลิคอลล

ในระบบ พิกัดนี้ ทั้งสมการของเม็ทซ์เวลล์ และเงื่อนไขขอบเขตสามารถกำหนดสูตรที่ถูกต้อง อย่างไรก็ตาม ในเมื่อระบบพิกัดไม่เป็นมุมฉากสมการไม่สามารถแก้โดยวิธีแยกตัวแปรได้ และคำตอบที่ได้เป็นเพียงค่าประมาณเท่านั้น ถึงแม้ว่าสนามปิดที่ขดลวดของตัวมันเองสามารถตรวจสอบให้สำเร็จโดยใช้ เทคนิคนี้แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 พิกัดเฮลิคอลล

α = ความยาวเส้นโค้งตามแนวเส้นศูนย์กลางของเส้นเกลียววัดในหน่วยเดียวกันซึ่ง α เพิ่มขึ้นโดย 2π ในการวางขวางหนึ่งรอบ

β = มุมซึ่งวัดจากเส้นที่ตั้งฉากกันแกน Z และแนวเส้นศูนย์กลางของเส้นเกลียว

ρ = ระยะจากแนวเส้นศูนย์กลางของเส้นเกลียว

การแสดงของสมการแม่เหล็กเวกเตอร์ ในพิกัด เฮลิคอลล ทั้งความสัมพันธ์ระหว่าง เฮลิคอลลยูนิต เวกเตอร์และพิกัดทรงกระบอกยูนิตเวกเตอร์ เงื่อนไขและขอบเขตสำหรับเส้นเกลียวที่ไม่มีซิดด์ จะใช้รูปแบบโดยเฉพาะ

$$: E\alpha = E\beta = H\rho = 0 \quad ; \quad \text{ที่ } \rho = \text{รัศมีเส้นลวด}$$

สมการกำหนดให้ ค่าคงที่การกระจายคลื่น P_m ให้มีรูปแบบแตกต่างขึ้นอยู่กับรูปทรงเรขาคณิต เงื่อนไขสำหรับค่า Optimum Q ของรีโซเนเตอร์ในตัวอย่างนี้ต้องการเป็น $p = 2\delta$

จากทั้ง 4 ตัวอย่างที่ผ่านมาเราไม่สามารถประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาทางวิศวกรรมได้เนื่องจากมีความยุ่งยากในทางคณิตศาสตร์และในตัวอย่างอย่างง่ายจะขาดความแม่นยำในการวิเคราะห์รายละเอียดเพราะฉะนั้นตัวอย่างทั้ง 4 จึงจำกัดในการประยุกต์ใช้งาน ในตัวอย่าง เราค่อนข้างมั่นใจเมื่อคำนวณระยะการ คัปปลิง ของสนามจาก ขดเกลียว โดยใช้ Sheath Model จนถึงตอนนี้เราก็ยังไม่สามารถสรุปเกี่ยวกับค่า Q ว่าจะไม่มีโหนด ว่าขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวด

ให้เราตรวจสอบความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดกับเฟสขององค์ประกอบอธิบายในสมการ (2.1) – (2.20) และกำหนดเงื่อนไขภายใต้สมการนี้ประยุกต์ใช้กับ เฮลิคอลล รีโซเนเตอร์ จากการพิจารณาสมการนี้โดยการสังเกตได้ดังต่อไปนี้

1. รูปร่างของสนามมีขอบเขตไม่ใช่ Transverse Electromagnetic Mode (TEM)
2. สนามภายใน Sheath Helix จะ ไม่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากมีซิดด์ที่ภายนอก
3. E_r , H_z , และ H_θ เปลี่ยนแปลงเฟสจากภายในสู่ภายนอกของขดเกลียว
4. เนื่องจากองค์ประกอบของสนามทั้งหมดมีรูปแบบของคลื่นจร ควอเตอร์-เวฟรีโซเนเตอร์ จึงถูกพิจารณาว่าเป็นส่วนของสายส่งที่เปิดวงจรด้านหนึ่งและลัดวงจรอีกด้าน เพราะฉะนั้นองค์ประกอบของสนามจะแสดงการเปลี่ยนแปลงเป็น $\sin\beta z$ และ $\cos\beta z$, $0 < z < \pi/2\beta$ โดยสนามไฟฟ้ามีค่าสูงสุดที่ปลายเปิดวงจร และสนามแม่เหล็กมีค่าสูงสุดที่ปลายลัดวงจร นี่เป็นเพียงความจริงในกรณีที่เป็นอุดมคติเท่านั้น ถ้ามีค่าคาบซิททิฟ โหลดที่ปลายด้านเปิดวงจรจะมีกระแสบางส่วนในรอบด้านบน และดังนั้นสนามแม่เหล็กจะไม่เป็นศูนย์ ณ จุดนี้
5. สมการ (2.1) ถึง (2.20) ประกอบด้วยเฟคเตอร์การคูณ A ซึ่งสมมติให้เป็นค่าคงที่ ในรีโซเนเตอร์ จริง A จะแปรตามความถี่เพราะว่า Q เป็นฟังก์ชันของความถี่ได้ประมาณ

$$Q = 44bf^{1/2} \quad (2.24)$$

เมื่อ

$$Q = \text{ค่า } Q \text{ ตอนไม่มีโหนดของ รีโซเนเตอร์ ทรงกระบอกที่ให้ผลสูงสุด (เช่น } b/a \approx 2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

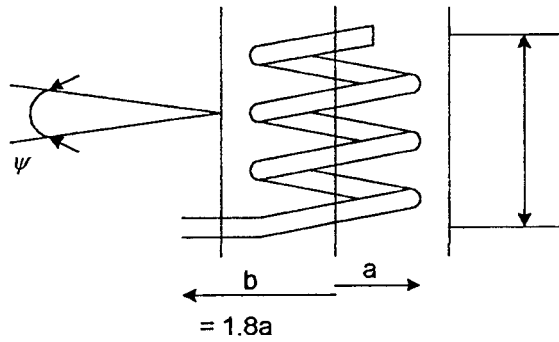
b = รัศมีของ ซิลด์ (cm)

f = ความถี่รีโซแนนซ์ (MHz)

เพื่อให้ได้ข้อมูลจากสมการมากขึ้น ให้เราพิจารณาการเปรียบเทียบตัวเลขประมาณการ โดยเรา สมมติว่าการ คัปปลิง สนามข้ามช่องว่างเหมือนกับสนามรอบ ๆ ขดเกลียวที่ไม่มี ซิลด์ ที่ระยะรัศมีเดียวกัน พิจารณา ควอเตอร์-เวฟรีโซเนเตอร์ ที่เกี่ยวข้องกับค่า Optimum Q และเหมือนกัน ยกเว้นระยะ Pitch ของขดเกลียว เมื่อ รีโซเนเตอร์ ตัวหนึ่งที่ f_1 เท่ากับ 160 MHz และอีกตัวที่ f_2 เท่ากับ 400 MHz เนื่องจากความยาวของสายส่ง เฮลิคอลล เหมือนกันทั้งคู่ $\beta_1 = \beta_2$

ใช้ตารางที่ 2 (ระยะมุม Ψ ได้จากการทดลอง) ให้เราทำการคำนวณองค์ประกอบของสนามที่ระยะ $b = 6.0$ mm ไม่รวมตัวประกอบสเกลาร์ A และ $\sin \beta z$ เพื่อความง่ายแทนค่าที่กำหนดไว้ในสมการที่ 2.7 ถึง 2.22 จะได้ค่าตามตารางที่ 3 (สนามไฟฟ้าในหน่วย V/m , สนามแม่เหล็กในหน่วย A/m) จะได้ผลการเปรียบเทียบระหว่าง สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเพื่อกำหนดสนามที่อิทธิพล ปริมาณที่แสดงในวงเล็บเป็นการคำนวณว่า $\epsilon_0 E_n^2$ และ $\mu_0 H_n^2$ ซึ่งเป็นอัตราส่วนกับความเข้มของกำลังงานอยู่ในองค์ประกอบของสนามเฉพาะและมีหน่วย 10^{-12} J/m^3

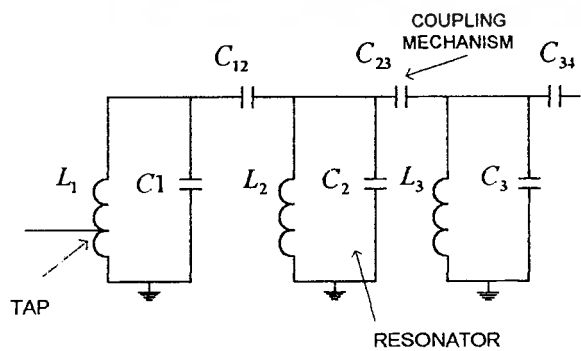
ตอนนี้เราจะเห็นชัดว่าสนามไฟฟ้าในแนวรัศมี มีอิทธิพล ทั้งในกรณีที่มีซิลด์และไม่มีซิลด์ ยิ่งกว่านั้นการที่มีซิลด์ จะเพิ่มความเข้มของกำลังงานอย่างเห็นได้ชัด ข้อแตกต่างระหว่างพลังงานสะสมที่เพิ่มขึ้นและพลังงานที่สูญเสียในซิลด์ มีค่ามากที่สุดสำหรับ Optimum Ratio ของ b/a เพราะวรัศมีของสนามไฟฟ้ามีอิทธิพลทั้งในกรณีที่มี ซิลด์ และไม่มี ซิลด์ เราสามารถตั้งสมมติได้ว่า เมื่อช่องว่างสำหรับการ คัปปลิง ระหว่าง รีโซเนเตอร์ ที่วางใกล้ปลายที่ไม่ใช่กราวด์ วิธีการ คัปปลิงสามารถใช้ค่าความจุเล็ก ๆ ดังรูปที่ 2.6 ในความจริงมันชัดเจนว่าเมื่อช่องว่างถูกใช้ คัปปลิง มันเป็นการยาก ที่จะ คัปปลิง โดยที่ไม่มีค่าคาปาซิทีฟรูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นว่าทำไมจึงเป็นเช่นนั้น ความเข้มพลังงานสัมพัทธ์ที่อยู่ในอิทธิพลขององค์ประกอบสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กไฟฟ้าได้พลอตเป็นฟังก์ชันของระยะทางตาม $\lambda/4$ รีโซเนเตอร์ พิจารณาถึงการเปลี่ยนแปลง $\sin \beta z$ ของสนามจึงทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลง $\sin \beta z$ ของความหนาแน่นพลังงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ รูปที่ 2.7 แสดงว่าที่ $f_0 = 160$ MHz อิทธิพลของสนามไฟฟ้าในแนวรัศมีประมาณ 80% ของความยาว รีโซเนเตอร์ มันมีเพียงที่ต่ำกว่า 21% ของ รีโซเนเตอร์ ที่อิทธิพลของ Hr จะถูกพิจารณา นี่เป็นความหมายในทางปฏิบัติว่าถ้า เฮลิคอลลรีโซเนเตอร์ 26 รอบ Hr จะมีอิทธิพลใน 5.5 รอบจากด้านล่างเท่านั้น ช่องอเพอเจอร์ขนาดเล็กบางที่อาจไม่พอต่อการคัปปลิงสำหรับแบนด์วิดท์ฟิลเตอร์ ขนาดกลางสองตัวประกอบที่เพิ่มมาทำให้ซับซ้อนต่อการกระจายของสนามแม่เหล็กและการวางตำแหน่งการต่อกราวด์ กับผลทางเรขาคณิตในตำแหน่งของ Hr ที่มากที่สุด ที่ย่าน 400 MHz อิทธิพล Hr เพิ่มขึ้นถึง 28.5% เนื่องจากระยะมุมที่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะทางกายภาพของขดลวดในเฮลิคอลลฟิลเตอร์

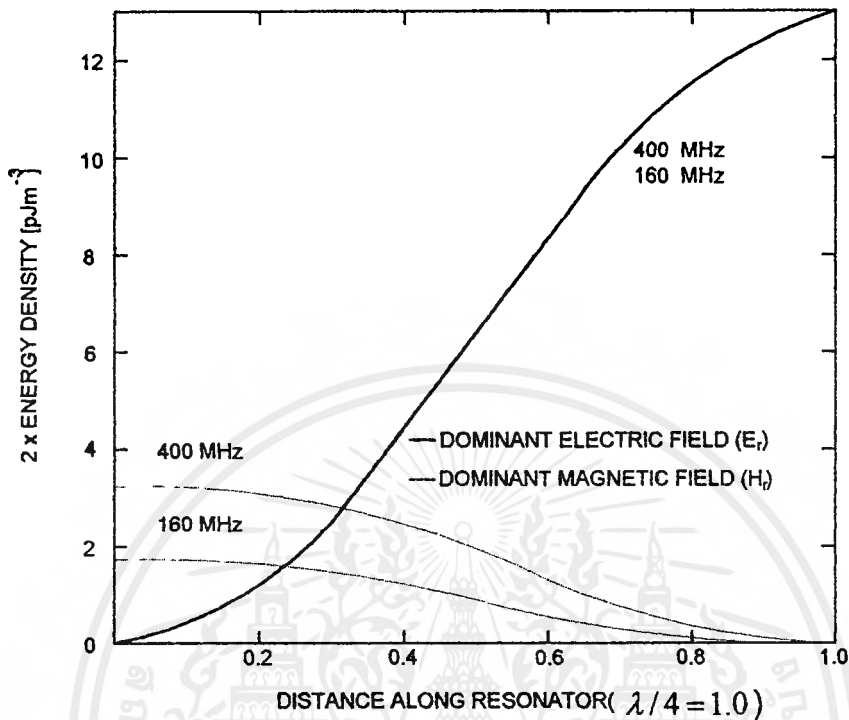
ตารางที่ 2

Case1 - VHF	Case2 - VHF
$a_1 = 3.3mm$	$a_2 = a_1 = 3.3mm$
$b_1 = 6.0mm$	$b_2 = b_1 = 6.0mm$
$f_1 = 160MHz$	$f_2 = 400MHz$
$\omega_1 = 10^9 s^{-1}$	$\omega_2 = 2.5 \times 10^9 s^{-1}$
$h_1 = \frac{\lambda_{11}}{4} = 20mm$	$h_1 = h_2 = \frac{\lambda_2}{4} = 20mm$
$\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} = 78.5m^{-1}$	$\beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} = 78.5m^{-1}$
$\beta_{01} = \frac{\omega_1}{c} = 3.33m^{-1}$	$\beta_{02} = \frac{\omega_2}{c} = 8.33m^{-1}$
$\psi_1 = 2^\circ$	$\psi_2 = 7^\circ$



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรเทียบเคียงของแบนด์พาส ฟิลเตอร์ด้วย LC Elements

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงความหนาแน่นกำลังงานสัมพัทธ์ของรีโซเนเตอร์

มันควรจะชี้ให้เห็นว่าความสามารถในการเลือกระหว่างค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่าความถี่ในการ คัปปลิง โดยใช้ช่องอพอเจอร์จะขึ้นอยู่กับค่า Q ขณะไม่มีโหลดสำหรับรีโซเนเตอร์ ที่ค่า Q ขณะไม่มีโหลดน้อยกว่า 300 อิทธิพลของการ คัปปลิง จะต้องเป็นแบบคาปาซิทีฟ เพราะว่าพลังงานที่ถูกเก็บส่วนใหญ่จะอยู่ในรีซิสติแวนไฟฟ้า สนามแม่เหล็กจะไม่แรงพอที่จะเปลี่ยนพลังงานสำหรับฟิลเตอร์ ของจริง สำหรับ รีโซเนเตอร์ที่มีค่า Q สูงๆ จะใช้ อินดักทีฟคัปปลิง โดยรูปร่างของช่องอพอเจอร์แบบพิเศษ เนื่องจากสนามแรงมากกว่าอันเนื่องมาจากค่า Q ที่สูงกว่า ดังนั้นสำหรับการจูนรีโซเนเตอร์ โดย ค่าความถี่หรือ ปรับสกรูให้ใหญ่ สนามไฟฟ้าทั้งหมดจะจำกัดตัวเก็บประจุ และสนามแม่เหล็กจะมี ความสำคัญมากกว่าตอนนี้เราจะอธิบายว่าทำไม เซลลูลอด ฟิลเตอร์ ส่วนมากในทางปฏิบัติ Skirts หรือ Transition Band จึงไม่สมมาตร ความชันของผลตอบสนองเชิงความถี่ด้านความถี่ต่ำจึงมากกว่าบนด้านความถี่สูงผลเช่นนี้รู้จักในชื่อความลาดเอียง(Skewing)ของผลตอบสนองการ ฟิลเตอร์

ตารางที่ 3

(a) กรณีไม่มีซีลด์ at $r = b = 6$ mm.

VHF			UHF		
E_z	0.66	(3.66)	E_z	0.66	(3.86)
E_r	-j1.21	(13.0)	E_r	-j1.22	(13.2)
E_θ	-0.018	(0.003)	E_θ	-0.064	(0.03)
H_z	$j6.0 \times 10^{-4}$	(0.45)	H_z	$j8.4 \times 10^{-4}$	(0.9)
H_r	11.0×10^{-4}	(1.52)	H_r	15.5×10^{-4}	(3.0)
H_θ	$-j1.4 \times 10^{-4}$	(0.02)	H_θ	$-j3.4 \times 10^{-4}$	(0.14)

(b) กรณีมีซีลด์ at $b = 6$ mm. Field at $r = b$

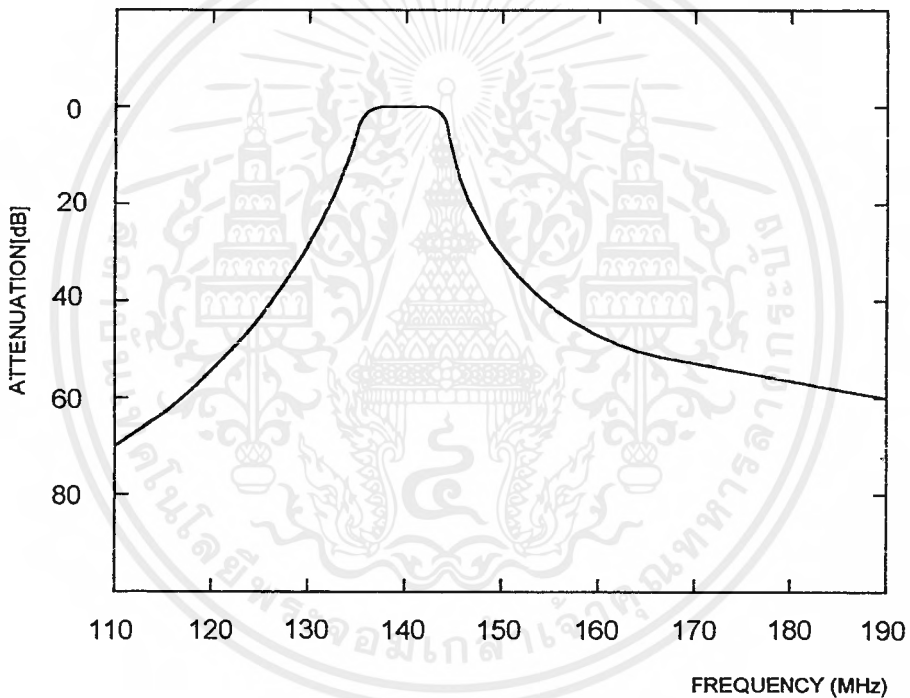
VHF			UHF		
E_z	0		E_z	0	
E_r	-j3.96	(139)	E_r	-j3.98	(140)
E_θ	0		E_θ	0	
H_z	$j75 \times 10^{-4}$	(70.9)	H_z	$j93 \times 10^{-4}$	(109)
H_r	0		H_r	0	
H_θ	$-j4.1 \times 10^{-4}$	(0.2)	H_θ	$-j10 \times 10^{-4}$	(1.3)

ตอนนี้เราจะอธิบายว่าทำไม เอลิคอด ฟิลเตอร์ ส่วนมากในทางปฏิบัติ Skirts หรือ Transition Band จึงไม่สมมาตร ความชันของผลตอบสนองเชิงความถี่ด้านความถี่ต่ำจึงมากกว่าบนด้านความถี่สูงผลเช่นนี้รู้จักในชื่อความลาดเอียง(Skewing)ของผลตอบสนองการ ฟิลเตอร์

ในทางทฤษฎี Skirts ของบัตเตอร์เวอร์ธแบนด์พาสฟิลเตอร์จะสมมาตร เมื่อแกนของความถี่แสดงแบบลอการิทึมสเกล ถ้าเป็นฟิลเตอร์ ในอุดมคติตรวจสอบโดยใช้ Sweeper และ Spectrum analyzer ที่มีแกนความถี่แบบเชิงเส้นความชันของด้านความถี่ต่ำจะมากกว่า เนื่องจากการเปลี่ยนจากลอการิทึมสเกลไปเป็นลิเนียร์สเกลทางด้านความถี่ต่ำจะถูกบีบและด้านความถี่สูงจะถูกขยาย ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.9 เหตุผลที่เป็นเช่นนี้อธิบายได้โดย 2 ตัวประกอบที่มีความสัมพันธ์ที่สำคัญขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์, ขนาด, และความถี่ใช้งาน ตัวประกอบอันแรกคือ ค่าคาปาซิทีฟคัปปลิ้ง

คั้งที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยที่การคัปปลิ้ง เพิ่มขึ้นความถี่ก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ตัวประกอบที่สองคือ ค่า Q เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

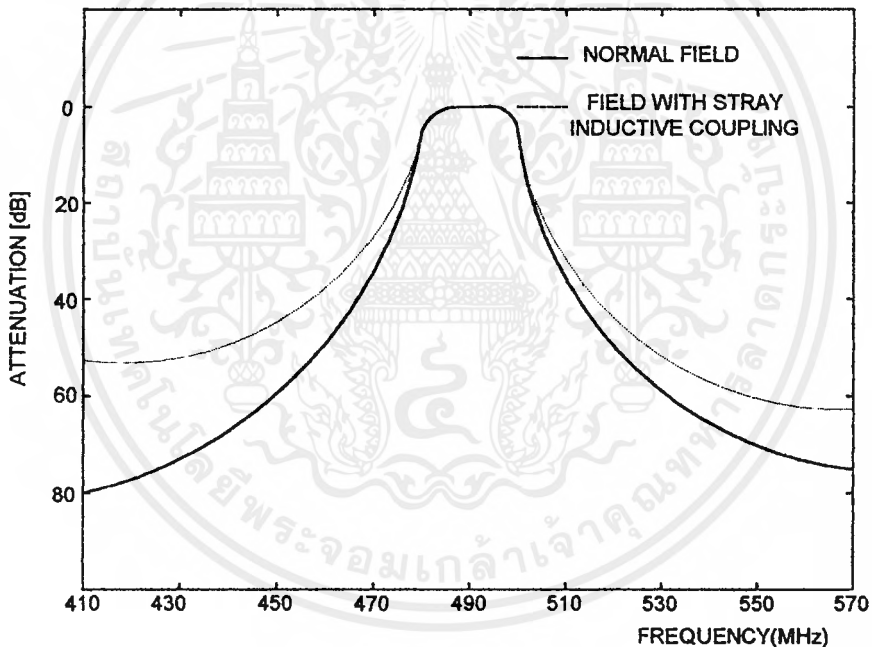
ขณะไม่มีโหลดเพิ่มขึ้นโดยความถี่ นั้นหมายความว่าเมื่อเราพิจารณาความถี่คutoff, f_L เป็นด้านความถี่ต่ำและ f_H เป็นด้านความถี่สูง จะได้ว่า $\sqrt{f_L \times f_H} = f_o$ (ความถี่ศูนย์กลางของฟิลเตอร์), พลังงานที่ถูกเก็บที่ f_H จะสูงกว่าที่ f_L เนื่องจาก Q มีค่าสูง ไม่เพียงแต่พลังงานที่สะสมอยู่ใน f_H เท่านั้นที่มากกว่า แต่สัดส่วนของการถ่ายโอนสู่รีโซเนเตอร์ คัดไปยังมากกว่า เนื่องจากธรรมชาติของค่าคาปาซิทีฟของการ คัปปลิง การใช้ ฟิลเตอร์ ในรูปที่ 2.9 เป็นตัวอย่าง การลดทอนที่ ต่ำว่าความถี่ศูนย์กลาง 30 MHz ตามตารางของบัตเตอร์เวิร์ธ ฟิลเตอร์ หรือ โปรแกรมบัตเตอร์เวิร์ธ ควรจะอยู่ภายในขอบเขต 55 dB อย่างไรก็ตามค่าที่วัดได้เป็น 70 dB



รูปที่ 2.9 ความลาดเอียง(Transition band)ของผลตอบสนอง ฟิลเตอร์

โดยแสดงความแตกต่างที่สำคัญซึ่งควรจะมีในทางปฏิบัติ ในการลดจำนวนของรีโซเนเตอร์ ที่ต้องการในฟิลเตอร์การคัปปลิงแบบอินดักทีฟจะให้ความลาดเอียงของผลตอบสนองในการฟิลเตอร์ เป็นแบบอื่น รูปที่ 2.10 แสดง ฟิลเตอร์ เหมือนกับรูปที่ 2.9 ทุกอย่าง เว้นแต่ผลจากความผิดปกติในโครงสร้าง ฐานของขดลวดแต่ละขดไม่เป็นหน้าสัมผัสทางไฟฟ้าที่ติดต่อกัน โดยมีผนังของรีโซเนเตอร์, ช่องอเพอเจอร์ และจูนนิ่งสกรูผลในพาธแบนด์ค่าคาปาซิทีฟคัปปลิง ยังคงมีอิทธิพลและ แบนด์วิดธ์ ไม่เปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตามใน stop-band กระแสประปรายที่ กราวด์ จะเป็นตัวทำให้เกิดค่า Inductive คัปปลิง เพิ่มขึ้นซึ่งจะมีอิทธิพลและทำให้เกิดการลดทอนทางด้านความถี่สูง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากกว่า ซึ่งจะลดความสามารถของฟิลเตอร์ลง จากที่กล่าวมาก่อนหน้านี้ความหมายว่าให้ทำฟิลเตอร์ ซึ่งมี skirts ที่สมมาตร ไม่ใช่เพียงปริมาณของคาปาซิทีฟ และ อินดักทีฟคัปปลิ่ง เท่านั้น แต่ในความจริงค่าความเหนี่ยวนำการ คัปปลิ่ง นี้ค่อนข้างจะมีอิทธิพลในการชดเชยการเปลี่ยนแปลงของค่า Q ขณะไม่มีโหลดโดยความถี่ คังตัวอย่างของความลาดเอียงของผลตอบสนองของฟิลเตอร์ ที่ใช้ประโยชน์ในการออกแบบคูเพล็กซ์เซอร์(Duplexer) ซึ่งสามารถทำให้ตัวส่งและตัวรับมีความแตกต่างของความถี่ที่น้อยมาก ซึ่งสามารถทำงานได้ในเวลาเดียวกัน โดยใช้เสาอากาศร่วมกันได้ สมมติว่าเราต้องการใช้งานความถี่ย่าน VHF และส่งความถี่ที่สูงกว่าความถี่ในการรับ (ดูในรูปที่ 2.11) ตัว ฟิลเตอร์ ในภาครับจะต้องให้การลดทอนเพียงพอที่ความถี่ที่ใช้ส่ง เพื่อที่วงจรทางด้านรับจะไม่จับสัญญาณที่ผิดเพิ่มขึ้นในตัวรับ หรือ สัญญาณส่งจะต้องไม่กำหนัด

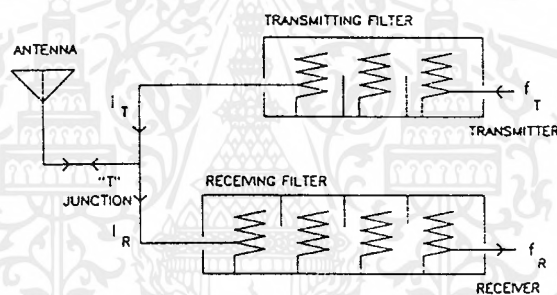


รูปที่ 2.10 แสดงผลการลดทอนทางขนาด(dB)ต่อความถี่ของฟิลเตอร์โดยอินดักทีฟคัปปลิ่ง

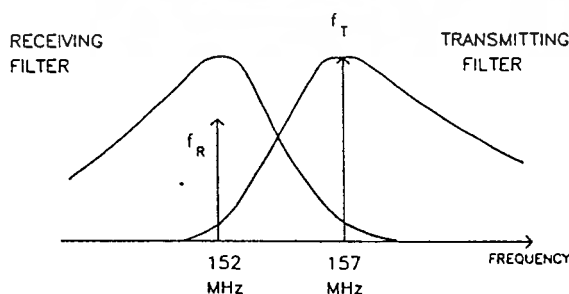
สัญญาณรบกวนในภาครับฟิลเตอร์ในด้านส่งจึงต้องลดทอนที่ความถี่ของการรับเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนทางด้านส่ง ทางภาครับและให้มีอิมพีแดนซ์แมทซ์ฟังก์ชัน ซึ่งอธิบายได้ดังนี้ การลดทอนที่มากจะเกิดขึ้นที่ f_R การลดทอนที่น้อยกว่าจะกลายเป็นองค์ประกอบความต้านทานของ เอ๊าท์พุท อิมพีแดนซ์ของมัน ดังนั้นที่ f_R เอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์ของ ฟิลเตอร์ ด้านส่งเกือบจะเป็นรีแอคทีฟล้วน (Pure Reactive) โดยเมื่อแปลงโดยความยาวที่เหมาะสมของสายส่ง 1λ ปรากฏเป็นวงจรเปิดที่ความถี่รับ ดังนั้นเมื่อสัญญาณที่รับเดินทางมาจากสายอากาศที่จุดแยกตัว “ T ” มันจะมอง ฟิลเตอร์ ด้านส่ง

เอกลักษณะเช่นนี้ทำให้การรับสัญญาณที่แท้จริงไม่เพียงพอที่จะเห็นไปเรื่อยๆ อย่างไรก็ตาม ค่าไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่าเป็นวงจรเปิดและการแมทซ์ที่คิตที่ฟิลเตอร์ ที่ใช้ในการรับและผลัพท์ที่ได้จะลดทอนไม่เพียงพอ เนื่องจากเป็นทางผ่านสัญญาณกลับ เหตุผลเดียวกันสำหรับ ฟิลเตอร์ ทางด้านรับ I_R ค่า Insertion loss ในสายอากาศกับเครื่องส่งและการแมทซ์ซึ่งทำให้เข้าใจได้ว่าค่าปจิติฟคัปปลิง ควรจะใช้ใน ฟิลเตอร์ ของการส่งและอินคคทีฟคัปปลิง ใช้ใน ฟิลเตอร์ ของการรับ คังนั้น ประโยชน์ที่จะได้จากการเลือกความลาดเอียงที่ถูกต้องของผลตอบสนองของฟิลเตอร์ แต่ละอันทำให้มีการลดทอนมากขึ้น หรือลดจำนวนรีโซเนเตอร์ ในการใช้ใน duplexer ถ้าจะใช้ อินคคทีฟคัปปลิง สนามไฟฟ้าระหว่าง รีโซเนเตอร์ จะมีต้องชิตด์ เพราะว่าการ คัปปลิง ผ่าน E_r และ H_r จะไม่อินเฟสกัน (มีอิทธิพลทั้ง 2 องค์ประกอบ) ผลที่น่าจะเป็น ไปได้เป็นการยกเลิกการ คัปปลิง ในบางส่วน



รูปที่ 2.11(ก) แสดงการต่อวงจรเฮลิคอลลฟิลเตอร์ในโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ Duplexer



รูปที่ 2.11 (ข) แสดงลักษณะการตอบสนองต่อความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

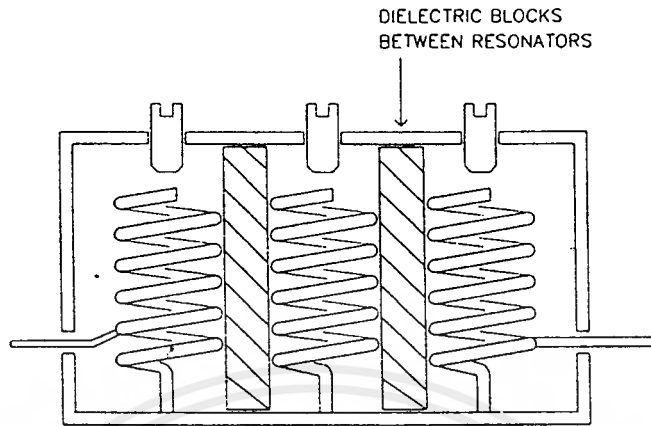
2.7 วิธีการขยายแบนด์วิดท์

ตัวประกอบค่า Optimum Q จะเป็นตัวกำหนดรูปทรงเรขาคณิตของเฮลิคอลลีโซเนเตอร์ฟิลเตอร์ จะถูกแยกโดยระยะคงที่ 1.8 d (ซีกต์วงกลม) หรือ 1.5 d (ซีกต์สี่เหลี่ยม) ซึ่งแสดงในข้างต้นแล้วช่องอพอเจอร์ของการคัปปลิงจะถูกขยายส่วนเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างสู่ค่าสูงสุดที่ซึ่งช่องอพอเจอร์ถูกขยายส่วนการกำจัดคณังแยกรีโซเนเตอร์แต่ด้าน ณ.จุดนี้แบนด์วิดท์ของเฮลิคอลลีฟิลเตอร์ จะมีค่าเกือบ 10% ถ้าต้องการเพิ่มแบนด์วิดท์ ให้มากกว่า หรือถ้าตัวประกอบบางตัวยับยั้งการขยายส่วนของช่องอพอเจอร์ ยังมีอีกหลายวิธี ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าแนวรัศมีเป็นองค์ประกอบที่มีอิทธิพลมากที่สุดและในทุกกรณีจะแสดงอิทธิพลของวิธีการคัปปลิง ความพยายามในการเพิ่มการคัปปลิงระหว่างรีโซเนเตอร์ ด้วยเหตุผลในการใช้ประโยชน์จากอิทธิพลของสนามไฟฟ้าแนวรัศมีจึงให้ความสนใจมากกว่าองค์ประกอบสนามอื่นๆ ดังนั้น การเพิ่มแบนด์วิดท์ ของ เฮลิคอลลีฟิลเตอร์ ลดปัญหาการเพิ่มขึ้นของสนามไฟฟ้าแนวรัศมีหรือการเพิ่มขึ้นของค่าความจุ ร่วมระหว่างรีโซเนเตอร์ที่ติดกัน จำนวนเงินที่เราต้องจ่ายสำหรับคาปาซิทีฟคัปปลิง นี่เป็นการเปลี่ยนแปลงของแบนด์วิดท์ ที่เห็นได้ชัด และค่า Q ในภาวะไม่มีโหลดที่ความถี่ศูนย์กลาง เช่น เกี่ยวกับความลาดเอียงที่เห็นได้ชัดของผลตอบสนองด้านความถี่ต่ำ

วิธีโดยทั่วไปในการเพิ่มค่าความจุระหว่าง 2 ตัวนำ ทำได้โดยง่ายโดยย้ายมันให้ใกล้กัน การประยุกต์การคัปปลิง ของเฮลิคอลลีโซเนเตอร์ ก็เหมือนกัน ในความเป็นจริงรีโซเนเตอร์ฟิลเตอร์ ควรจะสร้างไม่ให้มีช่องอพอเจอร์ด้วยประการใด ๆ การคัปปลิงจะถูกควบคุมโดยช่องว่างระหว่างรีโซเนเตอร์ ที่อยู่ติดกัน ข้อเสียของวิธีนี้ คือ ค่า Q ภาวะไม่มีโหลดจะลดลง และช่องว่างที่ปรับได้ระหว่างรีโซเนเตอร์ จะไม่เหมาะสมในผลิต ถ้าการลดลงของค่า Q ในภาวะไม่มีโหลดไม่สามารถยอมรับได้ การเพิ่มขึ้นของการคัปปลิง จะทำได้โดยการขยายที่ด้านบนของรีโซเนเตอร์ (เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นเกลียวเพิ่มขึ้นสู่ปลายด้านเปิดวงจร) ในการประยุกต์เมื่อต้องการให้ระยะระหว่างรีโซเนเตอร์คงที่ การเพิ่มการคัปปลิงทำได้โดยใช้ไดอิเล็กทริก ที่เหมาะสม เช่นการคัปปลิงตรงกลางระหว่างรีโซเนเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.12

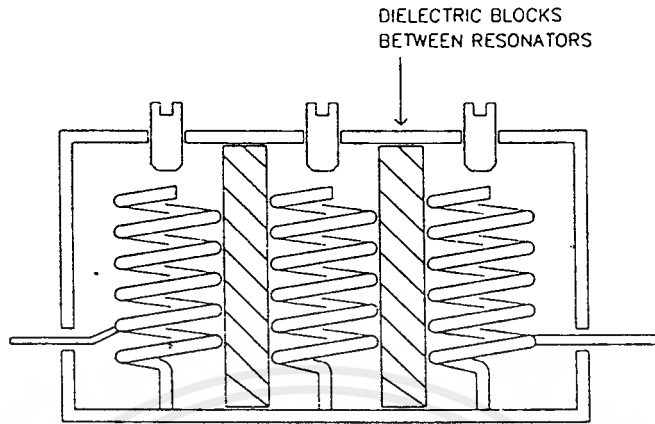
เกี่ยวกับการใช้ไดอิเล็กทริกที่มีอุณหภูมิคงที่ เช่น อลูมินา (Alumina) , โพลีโพรพิลีน (Polypropylene) และเทฟลอน (Teflon) แบนด์วิดท์ ของ เฮลิคอลลีโซเนเตอร์ จะสามารถขยายได้มากกว่า 15 % โดยไม่มีการเสียดูดสมบัติของอุณหภูมิ วิธีนี้สามารถใช้เพิ่มแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์จริงที่ใช้ความพยายามน้อยสุด



รูปที่ 2.12 แสดงเฮลิคอลลฟิลเตอร์ ที่ใช้ไดอิเล็กทริกคอปเพอเจอร์แทน Slot Apennine

รูปที่ 2.13 แสดงการประยุกต์ ซึ่งเพียงแทรกบล็อกของ โพลีโพรพิลีนในช่องว่างเท่านั้น แบนด์วิดธ์ของฟิลเตอร์ เพิ่มขึ้นมากกว่า 1 MHz ค่า Return loss จะลดลงเนื่องจาก อินพุต และ เอาท์พุตแท้ป ไม่ถูกปรับเพื่อการเพิ่มของ โหลด แบนด์วิดธ์ จะยังคงกว้าง โดยได้รับการพิจารณาอย่างรอบคอบในการวาง คัปปลิงลูป (ในรูปร่างของรูปตัว U กลับหัว) ระหว่าง รีโซเนเตอร์ 2 ตัวที่ติดกัน ใกล้กับปลายที่ไม่ใช่ กราวด์ แสดงในรูปที่ 2.14 (อาจจะพิจารณาว่าเป็นการต่อ คาปาซิเตอร์เล็กๆ ระหว่างที่ด้านบนของรีโซเนเตอร์) ตำแหน่ง, ความกว้าง, ความสูง, ความหนา และระดับของแต่ละด้านขนานเป็นพารามิเตอร์ทั้งหมดมีผลกระทบบกับการคัปปลิงและ แบนด์วิดธ์ ในการเพิ่มไดอิเล็กทริก อื่น ๆ (เช่น กาว หรือ อีพอกซ์ซี) ใช้ยึดลูป ซึ่งมีผลต่อการ คัปปลิง รูปที่ 2.15 และ 2.16 แสดง รีโซเนเตอร์ ฟิลเตอร์ 3 ตัว ซึ่งเหมือนกับรูปที่ 2.14 ครอบคลุม 54% ของ แบนด์วิดธ์ รูปที่ 2.18 แสดง พาสแบนด์ ซึ่งไม่ยาว แสดงผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวอร์ธ เกิดขึ้นเพราะการคัปปลิง อย่างหนักระหว่าง รีโซเนเตอร์

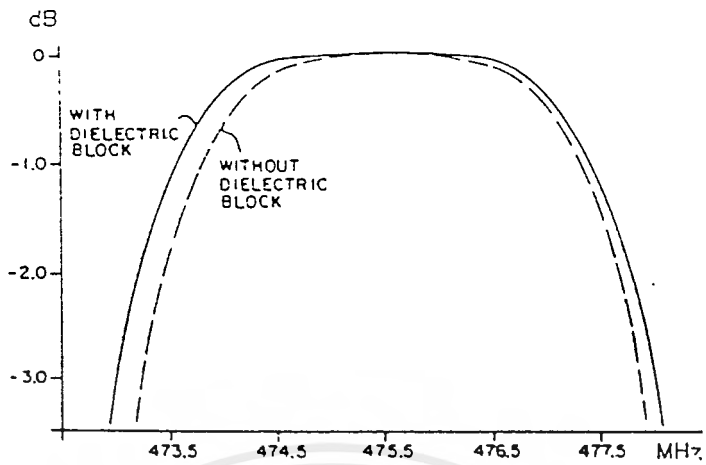
รูปที่ 2.16 แสดงการกวาดของ Wide-band ของจำนวนทั้งหมดของ ฟิลเตอร์ แสดงความลาดเอียงของผลตอบสนองฟิลเตอร์บนด้านความถี่ต่ำ จะรีโซแนนซ์ ใกล้กับ 3 เท่า ความถี่ศูนย์กลาง ได้แสดงไว้ด้วยและแสดงปัญหาที่เกิดขึ้นซึ่งจะอธิบายต่อไป



รูปที่ 2.12 แสดงเฮลิคอลลฟิลเตอร์ ที่ใช้ไดอิเล็กทริกคอปเพอเจอร์แทน Slot Apennine

รูปที่ 2.13 แสดงการประยุกต์ ซึ่งเพียงแทรกบล็อกของ โพลีโพรพิลีนในช่องว่างเท่านั้น แบนด์วิดธ์ของฟิลเตอร์ เพิ่มขึ้นมากกว่า 1 MHz ค่า Return loss จะลดลงเนื่องจาก อินพุต และ เอาท์พุตแท้ป ไม่ถูกปรับเพื่อการเพิ่มของ โหลด แบนด์วิดธ์ จะยังคงกว้าง โดยได้รับการพิจารณาอย่างรอบคอบในการวาง คัปปลิงรูป (ในรูปร่างของรูปตัว U กลับหัว) ระหว่าง รีโซเนเตอร์ 2 ตัวที่ติดกัน ใกล้กับปลายที่ไม่ใช่ กราวด์ แสดงในรูปที่ 2.14 (อาจจะพิจารณาว่าเป็นการต่อ คาปาซิเตอร์เล็กๆ ระหว่างที่ด้านบนของรีโซเนเตอร์)ตำแหน่ง ,ความกว้าง, ความสูง ,ความหนา และระดับของแต่ละด้านขนานเป็นพารามิเตอร์ทั้งหมดมีผลกระทบกับการคัปปลิงและ แบนด์วิดธ์ ในการเพิ่มไดอิเล็กทริก อื่น ๆ (เช่น กาว หรือ อีพอกซ์ซี) ใช้อยู่รูป ซึ่งมีผลต่อการ คัปปลิง รูปที่ 2.15 และ 2.16 แสดง รีโซเนเตอร์ ฟิลเตอร์ 3 ตัว ซึ่งเหมือนกับรูปที่ 2.14 ครอบคลุม 54% ของ แบนด์วิดธ์ รูปที่ 2.18 แสดง พาสแบนด์ ซึ่งไม่ยาว แสดงผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวอร์ธ เกิดขึ้นเพราะการคัปปลิง อย่างหนักระหว่าง รีโซเนเตอร์

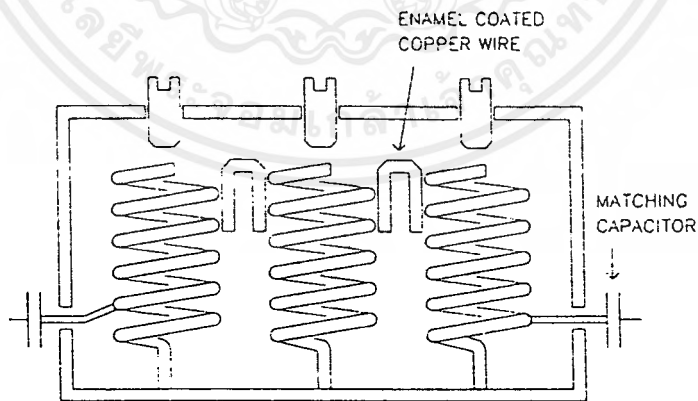
รูปที่ 2.16 แสดงการกวาดของ Wide-band ของจำนวนทั้งหมดของ ฟิลเตอร์ แสดงความลาดเอียงของผลตอบสนองฟิลเตอร์บนด้านความถี่ต่ำ จะรีโซแนนซ์ ใกล้กับ 3 เท่า ความถี่ศูนย์กลาง ได้แสดงไว้ด้วยและแสดงปัญหาที่เกิดซึ่งจะอธิบายต่อไป



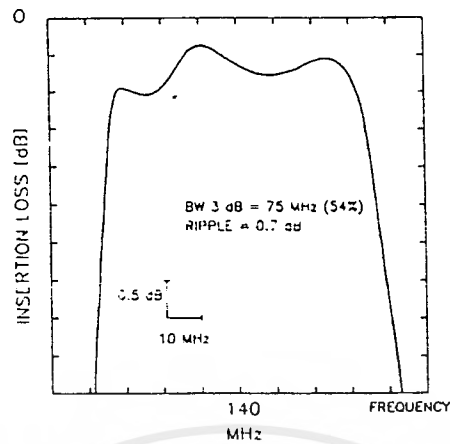
ไดอิเล็กทริกธรรมดา

B.W. 0.5 dB	6.25	5.15	MHz
B.W. 1.0 dB	7.50	6.35	MHz
B.W. 3.0 dB	9.95	8.80	MHz
INS.LOSS	1.45	1.55	dB
RET.LOSS	-24	-32	dB

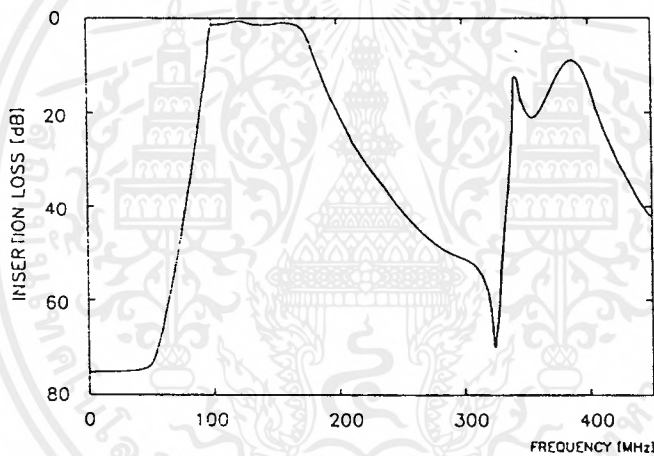
รูปที่ 2.13 แสดงผลการลดทอนต่อความถี่ เมื่อใช้ไดอิเล็กทริกที่เป็นตัวกลางการ คัปปลิง



รูปที่ 2.14 แสดงการคัปปลิงแบบรูปฟิลเตอร์

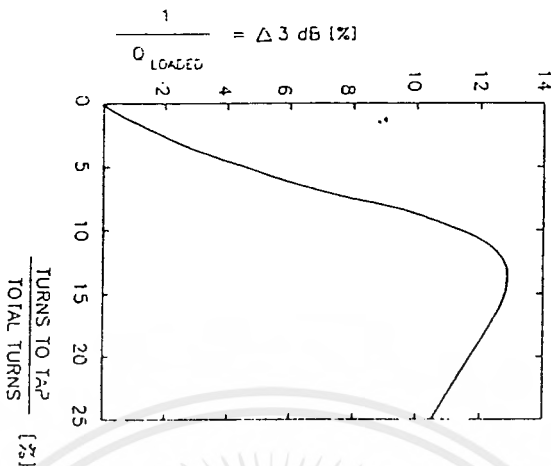


รูปที่ 2.15 แสดงค่า insertion loss ในช่วง พาสแบนด์ ของ wide BPF ต่อความถี่ (BW 3 dB \geq 50%)



รูปที่ 2.16 แสดงการกวาดแบนด์กว้างที่มี 54% แบนด์วิดท์ที่ -3 dB

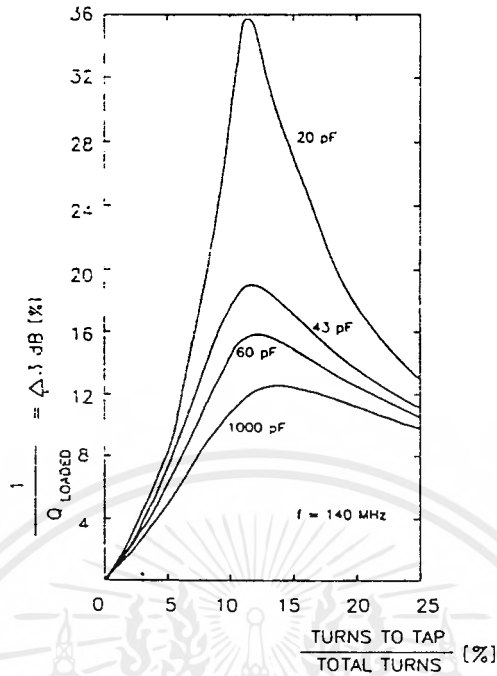
ปัญหาที่มักจะพบในการออกแบบเฮลิคอลลฟิลเตอร์แบนด์กว้างคือความยากที่จะได้ค่า Q ขณะมีโหลดที่ต่ำพอจากรีโซเนเตอร์ ตัวแรกถึงตัวสุดท้ายของฟิลเตอร์ รูปที่ 2.17 แสดงผลของการย้ายแท็ปห่างจากกราวด์ ที่ค่า Q เมื่อมีโหลด แกนแนวตั้งแสดง ความแตกต่าง $\Delta 3$ dB ของความถี่ระหว่างจุดที่ต่ำกว่า $\Delta 3$ dB บนเส้นโค้งของ Q เมื่อมีโหลด (ในการวัดได้อธิบายไว้ในตอนต้น) เมื่อ $\Delta 3$ dB เมื่อถูกคำนวณเป็นเปอร์เซ็นต์ของความถี่ศูนย์กลาง ผลคือ $1/Q_{\text{loaded}}$



รูปที่ 2.17 แสดงค่า Q ขณะมีโหลดที่เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งแทป

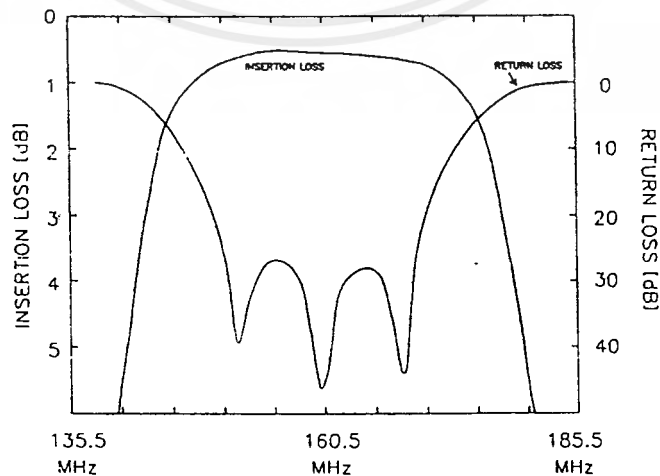
ดังนั้นจากรูปที่ 2.17 จะได้ว่าที่ค่า Q ขณะมีโหลดมีค่าต่ำสุด (เช่น $\Delta 3$ dB สูงสุด) เมื่อระยะจาก แทป ถึง กราวด์ ของ รีโซเนเตอร์ มีค่าประมาณ 13% ของความยาวรีโซเนเตอร์ทั้งหมด หมายความว่าในทางปฏิบัติ การวาง แทป นี้ 3 - cell Butter-worth ฟิลเตอร์ มีค่าแบนด์วิดท์ สูงสุดต่ำกว่า 13%, 4 - cell ต่ำกว่า 10%, 5 - cell ต่ำกว่า 8 % และ 6 - cell ต่ำกว่า 6.7% ถ้า แบนด์วิดท์ เพิ่มขึ้นเกินกว่าจำนวนนี้ผลตอบสนองจะไม่ยาวกว่าบัตเตอร์เวอร์ธแต่จะแสดงการคับปลิงที่มากเกินไป(ค่าริปเปิ้ล(ripple) เพิ่มขึ้นในพาสแบนด์และค่าริปเปิ้ลที่ชัดเจนใน Return loss)

คำตอบในข้อจำกัดที่ไม่คาดคิดนี้ เราได้โดยการมองปัญหาจากอิมพีแดนซ์แมทซ์ ความต้องการการ คับปลิง ที่เพิ่มขึ้น,สำหรับแบนด์วิดท์ ที่กว้างแสดงค่าความจุที่จำเป็นที่ด้านบนของรีโซเนเตอร์ ที่อธิบายก่อนหน้านี้ องค์ประกอบคาปาซิทีฟ นี้ ถูกแปลงโดยความยาวรีโซเนเตอร์ของตัวเองเป็นค่าอินดักทีฟรีแอคแตนซ์ ที่ อินพุตฟิลเตอร์ ค่าอินดักแตนซ์นี้จะถูกชุนโดยตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรม เพราะฉะนั้นถ้าตัวเก็บประจุที่มีค่าเหมาะสมต่ออนุกรมกับอินพุตและเอาท์พุตของโอเวอร์คัปเปิลฟิลเตอร์จะ ได้การแมทซ์ที่ดีของแหล่งจ่ายกับโหลด, ลดพาสแบนด์ริปเปิ้ล และลดค่า insertion loss ในความจริงคาปาซิทีฟคัปปลิง, ความยาวทางไฟฟ้าของรีโซเนเตอร์และแมทซ์ิงคาปาซิแตนซ์ทั้งหมดจะแปรตามความถี่ โดยวิธีการที่ถูกต้องและแน่นอนทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์แมทซ์ที่ดีใน พาสแบนด์ของ ฟิลเตอร์



รูปที่ 2.18 แสดงค่า $\Delta 3$ dB ที่เป็น ฟังก์ชันตำแหน่งแท็ปและตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรม

รูปที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมที่ทำให้ค่า Q เมื่อมีโหลดของ รีโซเนเตอร์ ตัวที่หนึ่ง ต่ำลงได้อย่างไร และรูปที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าการเกิดอิมพีแดนซ์แมทซ์ที่ดีได้ (ค่า Return Loss สูง) การแก้ไขปรับปรุง 2 วิธีที่มีความจำเป็นเพื่อให้ได้ แบนด์วิดท์ ที่กว้างคือ การเพิ่ม การ คัปปลิงระหว่างรี โซเนเตอร์ที่อยู่ติดกันและการแก้ไขปรับปรุงอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ก็ จะ ได้ค่า Q ขณะมีโหลดที่ต่ำ



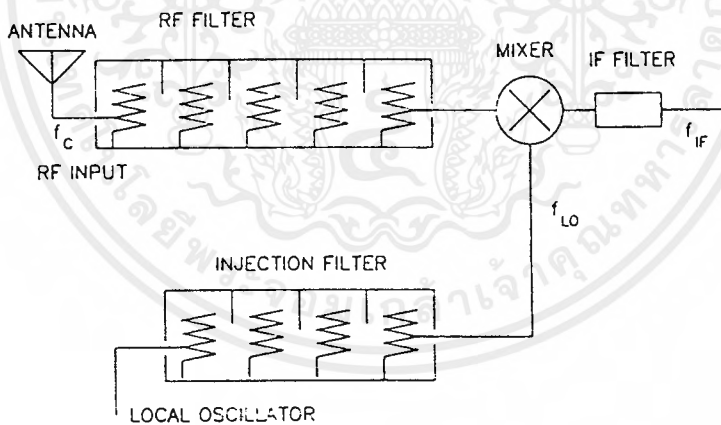
รูปที่ 2.19 แสดงการพล็อตค่า Insertion loss กับ return loss ของเฮลิคอลลินเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 การเปลี่ยนแปลง แบนด์วิดท์ ของ ฟิลเตอร์ โดยความถี่ศูนย์กลาง

ในการออกแบบเฮลิคอลลรีโซเนเตอร์ฟิเตอร์ที่จูนได้ การเปลี่ยนแปลงของแบนด์วิดท์โดยความถี่ศูนย์กลางพร้อมกันกับความคงที่ของอุณหภูมิเป็นสองปัญหาที่สำคัญที่สุด ความคงที่ของอุณหภูมิจะต้องพิจารณาแยกต่างหากและจะแสดงไว้ในตอนต่อไป ในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์ปัญหาของการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ โดยความถี่ศูนย์กลางและหาคำตอบจากสมการของสนาม

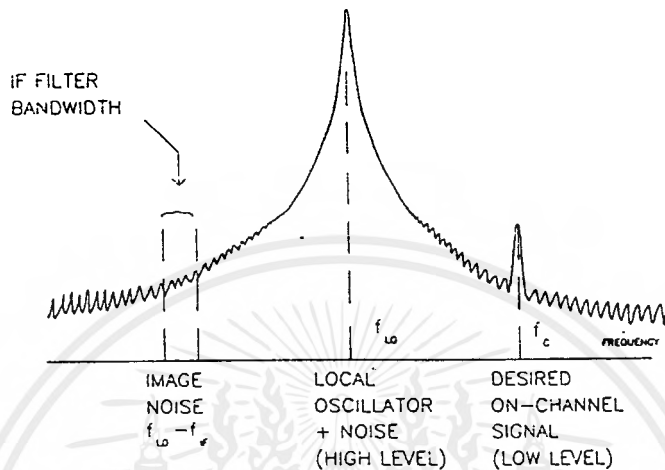
ตอนแรกให้เราตรวจสอบปัญหา พิจารณาเครื่องรับที่จูนได้โดยใช้เฮลิคอลลรีโซเนเตอร์ฟิเตอร์ ที่แสดงในรูปที่ 2.20 อินเจกชันฟิเตอร์, ยกเว้น ฟังก์ชัน ที่เห็นได้ชัดว่าการกำจัด ฮาร์โมนิก(Harmonic) และ สับฮาร์โมนิก(Sub-Harmonic) ของแหล่งจ่าย โลกอลออสซิลเลเตอร์ (LO) มีความละเอียดอ่อนและเป็นฟังก์ชันที่สำคัญ ในความจริงแหล่งจ่าย LO ทั่วไป ไม่ว่าจะเป็น คริสตัล ออสซิลเลเตอร์, ซินธิไซเซอร์(Synthesizer) หรือ LC ออสซิลเลเตอร์ จะกำหนดสัญญาณรบกวนรอบ ๆ ความถี่ที่ต้องการกำจัด โดยปกติจะกำหนดเป็นอัตราส่วน S/N ของซิงเกิลไซด์แบนด์(SSB) ในแบนด์วิดท์เฉพาะ ฉะนั้นสัญญาณรบกวนรอบ ๆ ความถี่ที่ต้องการกรอง (ตามปกติจะระบุว่าเป็น Single Side-band อัตราส่วน S/N ใน แบนด์วิดท์ โดยเฉพาะ) ฉะนั้น มิกเซอร์ จะเห็นเป็นสอง



รูปที่ 2.20 แสดงไดอะแกรมฟรอนเอนของภาครับโดยทั่วไป

สัญญาณที่แสดงในรูปที่ 2.21 จำนวนปริมาณที่อยู่ในตัวอย่างสมมติว่า ความไวของเครื่องรับมีค่าเป็น -113 dB ($0.5 \mu\text{v}$) ระดับ RF สำหรับ อัตราส่วน S/N 20 dBm ที่ IF สมมติว่ามิกเซอร์ต้องการ $+10$ dBm เป็นระดับที่ใช้ในการทำงานและสัญญาณรบกวน LO มีค่าต่ำกว่า 90 dB ที่ $f_{LO} \pm f_{IF}$ เมื่อวัดที่ IF ฟิเตอร์ แบนด์วิดท์ เห็นได้ชัดว่าหากไม่มี Rejection ฟิเตอร์, เครื่องรับจะไม่มีควมไว

ตามที่กำหนด เนื่องจาก ช่องสัญญาณ และ สัญญาณเงา(Image Noise) จาก โคลคอลลอสซีเลเตอร์ จะอยู่ที่ -80 dBm การส่งสัญญาณที่สมบูรณ์จะต้องอยู่ที่ -113 dBm สมมุติว่ามิกเซอร์ไม่กำจัดสัญญาณ

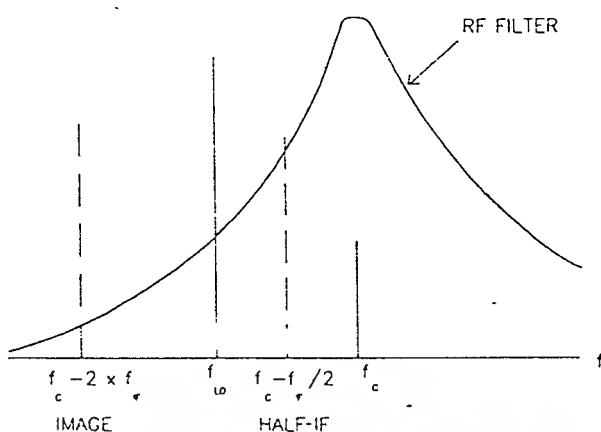


รูปที่ 2.21 สัญญาณที่อินพุตของมิกเซอร์

รบกวนนี้ (คุณสมบัตินี้ขึ้นอยู่กับชนิดของ มิกเซอร์) ดังนั้นอินเจ็คชั่นฟิลเตอร์ มีการลดทอนอย่างน้อย 53 dB ($113+20-80$) ที่ช่องสัญญาณ และ ความถี่เงา(Image Frequency) ของเครื่องรับที่ความไวตามที่กำหนด

ฟังก์ชัน ของ RF ฟิลเตอร์ จะป้องกันมิกเซอร์จากสัญญาณเทียมที่ความถี่อื่น ๆ ที่ไม่ใช่ f_c ความถี่เทียมที่แย่งทั้งสองสำหรับการกำจัดทางด้านความถี่ต่ำเกิดขึ้นที่ $f_c - 2f_{IF}$ (Image Frequency) และ $f_c - f_{IF}/2$ (เรียกว่า Half - IF Spur, มันเป็นผลของ 2nd Order ซึ่งเกิดจากผลของความถี่ Input สองความถี่ และความถี่ LO สองความถี่)

มิกเซอร์ จะไม่มีการป้องกันความถี่เงา(เว้นเสียแต่ว่าจะใช้ Image-Rejection มิกเซอร์ ราคาแพง) ขณะที่ชั้นคุณภาพการป้องกัน Half - IF Spur ขึ้นอยู่กับชนิดของ มิกเซอร์ เพราะฉะนั้น RF ฟิลเตอร์ จะต้องให้มีการลดทอนที่ ความถี่เงา และการลดทอนบางส่วนที่ความถี่ Half - IF Spur ในส่วนเพิ่มเติมจะต้องจัดให้มีการรีเจ็คชั่น คงที่ที่ความถี่ LO เพื่อรักษาการแพร่กระจายของตัวรับ ภายในขอบเขตที่กำหนด ความสัมพันธ์ของความถี่ต่างๆ แสดงให้เห็นตามรูปที่ 2.23

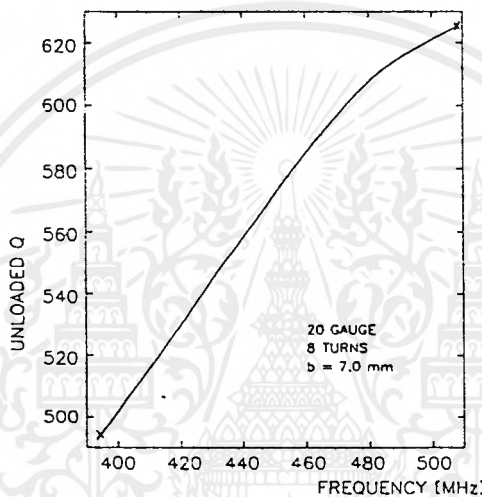


รูปที่ 2.22 แสดงความถี่แทรกแซงทั้งสองแสดงด้วยเส้นประ

เกิดอะไรเมื่อฟิลเตอร์ทั้งคู่ถูกจับจากด้านหนึ่งของย่านการจูนของมันถึงอีกด้านหนึ่ง ที่ความถี่ด้านต่ำแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์ ทั้งคู่ไม่สามารถทำให้แคบลงได้ตามต้องการเพราะว่าการพิจารณาผลของ Insertion Loss และกำหนดค่าที่ต่ำสุดบางค่า เมื่อ ฟิลเตอร์ ถูกจูน หากความถี่ แบนด์วิดท์ เพิ่มขึ้นและเป็นผลให้การรบกวนที่เข้ามา ความถี่ที่เข้ามาของ RF ฟิลเตอร์ และ Noise Rejection ของอินพุตฟิลเตอร์ ลดลงจุดที่ไม่ต้องการ การเพิ่มของ รีโซเนเตอร์ เพื่อปรับปรุงค่า Selectivity ที่ด้านความถี่สูงเพิ่ม Insertion Loss ที่ด้านความถี่ต่ำของย่านการ จูน บ่อยครั้งที่ รีโซเนเตอร์ แต่ละตัวสามารถครอบคลุมย่านการจูนที่ต้องการ มันจะใช้ได้เฉพาะบางส่วนของมันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงมากเกินไปของแบนด์วิดท์โดยความถี่ศูนย์กลาง ดังนั้นย่านการ จูน จะมีการแบ่งหลาย ๆ แถบ และคุณลักษณะของ ฟิลเตอร์ (จำนวนรอบของขดลวด , ขนาดช่องว่าง ฯลฯ) มีการเปลี่ยนแปลงจากแถบ ถึง แถบ นี่เป็นการแสดงให้เห็นว่าการใช้อย่างมีประสิทธิภาพของ เฮลิคอลลรีโซเนเตอร์ ในแง่ของความสามารถในย่านกว้าง

ทำไม แบนด์วิดท์ จึงเปลี่ยนแปลง โดยความถี่ ในการวิเคราะห์ข้างล่างมันจะแสดงให้เห็นว่า สำหรับฟิลเตอร์ที่มีแบนด์วิดท์แคบ, แบนด์วิดท์สัมพัทธ์(Percentage) คงที่, การสังเกตนั้นสามารถตรวจสอบจากการทดลองแน่นอนที่เดียวหมายความว่าความถี่ศูนย์กลางเพิ่มขึ้น แบนด์วิดท์ ก็จะเพิ่มขึ้น เป็นสัดส่วนเดียวกัน ถ้า IF คงที่นี้แสดงว่าคุณสมบัติจะลดลง สำหรับฟิลเตอร์ที่แบนด์วิดท์ กว้างเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ ยังคงเพิ่มขึ้นโดยความถี่ และมาจากการเปลี่ยนแปลงที่มากเกินไปของค่า Q ขณะไม่มีโหลด โดยความถี่ ที่ได้กล่าวมา

ก่อนจะกลับไปสู่การวิเคราะห์สมการของสนาม เป็นหมายเหตุที่เกี่ยวกับค่า Q เมื่อไม่มีโหลด สมการของค่า Q จะมีรูปแบบ $Q_{\text{UNLOADED}} = 44bf^{1/2}$ พบว่า รากที่สองขึ้นอยู่กับความถี่และควรจำว่าสมการของค่า Q ขณะไม่มีโหลดนี้ประยุกต์ใช้ได้เพียงใน รีโซเนเตอร์ ในอุดมคติที่มีขนาด Optimum ถ้าหากวิธีการจูนนำมาใช้หรือผลสูงสุดทางเรขาคณิต ถูกทำให้ผิดไป โดยช่องอเพเจอร์ ที่กว้าง หรือโดยวิธีการจูนแบบอื่น ค่า Q ขณะไม่มีโหลดที่ขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของความถี่อย่างเห็นได้ชัด, ในกรณีของจูนนิ่งสกรู ทำให้ผิดรูปทรง Optimum, การแปรตามความถี่ของค่า Q เกือบจะเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 Unloaded Q in a Copper Cavity

เพราะ ฉะนั้นเราต้องตรวจสอบว่าเกิดอะไรขึ้น เมื่อตัวประกอบ A ในการแสดงสนามยอมให้เปลี่ยนแปลงแบบลิเนียร์ สำหรับค่าคงที่ที่การกระจายสามารถพิจารณาได้ง่ายที่ $b/a = 1.82$ (ค่า Q ที่เกิดผลสูงสุด) และในขอบเขตของ $\gamma_a = 0.2$

$$\beta_0 a \cot \psi = 1.3 \gamma_a, \quad 0.1 < \gamma_a < 0.3 \quad (2.25)$$

ใช้ความสัมพันธ์นี้จากสมการ (2.1) ถึง (2.19) สามารถคำนวณ VHF รีโซเนเตอร์ ที่ใช้ในบทนี้ และอิทธิพลของการเปลี่ยนแปลง β_0 (เปลี่ยนความถี่) บนองค์ประกอบของสนามที่กำหนดได้ ให้เราใช้สองความถี่ รีโซเนเตอร์ 152 MHz และ 170 MHz สำหรับค่าคงที่รัศมีการแพร่กระจายจะพิจารณาทั้ง 12 องค์ประกอบ สำหรับสองความถี่ (ดูในตารางที่ 4)

ตารางที่ 4

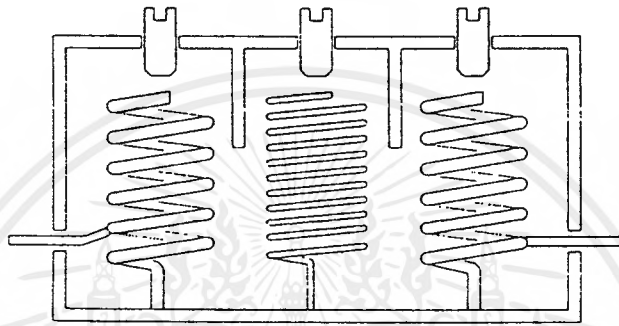
$f_0 = 170\text{MHz}, \omega_0 = 1.068 \cdot 10^9 \text{ rads}$ $\gamma\alpha = 0.2574$ $\gamma = 78$	$f_0 = 152\text{MHz}, \omega_0 = 9.55 \cdot 10^9$ $\gamma\alpha = 0.231$ $\gamma = 70$	Constant A	A changes ถี่เนียร์โย With frequency
(a) inside ขดเก็ลียว at $r=0$ $E_z = A$ $E_r = 0$ $E_\theta = 0$ $H_z = -jA0.016$ $H_r = 0$ $H_\theta = 0$	$E_z = A$ $E_r = 0$ $E_\theta = 0$ $H_z = -jA0.018$ $H_r = 0$ $H_\theta = 0$	$E_z = A * \frac{152}{170} = 0.89A$ $E_r = 0$ $E_\theta = 0$ $H_z = -jA0.016$ $H_r = 0$ $H_\theta = 0$	
(b) Outside ขดเก็ลียว at $r = 6.0 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ (at ซี้ลด์) $E_z = 0$ $E_r = -jA4.88$ $E_\theta = 0$ $H_z = -jA6.9 \cdot 10^{-3}$ $H_r = 0$ $H_\theta = A5.9 \cdot 10^{-4}$	$E_z = 0$ $E_r = -jA5.48$ $E_\theta = 0$ $H_z = -jA7.65 \cdot 10^{-3}$ $H_r = 0$ $H_\theta = A6.62 \cdot 10^{-4}$	$E_z = 0$ $E_r = -jA4.90$ $E_\theta = 0$ $H_z = -jA6.8 \cdot 10^{-3}$ $H_r = 0$ $H_\theta = A5.9 \cdot 10^{-4}$	

ถ้ายอมให้ A เปลี่ยนแปลงแบบ ถี่เนียร์โย โดยความถี่ในสมการสนาม จะได้ผลดังนี้ สนามภายนอกกริโซเนเตอร์ ยังคงที่โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่รีโซแนนซ์ เพื่อยืนยันการสังเกตว่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ นั้นยังเหลือเหมือนเดิมสำหรับฟิลเตอร์แบนด์วิดท์แคบ(ฟิลเตอร์ที่มีช่องอพอเจอร์ ขนาดเล็กพอจะ ไม่มีผลต่อรูปร่างสนามหรือการเปลี่ยนแปลงค่า Q)

ผลที่น่าสังเกตอื่น ๆ จากข้อมูลในตารางที่ 4 ถ้าค่า Q ขณะไม่มีโหลดไม่ยอมเปลี่ยนโดยความถี่ (ค่าคงที่ A) สนามภายนอกกริโซเนเตอร์ เพิ่มขึ้นจริงโดยการลดความถี่ ดังนั้นจะเข้าใจผลที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

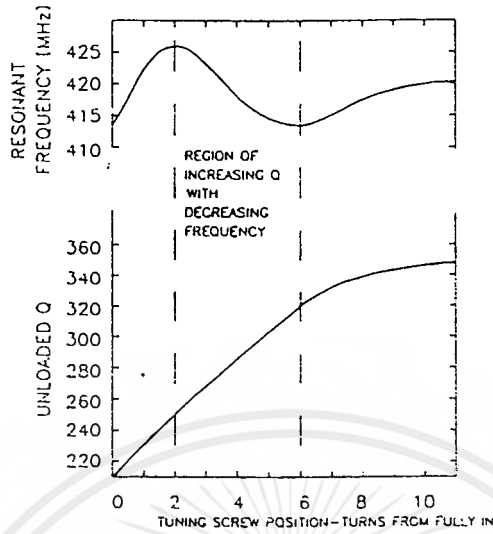
ต้องการของการเพิ่มเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ โดยการลดความถี่เป็นเงื่อนไขที่เป็นประโยชน์สำหรับการฟิลเตอร์ โดยแบนด์วิดท์ ที่คงที่สมบูรณ์

ถ้า รีโซเนเตอร์ ได้รับค่า Q ขณะ ไม่มี โหลด คงที่ หรืออยู่โดยความถี่ ฟิลเตอร์ ที่มี แบนด์วิดท์ คงที่สมบูรณ์สามารถสร้างได้ เพราะว่า รีโซเนเตอร์ ที่มีค่า Q คงที่ ยากในการทำ ตรวจสอบ โดยการทดลอง โครงสร้าง ฟิลเตอร์ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.24



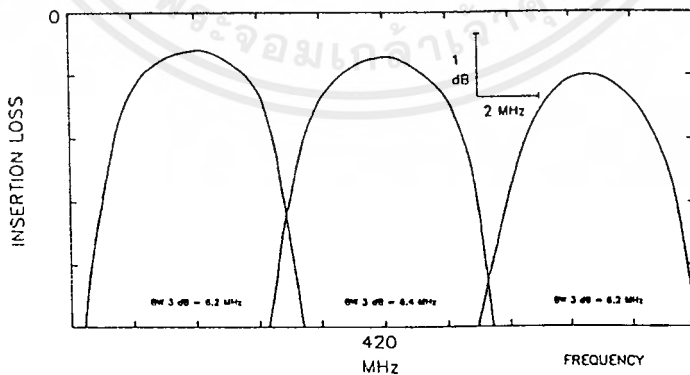
รูปที่ 2.24 ฟิลเตอร์ที่ใช้ขดลวดกลาง $3\lambda/4$ รีโซแนนซ์โหมด

ขดลวดอันแรกและอันสุดท้ายขนาดเป็น $\lambda/4$ รีโซเนเตอร์ เหมือนเดิมเพื่อค่า Optimum Q และการ Tap เพื่อค่า Q ขณะมีโหลดที่ต้องการ อย่างไรก็ตามขดลวดขดกลางมีจำนวนรอบเป็น 3 เท่าของขดอื่น และมีระยะ Pitch ที่ละเอียด ความถี่รีโซแนนซ์ $3\lambda/4$ ของมันสอดคล้องกับความถี่รีโซแนนซ์ $\lambda/4$ ของ รีโซเนเตอร์อีกสองตัวเหตุผลที่ทำเช่นนี้เพราะลักษณะความถี่รีโซแนนซ์ $3\lambda/4$ เป็นย่านที่การลดค่า Q ขณะไม่มีโหลด โดยการเพิ่มค่าความถี่สำหรับตำแหน่งเฉพาะของ อนุกรมสกรู ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.26 ดังนั้นการลดของค่า Q ของรีโซเนเตอร์ ตัวกลางจะชดเชยการเพิ่มค่า Q ของรีโซเนเตอร์ตัวที่หนึ่งและตัวที่สอง และจะได้แบนด์วิดท์ ที่คงที่ รูปที่ 2.23 แสดงผลที่ต้องการจริง ฟิลเตอร์ แบบเก่าจะมีการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์โดยในช่วงห่างความถี่เท่ากับ 0.5 MHz ที่แดงในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.25 ความถี่เรโซแนนซ์ และการเปลี่ยนแปลงค่า Q โดยจูนที่ $3\lambda/4$ เรโซแนนซ์

การเปลี่ยนแปลงของฟิลเตอร์แบนด์วิดท์ โดยความถี่ศูนย์กลางการประยุกต์ที่ดีมากของแบนด์วิดท์ฟิลเตอร์ ที่คงที่สำหรับกรณีของ วาเรคเตอร์-จูน เฮลิคอลลี เรโซเนเตอร์ ฟิลเตอร์ ปัญหาในการเปลี่ยนแปลง แบนด์วิดท์ คือ ฟิลเตอร์ แบบนี้จะมีควมไวเป็นพิเศษเนื่องจากการใช้ วาเรคเตอร์จูนนิ่งนั้นเฮลิคอลลี เรโซเนเตอร์ สามารถจูนได้ง่ายมากกว่าออกเตฟ(Octave)ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ ฟิลเตอร์ ที่สัมพันธ์กันจะเกิดความกว้างเป็นสองเท่าของย่านการจูนนี้ด้วย



รูปที่ 2.26 ฟิลเตอร์ที่จูนได้โดยแบนด์วิดท์เกือบคงที่

ซึ่งเกิดวาเรคเตอร์-จูนเรโซเนเตอร์แต่ละครั้งคลื่นหรือส่วนสี่คลื่นจะได้ศึกษาและ Optimum พารามิเตอร์ โดยคำนึงถึงย่านการจูน และค่า Q ขณะมีโหลด จะถูกกำหนด จากที่ผ่านมา วาเรคเตอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอด จะต่อจากจุดที่แรงดันมีค่ามากที่สุด (ปลายเปิดที่ $\lambda/4$, จุดกลางที่ $\lambda/2$ รีโซเนเตอร์) ถึง กราวด์ วาเรคเตอร์ จะอยู่ภายในหรือภายนอกซีลด์ หรือภายในของขดเกลียวเอง ค่าความจุจะถูกปรับโดยแหล่งจ่าย DC จากภายนอก Mechanical Capacitive จูนนิ่งสกรู จะถูกแทนโดยค่าคาปาซิแตนซ์ ที่ปรับค่าในทางไฟฟ้าได้ เพื่อประสงค์ของการเปลี่ยนความถี่รีโซแนนซ์ การออกแบบวาเรคเตอร์ จูน รีโซเนเตอร์ เกี่ยวพันกันระหว่างย่านการจูน และ วาเรคเตอร์ Q เมื่อไม่มีโหลด ความสำคัญของตัวประกอบอื่น ๆ คือผลของค่าความจุเนื่องจากแรงดันจาก ไดโอด สู่อิโอด

วาเรคเตอร์ Q เปลี่ยนในแบบเดียวกับ Q ของ เฮลิคอลลี รีโซเนเตอร์ โดยทั่วไปมันลดลงที่ความถี่ลดลง (ค่าความจุเพิ่มขึ้น) โดยผลซึ่ง Q ทั้งหมดแสดงการเปลี่ยนแปลงให้เห็นได้ชัดโดยความถี่, โดยเฉพาะสำหรับค่า วาเรคเตอร์ Q น้อยกว่าค่า Q ของ รีโซเนเตอร์ เป็นการแสดงคุณลักษณะที่ไม่พึงปรารถนา สำหรับการประยุกต์ ฟิลเตอร์ ที่มีแบนด์วิดท์ คงที่

วิธีหนึ่งที่แก้ปัญหานี้คือใช้การคัปปลิงที่ปรับได้ในทางไฟฟ้าระหว่างรีโซเนเตอร์ หรือการใช้การคัปปลิงปรับปรุง โครงข่ายขององค์ประกอบที่แยกกันออกแบบให้มีประสิทธิภาพการคัปปลิงเปลี่ยนแปลงโดยความถี่ วิธีอื่นมีข้อเสียเนื่องจากรูปทรงเรขาคณิตของรีโซเนเตอร์ ถูกควบคุมโดยการวางองค์ประกอบที่แยกกัน การย้อนกลับของ DC และแรงดันที่ลดค่า Q นำไปสู่ ความถี่ รีโซแนนซ์ เทียม และทำให้ยากต่อการสร้างฟิเตอร์ ค่าตอบที่น่าพอใจจากตอนต้นโดยใช้ รีโซเนเตอร์ ที่ค่า Q คงที่ควบคุมโดย Hyperabst วาเรคเตอร์ ที่มี Quality Factor สูงพอซึ่งไม่มีผลต่อ Q รวมขณะ ไม่มีโหลด

2.9 อุณหภูมิและเสถียรภาพทางกล

สิ่งที่ค่อนข้างจำเป็นในการออกแบบฟิเตอร์ ด้วยรีโซเนเตอร์ ที่มีความถี่ รีโซแนนซ์ ขึ้น กับ อุณหภูมิน้อยที่สุด เมื่อความถี่รีโซแนนซ์เปลี่ยนโดยอุณหภูมิ ผลลัพธ์ของพาสแบนด์ของฟิเตอร์ เปลี่ยนไปจะขึ้นและลงตามความถี่ โดยผลลัพธ์ที่ทำนายว่า Insertion Loss ที่แถบความถี่ เปลี่ยนโดยการแปรตามแบนด์วิดท์ ของ ฟิเตอร์ และ โครงสร้าง ค่า Q ขณะไม่มีโหลดลดลงโดยการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ นอกจากนั้นยังเกิดจากผลของ Insertion Loss และ แบนด์วิดท์โดยทั่วไป ฟิเตอร์ที่มีแบนด์วิดท์แคบมีผลเสียหายจากปัญหาอุณหภูมิมากกว่า ฟิเตอร์ ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง

กฎเกณฑ์ที่จะทำให้เข้าใจและแก้ปัญหของความถี่รีโซแนนซ์ ที่ขึ้นกับอุณหภูมิที่สังเกตว่า รีโซเนเตอร์ ทำจากเส้นเกลียวทองแดงและอยู่ในซีลด์ทองแดงปิด (หน้าตัดแบบสี่เหลี่ยมหรือวงกลมอย่างใดอย่างหนึ่ง) ไม่มี จูนนิ่งสกรู ความถี่แปรน้อยมากโดยอุณหภูมิ(มันมีความสำคัญว่า เฮลิคอลลี รีโซเนเตอร์) ถูกประยุกต์ใช้กับ RF ฟิเตอร์ ถ้าเฮลิคอลลี รีโซเนเตอร์ ถูกใช้เป็นตัว กำหนดความถี่ในออสซิลเลเตอร์ ตัวอย่างเช่น ขณะเลื่อนความถี่โดย รีโซเนเตอร์ที่เป็นทองแดง

อย่างเดียว จะไม่เป็นที่น่าพอใจ ในกรณีนี้การจูนในทางกลโดยสัมพันธ์กับการขยายตัวของ อุณหภูมิได้ถูกออกแบบและการพิจารณาอื่น ๆ เช่น ราคา หรือ เสถียรภาพทางกลจะไม่สำคัญ สำหรับการประยุกต์ RF ฟิวเตอร์ จุดประสงค์ไม่ได้ทำให้ความถี่เป็นศูนย์ แต่เพียงต้องการลด ให้มีค่าน้อยกว่า 20 ppm / °c ซึ่งพอเพียงสำหรับการประยุกต์) อย่างไรก็ตามรีโซเนเตอร์ ที่สร้างตาม ที่กล่าวมานี้มีปัญหาหลายอย่างคือ ขดเกลียวถูกรองรับเพียงที่ปลายที่ต่อกราวด์ ไม่มีเสถียรภาพทาง กล และจะเกิดการสั่น (ความถี่รีโซแนนซ์ และค่า Q ขณะ ไม่มีโหลดจะเปลี่ยนไป) รีโซเนเตอร์ กับ ผนังกล่อง และช่อง อเพอเจอร์ ทำจากทองแดงซึ่งมีราคาแพงในการผลิตในที่สุด รีโซเนเตอร์ ก็ จะ จูนไม่ได้

เสถียรภาพในอุณหภูมิจะแย่ลง โดยการที่แก้ไขข้อเสียนี เช่น พันเส้นลวดบนไดอิเล็กทริก คอลย์ฟอร์ม เพื่อเสถียรภาพทางกลของขดลวดในการขยายความร้อนของไดอิเล็กทริกของตัวมันเอง ที่ผนังด้านนอกจะใช้ โลหะที่หล่อได้ง่าย เช่น สังกะสี หรือ อลูมิเนียม (เพื่อความสามารถการทำ ซ้ำของโครงและขนาดช่องว่าง) สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของการขยายแตกต่างจากทองแดงจะเป็น วัสดุที่ใช้สำหรับ ขดเกลียว จูนนิ่งสกรู และวัสดุซึ่งทำให้เกิดเสถียรภาพทางอุณหภูมิของ รีโซเน เตอร์ ความถี่รีโซแนนซ์ของเฮลิคอลลรีโซเนเตอร์ จะเปลี่ยนเป็นอันดับแรกเพราะว่าการเปลี่ยนของค่า ความจุระหว่างด้านบนของ รีโซเนเตอร์ และรอบ ๆ ตัวมัน โดยทั่วไปอิทธิพลค่าความจุจะปรับโดย รู จูนนิ่งสกรู ตอนนี้ให้เราดูตัวอย่างของการสร้าง รีโซเนเตอร์ เพื่อให้มองเห็นทะลุปรุโปร่ง ในตัว ประกอบที่มีผลต่อการเลื่อนของความถี่ รีโซแนนซ์ ตารางที่ 5 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ของการขยาย ความร้อนแบบเชิงเส้น (ในหน่วย Kelvin; K) สำหรับวัสดุต่าง ๆ ที่กล่าวถึงดังนี้

ตารางที่ 5

ทองแดง	$16.7 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
สังกะสี	$30.0 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
โพลีโพรพิลีน	$100 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
นิกเกิล	$12.6 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$

พิจารณา รีโซเนเตอร์ ที่เส้นเกลียวที่ไม่มีกรองรับ จูนนิ่งสกรู ทองแดง (หรือ ทองเหลือง) และ ซิลด์ สังกะสีเนื่องจากการขยายแบบเชิงเส้นของสังกะสีเกือบจะเป็นสองเท่าของทองแดง เมื่อ อุณหภูมิเพิ่มซิลด์จะย้ายห่างจากขดเกลียว โดยใช้จูนนิ่งสกรู ดังนั้นค่าความจุลดลงสู่ด้านบนของเส้น เกลียว ความถี่จะเพิ่มขึ้น ซึ่งจะกั้กับกับขดเกลียวที่เป็นทองแดงและ นิกเกิลซิลด์

ต่อไปพิจารณา ขดเกลียว ที่เป็นทองแดงแปรที่พันในคอลล์ฟอร์มที่ทำจาก โพลีโพรพิลีน ที่อยู่ในซิลด์ทองแดง การขยายของพลาสติก จะมีแนวโน้มทำให้ขดเกลียวยาวขึ้น และเพิ่มขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของมันเส้นเกลียวมีความแข็งแรงมากในทิศทางรัศมีกว่าในทิศทางตามความยาว และจากการเพิ่มความยาวในระดับที่มากกว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของมัน เพราะ ฉะนั้นความจุที่จูนนิ่งสกรู จะเพิ่มขึ้นโดยอุณหภูมิ (จูนนิ่งสกรู เคลื่อนที่สัมพันธ์กับขดเกลียว) และความถี่รีโซเนเตอร์ จะลดลงอย่างเห็นได้ชัด เนื่องจากลำประสิทธิ์ การขยายที่สูงของ โพลีโพรพิลีนวัสดุ ไดอิเล็กทริก อื่นๆที่มีสัมประสิทธิ์น้อยของการขยายความร้อน เช่น rexclite , cross-linked polystyrene หรือ Ceramics จะถูกใช้เป็นคอลล์ฟอร์ม แต่วัสดุเหล่านี้ราคาแพงและไม่มีคุณสมบัติการทำซ้ำได้เนื่องจากวัสดุมีแนวโน้มไม่ได้ และต้องใช้เครื่องจักรในการขึ้นรูป

ข้อยกเว้น คือ โพลีโพรพิลีนเทอร์โมพลาสติกที่ยืดหยุ่นได้ มีสัมประสิทธิ์การขยายอุณหภูมิใกล้เคียงกับสังกะสีมาก ดังนั้นโครงสร้าง รีโซเนเตอร์ ของ ขดเกลียว ทองแดงพันรอบ โพลีโพรพิลีนซัลไฟด์และถูกครอบไว้ในซิลด์สังกะสี จะทำให้เสถียรภาพทางความร้อนที่ดีการเลือกวัสดุสำหรับจูนนิ่งสกรูเลือกได้อย่างอิสระ และวัสดุที่เหมาะสมสามารถเลือกสำหรับการเปลี่ยนแปลงของสมบัติทางอุณหภูมิของรีโซเนเตอร์

ในรีโซเนเตอร์ ความถี่ต่ำซึ่งมีการพันโดยลวดที่ละเอียด การขยายของวัสดุ คอลล์ฟอร์ม มีอิทธิพลอย่างมากและการขยายระยะรัศมีของขดลวดเช่นเดียวกับการขยายตามความยาวเช่นพลาสติก ดังนั้นในกรณีนี้ผลลัพธ์มีแนวโน้มต่อต้าน เพราะว่าการขยายตามความยาวจะลดความถี่รีโซแนนซ์ ขณะที่การขยายรัศมีทำให้ ขดเกลียว ห่างจากจูนนิ่งสกรู และลดความถี่รีโซแนนซ์ เพราะฉะนั้น การเปลี่ยนแปลงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของการจูนนิ่งสกรูมีความจำเป็นในการชดเชยสำหรับส่วนอื่นๆของ รีโซเนเตอร์ ที่ไม่ได้สนใจ โดยทั่วไปเส้นผ่าศูนย์กลางขนาดใหญ่ของจูนนิ่งสกรู การขยายรัศมีจะมีความสำคัญมาก ถ้าความถี่รีโซแนนซ์ ลดลงโดยการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิขนาดของ จูนนิ่งสกรู ควรจะเพิ่มและกลับกัน เส้นผ่าศูนย์กลางของจูนนิ่งสกรู จะเล็ก ถ้าความถี่รีโซแนนซ์เพิ่มขึ้น

ในรีโซเนเตอร์ความถี่สูงสร้างจากขดลวดมาตรฐานขนาดใหญ่บน ไดอิเล็กทริกคอลล์ฟอร์ม การขยายรัศมีของ ขดเกลียว ถูกจำกัดดังที่ได้กล่าวมาแล้ว อย่างไรก็ตามมันกลับกลายเป็นว่าการขยายตามความยาวของวัสดุคอลล์ฟอร์มมีอิทธิพลเต็มที่เพราะว่าขดเกลียว มีความแข็งทางโครงสร้างที่มีความยาวน้อย มันจะเป็นสปริงขยายที่จำเป็น หรือความยาวสั้นลง โดยวัสดุคอลล์ฟอร์ม ดังนั้น มันจึงเป็นความสำคัญพื้นฐานที่จะจำกัดการขยายทางความยาวของขดเกลียว ใกล้เคียงกับปลายที่ไม่ใช่กราวด์ของมันสำหรับเสถียรภาพทางกล เช่นเดียวกับผลของอุณหภูมิ สิ่งนี้สามารถทำได้โดยติดคอลล์ฟอร์มกับด้านบนของโพรง ปล่อยให้ปลายอื่นให้เป็นอิสระเพื่อการขยายตัวและทำให้สั้นลง (ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีนี้จะมีความจำเป็นในการบัดกรี กราวด์ ของขดเกลียวกับผนังด้านข้างมากกว่าโพรงด้านล่าง) ถ้ามันเป็นไปไม่ได้ในการปล่อยด้านที่เป็น กราวด์ เพื่อการขยายตัวและทำให้สั้นลง ส่วนหนึ่งของ วัสดุคอล์ยฟอร์ม ควรจะมีการขยายแยกออกจากขดลวดระหว่างสองรอบที่ติดกันเพื่อให้ได้การขยาย ทางความร้อน วิธีอื่นของการป้องกันการขยายด้านบนของ ขดเกลียว คือ สอด จูมิ่งสกรู ภายใน คอล์ยฟอร์ม รูปที่ 2.27 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสองรีโซเนเตอร์ อันหนึ่งสร้างโดยใช้ ขด เกลียวทองแดงพันรอบคอล์ยฟอร์มที่เป็นโพลีพรพิลีน ที่เป็นทรงกระบอกอีกอันรูปร่างเหมือนกัน ยกเว้นจะมี Torque Ribs บนภายในของคอล์ยฟอร์ม เพื่อที่ จูมิ่ง สกรู หน้าที่ลดความถี่เลื่อน น้อยกว่า 3 เท่าของค่าเริ่มต้น ของรูปร่างนี้ที่ จูมิ่ง สกรู ร้อยใน ไดอิเล็กทริกคอล์ยฟอร์ม ทำให้ โครงสร้างแข็งแรงมากและมีความ โน้มเอียงในทางกลน้อย และลดการสั้น

ถ้าเราต้องการดูว่าความถี่เลื่อนจากคุณสมบัติมากกว่าลักษณะของคุณสมบัติความจุระหว่าง จูมิ่ง สกรู และเส้นเกลียว สามารถประเมินได้ว่า

$$C = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln(b/a)} \quad (2.26)$$

เมื่อ

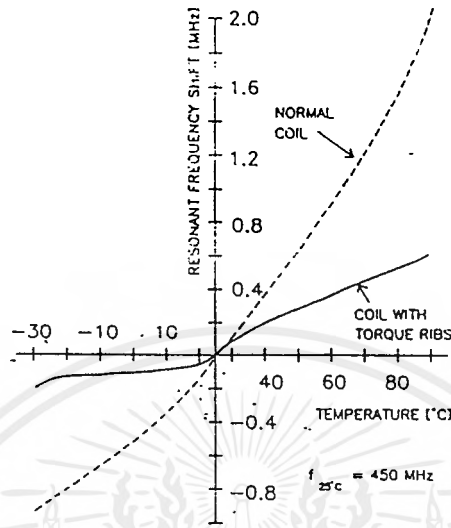
b = รัศมีเฉลี่ยของ ขดเกลียว

a = รัศมีเฉลี่ยของ จูมิ่ง สกรู

ϵ = Permittivity ของตัวกลาง

l = ระยะที่ จูมิ่งสกรู ทะลุผ่านเข้าไปใน ขดเกลียว

จากนั้นความยาวทั้งหมดและค่าคงที่สามารถคำนวณการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่แน่นอน โดยใช้สัมประสิทธิ์อุณหภูมิที่เหมาะสมและค่าความจุใหม่จะถูกประเมิน สมมติว่าความถี่รีโซแนนซ์เปลี่ยนเป็น $1/\sqrt{C}$ จะได้ความสัมพันธ์ความถี่ที่เปลี่ยนไป เป็นการยากที่จะคำนวณ สัมประสิทธิ์การขยายตัวของวัสดุสองชนิด ในการสัมผัสที่ถูกต้อง เช่น เส้นเกลียว และ คอล์ย ฟอร์ม บนแต่ละรอบ ข้อจำกัดสองข้อสำหรับขดลวดมาตรฐานได้ถูกกล่าวมาแล้ว



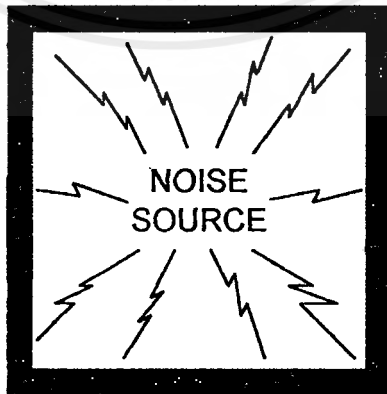
รูปที่ 2.27 รีโซเนเตอร์ที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

2.10 ประสิทธิภาพการชดเชยของแผ่นโลหะ

แผ่นโลหะสามารถที่จะใช้ลดทอนการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กจากย่านหนึ่งผ่านแผ่นเหล็กไปสู่อีกย่านหนึ่งได้ จึงสามารถใช้การชดเชยป้องกันการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ดังรูป 2.28 หรือป้องกันการรบกวนจากสนามภายนอกได้เช่นกันดังรูปที่ 2.29

SHISELD

NO EXTERNAL
FIELD



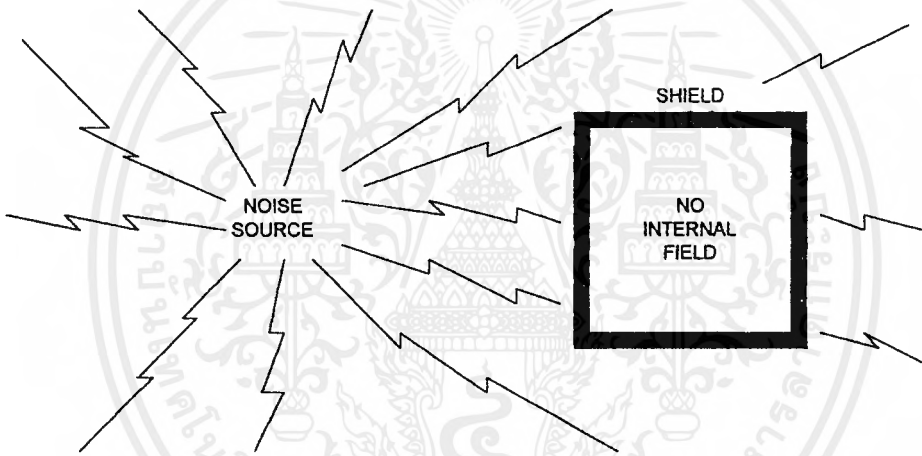
รูปที่ 2.28 ชดเชยป้องกันการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของสนาม (Field) ขึ้นอยู่กับ

1. แหล่งกำเนิด (Source) สัญญาณรบกวน
2. สื่อรอบด้านของแหล่งกำเนิด
3. ระยะห่างจากแหล่งกำเนิด

ถ้าระยะห่างจากแหล่งกำเนิด มีค่ามากกว่า $\lambda/2\pi$ โดยที่ λ เป็นความยาวคลื่น ($\lambda = C/f$, f คือความถี่ของสัญญาณที่แหล่งกำเนิด) จะเรียกว่า “ สนามชนิดไกล “ (Far field หรือ Radiation field) ซึ่งจะมีอัตราส่วนของสนามไฟฟ้า (E) ต่อสนามแม่เหล็ก (H) หรือ อิมพีแดนซ์ของคลื่น (Wave impedance, Z_0) $E/H = 377$ โอห์ม ในกรณีนี้ลักษณะของสนามจะขึ้นอยู่กับ “ สื่อ “ เท่านั้น

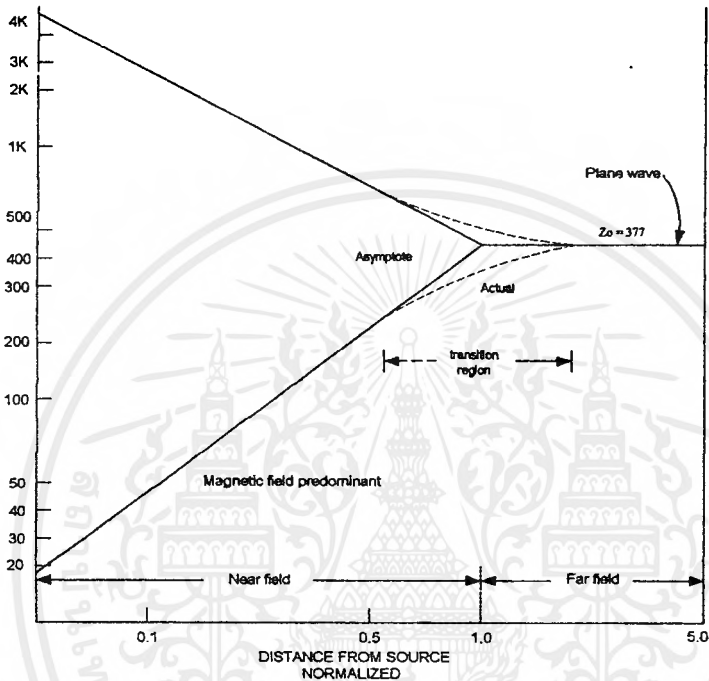


รูปที่ 2.29 ผลของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อชิลด์

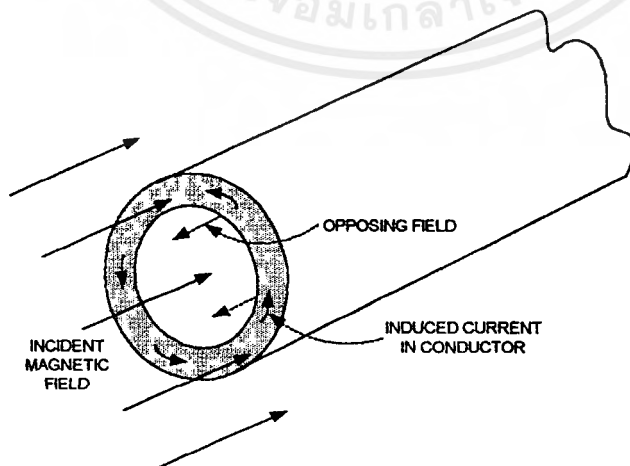
ถ้าระยะห่างจากแหล่งกำเนิดน้อยกว่า $\lambda/2\pi$ จะเรียกว่า “ สนามชนิดใกล้ “ (Near field หรือ Inductive field) ซึ่งลักษณะของสนาม จะขึ้นอยู่กับแหล่งกำเนิด ในกรณีที่แหล่งกำเนิดมีลักษณะเป็นแบบแรงดันสูง กระแสต่ำ E/H จะน้อยกว่า 377 โอห์ม ในลักษณะนี้สนามจะเป็นสนามแม่เหล็ก (magnetic field) ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นแบบกระแสต่ำ แรงดันสูง E/H จะมากกว่า 377 โอห์ม และสนามจะเป็นสนามไฟฟ้า (Electric field)

ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นแบบสนามแม่เหล็ก เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นการลดทอนของสนามแม่เหล็กจะแปรตาม $1/r^3$ เมื่อ r คือระยะห่างแหล่งกำเนิด ส่วนสนามไฟฟ้าจะแปรตาม $1/r^2$ ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นแบบสนามไฟฟ้า การลดทอนของสนามไฟฟ้ากับระยะทางจะแปรตาม $1/r^3$ ส่วนสนามแม่เหล็กจะแปรตาม $1/r^2$ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่

นั่นคือเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น อิมพีแดนซ์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กจะเพิ่มขึ้น และส่วนอิมพีแดนซ์ของคลื่นของสนามไฟฟ้าจะลดลง จนถึงที่ระยะห่างประมาณ $\lambda/2\pi$ อิมพีแดนซ์ของคลื่นจะคงที่ (377 โอห์ม) เมื่อ $r > \lambda/2\pi$ การลดทอนของ E และ H จะแปรตาม $1/\pi$



รูปที่ 2.30 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางกับการลดทอนของสนาม



รูปที่ 2.31 การเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปว่า ในกรณีสนามชนิดไกล่ สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะต้องแยกพิจารณา แต่ในกรณีของสนามชนิดไกลจะพิจารณารวม โดยถือว่าเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) หรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic field) ซึ่งจะมีอิมพีแดนซ์ของคลื่นคงที่คือ 377 โอห์ม (สำหรับอากาศ)

2.10.1 ประสิทธิภาพการชิลด์ (Shield Effectiveness)

ประสิทธิภาพการชิลด์ สามารถพิจารณาได้ 2 ทางคือใช้ทฤษฎีทางวงจร และ ทฤษฎีทางสนาม การใช้ทฤษฎีทางวงจรพิจารณาได้ดังนี้ สนามรบกวนเมื่อตกกระทบชิลด์จะก่อให้เกิดกระแสไหลในชิลด์ ซึ่งกระแสนี้จะมีทิศทางการไหลที่จะสร้างสนามขึ้นมาหักล้างกับสนามรบกวนเดิมในบางส่วน ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.31

การชิลด์สามารถกำหนดจากการลดลงของสนามอันเนื่องมาจากชิลด์ ดังนั้นประสิทธิภาพการชิลด์ (S) ของสนามไฟฟ้ากำหนดโดย

$$S=20\log\frac{E_0}{E_1} \text{ dB} \quad (2.27)$$

และสนามแม่เหล็กกำหนดโดย

$$S=20\log\frac{H_0}{H_1} \text{ dB} \quad (2.28)$$

โดยที่ E_0, H_0 คือสนามที่ตกกระทบชิลด์

E_1, H_1 คือสนามที่ทะลุผ่านชิลด์

ประสิทธิภาพการชิลด์ขึ้นอยู่กับ ความถี่ลักษณะของชิลด์ ตำแหน่งของชิลด์ ชนิดของชิลด์ของสนาม และมุมตกกระทบในบทนี้เราจะพิจารณาเฉพาะกรณีชิลด์เป็นแผ่นโลหะตัวนำราบเรียบ (Plase sheet)

การสูญเสีย (Loss) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อตกกระทบของผิวโลหะมี 2 ส่วน ส่วนหนึ่งเกิดจากการสะท้อนที่ผิวสัมผัสเรียกว่า การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน (Reflection loss) R อีกส่วนเกิดจากการสูญเสียในเนื้อสารของชิลด์ เรียกว่า การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน (Absorption loss) A ดังนั้นประสิทธิภาพการชิลด์ของชิลด์จึงเกิดจากผลรวมของ การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน และการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน รวมกับ แฟคเตอร์ B (Correction factor) ซึ่งเป็นผลมาจากมีการสะท้อนหลายครั้งในชิลด์ ดังนั้น

$$S = A+R+B \text{ dB.} \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (2.29) อาจไม่ต้องคำนึงถึงค่า B ได้ถ้า $A > 10$ dB และในกรณีของสนามไฟฟ้ากับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า อาจไม่ต้องคิดค่า B ก็ได้เช่นกัน

ค่าคาเรคเทอร์ริสติกอิมพีแดนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่น (Characteristic and wave impedance) สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการหาค่า คาเรคเทอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ Z_0 และค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่น Z_w จะเกี่ยวข้องกับค่าต่าง ๆ ดังนี้

1. ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability, $4\pi \times 10^{-2}$ สำหรับอากาศ)
2. ค่าคงที่ของฉนวน (Dielectric constance, 8.85×10^{-12} F/m สำหรับอากาศ)
3. ค่าความนำ (Conductivity, 5.82×10^7 /m สำหรับทองแดง)

ค่า Z_w กำหนดโดย

$$Z_w = \frac{E}{H} \quad (2.30)$$

และ Z_0 กำหนดโดย

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (2.31)$$

ในการพิจารณาสนามชนิดไกลเรื่อ $Z_w = Z_0$ สำหรับวัสดุพวกฉนวน ($\sigma \ll j\omega\epsilon$) จะได้ว่า

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.32)$$

ในกรณีของอากาศ Z_0 มีค่าเท่ากับ 377 โอห์ม ในตัวนำ Z_0 ของตัวนำ ที่นำมาทำเป็นซิปต์ ใช้สัญลักษณ์ Z_s แทน

$$Z_s = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} (1+j) \quad (2.33a)$$

$$|Z_s| = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} \quad (2.33b)$$

$$|Z_s| = 3.68 * 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu r}{\sigma r}} \sqrt{f} \quad (2.34)$$

สำหรับค่าความซึมขานสัมพัทธ์ (Relative Permeability, μr) และค่าความนำสัมพัทธ์ของฉนวน (Relative conductivity, σr) เป็นดังตาราง

ตาราง 6

Relative Conductivity and Permeability of Various Materials

Material	Relative conductivity	Relative permeability
Silver	1.05	1
Copper-annealed	1.00	1
Gold	0.70	1
Aluminum	0.61	1
Brass	0.26	1
Nickel	0.20	1
Bronze	0.18	1
Tin	0.15	1
Steel (SEA 1045)	0.10	1000
Lead	0.08	1
Monel	0.04	1
Stainless steel (430)	0.02	500

2.10.2 การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน (Absorption loss)

เมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางผ่านเข้าไปในตัวนำ แอมพลิจูดของมันจะลดลงอย่างเอ็กซ์โปเนนเชียล กับระยะทางตามสมการ

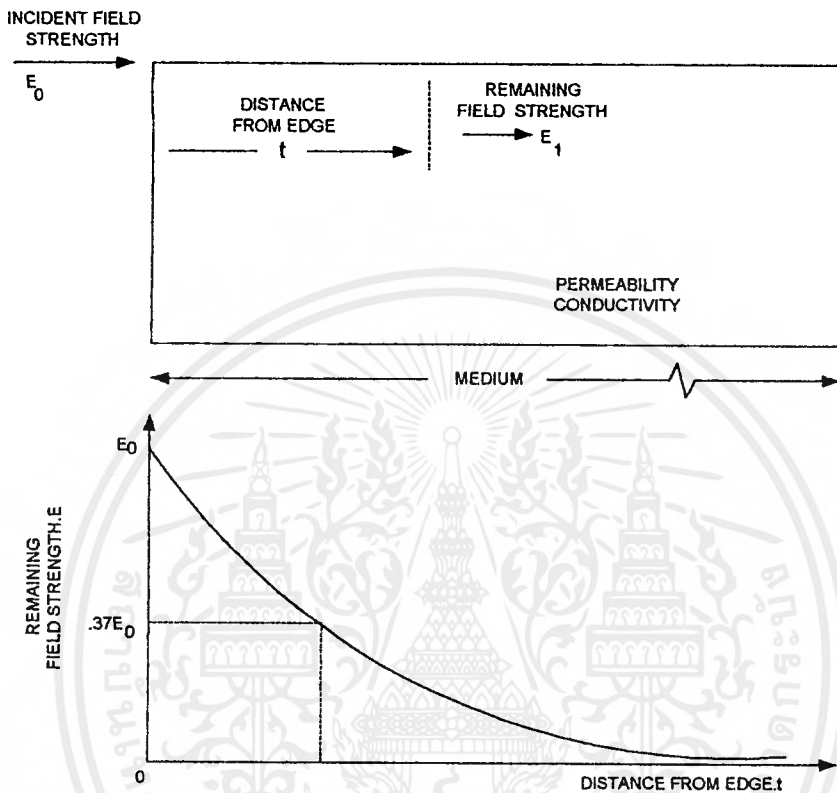
$$E_1 = E_0 e^{-\delta} \quad (2.35)$$

และ

$$H_1 = H_0 e^{-\delta} \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ E_1 , H_1 คือความเข้มของสนามที่ระยะทาง t ในเนื้อสาร ดังแสดงในรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางกับค่าสนามไฟฟ้า, สนามแม่เหล็ก

ระยะทางที่คลื่นลดลงเหลือ $1/e$ เท่าของคลื่นเดิมเรียกว่า ความลึกผิว δ (Skin depth) ซึ่งหาได้จาก

$$\delta = \sqrt{2 / \omega \mu \sigma} \text{ meters.} \quad (2.37a)$$

$$\delta = \frac{2.6}{\sqrt{f \mu \sigma}} \text{ in} \quad (2.37b)$$

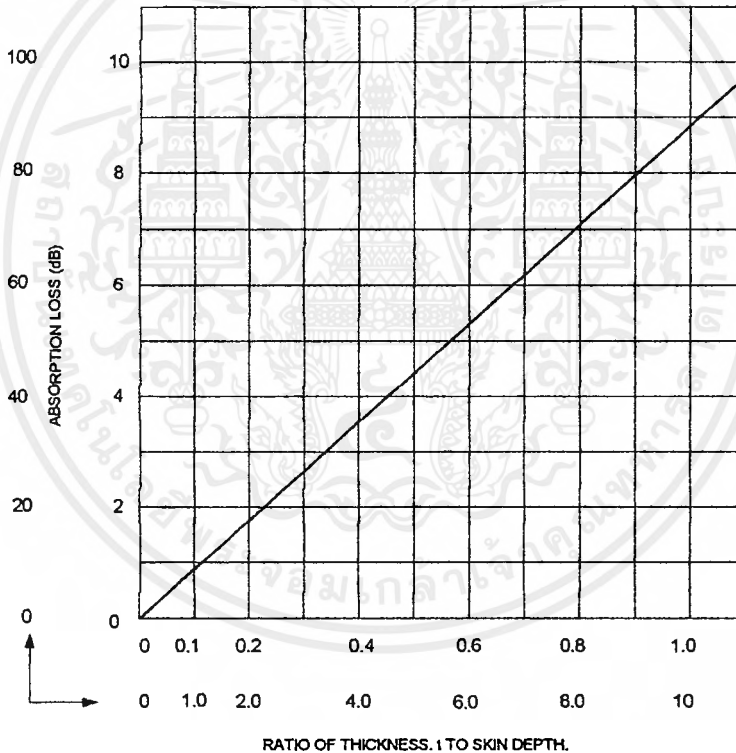
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.35),(2.36) และ (2.37) เราจะได้ว่า

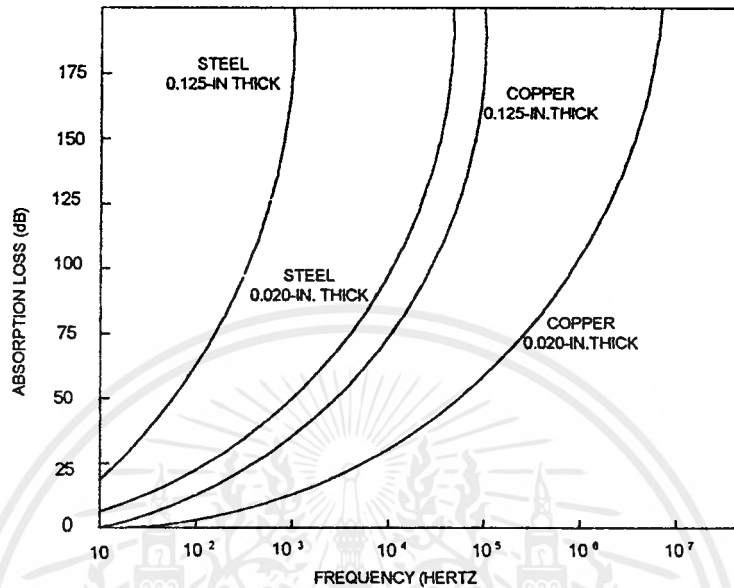
$$A = 8.69 \left(\frac{1}{\delta} \right) \text{ dB.} \quad (2.38)$$

$$A = 3.34t \sqrt{f\mu\sigma_r} \text{ dB.} \quad (2.39)$$

ในสมการที่ (2.39) t มีหน่วยเป็นนิ้ว รูปที่ 2.33 แสดงถึงค่า A กับอัตราส่วนของความหนาต่อความลึกผิว



รูปที่ 2.33 กราฟแสดงการสูญเสียเนื่องจากความหนาของฉนวน



รูปที่ 2.34 กราฟแสดงการสูญเสียเนื่องจากความถี่ที่ใช้งาน

สำหรับรูปที่ 2.34 เป็นการแสดงการสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนกับความถี่ โดยใช้เหล็ก และทองแดง ที่ความหนา 0.125 นิ้ว และ 0.02 นิ้ว

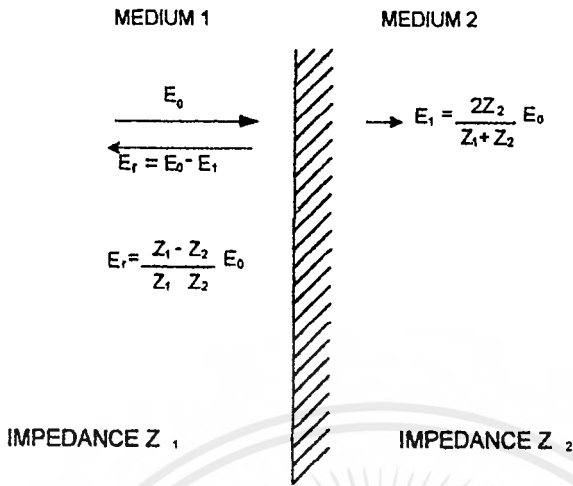
2.10.3 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน (Reflection loss)

การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนนั้น จะขึ้นอยู่กับค่าเรดเทออร์รี สติคอิมพีแดนซ์ของตัวกลางที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่านไป ดังแสดงในรูปที่ 2.35 เราจะได้ว่า

$$E_1 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} E_1 \quad (2.40)$$

และ

$$H_1 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} H_1 \quad (2.41)$$

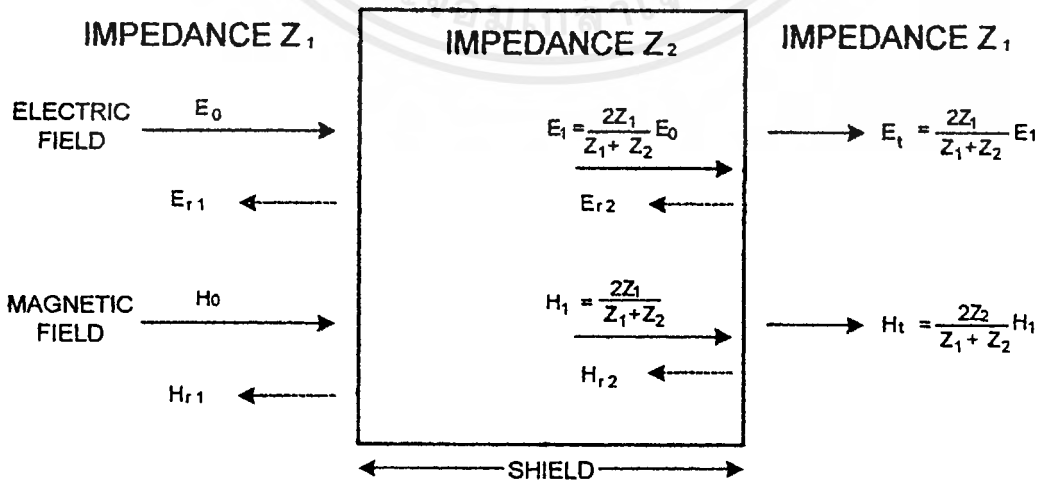


รูปที่ 2.35 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน

ในกรณีที่ซัดด์มีความหนามาก เมื่อเทียบกับความถี่แล้ว จากรูปที่ 2.36 จะได้

$$E_1 = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_1 + Z_2)} E_0 \tag{2.42}$$

$$H_1 = \frac{4Z_1Z_2}{(4Z_1 + Z_2)} H_0 \tag{2.43}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.36 การเปรียบเทียบผลที่ได้จากการสะท้อนนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสังเกตได้ว่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าไม่ว่าจะมีการสะท้อนที่ไม่เท่ากัน แต่ผลลัพธ์ที่ทะลุผ่านซิดด์มีค่าเท่ากัน และที่สำคัญ ในกรณีที่สนามเคลื่อนที่จากอากาศผ่านซิดด์ที่เป็นโลหะ ($Z_1 \ll Z_2$) สนามไฟฟ้าจะมีการสะท้อนกลับมากกว่าสนามแม่เหล็กมาก ๆ แต่สนามแม่เหล็กจะมีการสะท้อนมากเช่นกันในการเคลื่อนที่ผ่านผนังชั้นที่สองของซิดด์ไปสู่อากาศอีกครั้งหนึ่ง นั่นคือทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนที่เหมือนกันดังในสมการ

$$R = 20 \log \frac{|Z_w|}{4|Z_s|} \text{ dB} \quad (2.44)$$

โดยที่ Z_w = อิมพีแดนซ์ของคลื่นก่อนกระทบซิดด์ (สมการ 2.30)

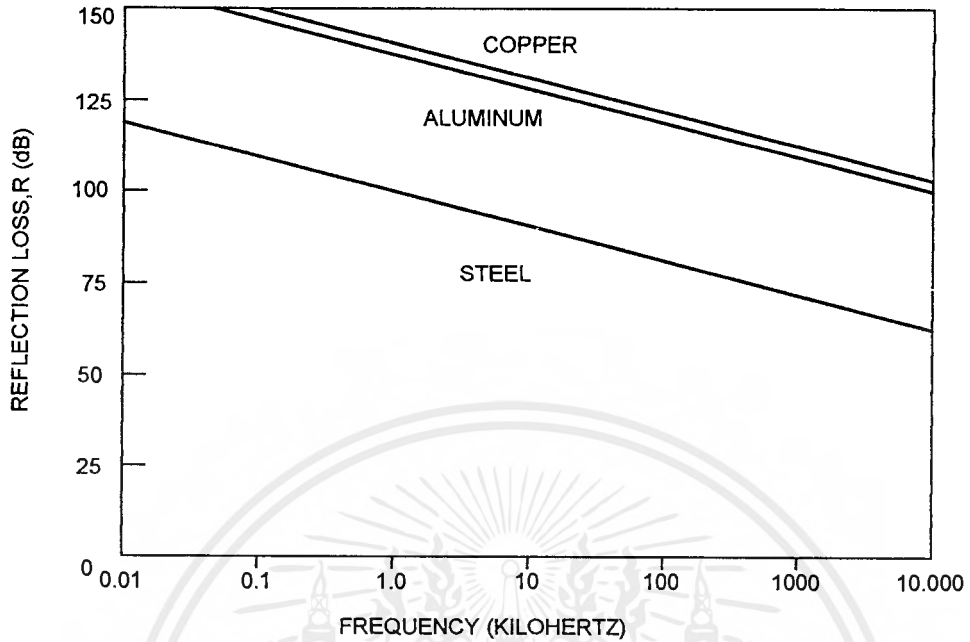
Z_s = อิมพีแดนซ์ของซิดด์ (สมการ 2.34)

และถือว่า $Z_s \gg Z_w$

การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนในสมการ (2.44) อาจจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากผลของมุมที่ตกกระทบไม่ตั้งฉากกับระนาบของซิดด์ สำหรับการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า นั้น $Z_w = Z_0 = 377$ โอห์มและแทนค่า Z_s ด้วยสมการ (2.34) จะได้

$$R = 168 - 10 \log(\mu f / \sigma r) \text{ dB} \quad (2.45)$$

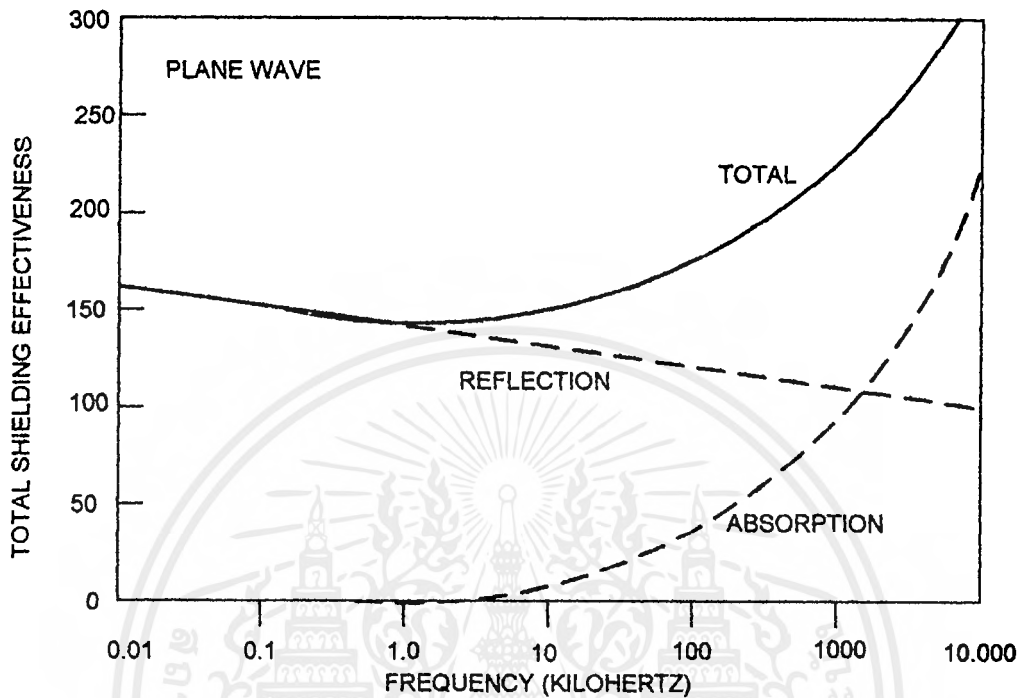
จากสมการ (2.44) จะพบว่าอิมพีแดนซ์ของซิดด์ยังมีค่าน้อย การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนจะยังมีค่ามาก ซึ่งเราจะลดค่าอิมพีแดนซ์ของซิดด์ได้โดยใช้ซิดด์ที่มีค่าความนำมาก และค่าความซึมซาบแม่เหล็กต่ำ รูปที่ 2.37 แสดงถึงการสูญเสียเนื่องการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้วัสดุ 3 ชนิด คือ เหล็ก ทองแดง และอลูมิเนียม



รูปที่ 2.37 แสดงถึงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนโดยใช้วัสดุต่างชนิดกัน

2.10.4 ผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน และการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนสำหรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

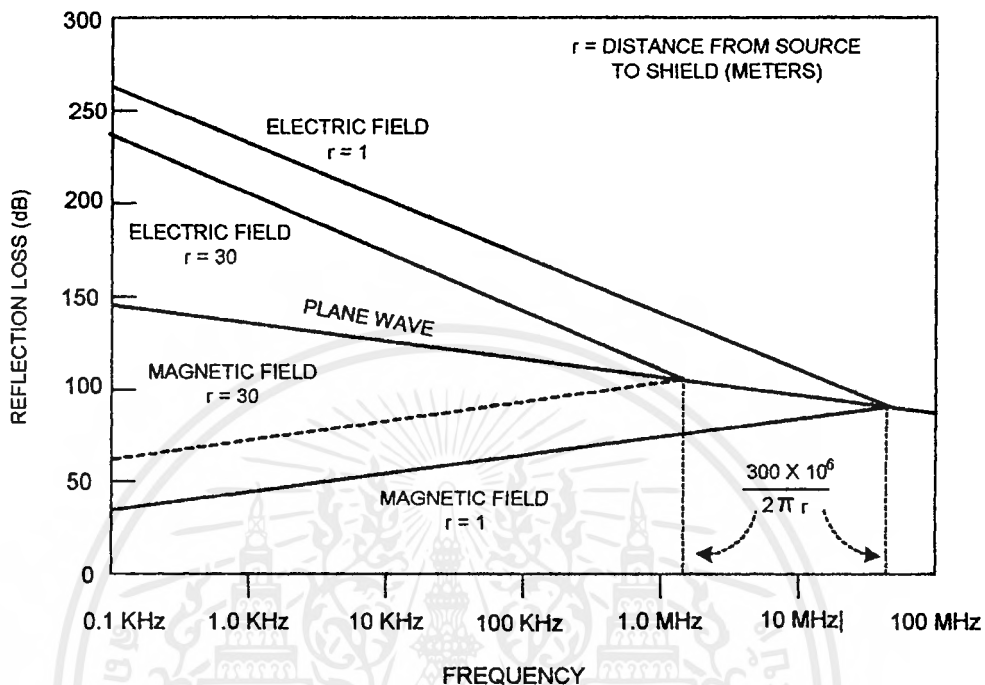
การสูญเสียรวมทั้งหมดของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อคลื่นเคลื่อนที่ผ่านซิลด์ไม่ว่าซิลด์จะหนาหรือบางจะใช้สมการ (2.29) ได้ทั้งสิ้น ซึ่งจะไม่คิดค่า B เพราะคลื่นมีการสะท้อนกลับมาก และ R มีค่าสูง รูปที่ 2.38 แสดงถึงการสูญเสียรวมทั้งหมด หรือ ประสิทธิภาพการซิลด์ S โดยเป็นการรวมกันระหว่างค่า R และ A ที่ความถี่ค่า S จะขึ้นกับการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนมาก ซึ่งจะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น และเมื่อความถี่สูงขึ้น การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนจะมีค่ามากกว่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนมาก ๆ ทำให้ S ขึ้นกับค่าของ การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนจากรูปที่ 2.38 จะเห็นว่า S มีค่าต่ำสุดที่ประมาณ 10 kHz



รูปที่ 2.38 แสดงการสูญเสียโดยรวมทั้งหมด

2.10.5 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนสำหรับสนามชนิดไกลด์

ในกรณีของสนามชนิดไกลด์ Z_w จะไม่เท่ากับ Z_0 แต่ขึ้นอยู่กับชนิดของแหล่งกำเนิด ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นแบบแรงดันสูงกระแสต่ำ Z_w จะมากกว่า 377Ω (สนามไฟฟ้า) แต่ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นแบบแรงดันต่ำกระแสสูง Z_w จะน้อยกว่า 377Ω (สนามแม่เหล็ก) ดังนั้นเมื่อพิจารณาค่า Z_w ของสนามจากสมการ (2.44) จะได้ว่า การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามแม่เหล็กจะมีค่าน้อย และการสูญเสียของสนามไฟฟ้าจะมีค่ามาก ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.39 จากรูปจะเห็นได้ว่าที่ความถี่ต่ำ (ความยาวคลื่นมีค่ามาก ทำให้สามารถพิจารณาเป็นกรณีของสนามชนิดไกลด์ได้) การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามไฟฟ้า จะมีค่ามากกว่าสนามแม่เหล็ก และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น (ความยาวคลื่นจะมีค่าน้อย ทำให้สามารถพิจารณาเป็นกรณีของสนามชนิดไกลด์) การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากัน ในรูปที่ 2.39 เส้นกราฟของคลื่นระนาบนั้นเป็นไปตามสมการ (2.45)



รูปที่ 2.39 แสดงเส้นกราฟที่เกิดการสูญเสียที่ความถี่ต่างๆ

2.10.6 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามไฟฟ้า

ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นแบบแรงดันสูงกระแสต่ำ หรืออิมพีแดนซ์สูง และระยะห่างระหว่าง

แหล่งกำเนิดของซิดส์ น้อยกว่า $\frac{\lambda}{2\pi}$ เราจะพิจารณาเป็นสนามไฟฟ้าซึ่งจะได้ว่า

$$|Z_w|_e = \frac{1}{2\pi f \epsilon r} \tag{2.46}$$

แทนค่าสมการ (2.46) ลงในสมการ (2.44) จะได้

$$R_s = 20 \log \frac{4.5 \times 10^9}{f r |Z_s|} \text{ dB} \tag{2.47}$$

เมื่อ r มีหน่วยเป็นเมตร ส่วน Z_s หาได้จากสมการ (2.34)

ในรูปที่ 2.39 เส้นกราฟของสนามไฟฟ้ามาจากสมการ (2.47) ซึ่งเราสมมุติให้แหล่งกำเนิดมีเพียงแต่สนามไฟฟ้าเท่านั้น แต่ในความเป็นจริงแล้วแหล่งกำเนิดจะมีสนามแม่เหล็กปนอยู่เล็กน้อย ทำให้มีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามแม่เหล็กคั่นนั้น ในความเป็นจริงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนจะมีเส้นกราฟสูงกว่าในรูปที่ 2.39

2.10.7 ผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน และการสะท้อนของสนามไฟฟ้า

การสูญเสียรวมทั้งหมดของสนามไฟฟ้าเป็นไปตามสมการ (2.39) โดยใช้ค่า A จากสมการ (2.39) และค่า R จากสมการ (2.47) ค่า B ส่วนมากจะไม่ต้องคำนึงถึงเพราะมีค่าน้อยมาก เนื่องจากมีการสะท้อนกลับมากเช่นเดียวกับในกรณีของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

2.10.8 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามแม่เหล็ก

ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นแบบแรงดันค่ากระแสสูง หรืออิมพีแดนซ์ต่ำ และระยะห่างระหว่างขั้วกับแหล่งกำเนิดมีค่าน้อยกว่า $\frac{\lambda}{2\pi}$ เราจะพิจารณาเป็นสนามแม่เหล็กซึ่งจะได้ว่า

$$|Z_w|_m = 2\pi f \mu r, \quad (2.48)$$

แทนค่าสมการ (2.48) ลงในสมการ (2.44) และจัดรูปใหม่ จะได้

$$R_w = 14.6 + 10 \log \left(\frac{f r^2 \sigma r}{\mu r} \right) \text{dB}. \quad (2.49)$$

เมื่อ r มีหน่วยเป็น เมตร

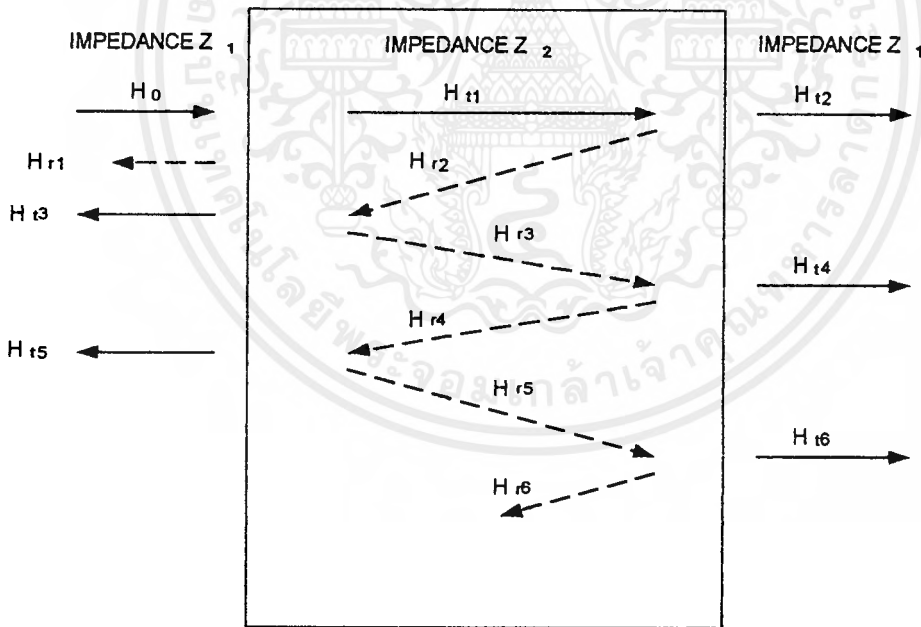
เช่นเดียวกับในกรณีของสนามไฟฟ้า แหล่งกำเนิดของสนามแม่เหล็กจะมีสนามไฟฟ้าปนอยู่ด้วย ดังนั้นกราฟของสนามแม่เหล็กจึงสูงกว่ากราฟในรูปที่ 2.38 และจากกราฟ เราจะเห็นว่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามแม่เหล็กมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับสนามไฟฟ้า (ที่ความถี่ต่ำ) ดังนั้น ในกรณีที่เราไม่ทราบระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิดกับขั้ว เราอาจถือว่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามแม่เหล็กที่ความถี่ต่ำเป็นศูนย์ก็ได้

2.10.9 การสะท้อนหลายครั้งในแผ่นฉล็ดบาง (Multiple reflection in thin shield)

ในแผ่นฉล็ดที่บาง เมื่อคลื่นกระทบผนังชั้นแรกแล้วทะลุผ่านไปยังผนังชั้นที่สอง จะมีคลื่นบางส่วนทะลุออกไป บางส่วนสะท้อน คลื่นที่สะท้อนกลับจะ ไปกระทบกับผนังชั้นแรกอีกครั้งแล้วสะท้อนกลับมากระทบผนังชั้นที่สอง ทำให้มีคลื่นทะลุผ่านไป มีค่ามากกว่าที่คำนวณได้

ในกรณีที่ฉล็ดเป็นแผ่นโลหะและคลื่นเคลื่อนที่ผ่านอากาศมาก กระทบ ($Z_1 \gg Z_2$) จากรูปที่ 2.36 จะเห็นว่าสนามไฟฟ้าจะมีการสะท้อนหลายครั้งในแผ่นฉล็ดบางของสนามไฟฟ้าได้ ส่วนสนามแม่เหล็กคลื่นส่วนใหญ่ทะลุผ่านเข้ามาในแผ่นฉล็ด แล้วมีการสะท้อนหลายครั้ง เพราะการกระทบผนังชั้นที่สองของสนามแม่เหล็กมีการสะท้อนมาก ดังนั้นจึงกำหนดค่าแฟกเตอร์หนึ่งขึ้นมา สำหรับการสะท้อนหลายครั้ง (Correction factor, B) โดย

$$B = 20 \log (1 - e^{-2V \delta}) \text{ dB} \tag{2.50}$$

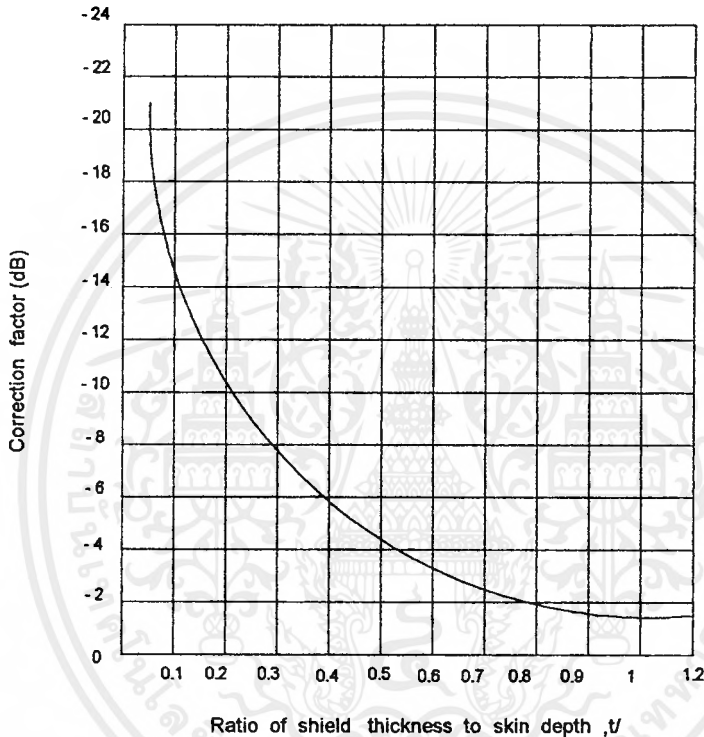


รูปที่ 2.40 ผลของการสะท้อนภายในของแผ่นฉล็ด

รูปที่ 2.41 แสดงถึงค่า B กับ อัตราส่วนความหนาของแผ่นฉล็ดต่อความลึกผิว ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่า B เป็น แสดงถึงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนจะน้อยลงถ้าแผ่นฉล็ดบางขึ้น

2.10.10 ผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนและการสะท้อนสำหรับแม่เหล็ก

การสูญเสียรวมทั้งหมดของสนามแม่เหล็กเป็นไปตามสมการ (2.28) โดยใช้ค่า A จากสมการ (2.39) และค่า R จากสมการ (2.49) ถ้าแผ่นชีลด์หนาและมี A มากกว่า 10 dB ไม่ต้องคิดค่า B แต่ถ้าชีลด์บางจะต้องคำนวณถึงค่า B ด้วย โดยคิดจากสมการ (2.50)



รูปที่ 2.41 กราฟแสดงผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนและการดูดกลืน

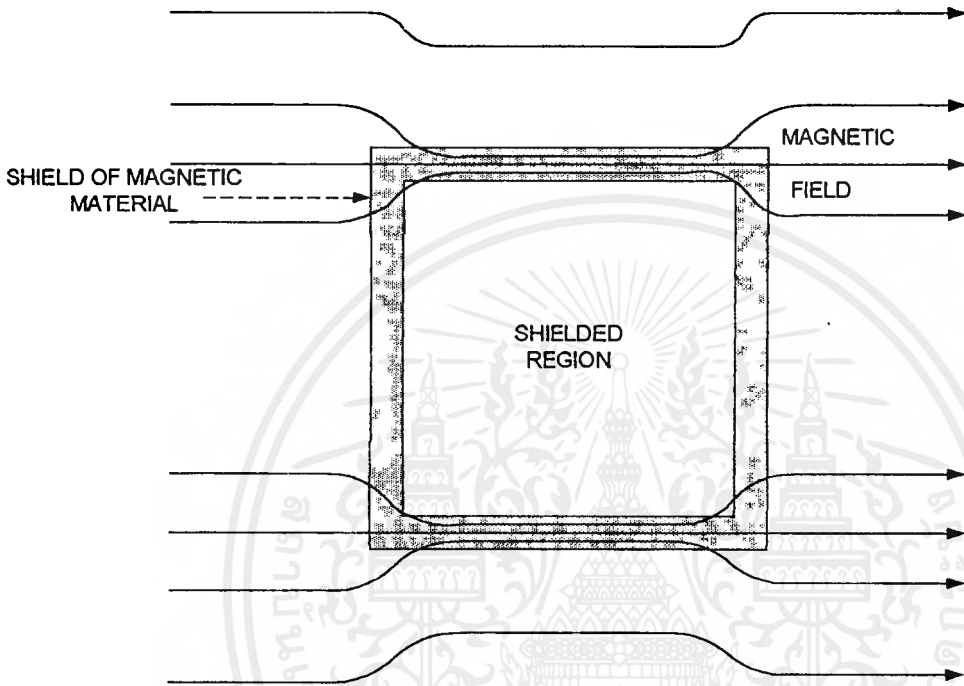
รูปที่ 2.41 แสดงถึงค่า B กับ อัตราส่วนความหนาของแผ่นชีลด์ต่อความลึกผิว ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่า B เป็น แสดงถึงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนจะน้อยลงถ้าแผ่นชีลด์บางขึ้น

2.10.11 ผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนและการสะท้อนสำหรับแม่เหล็ก

การสูญเสียรวมทั้งหมดของสนามแม่เหล็กเป็นไปตามสมการ (2.29) โดยใช้ค่า A จากสมการ (2.39) และค่า R จากสมการ (2.49) ถ้าแผ่นชีลด์หนาและมี A มากกว่า 10 dB ไม่ต้องคิดค่า B แต่ถ้าชีลด์บางจะต้องคำนวณถึงค่า B ด้วย โดยคิดจากสมการ (2.50)

ในกรณีสนามชนิดไกล การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนของสนามแม่เหล็กที่ความถี่ต่ำจะมีค่าน้อย ค่าสูญเสียส่วนใหญ่จะขึ้นกับการสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน ในการเพิ่มการป้องกันสนามแม่เหล็กนั้น นอกจากการเพิ่มขนาดของชีลด์แล้ว การเพิ่มการป้องกันสนามแม่เหล็กด้วยวัสดุที่มีค่าการนำไฟฟ้าสูงก็ช่วยได้เช่นกัน อย่างไรก็ตาม การเพิ่มการป้องกันสนามแม่เหล็กด้วยวัสดุที่มีค่าการนำไฟฟ้าสูงก็อาจทำให้เกิดการรบกวนต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ได้ด้วย ดังนั้น การเพิ่มการป้องกันสนามแม่เหล็กด้วยวัสดุที่มีค่าการนำไฟฟ้าสูงก็ควรพิจารณาด้วย

แม่เหล็กที่ความถี่ต่ำ ทำได้โดยทำให้เกิดรีลัคแตนซ์ (Reluctance) ค่าต่ำในทางเดินที่เส้นแรงแม่เหล็กผ่าน เพื่อเบี่ยงเบนสนามแม่เหล็กให้ออกไปอยู่รอบ ๆ ระบบ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.42



รูปที่ 2.42 ผลการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากความหนาของชิลด์

2.11 ชิลด์ที่เป็นสารแม่เหล็ก

การใช้สารแม่เหล็กเป็นชิลด์แทนสารที่เป็นตัวนำ จะลดค่าความนำความซึมซาบแม่เหล็ก ก่อให้เกิดผลดังนี้

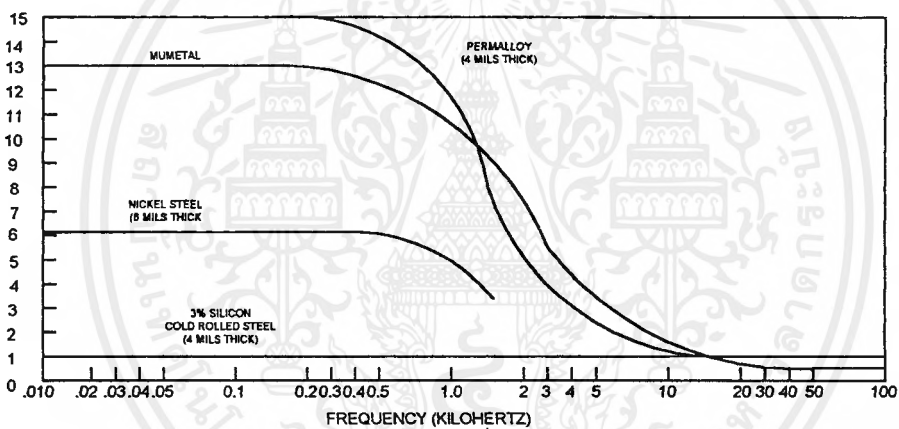
1. เพิ่มการสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน เพราะค่าความซึมซาบแม่เหล็กเพิ่มขึ้น และค่าความนำลดลง
2. ลดการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน เพราะค่า Z_s เพิ่มขึ้น

ในกรณีของคลื่นความถี่ต่ำ การสูญเสียของสนามแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับค่า การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืน (การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน มีค่าน้อยมาก) ดังนั้นจึงเป็นข้อดีของการใช้สารแม่เหล็ก ที่จะป้องกันสนามแม่เหล็ก แต่ไม่เป็นผลดีในการใช้ป้องกันสนามไฟฟ้า หรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เพราะที่ความถี่ต่ำการสูญเสียของสนามไฟฟ้า และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ขึ้นอยู่กับค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนเป็นส่วนใหญ่ งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้สารแม่เหล็กเป็นชนิด เราต้องคำนึงถึงคุณสมบัติบางประการของสารแม่เหล็ก คือ

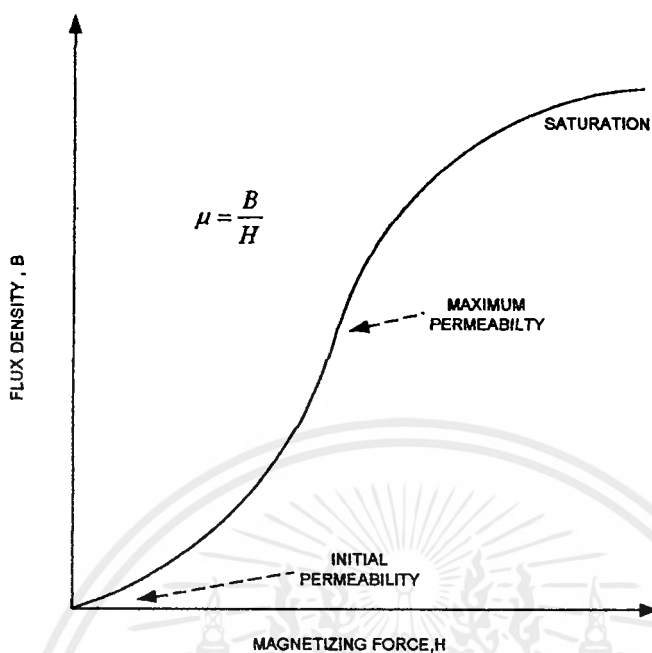
1. การลดลงของค่าความซึมซาบ แม่เหล็กเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น
2. ค่าความซึมซาบ แม่เหล็กขึ้นอยู่กับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก
3. การใช้งานสารแม่เหล็กที่มีค่าความซึมซาบ สูง เช่นพวก มิวเมทัล (Mumetal) อาจทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของมันเปลี่ยนไป

ส่วนใหญ่ค่าความซึมซาบที่ให้ไว้จะเป็นค่าคงที่ คือ ที่ไฟกระแสตรง เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ค่าความซึมซาบจะลดลงดังแสดงในรูปที่ 2.43 ดังนั้นที่ความถี่ต่ำ (น้อยกว่า 10 กิโลเฮิร์ต) สารที่มีความซึมซาบสูงจะเป็นประโยชน์ในการจัดค้มากกว่าสารที่มีความซึมซาบต่ำ



รูปที่ 2.43 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความซึมซาบและความถี่ที่ค่าต่างๆ

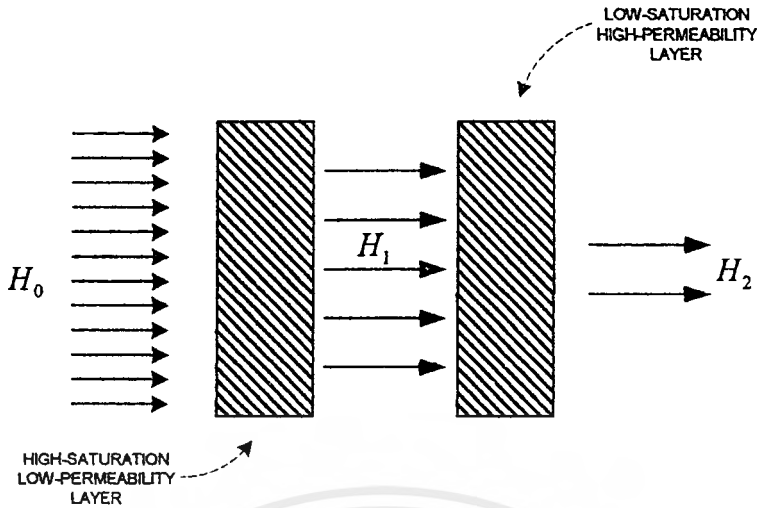
ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ก็มีผลต่อค่าความซึมซาบได้ โดยแสดงไว้ในรูปที่ 2.44 ค่าความซึมซาบเท่ากับ B/H จากกราฟค่าความซึมซาบแม่เหล็กจะมีค่าได้มากที่สุดค่าหนึ่ง ที่จุด ๆ นี้ เรียกว่าจุดอิ่มตัว (Saturation) ซึ่งจะเกิดที่ความเข้มสนามแม่เหล็กสูง ค่าความซึมซาบที่จุดอิ่มตัวของสารแม่เหล็กแต่ละชนิดจะไม่เท่ากัน ขึ้นกับวัสดุและความหนา ดังนั้นในการเลือกใช้สารแม่เหล็กในการทำขั้ว ต้องคำนึงถึงความถี่และความเข้มของสนามแม่เหล็กด้วย



รูปที่ 2.44 กราฟแสดงคุณสมบัติที่ความหนาแน่นต่างๆ

เราสามารถแก้ปัญหาการอิ่มตัวของความซึมซาบแม่เหล็กได้ โดยใช้ซิลิค์สองชั้นคั้งตัวอย่างในรูปที่ 2.45 ซึ่งถ้ามีความซึมสนามแม่เหล็กมาก เราควรใช้สารแม่เหล็กที่มีความซึมซาบน้อย แต่จุดอิ่มตัวสูง (เช่นสารพวกคว้าน้ำ) เป็นซิลิค์ชั้นแรก เพื่อลดทอนความซึมสนามลง ส่วนชั้นที่สองใช้สารที่มีจุดอิ่มตัวต่ำ (เพราะ H ลดลงแล้ว) แต่มีความซึมซาบสูง เพื่อให้มีการลดทอนมากๆ

ผลพลอยได้อีกอย่างหนึ่งของการใช้ซิลิค์หลายชั้นคือ มีการเพิ่มค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อน เพราะเพิ่มจำนวนผนังในการกระทบ

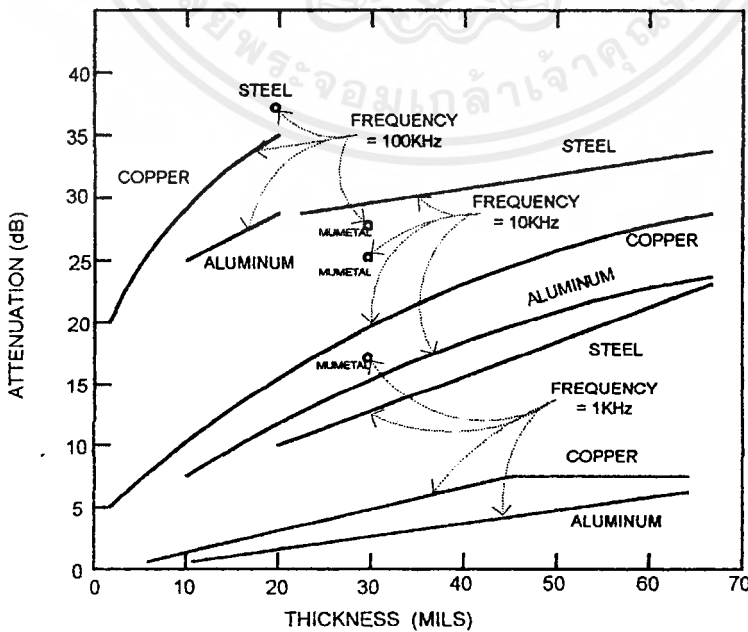


รูปที่ 2.45 การเพิ่มจำนวนผนังเพื่อลดการสูญเสีย

2.11.1 ข้อมูลจากการทดลอง

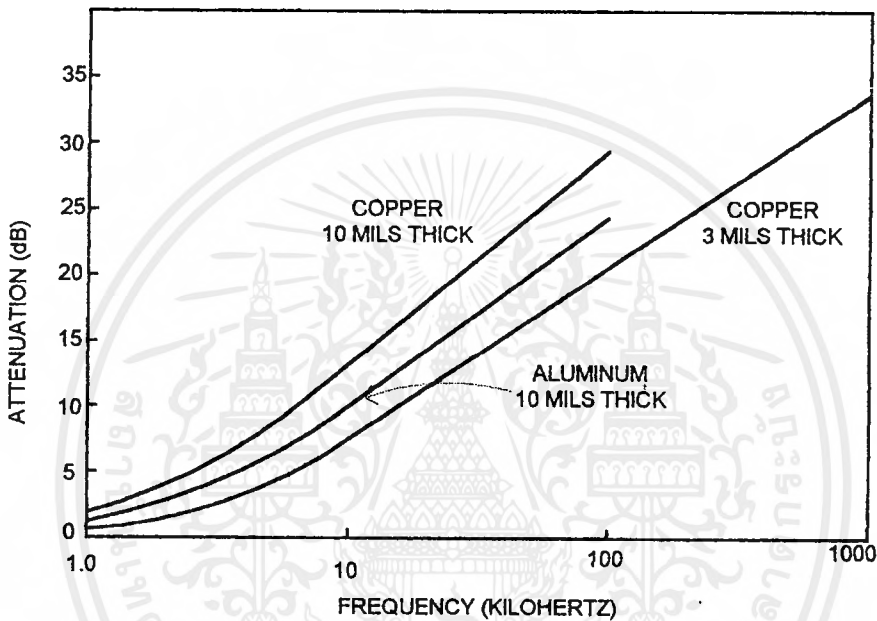
ผลของการวัดการทดลองแบบการลทอนแบบสนามชนิดใกล้ของสนามแม่เหล็ก เมื่อใช้สตรแม่เหล็กเป็นซัลด์ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.46 และ รูปที่ 2.47 การทดลองวัดที่ระยะห่างจากแหล่งกำเนิด 0.1 นิ้ว ความหนาของซัลด์ 3 ถึง 60 mils

(มิลลินิ้ว) ที่ความถี่ 1-100 กิโลเฮิร์ต รูปที่ 2.46 แสดงให้เห็นถึงการใช้ซัลด์ที่ดีกว่าของทองแดงที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ต แต่ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ต เหล็กจะดีกว่าทองแดงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น



รูปที่ 2.46 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการลทอนที่เกิดจากความหนาของซัลด์

จากรูปที่ 2.46 จะเห็นผลของความถี่ต่อสารมิวเมทอลที่นำมาทำเป็นซิลด์ ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ต มิวเมทอลจะมีประสิทธิภาพในการซิลด์ดีกว่าเหล็ก แต่ที่ 10 กิโลเฮิร์ต เหล็ก ทองแดง และอลูมิเนียม จะมีประสิทธิภาพในการซิลด์ที่ดีกว่ามิวเมทอล รูปที่ 2.47 ได้แสดงการลดทอนของสนามแม่เหล็กจากการทดลอง ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ต ถึง ความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ต



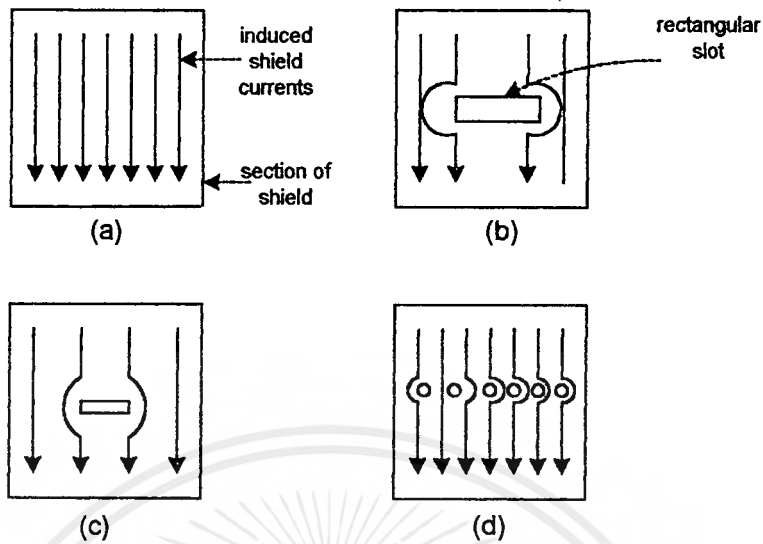
รูปที่ 2.47 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการลดทอนที่เกิดจากความถี่

สรุปได้ว่าที่ความถี่ต่ำสารแม่เหล็ก เช่น มิวเมทอล หรือ เหล็ก จะเป็นซิลด์สำหรับสนามแม่เหล็กได้ดีกว่าสารที่เป็นตัวนำ แต่ที่ความถี่สูงสารที่เป็นตัวนำจะให้ผลในการซิลด์สนามแม่เหล็กได้ดีกว่า นั่นคือประสิทธิภาพในการซิลด์ของสนามแม่เหล็กลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น เนื่องจากค่าความซึมซาบลดลง

2.11.2 รอยต่อและรู (Seams and holes)

ที่กล่าวมาแล้วทั้งหมด เราสมมุติว่าซิลด์ไม่มีรอยต่อ มุม ตะเข็บ หรือ รู แต่ในความเป็นจริงจะมีสิ่งเหล่านี้เกิดขึ้นได้บนซิลด์ ทำให้มีการรั่ว (Leakage) ของสนามผ่านสิ่งเหล่านี้ออกมาได้ ดังนั้นค่าประสิทธิภาพการซิลด์จะต่ำกว่าที่คำนวณได้ ซึ่งการรั่วเหล่านี้ขึ้นอยู่กับ

1. ลักษณะของรูที่เปิดออก (ไม่ขึ้นกับพื้นที่ของรูนั้น)
2. อิมพีแดนซ์ของคลื่น
3. ความถี่ของแหล่งกำเนิด



รูปที่ 2.48 แสดงลักษณะการนำขั้วลัดไปใช้งาน

การรั่วเนื่องจากลักษณะของรูสามารถพิจารณาโดยใช้ทฤษฎีทางวงจร รูปที่ 2.48 ประกอบเมื่อมีสนามมากระทบกับขั้วลัด จะเกิดกระแสไหลในทิศทางที่ก่อให้เกิดสนามขึ้นมาหักล้างกับสนามเดิม ดังนั้นถ้ากระแสสามารถไหลในแผ่นขั้วลัดโดยไม่มีการบดกวนจะเกิดการหักล้างกับสนามเดิมได้มากที่สุด แต่ถ้ามีช่องหรือรูขวางการไหลของกระแสทำให้กระแสไหลไม่สะดวก สนามที่ไปหักล้างก็จะลดลง ค่า S จึงลดลงตามไปด้วย ในรูปที่ 2.48 A แสดงทิศทางกระแสไหลของกระแสโดยไม่มีอะไรมารบกวน ส่วนรูปที่ 2.48 B มีช่องสี่เหลี่ยมซึ่งไปขวางการไหลของกระแส ทำให้เกิดการรั่วขึ้น สำหรับในรูปที่ 2.48 D มีรูบนแผ่นขั้วลัด แต่ว่าการขัดขวางการไหลของกระแสจะน้อยกว่าในรูปที่ 2.48 B มากนั่นคือจะมีการรั่วขึ้นน้อยกว่าในรูปที่ 2.48 B หรือ C จึงเห็นได้ว่าการรั่วของสนามไม่ได้ขึ้นอยู่กับพื้นที่ของรู แต่ขึ้นกับลักษณะของช่องที่เกิดบนขั้วลัดนั้น

2.11.3 ท่อนำคลื่น (Waveguide)

รูที่เกิดขึ้นบนขั้วลัดอาจทำให้เกิดการลดทอนของสนามขึ้นได้ ถ้ามันมีลักษณะเป็นท่อนำคลื่น ท่อนำคลื่นจะมีความถี่คutoffของมัน ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของรู สำหรับท่อนำคลื่นแบบรูปกลมจะมีความถี่คutoffคือ

$$f_c = \frac{6.9 \cdot 10^9}{d} \text{ Hz} \quad (2.51)$$

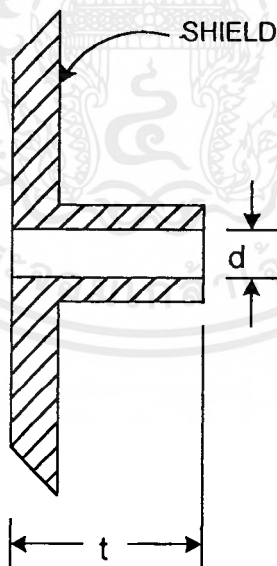
โดยที่ d คือเส้นผ่าศูนย์กลางกลาง มีหน่วยเป็น นิ้ว
และสำหรับท่อนำคลื่นแบบรูปสี่เหลี่ยม ความถี่คัทออฟคือ

$$f_c = \frac{5.9 * 10^9}{l} \text{ Hz} \quad (2.52)$$

โดยที่ l คือ ความยาวของด้านที่ยาวที่สุดของภาคตัดขวางของรูมีหน่วยเป็น นิ้ว
เมื่อใดก็ตามที่ความถี่ของคลื่นมีค่าต่ำกว่าความถี่คัทออฟของท่อนำคลื่นมาก ๆ จะมีการลดทอนของ
สนามแม่เหล็กเกิดขึ้นที่ท่อนำคลื่นนั้นสำหรับท่อนำคลื่นแบบรูปกลมประสิทธิภาพการซิลด์จะเท่ากับ

$$S = 32 \frac{t}{d} \text{ dB} \quad (2.53)$$

โดยที่ d คือ เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของรู และ t คือความยาวของท่อนำคลื่น มีหน่วยเป็นนิ้ว
ดังแสดงในรูปที่ 2.49



รูปที่ 2.49 แสดงการนำท่อนำคลื่นมาประยุกต์ใช้กับซิลด์

สำหรับท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม

$$S = 27.2 \frac{f}{l} \text{ dB} \quad (2.54)$$

โดยที่ 1 คือ ความยาวของด้านที่ยาวที่สุดของภาคตัดขวางและ l คือ ความยาวของท่อนำคลื่น มีหน่วยเป็น นิ้ว

ในแผ่นซิลด์ถ้ารูที่เกิดขึ้นมีเส้นผ่าศูนย์กลางน้อยกว่าความหนาของแผ่นซิลด์ รุ้นั้นจะมีลักษณะเป็นท่อนำคลื่น โดยมีความยาวเท่ากับความหนาของซิลด์



บทที่ 3

วงจรและอุปกรณ์การปรับแต่ง

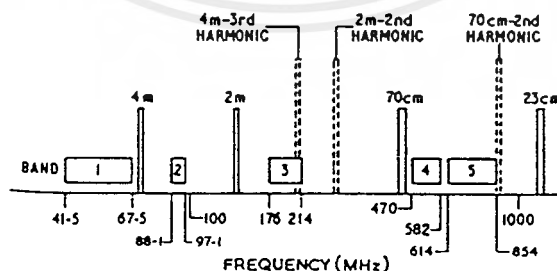
ที่ค่าลดทอนที่ภายนอกพาสแบนด์มากกว่า 20 dB แสดงจากการจัดสรรความถี่ในย่าน VHF และ UHF แสดงให้เห็นว่าย่านความถี่วิทยุสมัครเล่นจะอยู่ระหว่างย่าน TV และ ย่าน FM และทำให้เกิดการรบกวน (Interference) อย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ รูปที่ 3.1 แสดงตำแหน่งของช่อง TV และฮาร์โมนิก ของ VHF และ UHF อามาเจอร์แบนด์

วิธีที่จะแก้ไขปัญหานี้ ก่อนข้างที่จะแตกต่างจากการประยุกต์ในอุปกรณ์ย่าน HF แบนด์ ซึ่งส่วนมากจะแก้ปัญหาโดยใช้โลว์พาสฟิลเตอร์ ในเครื่องส่ง และ ใช้ ไฮพาสฟิลเตอร์ ในอินพุทของเครื่องรับ

วิธีที่เป็นที่น่าพอใจคือการใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์ ที่เหมาะสมในแต่ละช่วงความถี่ที่พิจารณา ฟิลเตอร์แต่ละอันจะเป็นแบบหลายองค์ประกอบ (multi-element type) โดยที่แบนด์กว้าง(Wide Band)มีแถบความถี่กว้างประมาณ 5 – 7 เปอร์เซนต์ ของความถี่ที่ใช้งาน หรือแบนด์แคบ(Narrow Band)ที่มีค่า Q สูง

การออกแบบที่ดีและการปรับแต่งฟิลเตอร์จะต้องมีเครื่องมือทดสอบอย่างถูกต้องและ ฟิลิพิถัน ค่า Insertion loss สูงสุดจะต้องไม่เกิน 1 dB

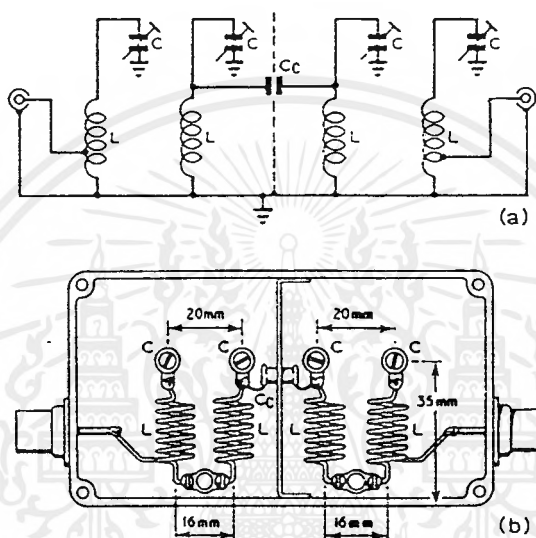
ฟิลเตอร์ที่มีค่า Q สูงสามารถสร้างและ ปรับจูนได้ง่าย แต่จะมีการปรับการเปลี่ยนแปลงที่ วัดได้ในความถี่ใช้งาน



รูปที่ 3.1 ชาร์ตแสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณและฮาร์โมนิกของวิทยุสมัครเล่น ย่าน vhf และ ย่าน uhf

3.1 แบนด์พาสฟิลเตอร์กำลังต่ำ (Low-power Bandpass Filter)

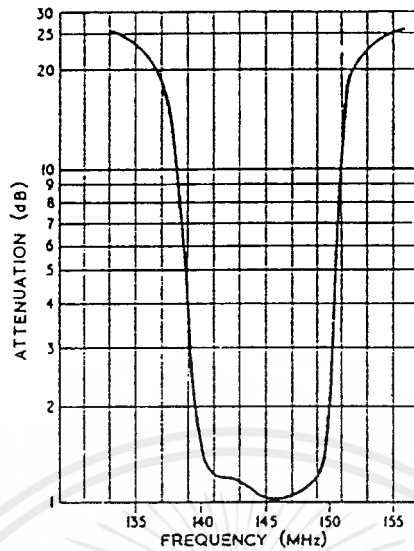
เป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์อย่างง่ายทำได้โดยการโอเวอร์คัปปลิง (Overcoupling) วงจรจูนสองวงจร และ ทำการคัปปลิงเข้าด้วยกัน โดยใช้คาปาซิเตอร์ค่าต่ำ แผ่นสกรีนที่คั่นกลางระหว่างวงจรจูนสองวงจรเพื่อป้องกันการคัปปลิงที่ไม่ถูกต้อง (รูปที่ 3.2)



รูปที่ 3.2 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

จากรูปที่ 3.2 (a) $C_c = 0.5 \text{ pF}$, $C = 6.0 \text{ pF max}$, $L = 6 \frac{1}{2}$ รอบ, ขดลวดเบอร์ 18 SWG เส้นผ่าศูนย์กลางภายใน $\frac{3}{8}$ นิ้ว, แท็บที่รอบสุดท้ายของขดลวดซึ่งดูได้จากรูป

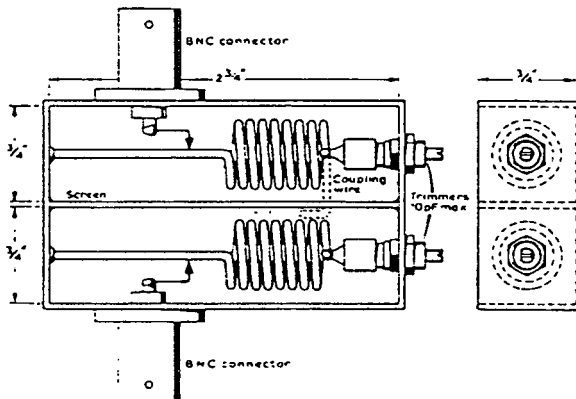
ในรูปที่ 3.2 (b) ฟิลเตอร์สร้างขึ้นจากกล่องสองกล่อง ในตัวค้นแบบจะใช้ Concentric Ceramic Trimmer ถ้าใช้ในกำลังสูงจะใช้ Small Air Trimmer เพื่อลดความร้อนและความเสียหายจากแรงดันที่สูงเนื่องจากค่า Q ที่สูง



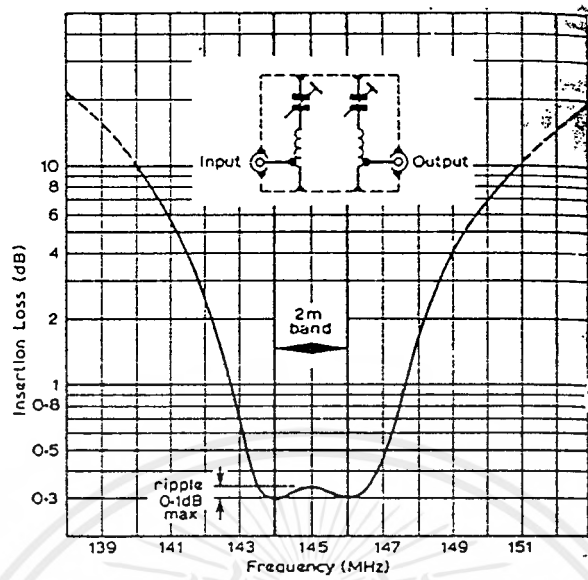
รูปที่ 3.3 เส้นคุณลักษณะของฟิลเตอร์รูปที่ 3.2

3.2 แบนด์พาสฟิลเตอร์ขนาดเล็ก (Small Bandpass Filter) สำหรับ 144 MHz

แบนด์พาสฟิลเตอร์ในรูปที่ 3.4 เหมาะสมที่จะใช้กับเครื่องรับ หรือ เครื่องส่งที่มีกำลังต่ำ มันประกอบไปด้วยวงจรจูนสองชุด ขดลวดของแต่ละชุดส่วนมากจะมีขนาดเล็ก มีหางยาวเพื่อความสะดวกในการต่อให้แมตช์กับระบบ 50 โอห์ม หรือ 70 โอห์ม การคัปปลิงระหว่างวงจรจูน จะใช้คาปาซิเตอร์ค่าต่ำ (สายที่แสดงในรูป) หรือ อินดักแตนซ์ ซึ่งในอย่างหลังจะมีลักษณะเป็นช่องอเพอเจอร์(aperture) ที่เจาะช่องตรงกลางวางในตำแหน่งที่เหมาะสม ซึ่งเป็นการยากในการปรับ นอกจากนี้จะทำให้สามารถเคลื่อนที่ได้ แบนด์วิดท์ที่ได้ประมาณ 0.5 – 2 MHz ถ้าฟิลเตอร์มีความยาวน้อยกว่า $2\frac{3}{4}$ นิ้ว หางของมันก็จะไม่มี เราจะต่อเทปที่รอบต่ำสุดของแต่ละชุด ซึ่งค่อนข้างจะยาก นอกจากว่าเราจะทำให้มันหมุนรอบแกนของมันได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.4 แบนด์พาสฟิลเตอร์ขนาดเล็ก อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงค่า Insertion loss ของ 144 MHz

3.3 คอมแพ็คแบนด์พาสฟิลเตอร์ (Compact Bandpass Filter) สำหรับ 144 MHz

ฟิลเตอร์ชนิดนี้วงจรประกอบด้วย ขดลวด และ คาปาซิเตอร์ค่าน้อยๆ วงจรทั้งสอง จะมีการใช้ โอเวอร์คัปเปิล (Over-Coupled) เพื่อที่จะได้แบนด์วิดท์ที่เพียงพอซึ่งในกรณีนี้จะเท่ากับ 4 MHz ที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงสุด 0.1 dB และ insertion loss 0.4 dB การคัปปลิงของอินพุต และ เอาท์พุท จะต่อแท่งที่รอบต่ำสุดของขดลวดตำแหน่งของจุดต่อแท่งนี้มีผลต่อการแมทชิง ของวงจร เนื่องจากผลของ insertion loss จะไม่มีผลตอบสนองที่ความถี่ต่ำกว่า 600 MHz คุณสมบัติแสดงในรูปที่ 3.5

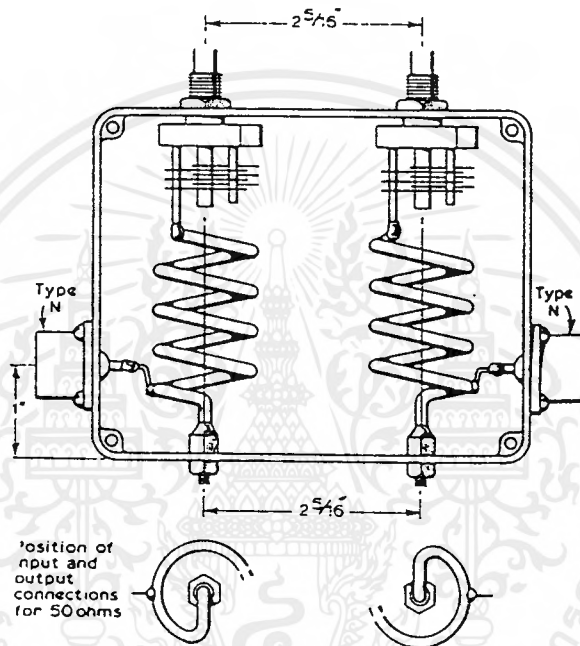
โครงสร้างรูปแบบโดยทั่วไปแสดงในรูปที่ 3.6 และมาตรฐาน $4\frac{3}{4}$ นิ้ว \times $3\frac{3}{4}$ นิ้ว \times 2 นิ้ว เป็นแบบกล่องคู่ ทำจากอลูมิเนียม ในตัวค้นแบบจะใช้คอนเนคเตอร์ชนิด N แต่เราสามารถที่จะใช้แบบอื่นแทนก็ได้

ทุนึงคาปาซิเตอร์ที่ใช้ถ้าเลือกอย่างราคาถูกที่มีค่าคาปาซิแตนซ์ต่ำ จะทำให้ค่าอินดักเตอร์เพิ่มขึ้น ถึงแม้ว่ามันจะไม่มีผลสำคัญในทางปฏิบัติ แต่คาปาซิเตอร์ที่ใช้แรงดันที่ตกคร่อมตัวมันจะสูงมาก

อินดักเตอร์ ทำจากทองแดง ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง $7/8$ นิ้ว มีจำนวนรอบ 4 รอบต้องระวังให้ระยะห่างระหว่างแต่ละรอบถูกต้อง ขนาดที่กำหนดให้นี้พอเพียงสำหรับการคัปปลิงที่ได้ค่าริปเปิลน้อยๆ ที่เส้นตอบสนอง วิธีที่ใช้ในตัวค้นแบบจะบัดกรีลวดทองแดงเส้นผ่าศูนย์กลาง $1/8$

นี้ว เพื่อใส่ Eire type K1700 stand-off capacitor (ดูในรูปที่ 3.6) วิธีอื่น ๆ ที่ทำให้หน้าสัมผัสทางไฟฟ้าของกล่องดีขึ้น เพื่อให้ได้กระแสที่สูง

จูนนิ่งคาปาซิเตอร์เป็นชนิด Jackson type C804 trimmers (3.5 – 15 pF) ที่มีแผ่น 2 แผ่น เคลื่อนจากโรเตอร์ และ สเตเตอร์เมื่อคาปาซิเตอร์และขดลวดถูกเชื่อมเข้าด้วยกัน วงจรควรจะหมุน จุดต่อแท่งปัดตรงข้ามกับ อินพุท และ เอาท์พุทคอนเนคเตอร์ การต่อจะใช้ลวดทองแดงเบอร์ 16 SWG

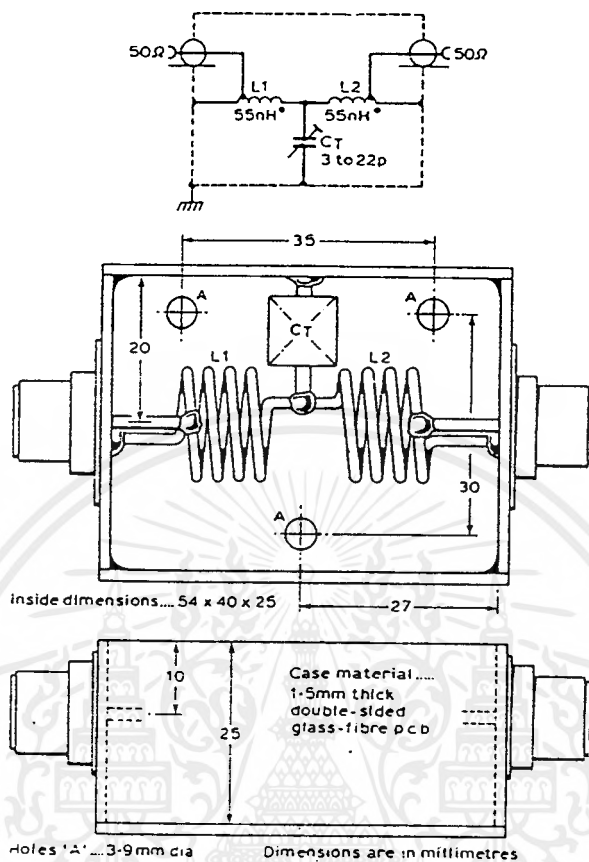


รูปที่ 3.6 รูปแบบทั่วไปของ 144 MHz คอมแพ็คแบนด์พาสฟิลเตอร์

3.4 Simple modified T ฟิลเตอร์ สำหรับ 144 MHz

เป็นฟิลเตอร์อย่างง่ายที่ออกแบบโดย G8IPQ แสดงในรูปที่ 3.7 เป็นคุณลักษณะของแบนด์พาส และจะเหมาะสำหรับอินพุทและเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของมัน มันจะมีการลดทอนสัญญาณที่ ฮาร์โมนิกที่ 2 (288 MHz) จะมีรายละเอียดค่อนข้างน้อย การปรับจุดต่อแท่งปัดค่อนข้างจะง่ายโดยใช้ signal generator หรือ receiving beacon ในภาคส่งการจูนสามารถทำได้โดยคอปาวเวอร์เอาท์พุทมิเตอร์

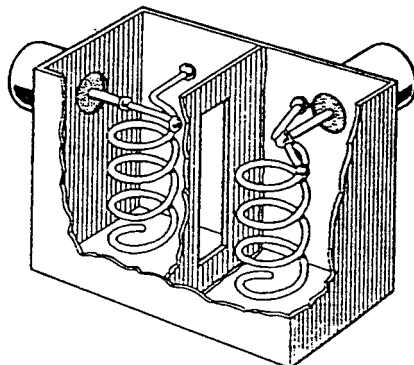
เมื่อจุดต่อแท่งปัดต้องค่า Insertion loss จะต้องน้อยกว่า 1dB และการกำจัดฮาร์โมนิกที่ 2 จะเป็น -35 dB



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรและการจัดวางตำแหน่งของกล่องชนิดขดลวดของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ $f_c = 144$ MHz

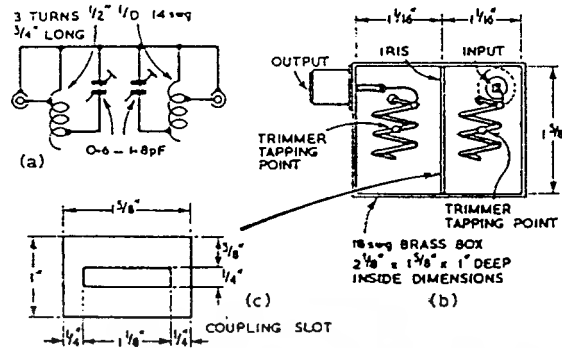
3.5 แบบคัพลาสฟิลเตอร์ สำหรับ 433 MHz

ในทางปฏิบัติจะใช้เฮลิคอลลโซเนเตอร์ 2 ตัว คัปปลิ่งโดยใช้ สกรีน(Screen) คั่นกลาง ดูในรูปที่ 3.8 และ 3.9 จะมีค่า insertion loss น้อยกว่า 1 dB โดยในรูปที่ 3.10

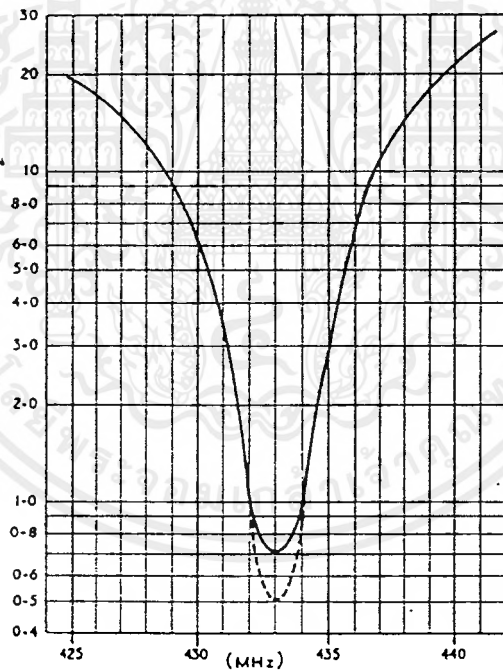


รูปที่ 3.8 โครงสร้างทั่วไปของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ความถี่ 432 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 การกำหนดขนาดของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ความถี่ 432 MHz



รูปที่ 3.10 เส้นคุณสมบัติของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ความถี่ 432 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบและผลการทดลอง

ในการออกแบบเฮลิคอลลี โซเนเตอร์ฟิลเตอร์เราจะกำหนดความถี่ศูนย์กลางที่ต้องการออกแบบและขนาดภายในของซีลด์ซึ่งถูกป้อนค่าใน HELICAL-S PROGRAM หรือ HELICAL-C PROGRAM (ดูในภาคผนวก) ซึ่งจะได้ค่าต่างๆที่จำเป็นในการสร้าง ส่วน BUTTERWORTH PROGRAM จะเป็นโปรแกรมตรวจสอบคุณลักษณะของฟิลเตอร์

4.1 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์อันดับ 2

โดยมีลำดับขั้นตอน ดังนี้

4.1.1 กำหนดขนาดภายในของซีลด์ (S) และความถี่ที่ใช้งาน (f_o)

$$S = 3.5 \text{ cm} , f_o = 144 \text{ MHz}$$

4.1.2 ป้อนค่า S และ f_o ใน Helical - S Program จะได้ค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$Q \text{ ขณะไม่มีโหลด} = 991.20$$

$$\text{ความสูงของกล่อง} = 5.57 \text{ cm}$$

$$\text{เส้นผ่าศูนย์กลางของการพันขดลวด} = 2.31 \text{ cm}$$

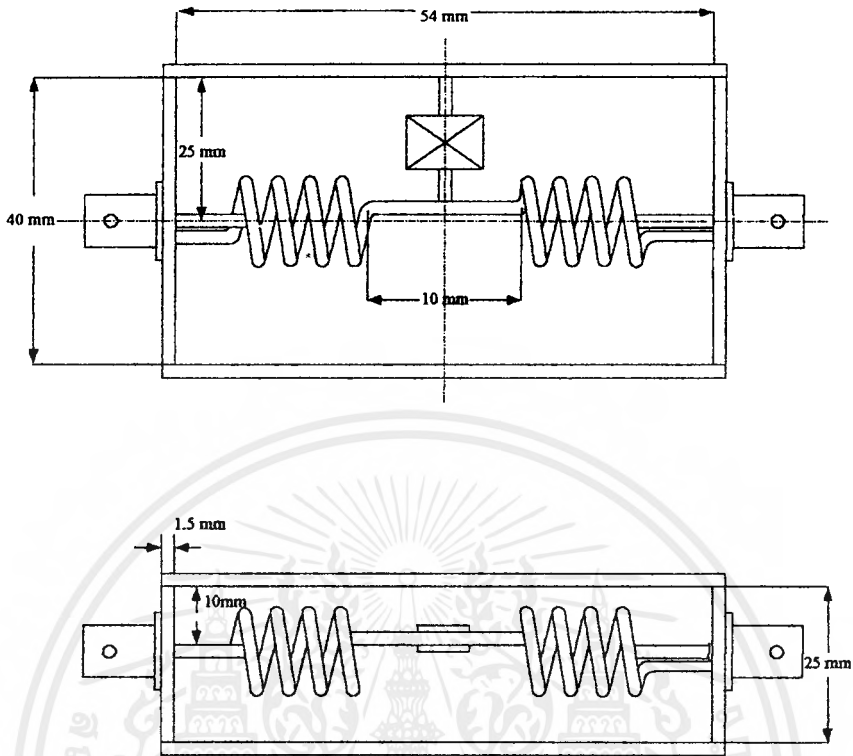
$$\text{ระยะพิช} = 2.30 \text{ turn/cm}$$

$$Z_o = 678.10 \text{ ohm}$$

$$\text{เส้นผ่าศูนย์กลางขดลวด} = 0.217 \text{ cm (12 AWG)}$$

$$\text{จำนวนรอบ} = 8.06 \text{ รอบ}$$

ในกรณีนี้เราจะสร้างเป็นแบบ Simple T ฟิลเตอร์ ที่ความถี่ 144 MHz ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะ โครงสร้างของเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่ถูกออกแบบไว้แล้วที่ $f_c = 144\text{MHz}$

ผลการทดลอง

จากการทดสอบคุณสมบัติด้วยเครื่อง Network analyzer ซึ่งจะได้ค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$f_o = 143.77 \text{ MHz}$$

$$\text{BW} = 5.225 \text{ MHz}$$

$$\text{Insertion} = -1.136 \text{ dB}$$

$$\text{Return loss} = -18.09 \text{ dB}$$

SWR

$$\text{อินพุต} = 1.2846$$

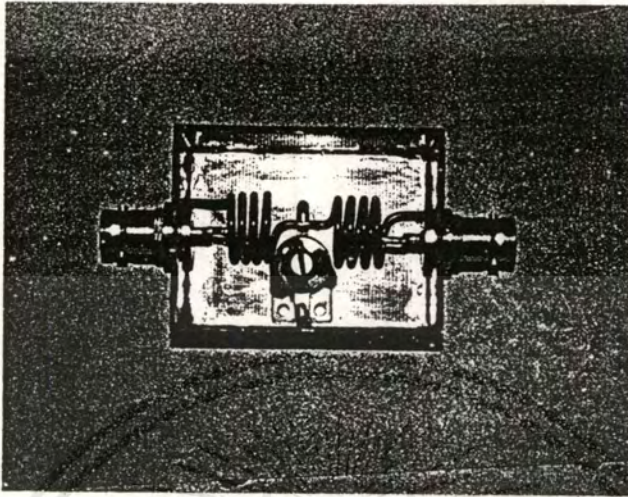
$$\text{เอาต์พุต} = 1.2482$$

คำนวณค่า Q ขณะมีโหลด

$$Q_d = \frac{f_o}{\text{BW}} = \frac{143.77}{5.225}$$

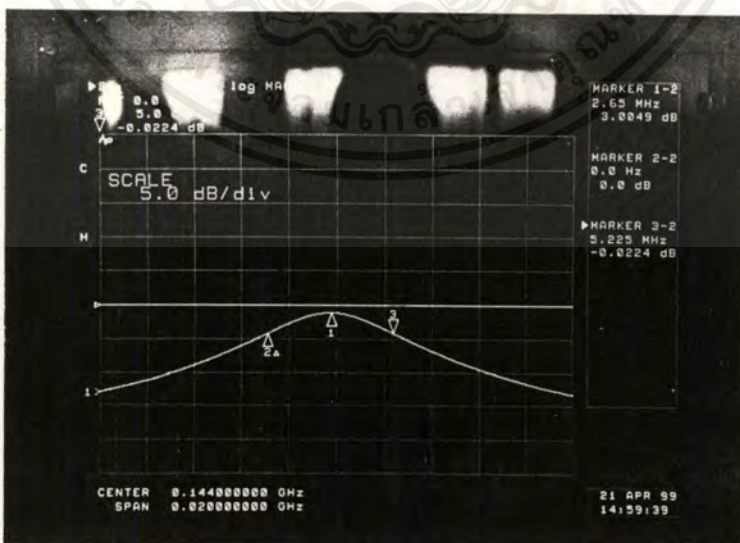
$$= 27.515$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



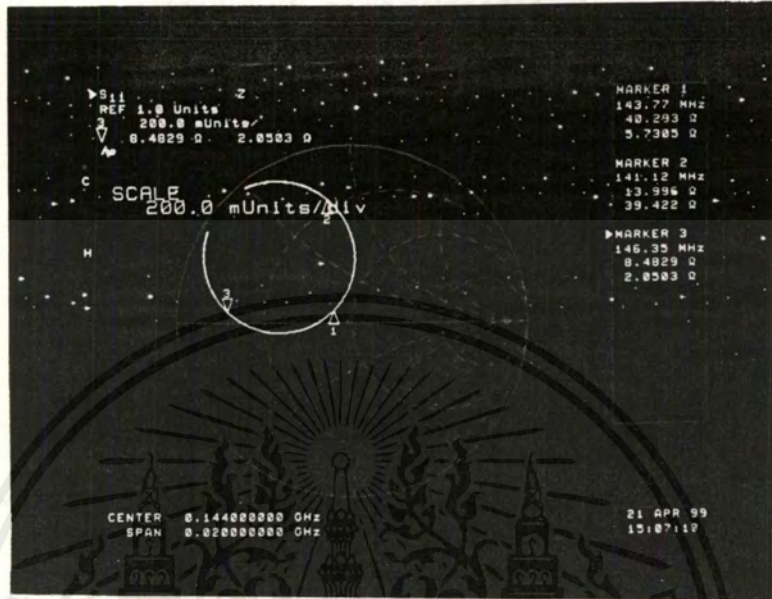
รูปที่ 4.2 แสดงรูปโครงสร้างจริงของ เฮลิคอลลฟิลเตอร์ ที่ $f_c = 144\text{MHz}$ แบบ 2 แบนด์

จากรูปที่ 4.2 แสดงถึงลักษณะโครงสร้างภายใน โดยมีขดลวดทั้งสองต่ออนุกรมกันและที่ปลายทั้งสองต่อลงกราวด์ ซึ่งการต่อแบบนี้จะต่อจากขดลวดรอบสุดท้ายทำทั้งทางด้านอินพุต และ เออร์พุต ซึ่งทั้งหมดอยู่ในกล่องที่เป็น ซิลิค์ ปิดทุกด้าน

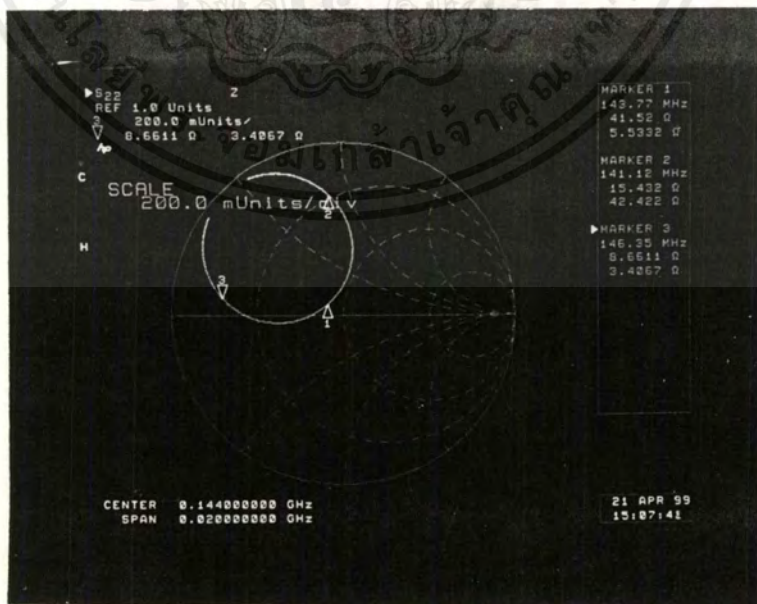


รูปที่ 4.3 แสดงการวัดค่า แบนด์วิดธ์ที่ -3dB ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

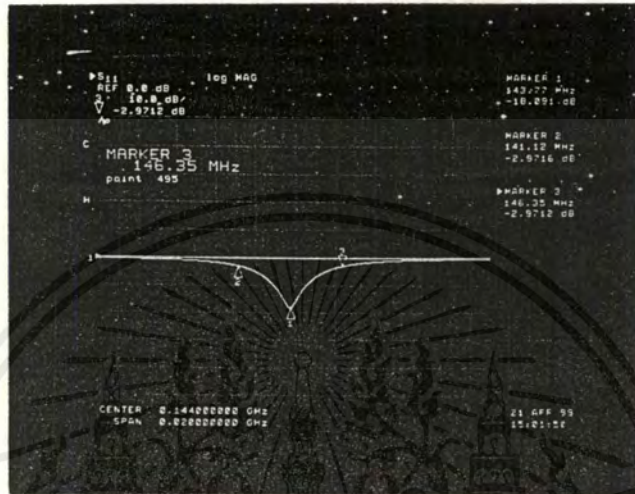


รูปที่ 4.4 แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2

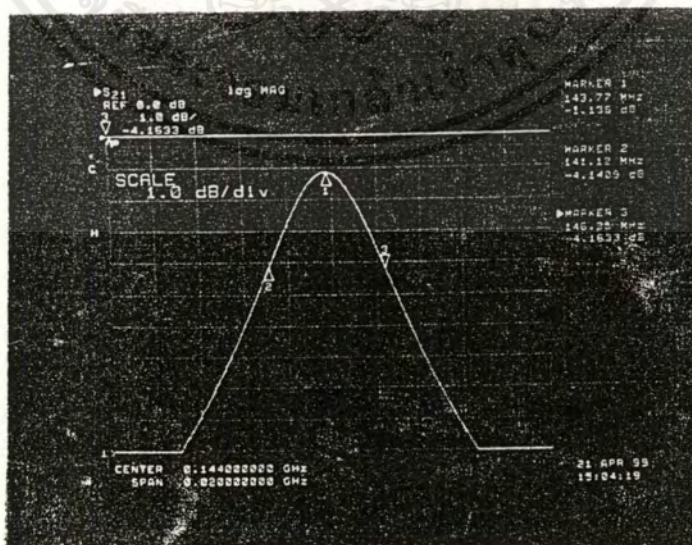


รูปที่ 4.5 แสดงค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

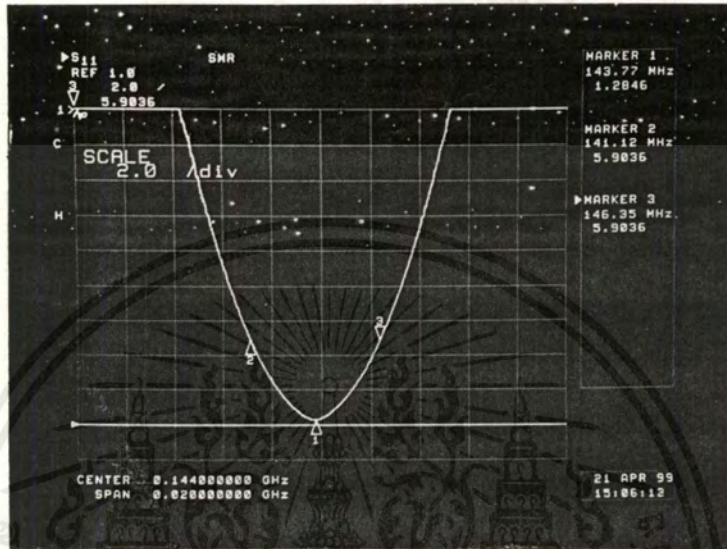


รูปที่ 4.6 แสดงค่า Return loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2

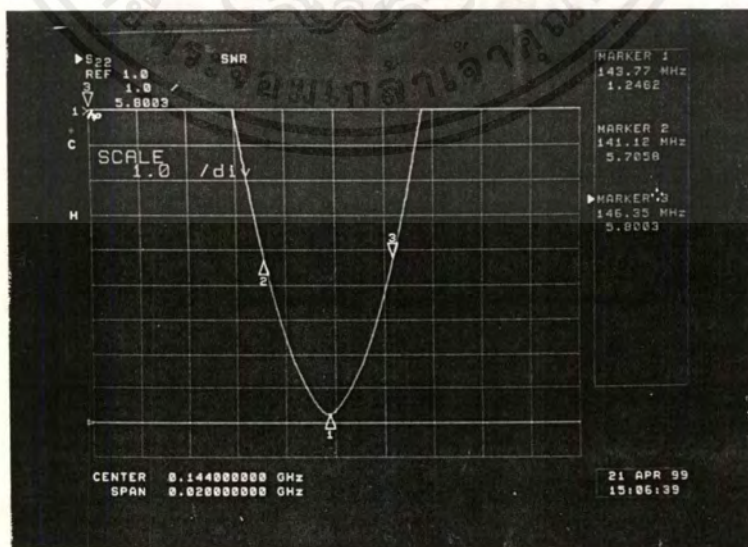


รูปที่ 4.7 แสดงค่า Insertion loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงค่า SWR ทางด้านอินพุตของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2



รูปที่ 4.9 แสดงค่า SWR ทางด้านเอาต์พุตของฟิลเตอร์รูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์อันดับ 4

โดยมีลำดับขั้นตอน ดังนี้

4.2.1 กำหนดความถี่ศูนย์กลางที่ต้องการและขนาดของซีลด์

$$f_o = 144 \text{ MHz} , S = 2.12 \text{ cm}$$

4.2.2 จากนั้นป้อนค่า f_o และ S ใน Helical-S Program จะได้ค่าต่างๆดังนี้

ค่า Q ขณะไม่มีโหลด = 600.38

ความสูงของกอลิ่งซีลด์ = 3.38 cm

เส้นผ่าศูนย์กลางของการพันขดลวด (d) = 1.40 cm

ระยะพิช = 6.28 รอบ/cm

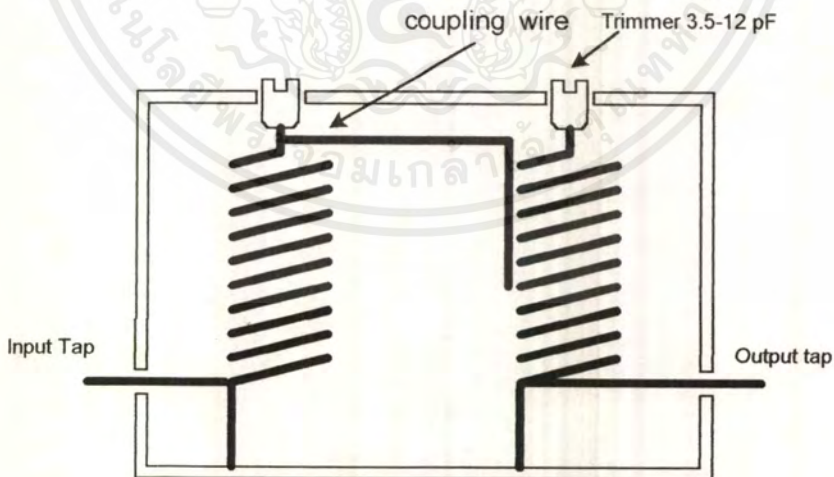
จำนวนรอบ = 13.31

Characteristic Impedance = 678.10 โอห์ม

ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด = 0.080 cm

(ใช้ลวดเบอร์ 20 AWG หรือ 21 SWG)

4.2.3 กำหนดจำนวน Section; ในที่นี้เราจะสร้าง 2 section



รูปที่ 4.10 แสดงลักษณะ โครงสร้าง Section และการคัปปลิงแบบ Wire

จากรูปที่ 4.10 แสดงถึงโครงสร้างแบบ คัปปลิงไวร์ ที่มีการต่อขดลวดลงกราวด์ซึ่งปลาย อีกด้านหนึ่งต่อเข้ากับจูนเนอร์ที่ติดกับชิปด์ และมีการคัปปลิงแบบใช้ลวดตัวนำ ซึ่งจุดการคัปปลิงจะเป็นรูปตัว L ติดไว้ใกล้กับขดลวดที่สอง โดยจะแสดงรูปผลการทดลอง ดังนี้

ผลการทดลอง

Center frequency = 144.0 MHz

แบนด์วิดท์ = 14.75 MHz

Insertion loss = - 2.9055 dB

Return loss = -4.6021 dB

อินพุต อิมพีแดนซ์ = $32.809 - j21.941 \ \Omega$

เอาต์พุต อิมพีแดนซ์ = $19.551 - j1.5713 \ \Omega$

SWR ของ อินพุต = 1.9602

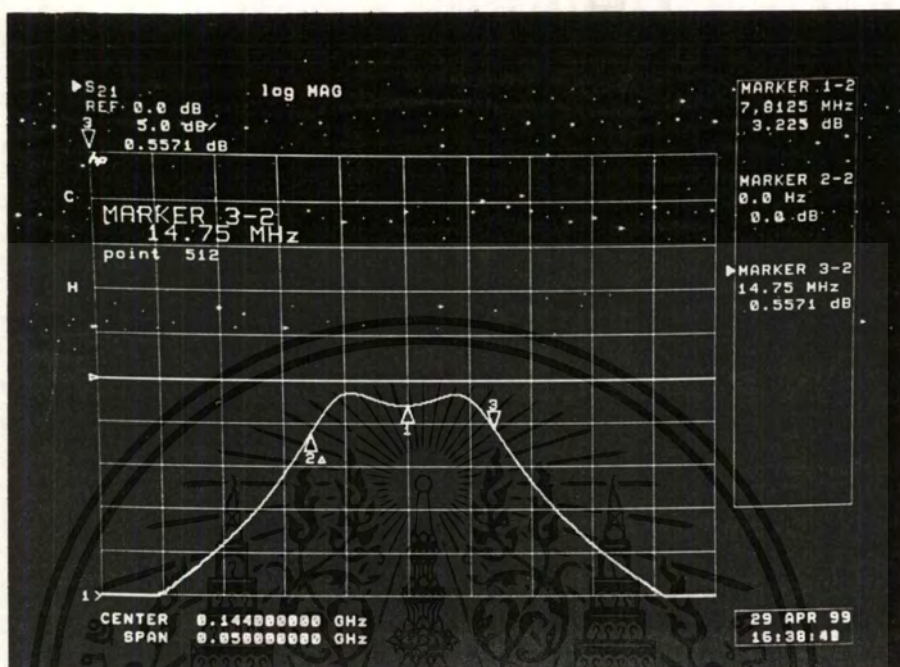
SWR ของ เอาต์พุต = 2.5604

คำนวณหาค่า Q ตอนมีโหลด

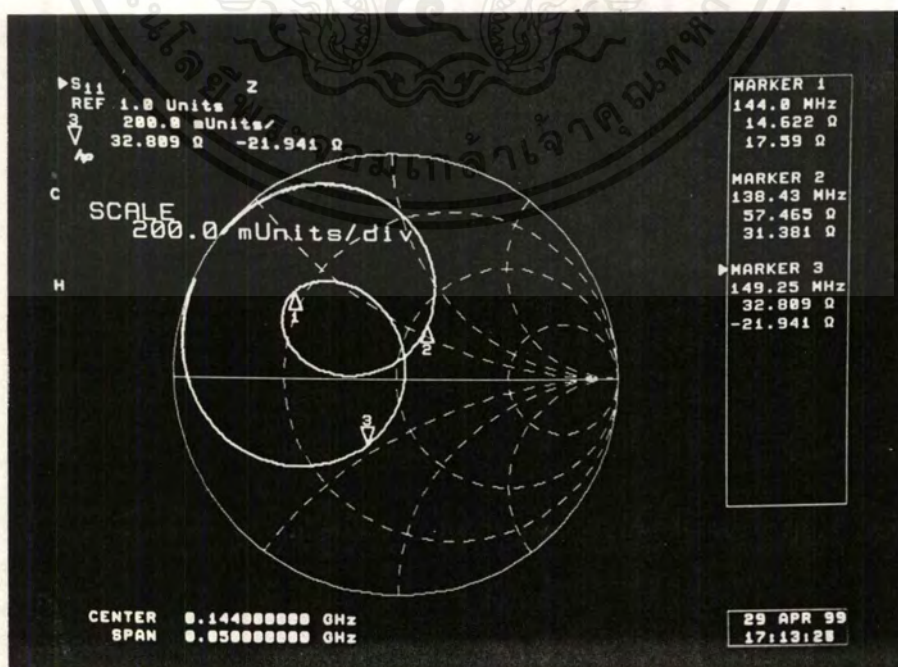
$$Q = \frac{f_0}{BW_{3dB}}$$

$$= \frac{144.0}{14.75}$$

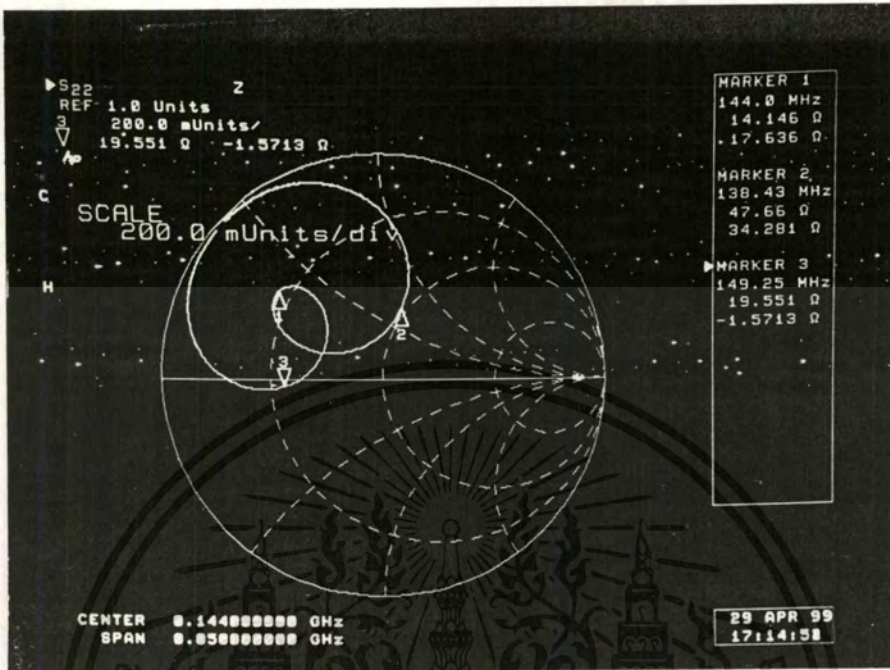
$$= 9.762$$



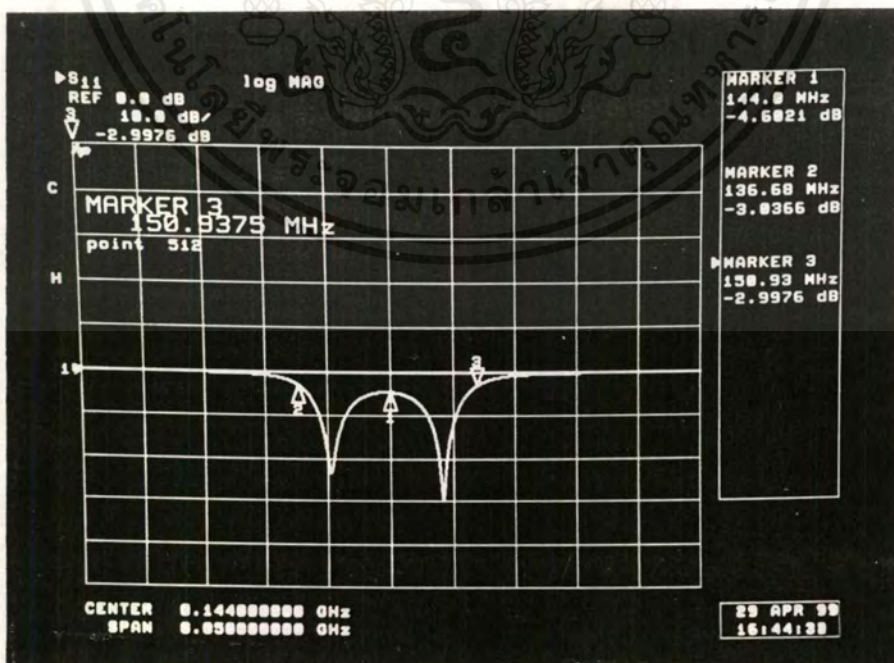
รูปที่ 4.11 แสดงค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ของฟิลเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.12 แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

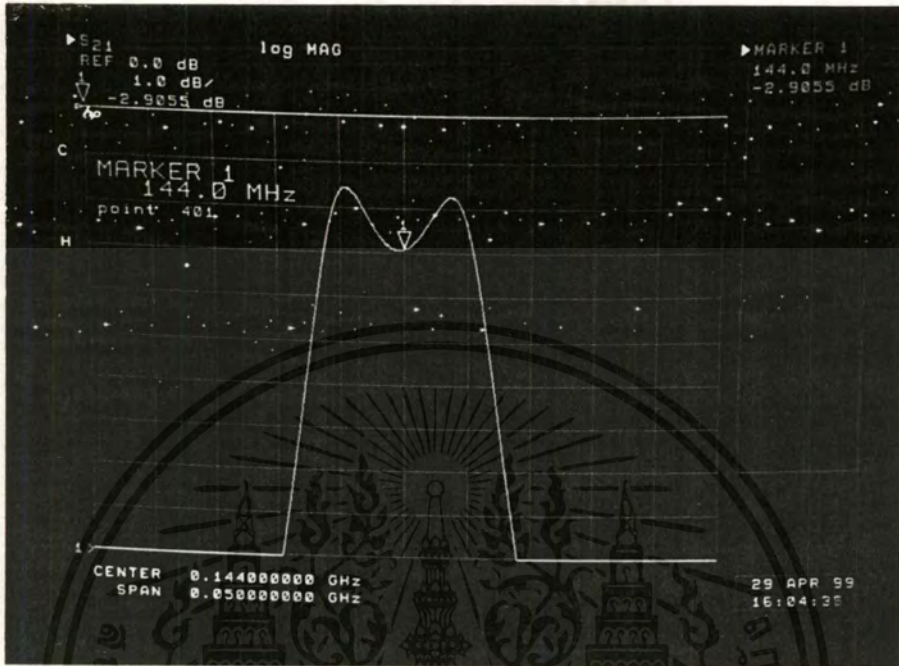


รูปที่ 4.13 แสดงค่าเอพท์พอดิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์

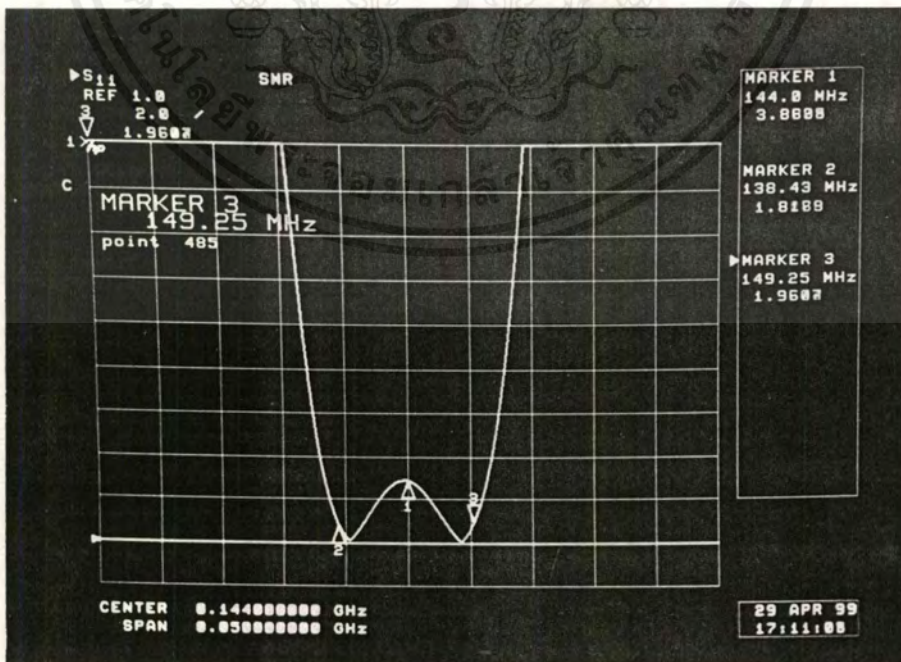


รูปที่ 4.14 แสดงค่า Return loss ของฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

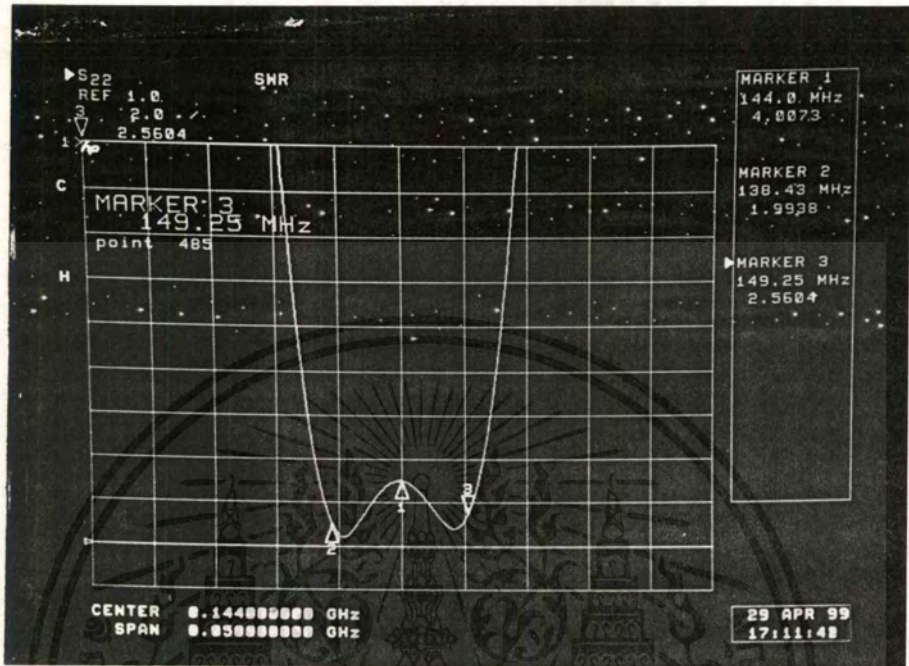


รูปที่ 4.15 แสดงค่า Insertion loss ของฟิลเตอร์



รูปที่ 4.16 แสดงค่า SWR ทางค่านอินพุตของฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 แสดงค่า SWR ทางด้านเอาต์พุตของฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์อันดับ 8

โดยมีลำดับขั้นตอนการออกแบบ ดังนี้

4.3.1 กำหนดความถี่ศูนย์กลางที่ต้องการและขนาดของซีลด์

$$f_0 = 144 \text{ MHz} \quad , \quad S = 2.8 \text{ cm}$$

4.3.2 จากนั้นป้อนค่า f_0 และ S ใน Helical-S Program จะได้ค่าต่างๆดังนี้

ค่า Q ขณะไม่มีโหลด = 792.96

ความสูงของกอล่งซีลด์ = 4.46

เส้นผ่าศูนย์กลางของการพันขดลวด (d) = 1.85 cm

ระยะพิช = 3.60 รอบ/cm

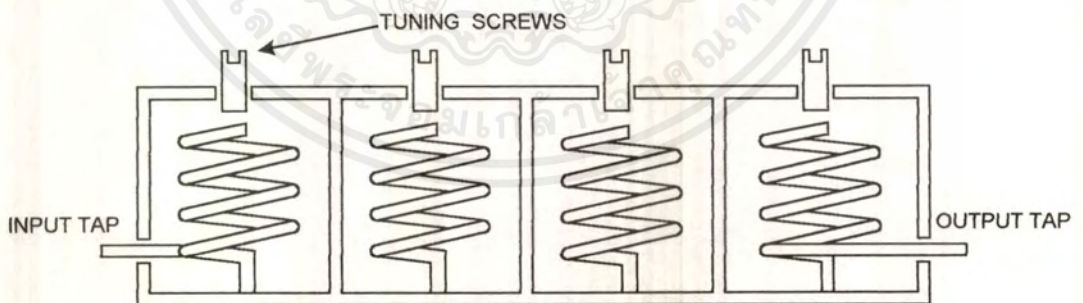
จำนวนรอบ = 10.08

Characteristic อิมพีแดนซ์ = 513.42 โอห์ม

ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด = 0.139 cm

(ใช้ลวดเบอร์ 15 AWG หรือ 18 SWG)

4.3.3 กำหนดจำนวน Section; ในตัวอย่างนี้เราจะสร้าง 4 section ดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 แสดงลักษณะ โครงสร้างแต่ละ Section และการคัปปลิ่ง

ผลการทดลอง

Center frequency 143.81 MHz

แบนด์วิดท์ = 18.625 MHz

Insertion loss = - 4.7256 dB

Return loss = -23.637 dB

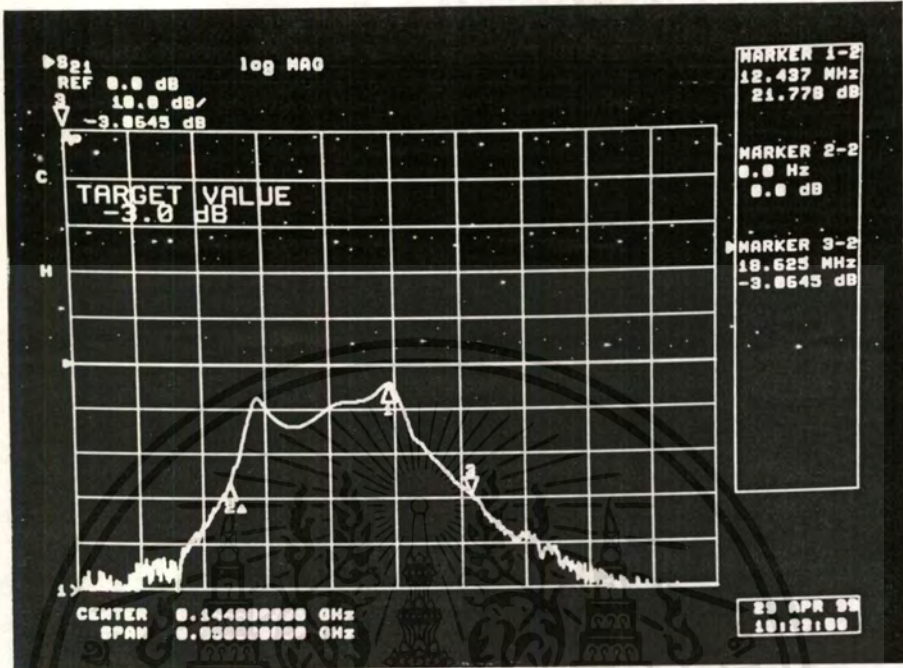
อินพุต อิมพีแดนซ์ = $19.991 + j17.229 \ \Omega$ เอาต์พุต อิมพีแดนซ์ = $38.389 + j1.0156 \ \Omega$

SWR ของ อินพุต = 1.1408

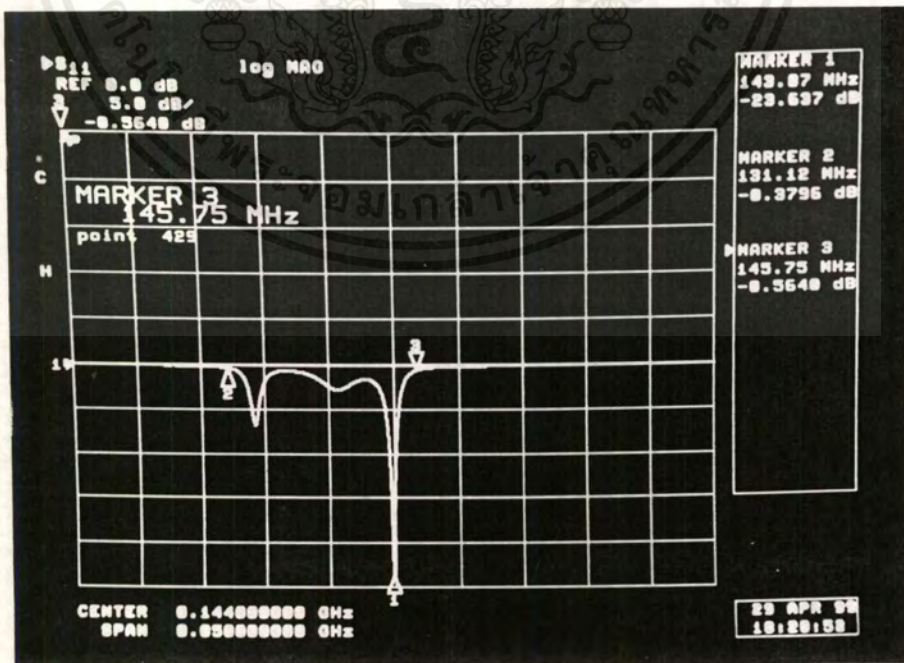
SWR ของ เอาต์พุต = 1.3038

คำนวณหาค่า Q ตอนมีโหลด

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{f_o}{BW_{3dB}} \\
 &= \frac{143.81}{18.625} \\
 &= 7.71
 \end{aligned}$$

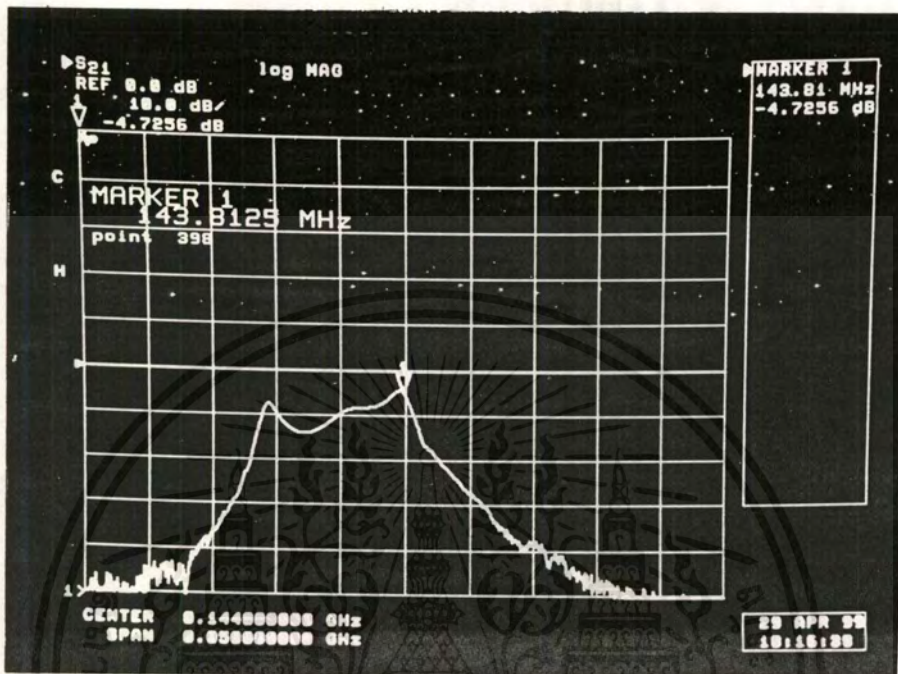


รูปที่ 4.19 แสดงค่าแบนด์วิดท์ที่ -3dB ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18

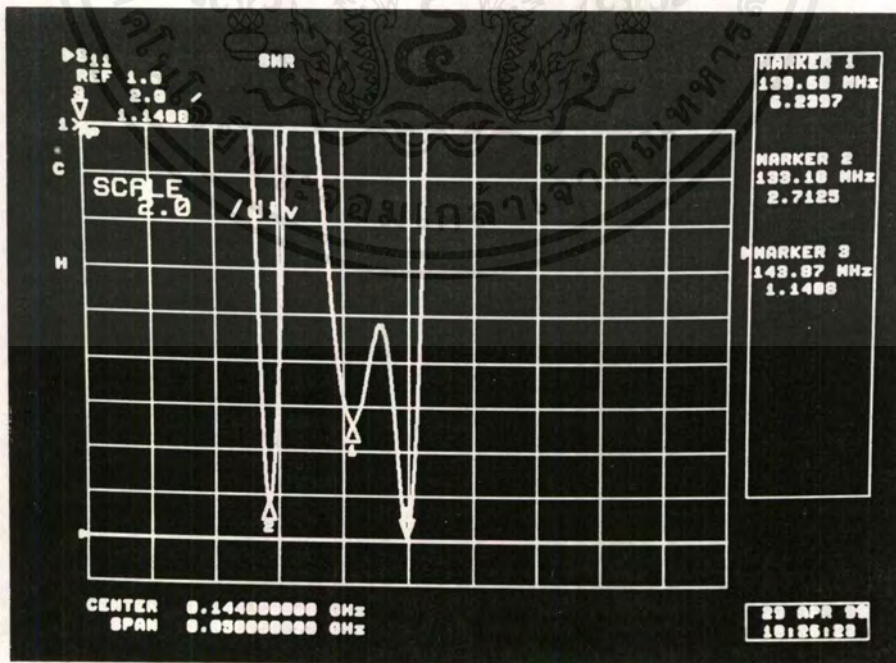


รูปที่ 4.20 แสดงค่า Return loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

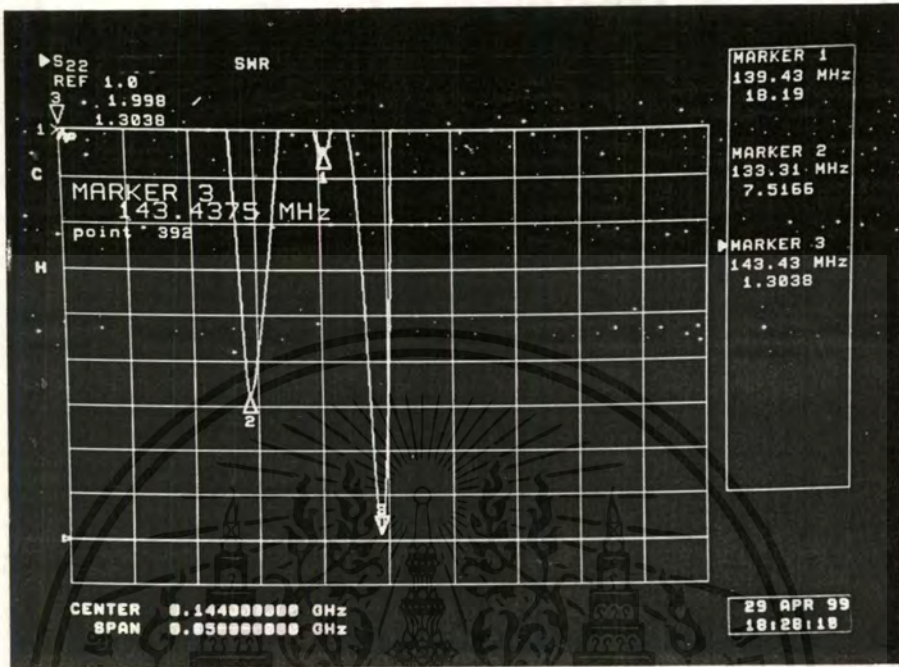


รูปที่ 4.21 แสดงค่า Insertion loss ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18

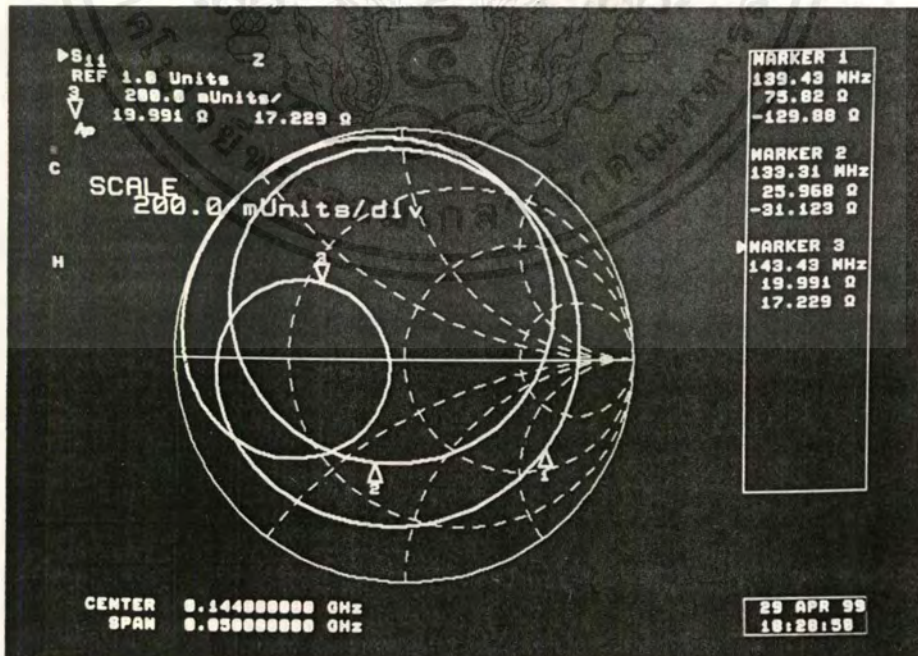


รูปที่ 4.22 แสดงค่า SWR ทางด้านอินพุตของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

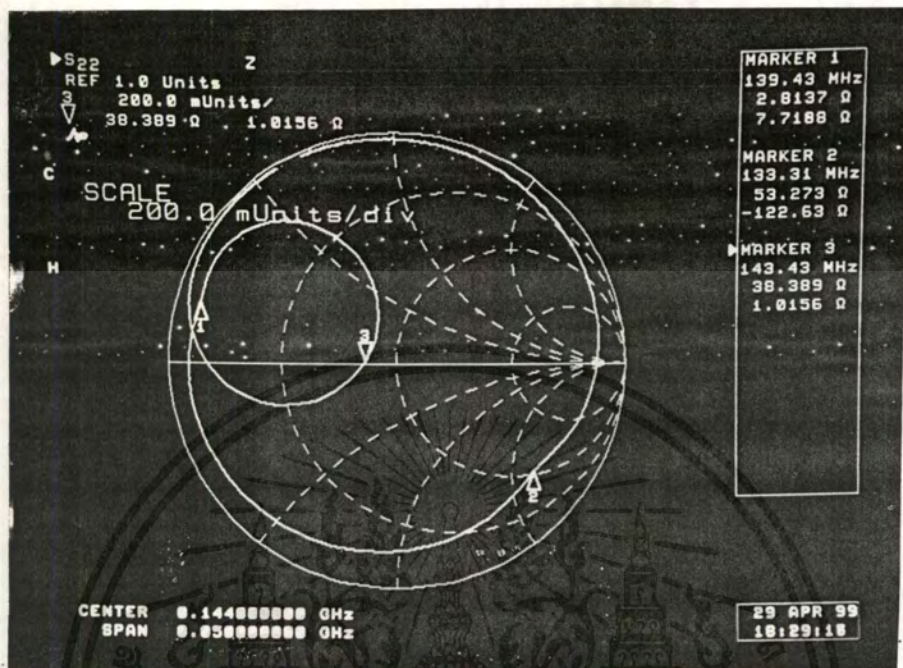


รูปที่ 4.23 แสดงค่า SWR ทางด้านเอาต์พุตของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18



รูปที่ 4.24 แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 แสดงค่าเอทพุตอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์รูปที่ 4.18

สรุปและวิจารณ์

ในโครงสร้างเฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่มีการคัปปลิงแบบคาปาซิเตอร์นี้จะใช้ลวดตัวนำ(Coupling Wire)ไว้ในการคัปปลิง วงจรจูนทั้งสองวงจร ผลที่ได้คือพาสแบนด์จะมีริบเบิล ซึ่งเกิดจากการพันขดลวดที่ไม่ขนานกับผนังของกล่องซิลด์ ซึ่งจำนวนของวงจรจูนนั้นก็จะมีผลต่อการคัปปลิงด้วย และกล่องซิลด์จะต้องปิดทุกด้านเพื่อให้ได้ค่า Q ที่ดีที่สุดและเป็นการลดการรบกวนจากภายนอกให้น้อยที่สุด

ในการสร้างเฮลิคอลลฟิลเตอร์นั้น ขนาดของกล่องและขดลวด จะมีความสัมพันธ์กับค่า Q ของมัน ซึ่งผลที่ได้นั้น passband จะมี ripple ที่มีสาเหตุมาจากการพันขดลวดนั้น ไม่ได้ขนานกับผนังของกล่องซิลด์ และการที่ตำแหน่ง อินพุต และ เอาท์พุต Tap ไม่ถูกต้องซึ่งในทางปฏิบัติอาจจะทำได้ยาก

ดังนั้นในการทดลองนี้ จะได้ค่า Q ค่อนข้างต่ำซึ่งก็อาจจะมีสาเหตุมาจากการที่ใช้วัสดุในการทำซิลด์ และการคัปปลิงที่ไม่เหมาะสม เป็นการยากในการปรับการคัปปลิง นอกจากเราจะทำให้ช่อง อเพอร์เจอร์สามารถปรับได้

จากผลการทดลองที่ได้ทดลองวัดผลตอบสนองของฟิลเตอร์นั้น จะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของเฮลิคอลลฟิลเตอร์แต่ละชนิดไม่เหมือนกันทั้งนี้จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างและวิธีการคัปปลิงซึ่งจะมีผลต่อสนามภายในของมัน ในการสร้างเฮลิคอลลฟิลเตอร์นี้ปัญหาที่สำคัญคือ การพันขดลวดให้ได้ขนาดตามต้องการซึ่งค่อนข้างจะยากและการบัดกรี ขดลวดลงในกล่องก็ทำได้ยากซึ่งอาจจะทำให้จุดต่อเห็นแปลกเคลื่อนไปบ้าง

ปัญหาอีกอย่างคือ อุปกรณ์วัดและทดสอบไม่ค่อยจะพร้อมเท่าไร ในการสร้างได้ดำเนินการอย่างเป็นขั้นตอน โดยเริ่มตั้งแต่การเก็บรวบรวมข้อมูลต่างๆแล้วทำการศึกษาและวิเคราะห์ แล้วออกแบบและเขียน โปรแกรมช่วยในการออกแบบหาขนาดของ L และกล่องซิลด์และสร้างจนเป็นที่เรียบร้อย จากนั้นก็ทำการทดลองวัดค่าและปรับปรุงแก้ไขจนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีด้วยความร่วมมือจากสมาชิกในกลุ่ม และได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษาทางด้านข้อมูลตลอดจนแนวคิดต่างๆเสมอมา

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ ดลชัย สุขเจริญผล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการที่ทำให้คำแนะนำรายละเอียดและขอบเขตของโครงการ ตลอดจนให้ความเอื้อเฟื้อเครื่องมืออุปกรณ์ และห้องปฏิบัติการในการทำโครงการครั้งนี้ด้วย

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ มนต์ชัย แหม่มชัย ที่ให้ความกรุณาเอื้อเฟื้อเครื่องมือวัด และช่วยวัดผลการทดลอง ตลอดจนให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ ที่จะลืมเสียมิได้คือ บิดา มารดา พี่น้อง และ เพื่อนๆ ทุกคนที่ทำให้กำลังใจเสมอมา จึงขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

นาย ไวยกุล ชูลี

นาย เอกทัสน์ เอกคม

เอกสารอ้างอิง

1. MacAlpine, W.W.,and R.O Schildknecht, “ Coaxial Resonators with Helical Inner Conductor, “ Proc.IRE,Vol.47,pp. 2099-2105, Dec.1959
2. Zverev,A.I.,and H.J. Blinichikoff, “ Relization of a Filter with Helical Components, “ IRE Trans. Comp.Parts.Vol.CP,pp. 99-110, Sept.1961.
3. Zverev,A.I.,Handbook of Filter Synthesis,John Wiley and Sons,New York, 1967,Ch.9,pp. 499-521
4. Dishal,M.,”Alignment and Adjustment of Synchronously Tuned Multiple-Resonant Circuit Filter, “ Elect.Commun.,pp. 154-164,June 1952
5. Cohen, M., “ Design Techniques Utilizing Helical Line Resonators, “ Microwave J.,Vol.8 ,pp. 69-73,May 1965



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BUTTERWORTH PROGRAM

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <ctype.h>
#include <math.h>
#define Try"INVALID DATA,TRY AGAIN!"
#define PI 3.141592654
instruction(void);
program(void);
void main(void)
{
char ans;
do {
clrscr();
printf("\n");
gotoxy(15,3);
textcolor(YELLOW);
printf(" ***** BUTTERWORTH BANDPASS FILTER ANALYSIS *****\n");
printf("\n");
printf("\n\n");
gotoxy(10,5);
textcolor(RED);
printf(" DO YO WANT INSTRUCTION (Y/N)?");
ans=getche();
} while (toupper(ans)!='Y'&&toupper(ans)!='N');
if (toupper(ans)=='Y')
{
printf("\n\n");
instruction();
```

```

gotoxy(20,17);
textcolor(WHITE);
printf(" ( PRESS ANY KEY ) ");
getche();
clrscr();
program();
getche();
}
else
{
printf("\n\r");
program();
getche();
}
} /*END*/

instruction(void)
{
gotoxy(15,7);
textcolor(CYAN);
printf("      THIS PROGRAM WILL CALCULATE THE MIDBAND\n");
gotoxy(15,8);
printf("      INSERTION LOSS AND ATTENUATION AT SOME\n");
gotoxy(15,9);
printf("      DESIRED FREQUENCY.\n");
printf("\n\r");
gotoxy(8,11);
textcolor(RED);
printf("      THE INPUT THAT THE PROGRAM NEEDS ARE:\n");

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

gotoxy(8,12);
textcolor(GREEN);
printf("    1).CENTER FREQUENCY IN MHz.\n");
gotoxy(8,13);
printf("    2).3 dB BANDWIDTH IN MHz.\n");
gotoxy(8,14);
printf("    3).NUMBER OF RESONANT SECTIONS (UP TO 8).\n");
gotoxy(8,15);
printf("    4).UNLOADED QUALITY FACTOR OF EACH SECTION.\n");
gotoxy(8,16);
printf("    5).FREQUENCY AT WHICH ATTENUATION IS TO BE CALCULATED.\n");
return(0);
}

program(void)
{

int N,k;
char answer;
float W,Cf,Bw,Qmin[8],Group_delay,Att,Qu,Q_loaded,I,At;
/*double x,y; */

do {
    if (toupper(answer)=='Y')
        clrscr();

    printf("\n");
    gotoxy(15,3);
    textcolor(YELLOW);

```

```

cprintf(" ***** BUTTERWORTH BANDPASS FILTER ANALYSIS *****\n");
cprintf("\n");
cprintf("\n\r");
gotoxy(10,5);
textcolor(CYAN);
cprintf("CALCULATION:");
do { /*STRAT ENTER INPUT*/

cprintf("\n\r");
gotoxy(10,7); /*18*/
textcolor(RED);
cprintf(" ENTER CENTER FREQUENCY(MHz)==>");
scanf("%f",&Cf);

do {

gotoxy(10,8);

cprintf(" ENTER BANWIDTH(MHz)==>");
scanf("%f",&Bw);

if (Bw>2*Cf||Bw<0)
{

gotoxy(40,8);
textcolor(YELLOW);
cprintf("Try");
}

}while (Bw>2*Cf||Bw<0);

```

```

do {
    gotoxy(10,9);
    textcolor(RED);
    cprintf(" ENTER NUMBER OF RESONANT SECTIONS==>");
    scanf("%d",&N);
    if (N>8||N<0)
        {
            gotoxy(53,9);
            textcolor(YELLOW);
            cprintf(Try);
        }
    } while (N>8||N<0);
do {
    gotoxy(10,10);
    textcolor(RED);
    cprintf(" ENTER UNLOADED Q ==>");
    scanf("%f",&Qu);
    if (Qu<0)
        {
            gotoxy(37,10);
            textcolor(YELLOW);
            cprintf(Try);
        }
    }while (Qu<0);
    gotoxy(10,11);
    textcolor(RED);
    cprintf(" ENTER FREQUENCY FOR WHICH ATTENUATION DESIRED

```

==>");

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
scanf("%f",&W);
```

```
Q_loaded=Cf/Bw;
```

```
float Qmin[8];
```

```
Qmin[1]=1.0;
```

```
Qmin[2]=1.4;
```

```
Qmin[3]=2.0;
```

```
Qmin[4]=2.6;
```

```
Qmin[5]=3.24;
```

```
Qmin[6]=3.86;
```

```
Qmin[7]=4.6;
```

```
Qmin[8]=5.1;
```

```
if (Qu<Q_loaded*Qmin[N])
```

```
{
```

```
  cprintf("\n\r");
```

```
  textcolor(YELLOW);
```

```
  cprintf("FILTER NONREALIZABLE,Q TOO LOW !\n");
```

```
  Il=999.99;
```

```
  At=999.99;
```

```
}
```

```
} while (Qu<Q_loaded*Qmin[N]); /*END ENTER INPUT*/
```

```
/*CALULATE INSERTION LOSS USING GROUP DELAY APPROXIMATTION*/
```

```
Group_delay=0;
```

```
for (k=1;k<=N;++k) {
```

```
  Group_delay=Group_delay+abs(cos(((2*k+N-10)/N)*PI/2)); }
```

```
  Il=8.686*((Q_loaded/Qu)+.4*pow((Q_loaded/Qu),2))*Group_delay;
```

```
  /*x = Il;*/
```

```
/*}*/
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

/*CALCULATE ATTENUATION BY USING LOW-PASS TO BANDPASS

TRANSFORMATION*/

```
double x = pow((W*W-Cf*Cf)/(Bw*W),(2*N));
```

```
At=10*log10(1.0+x);
```

```
/*y = At*/
```

```
if (At>999)
```

```
{
```

```
At=999.99;
```

```
Att=At+II;
```

```
}
```

```
if (Att>999)
```

```
Att=999.99;
```

```
Att = Att+II;
```

```
cprintf("\n\r");
```

```
gotoxy(5,14); /*24*/
```

```
textcolor(GREEN);
```

```
cprintf(" THE SOLUTION ARE:\n");
```

```
cprintf("\n\r");
```

```
gotoxy(5,16);
```

```
textcolor(CYAN);
```

```
cprintf(" -MIDBAND INSERTION LOSS =%.3f dB",II);
```

```
cprintf("\n\r");
```

```
gotoxy(5,17);
```

```
cprintf(" -ATTENUATION =%.3f dB",At);
```

```
cprintf("\n\r");
```

```
gotoxy(5,18);
```

```
cprintf(" -ATTENUATION (INCL.INS.LOSS) =%.3f dB",Att);
```

```
do {
```

```
cprintf("\n\r");
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
gotoxy(15,20);
textcolor(YELLOW);
printf(" DO YOU WANT TO CONTINUE(Y/N)?");
answer=getche();

} while (toupper(answer)!='Y'&&toupper(answer)!='N');
} while (toupper(answer)=='Y');
return(0);
}
```



HELICAL-C PROGRAM

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <ctype.h>
#include <math.h>

float G;
int Gage;
Gage_wire(void);
void main(void)
{
int j;
char ans;
float S,D,Q,F,Turns,Pitch,Zed,d,H,Er,Df;

clrscr();
gotoxy(18,5);
textcolor(YELLOW);
printf("    HELICAL_C PROGRAM\n");
printf("\n");
gotoxy(14,7);
textcolor(RED);
printf("    PROGRAM CALCULATES DIMENTIONS OF OPTIMAL\n");
gotoxy(14,8);
printf("    HELICAL RESONATOR (CIRCULAR SHIELD CROSS SECTION)\n");
printf("\n");
gotoxy(8,10);
textcolor(CYAN);
printf("    ENTER INNER DIAMETER OF SHIELD 'D' [cm]==> ");
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

scanf("%f",&D);
printf("\n");
gotoxy(8,12);
printf(" ENTER FREQUENCY IN MHz ==> ");
scanf("%f",&F);
printf("\n");
textcolor(RED);
printf("
*****
*\n");
printf("\n");
gotoxy(8,16);
textcolor(GREEN);
printf(" RESULTING PARAMETER ARE:\n");

S=D/1.2;
Q=23.6*S*sqrt(F);
Turns=4064/(F*S);
Pitch=4064/(S*S*F);
Zed=207010/(F*S);
d=.66*S;
H=1.592*S;
G=1/(2*Pitch);
Gage_wire();

do {
clrscr();
gotoxy(18,5);
textcolor(YELLOW);
printf(" HELICAL_C PROGRAM\n");
printf("\n");

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

gotoxy(14,7);
textcolor(RED);
cprintf("  PROGRAM CALCULATES DIMENTIONS OF OPTIMAL\n");
gotoxy(14,8);
cprintf("  HELICAL RESONATOR (CIRCULAR SHIELD CROSS SECTION)\n");
cprintf("\n");
gotoxy(8,10);
textcolor(CYAN);
cprintf("  INNER DIAMETER OF SHIELD 'D' [cm]==> %f",D);
cprintf("\n");
gotoxy(8,12);
cprintf("  FREQUENCY IN MHz ==> %f",F);
cprintf("\n\r");
textcolor(RED);
cprintf("
*****
*\n");
cprintf("\n");
gotoxy(8,16);
textcolor(GREEN);
cprintf("  RESULTING PARAMETER ARE:\n");
gotoxy(16,17);
textcolor(WHITE);
cprintf("    - UNLOADED Q =%.2f ",Q);

gotoxy(16,18);
cprintf("    - RESONATOR HEIGHT H =%.2f cm",H);
cprintf("\n");
gotoxy(16,19);
cprintf("    - MEAN HELIX DAL(d) =%.2f cm",d);

```

```

cprintf("\n");
gotoxy(16,20);
cprintf("      - PITCH=%0.2f turns/cm",Pitch);
cprintf("\n");
gotoxy(16,21);
cprintf("      - NUMBER OF TURNS =%0.2f ",Turns);
cprintf("\n");
if (toupper(ans)=='Y')
{
    Zed=Zed/sqrt(Er);
}
gotoxy(16,22);
cprintf("      - CHARACTERISTIC IMPEDANCE =%0.2f ohm ",Zed);
cprintf("\n");
gotoxy(16,23);
cprintf("      - WIRE DIAMETER (g) =%0.3f cm",G);
cprintf("\n");
gotoxy(16,24);
cprintf("      (CLOSEST WIRE GAGE IS =%d AWG)",Gage);

do {
cprintf("\nr");
gotoxy(16,27);
textcolor(RED);
cprintf("DO YOU WANT TO FILL THE RESONATOR WITH DIELECTRIC(Y/N)? ");
ans=getche();
} while (toupper(ans)!='Y'&&toupper(ans)!='N');

/* DIELECTRIC CALCULATION*/

if (toupper(ans)=='Y')

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

cprintf("\n\r");
gotoxy(12,29);
textcolor(YELLOW);
cprintf("    ENTER DIELECTRIC CONSTANT(Er)==> ");
scanf("%f",&Er);
gotoxy(12,30);
cprintf("    ENTER DISIPATION FACTOR(Df)==> ");
scanf("%f",&Df);
F=F/sqrt(Er);
Q=1/(1/Q+Df);
}
} while (toupper(ans)=='Y');
if (toupper(ans)=='N')

getche();

} /*END*/

    Gage_wire(void)
{
    G=10*G;
    if (G<8.252)
        Gage=1;
    if (G<6.95)
        Gage=2;
    if (G<6.18)
        Gage=3;
    if (G<5.508)
        Gage=4;
    if (G<4.905)

```

Gage=5;
if (G<4.358)
Gage=6;
if (G<3.890)
Gage=7;
if (G<3.465)
Gage=8;
if (G<3.085)
Gage=9;
if (G<2.747)
Gage=10;
if (G<2.446)
Gage=11;
if (G<2.177)
Gage=12;
if (G<1.940)
Gage=13;
if (G<1.730)
Gage=14;
if (G<1.540)
Gage=15;
if (G<1.370)
Gage=16;
if (G<1.220)
Gage=17;
if (G<1.085)
Gage=18;
if (G<.9660)
Gage=19;
if (G<.8625)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gage=20;
if (G<.7685)
Gage=21;
if (G<.6835)
Gage=22;
if (G<.6085)
Gage=23;
if (G<.5425)
Gage=24;
if (G<.4830)
Gage=25;
if (G<.4295)
Gage=26;
if (G<.3825)
Gage=27;
if (G<.3405)
Gage=28;
if (G<.3035)
Gage=29;
if (G<.2705)
Gage=30;
if (G<.2400)
Gage=31;
if (G<.2145)
Gage=32;
if (G<.1915)
Gage=33;
if (G<.1700)
Gage=34;
if (G<.1510)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Gage=35;
if(G<.1345)
    Gage=36;
if(G<.1205)
    Gage=37;
if(G<.1080)
    Gage=38;
if(G<.09545)
    Gage=39;
if(G<.08380)
    Gage=40;
G=G/10;
return(0);
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HELICAL-S PROGRAM

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <ctype.h>
#include <math.h>

float G;
int Gage;
Gage_wire(void);
void main(void)
{
char ans;
float S,Q,F,Turns,Pitch,Zed,d,H,Er,Df;

clrscr();
gotoxy(18,3);
textcolor(YELLOW);
printf("      HELICAL_S PROGRAM\n");
printf("\n");
gotoxy(14,5);
textcolor(RED);
printf("  PROGRAM CALCULATES DIMENTIONS OF OPTIMAL\n");
gotoxy(14,6);
printf("  HELICAL RESONATOR (SQUARE SHIELD CROSS SECTION)\n");
printf("\n");
gotoxy(8,8);
textcolor(CYAN);
printf("  ENTER DIMENTION OF SIDE 'S' [cm]==> ");
scanf("%f",&S);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

cprintf("\n");
gotoxy(8,10);
cprintf(" ENTER FREQUENCY IN MHz ==> ");
scanf("%f",&F);
cprintf("\n");
textcolor(RED);
cprintf("
*****
*\n");
cprintf("\n");
gotoxy(8,14);
textcolor(LIGHTRED);
cprintf(" RESULTING PARAMETER ARE:\n");

    Q=23.6*S*sqrt(F);
    Turns=4064/(F*S);
    Pitch=4064/(S*S*F);
    Zed=207010/(F*S);
    d=.66*S;
    H=1.592*S;
    G=1/(2*Pitch);
    Gage_wire();

do {
    clrscr();
    gotoxy(18,3);
    textcolor(YELLOW);
    cprintf("      HELICAL_S PROGRAM\n");
    cprintf("\n");
    gotoxy(14,5);
    textcolor(RED);

```

```

cprintf(" PROGRAM CALCULATES DIMENTIONS OF OPTIMAL\n");
gotoxy(14,6);
cprintf(" HELICAL RESONATOR (SQURE SHIELD CROSS SECTION)\n");
cprintf("\n");
gotoxy(8,8);
textcolor(CYAN);
cprintf(" DIMENTION OF SIDE 'S' [cm]==> %f",S);
cprintf("\n");
gotoxy(8,10);
cprintf(" FREQUENCY IN MHz ==> %f",F);
cprintf("\n\r");
textcolor(RED);
cprintf("
*****
*\n");
cprintf("\n");
gotoxy(8,14);
textcolor(GREEN);
cprintf(" RESULTING PARAMETER ARE:\n");
gotoxy(16,15);
textcolor(WHITE);
cprintf(" - UNLOADED Q =%.2f ",Q);

gotoxy(16,16);
cprintf(" - RESONATOR HEIGHT H =%.2f cm",H);
cprintf("\n");
gotoxy(16,17);
cprintf(" - MEAN HELIX DAI.(d) =%.2f cm",d);
cprintf("\n");
gotoxy(16,18);

```

```

cprintf("      - PITCH=%0.2f turns/cm",Pitch);
cprintf("\n");
gotoxy(16,19);
cprintf("      - NUMBER OF TURNS =%0.2f ",Turns);
cprintf("\n");
if (toupper(ans)=='Y')
{
Zed=Zed/sqrt(Er);
}
gotoxy(16,20);
cprintf("      - CHARACTERISTIC IMPEDANCE =%0.2f ohm ",Zed);
cprintf("\n");
gotoxy(16,21);
cprintf("      - WIRE DIAMETER (g) =%0.3f cm",G);
cprintf("\n");
gotoxy(16,22);
cprintf("      (CLOSEST WIRE GAGE IS =%d AWG)",Gage);

do {
cprintf("\nr");
gotoxy(16,25);
textcolor(RED);
cprintf("DO YOU WANT TO FILL THE RESONATOR WITH DIELECTRIC(Y/N)? ");
ans=getche();
} while (toupper(ans)!='Y'&&toupper(ans)!='N');

/* DIELECTRIC CALCULATION*/
if (toupper(ans)=='Y')
{
cprintf("\nr");
gotoxy(12,27);

```

```

textcolor(YELLOW);
printf("    ENTER DIELECTRIC CONSTANT(Er)==> ");
scanf("%f",&Er);
gotoxy(12,28);
printf("    ENTER DISIPATION FACTOR(Df)==> ");
scanf("%f",&Df);
F=F/sqrt(Er);
Q=1/(1/Q+Df);
}
} while (toupper(ans)=='Y');
if (toupper(ans)=='N')

getche());

} /*END*/

Gage_wire(void)
{
G=10*G;
if (G<8.252)
    Gage=1;
if (G<6.95)
    Gage=2;
if (G<6.18)
    Gage=3;
if (G<5.508)
    Gage=4;
if (G<4.905)
    Gage=5;
if (G<4.358)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gage=6;
if (G<3.890)
Gage=7;
if (G<3.465)
Gage=8;
if (G<3.085)
Gage=9;
if (G<2.747)
Gage=10;
if (G<2.446)
Gage=11;
if (G<2.177)
Gage=12;
if (G<1.940)
Gage=13;
if (G<1.730)
Gage=14;
if (G<1.540)
Gage=15;
if (G<1.370)
Gage=16;
if (G<1.220)
Gage=17;
if (G<1.085)
Gage=18;
if (G<.9660)
Gage=19;
if (G<.8625)
Gage=20;
if (G<.7685)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gage=21;
if (G<.6835)
Gage=22;
if (G<.6085)
Gage=23;
if (G<.5425)
Gage=24;
if (G<.4830)
Gage=25;
if (G<.4295)
Gage=26;
if (G<.3825)
Gage=27;
if (G<.3405)
Gage=28;
if (G<.3035)
Gage=29;
if (G<.2705)
Gage=30;
if (G<.2400)
Gage=31;
if (G<.2145)
Gage=32;
if (G<.1915)
Gage=33;
if (G<.1700)
Gage=34;
if (G<.1510)
Gage=35;
if (G<.1345)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Gage=36;
if(G<.1205)
    Gage=37;
if(G<.1080)
    Gage=38;
if(G<.09545)
    Gage=39;
if(G<.08380)
    Gage=40;
G=G/10;
return(0);
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้