สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับอัตราการขยายได้

(Active antenna)

โดย

นายณัฐพล บูรณปัทมะ B4504009

นางสาวปิรันยา เสถียรพัฒนากูล B4506294

นายไพรัตน์ ทศดี B4506478

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาวิชา 427494 โครงงานศึกษาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ประจำภาคการศึกษาที่ 3 ปีการศึกษา 2548

หลักสูตรวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม หลักสูตรปรับปรุง พ.ศ.2545

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

หัวข้อโครงงาน สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับอัตราขยาย

นักศึกษา นายณัฐพล บูรณปัทมะ รหัส B4504009

นางสาวปิรันยา เสถียรพัฒนากูล รหัส B4506294

นายไพรัตน์ ทศดี รหัส B4506478

ปริญญา วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

พ.ศ. 2548

อาจารย์ที่ปรึกษาโครงงาน ดร.ชาญชัย ทองโสภา

บทคัดย่อ

เนื่องจากปัจจุบันโทรทัศน์กลายเป็นส่วนหนึ่งของบ้านทุกบ้านไปแล้ว ซึ่งใช้เพื่อความบันเทิง และติดตามข่าวสารต่างๆ ในชีวิตประจำวัน และส่วนประกอบสำคัญของโทรทัศน์ก็คือสายอากาศ ซึ่งโทรทัศน์ทุกเครื่องจะต้องมีสายอากาศ เพื่อใช้ในการรับสัญญาณจากสถานีส่งเพื่อที่จะได้รับชมสัญญาณภาพและเสียงที่ชัดเจน ซึ่งในปัจจุบันเราก็เห็นแล้วว่าสายอากาศทุกต้น ทั้งสายอากาศยากิที่ติดตั้งไว้ภายนอกอาคารและสายอากาศไดโพลที่อยู่ภายในอาคารไม่ได้สมบูรณ์แบบ เช่นรับสัญญาณช่องหนึ่งชัดแต่ไม่สามารถรับอีกช่องหนึ่งได้ชัดหรืออาจจะรับไม่ได้เลย ซึ่งเราอาจจะต้องใช้สายอากาศมากกว่าหนึ่งต้น เพื่อที่จะให้รับสัญญาณโทรทัศน์ได้ชัดเจนทุกช่อง เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าสายอากาศถูกออกแบบมาให้ใช้ได้กับความถี่บางความถี่เท่านั้น ซึ่งถ้ามีช่องสัญญาณใหม่ๆเกิดขึ้นอย่างเช่นช่องของไอทีวีก็จะต้องมีสายอากาศของไอทีวีเพิ่ม ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองและมีความยุ่งยากเกิดขึ้น ดังนั้นจึงต้องมีการออกแบบสร้างวงจรขยายและสายอากาศ เพื่อรับสัญญาณโทรทัศน์ให้ได้ทุกช่อง และสามารถปรับความแรงของสัญญาณโทรทัศน์ที่รับได้ ในแต่ละช่องโดยใช้สายอากาศเพียงต้นเดียว

ดังนั้นสามารถทำการแก้ไขโดยใช้สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับเกณฑ์การขยายสัญญาณได้(Active Antenna)เพื่อแก้ปัญหาข้างต้น สายอากาศแอคทีฟจะติดตั้งไว้ภายในบ้านเพื่อรับสัญญาณโทรทัศน์จากแผงรับสัญญาณ เข้าสู่วงจรสายอากาศแบบแอคทีฟ ซึ่งมีซับพลายอยู่ภายในเพื่อจ่ายกระแสเข้าไปไบแอสทรานซิสเตอร์ของวงจรขยาย(Amplifier) โดยการทำงานของสายอากาศแบบแอคทีฟ จะรับสัญญาณโทรทัศน์จากแผงรับสัญญาณหรือสายอากาศ เข้าสู่อินพุตของวงจรสายอากาศแบบแอคทีฟ ผ่านกระบวนการกรองความถี่โดยฟิวเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการในย่าน LF, VHF และ UHF สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ แล้วทำการขยายสัญญาณด้วยวงจรขยาย เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีความแรงเพิ่มขึ้น และส่งสัญญาณไปยังเอาท์พุตผ่านสายนำสัญญาณ เพื่อส่งต่อไปที่เครื่องรับโทรทัศน์ ก็จะได้สัญญาณภาพและเสียงที่คมชัดมากขึ้น

ดังนั้นสายอากาศแบบแอคทีฟ เหมาะกับการใช้งานตามบ้านเรือน หรืออาคารต่างๆที่มีการรับชมโทรทัศน์ ทั้งตามชนบทและในเมืองที่มีอาคารหนาแน่น

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำโครงงานศึกษาสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับอัตราการขยายได้สามารถเสร็จสมบูรณ์ได้เนื่องด้วยความกรุณาของบุคคลหลายท่านที่คอยให้ความช่วยเหลือและคอยให้คำปรึกษา รวมทั้งข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ต่อโครงงานทางคณะผู้จัดทำใคร่ขอแสดงความขอบพระคุณผู้ที่มีส่วนเกี่ยวข้องทุกท่านซึ่งบุคคลเหล่านั้นประกอบด้วย

- อาจารย์.ดร. ชาญชัย ทองโสภา อาจารย์ที่ปรึกษาที่กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำ ข้อชี้แนะ และความช่วยเหลือในหลายสิ่งหลายอย่างจนกระทั่งลุล่วงไปได้ด้วยดี ตลอดจนให้ความรู้และข้อคิดเห็นที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อโครงการนี้
- คณาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่านที่ได้ให้ความรู้แก่คณะผู้จัดทำและได้นำความรู้นั้นมาใช้ประโยชน์ในการพัฒนาโครงงาน ให้คำแนะนำให้กำลังใจ ตลอดการศึกษาที่ผ่านมา
- คุณประพล จาระตะคุ วิศวกรประจำอาคารเครื่องมือ 3 ที่ช่วยเป็นธุระช่วยเหลือในทุกๆด้าน คุณฉัตรชัย ถาจอหอ เจ้าหน้าที่ดูแลอุปกรณ์ห้องปฏิบัติการโทรคมนาคม ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการเบิกอุปกรณ์ พี่ๆนักศึกษาปริญญาโท วิศวกรรมโทรคมนาคมทุกคนที่ให้การสนับสนุน
- พี่ เพื่อน และน้อง สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกคน ที่คอยถามไถ่ด้วยความห่วงใยว่าเมื่อไหร่จะสำเร็จการศึกษา และขอขอบคุณเป็นพิเศษ เพื่อนร่วมรุ่นวิศวกรรมโทรคมนาคม 10 ที่ลุ้นเอาใจช่วยทุกขณะและให้ความช่วยเหลือที่ดีทุกด้านตลอดจนกำลังใจที่มอบให้แก่คณะผู้จัดทำตลอดมา

สุดท้ายผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาของผู้จัดทำผู้ให้โอกาสทางการศึกษาและคอยสนับสนุนรวมทั้งกำลังใจที่คอยมอบให้ตลอดมาอย่างหาที่เปรียบมิได้

ผู้จัดทำ
นายณัฐพล บูรณปัทมะ
นางสาวปิรันยา เสถียรพัฒนากูล
นายไพรัตน์ ทศดี

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 ปัญหาและที่มาของโครงงาน 2

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน 2

1.3 ขอบข่ายของงาน 2

1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับจากโครงงาน 2

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี 3

2. การสร้างแสงและภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ 4

2.1 การเปลี่ยนภาพให้เป็นสัญญาณภาพ 4

2.2 การสร้างแสงหน้าจอโทรทัศน์ 7

2.3 การสร้างภาพของเครื่องรับโทรทัศน์ 8

2.3.1 สัญญาณภาพ (Video signal) 9

2.3.2 สัญญาณเสียง (Audio signal) 11

2.3.3 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพหรือสัญญาณซิงค์โครไนซ์ซิง (Synchronizing signal) 12

2.3.4 สัญญาณลบเส้นสะบัดกลับ (Blanking Pulse) 12

2.3.5 สัญญาณอีควอไลซิ่ง (Equalizing signal) 13

2.4 หลักการส่งสัญญาณโทรทัศน์ 14

2.4.1 การส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ 15

2.4.2 แถบความถี่ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ 18

2.5 หลักการรับสัญญาณโทรทัศน์ 23

2.6 ระบบโทรทัศน์ 24

2.6.1 ระบบมาตรฐานโทรทัศน์ 25

2.6.2 ระบบโทรทัศน์ในประเทศไทย 26

2.6.3 การกำหนดแถบความถี่วิทยุตามลักษณะการใช้งาน 26

2.7 หลักการทำงานของเครื่องรับโทรทัศน์สี 28

2.7.1 โทรทัศน์สีระบบ PAL (Phase Alternate Line) 28

2.7.2 หลักการของโทรทัศน์สี 29

2.7.3 การสร้างสัญญาณสี 30

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.7.4 หลักการส่งสัญญาณสี 33

2.7.5 สัญญาณภาพของโทรทัศน์สี 34

2.7.6 หลอดภาพโทรทัศน์สี 35

2.7.7 เครื่องรับโทรทัศน์สี 35

2.8 สายอากาศ 36

2.8.1 ภาพพจน์ของคลื่นวิทยุ 37

2.8.2 วิธีการสร้างคลื่นไฟฟ้าและทิศทางการส่งกระจายคลื่น 41

2.8.3 ลักษณะการกระจายของคลื่นวิทยุ 43

2.8.4 หลักการพื้นฐานของสายอากาศ 47

2.8.5 สายอากาศประเภทต่างๆ 57

2.8.6 ข้อกำหนดของระบบสายอากาศโทรทัศน์ (TV Antenna) 64

2.8.7 การแบ่งย่านความถี่โทรทัศน์ 64

2.8.8 คุณภาพของภาพ 65

2.8.9 ช่วงของการรับ (Reception Range) 67

2.9 บูสเตอร์ 68

2.10 ฟิลเตอร์ (Filter) 71

2.11 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) 74

2.12 IMPEDANCE MATCHING 79

2.12.1 BACKGROUND 79

2.12.2 THE L NETWORK 81

2.12.3 DEALING WITH COMPLEX LOADS 84

2.12.4 การเข้าคู่กันด้วย 3 องค์ประกอบ (Three-Element Matching) 88

2.12.5 THE SMITH CHART 93

2.12.6 สรุปการทำอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง 119

บทที่ 3 การออกแบบส่วนประกอบต่างๆของวงจรและผลที่ได้ 120

3.1 การออกแบบวงจรจรขยายสัญญาณ 120

3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ 123

3.2.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter) 125

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่สูง (High pass filter) 130

3.2.3 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band pass filter) 135

3.3 การออกแบบแมทช์ชิ่ง 146

3.3.1 การออกแบบแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน VHF 147

3.3.2 การออกแบบแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน UHF 154

3.3.3 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ 161

3.4 วงจรรวม 162

ผลการทดลองที่ได้จากระบบรวม 164

บทที่ 4 บทสรุปและข้อเสนอแนะ 167

4.1 บทสรุป 167

4.2 สิ่งที่ได้จากการศึกษาโครงการ 167

4.3 ปัญหาและอุปสรรค 167

4.4 ข้อจำกัดของโครงการ 168

4.5 ข้อเสนอแนะ 168

บรรณานุกรม

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก การ Calibrate ของเครื่อง Network Analyzer

ภาคผนวก ข การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ RF

ภาคผนวก ค ตารางของเชบาเชฟ

ภาคผนวก ง Datasheet

ประวัติผู้เขียน

สารบัญรูปภาพ

			หน้า
รูปที่	2.1	ภาพนิ่งต่อเนื่องทางจอโทรทัศน์	4
รูปที่	2.2	โครงสร้างภายในของหลอดรับภาพ	5
รูปที่	2.3	หลักการพื้นฐานในการรับภาพของหลอดรับสัญญาณภาพ	6
รูปที่	2.4	แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของแผ่นรับแสง	7
รูปที่	2.5	การตอบสนองความถี่ของการส่งโทรทัศน์ในประเทศไทย	9
รูปที่	2.6	การตอบสนองความถี่ของเครื่องรับโทรทัศน์	10
รูปที่	2.7	การผสมคลื่นทางลบ	10
รูปที่	2.8	สัญญาณภาพรวม	11
รูปที่	2.9	บล็อกไดอะแกรมภาคเสียงของโทรทัศน์	12
รูปที่	2.10	สัญญาณอีควอไลซิ่ง	13
รูปที่	2.11	สัญญาณอีควอไลซิ่งทั้งสองชุด	14
รูปที่	2.12	การส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยคลื่นวิทยุ	15
รูปที่	2.13	แสดงการรวมสัญญาณคลื่นพาหะของภาพและเสียงที่ภาครวมสัญญาณ	17
รูปที่	2.14	ผลรวมของแถบความถี่ภาพและเสียง	19
รูปที่	2.15	ผลรวมของแถบความถี่เมื่อรวมกัน	19
รูปที่	2.16	แถบความถี่ของสถานีโทรทัศน์ในประเทศไทยตามมาตรฐาน CCIR ระบบB	20
รูปที่	2.17	แถบความถี่ขอองสัญญาณสถานีโทรทัศน์ช่อง 3 และ ช่อง 4	20
รูปที่	2.18	การส่งและการรับของระบบโทรทัศน์	21
รูปที่	2.19	การผสมสัญญาณภาพ	22
รูปที่	2.20	สัญญาณภาพรวม	22
รูปที่	2.21	การผสมสัญญาณเสียงแบบ FM	23
รูปที่	2.22	บล็อกไดอะแกรมหลักการรับสัญญาณโทรทัศน์	23
รูปที่	2.23	การเกิดความผิดพลาดทางเฟส	29
รูปที่	2.24	หลักการสำคัญของโทรทัศน์สี	31
รูปที่	2.25	การแยกภาพของสิ่งที่ต้องการถ่ายโทรทัศน์ทางด้านส่งสัญญาณ	32

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

			หน้า
รูปที่	2.26	สเปคตรัมของสัญญาณโทรทัศน์สี	34
รูปที่	2.27	สัญญาณโทรทัศน์สี	34
รูปที่	2.28	การผลิตสีในหลอดภาพสี	35
รูปที่	2.29	แสดงบรรยากาศรอบๆโลกของเรา	38
รูปที่	2.30	แสดงผลของการสะท้อนเนื่องมาจากมุมวิกฤต	39
รูปที่	2.31	แสดงถึงระยะที่คลื่นตกสู่พื้นโลกหลังจากได้สะท้อนชั้นไอโอโนสเฟียแล้ว ซึ่งที่ความถี่ต่างกันจะได้ระยะทางต่างกันไป	39
รูปที่	2.32	แสดงลักษณะของคลื่นพื้นดิน	40
รูปที่	2.33	การสั่นไหวของไฟฟ้า	40
รูปที่	2.34	การเกิดกระแสสลับที่ (Displacement Current)	41
รูปที่	2.35	กระแสสลับที่เป็นสาเหตุเกิดการสั่นไหวของสนามไฟฟ้า	41
รูปที่	2.36	หลักการของสายอากาศ	42
รูปที่	2.37	ทิศทางการกระจายของคลื่นวิทยุ	43
รูปที่	2.38	วิธีการกระจายคลื่นวิทยุแบบต่างๆ	45
รูปที่	2.39	วิธีการส่งกระจายคลื่นยาวและคลื่นกลาง	46
รูปที่	2.40	การส่งกระจายคลื่นสั้น	46
รูปที่	2.41	วิธีการส่งกระจายคลื่นสั้นมากและคลื่นไมโครเวฟ	47
รูปที่	2.42	สายอากาศส่งและสายอากาศรับ	48
รูปที่	2.43	ลักษณะการเกิดสนามไฟฟ้าบนสายอากาศ	49
รูปที่	2.44	ลักษณะของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นรอบๆสายอากาศ	49
รูปที่	2.45	แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า Z ตามความยาวของสายอากาศ	52
รูปที่	2.47	แสดงหน้าคลื่นและทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น	53
รูปที่	2.48	รูปแบบการกระจายแบบ 2 ทิศ	53
รูปที่	2.49	กราฟแสดงขอบเขตการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบเฮิรทซ์	54
รูปที่	2.50	คุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศแบบมาร์โคนี	54
รูปที่	2.51	แสดงการกระจายของสนามของสายอากาศมาร์โคนี	55

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

			หน้า
รูปที่	2.52	แสดงโครงสร้างแบบต่างๆของสายส่ง	55
รูปที่	2.53	เส้นทางเดินของสัญญาณโทรทัศน์จากสายอากาศส่งไปยังสายอากาศรับซึ่งมีหลายทิศทาง	57
รูปที่	2.54	สายอากาศไดโพล	58
รูปที่	2.55	สายอากาศโฟลเดทไดโพล	58
รูปที่	2.56	แสดงส่วนประกอบของสายอากาศยากิ	59
รูปที่	2.57	แสดงอุปกรณ์รับสัญญาณของสายอากาศยากิซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วน คือ ไดเร็คเตอร์ 2 ตัว และ Driven Element อีก 1 ตัว	60
รูปที่	2.58	สายอากาศโทรทัศน์ภายในอาคาร	61
รูปที่	2.59	สายอากาศแบบที่ใช้ใกล้สถานีส่ง	63
รูปที่	2.60	สายอากาศที่ใช้ในบริเวณปริมณฑล	63
รูปที่	2.61	สายอากาศสำหรับบริเวณที่ไกลจากสถานีส่งมาก	64
รูปที่	2.62	แสดงภาพซ้อนบนจอโทรทัศน์	66
รูปที่	2.63	แสดงการเกิดสัญญาณโดยตรงกับสัญญาณมัลติพาธ	66
รูปที่	2.64	แสดงบูสเตอร์ชนิดต่างๆ	68
รูปที่	2.65	การติดตั้งบูสเตอร์	69
รูปที่	2.66	วงจรภายในบูสเตอร์	70
รูปที่	2.67	วงจรกรองความถี่ต่ำ	71
รูปที่	2.68	เส้นโค้งการตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ	71
รูปที่	2.69	วงจรสมมูลกรองความถี่สูง	72
รูปที่	2.70	เส้นโค้งการตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองผ่านความถี่สูง	72
รูปที่	2.71	วงจรสมมูลกรองผ่านความถี่เป็นช่วง	73
รูปที่	2.72	เส้นโค้งการตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองผ่านความถี่เป็นช่วง	74
รูปที่	2.73	วงจรขยายแรงดันและวงจรขยายกำลัง	74
รูปที่	2.74	วงจรขยายกำลังคลาส A	75
รูปที่	2.75	วงจรขยายกำลังคลาส A ที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสในการสร้างกระแสไบอัส	77

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

			หน้า
รูปที่	2.76	กราฟถ่ายโอนแรงดันของวงจรขยายกำลังคลาส A	77
รูปที่	2.77	รูปสัญญาณแรงดัน กระแส และกำลังของวงจรขยายกำลังคลาส A	78
รูปที่	2.78	รูป A แสดงวงจรไฟฟ, รูป B แสดงกำลังงานทางทฤษฎีของวงจร	80
รูปที่	2.79	แหล่งจ่ายทำการขับเคลื่อนคอมเพล็กคอนจูเกจไปยังวงจรสมมูล	81
รูปที่	2.80	การแปลงอิมพีแดนซ์ในวงจรแมตชิ่ง	81
รูปที่	2.81	โครงสร้างของวงจรแบบ L	82
รูปที่	2.82	วงจรที่ทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายมีความต้านทาน 100 โอห์มและความต้านทานทางฝั่งโหลด 1000 โอห์ม	82
รูปที่	2.83	อิมพีแดนซ์ที่ต่อขนานกันระหว่าง R_L และ X_C	82
รูปที่	2.84	วงจรสมมูลที่ได้จากรูปที่ 2.80	82
รูปที่	2.85	วงจรที่ได้การทำแมตชิ่ง	83
รูปที่	2.86	วงจรที่ได้จากการออกแบบจากโครงสร้างแบบ L	84
รูปที่	2.87	วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตซ์ของตัวอย่างที่ 2.1	86
รูปที่	2.88	วงจรของแหล่งจ่ายและโหลดสำหรับตัวอย่างที่ 2.2	87
รูปที่	2.89	วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตซ์ของตัวอย่างที่ 2.2	88
รูปที่	2.90	วงจรของแหล่งจ่ายและโหลดสำหรับตัวอย่างที่ 2.3	89
รูปที่	2.91	การเรโซแนนซ์ของโหลดคาปาซิแตนซ์	89
รูปที่	2.92	วงจรที่ไดหลังจากทำการแมตซ์แล้ว	90
รูปที่	2.93	วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตซ์ของตัวอย่างที่ 2.3	91
รูปที่	2.94	ส่วนประกอบที่มี 3 อิลีเมนต์เป็นโครงข่ายแบบ π	91
รูปที่	2.95	ส่วนประกอบที่มี 3 อิลีเมนต์เป็นโครงข่ายแบบ T	91
รูปที่	2.96	โครงข่ายแบบ π ที่แสดงเป็นแบบ back-to-back	92
รูปที่	2.97	รูปแสดงของ Smith Chart	95
รูปที่	2.98	โครงสร้างของ Smith Chart	96
รูปที่	2.99	รูปแสดงของ Smith Chart แบบพื้นฐาน	98
รูปที่	2.100	แสดงการพล็อตจุดตามวงกลมของค่าอิมพีแดนซ์	99

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

			หน้า
รูปที่	2.101	การพล็อตที่เป็นค่าของการอนุกรมของตัวคาปาซิเตอร์	100
รูปที่	2.102	การพล็อตที่เป็นค่าของการอนุกรมของตัวอินดักเตอร์	101
รูปที่	2.103	วงจรการตอบสนองของแอดมิดแตนซ์	103
รูปที่	2.104	การแปลงจากอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิดแตนซ์บน Smith Chart	105
รูปที่	2.105	แสดงการพล็อตจุดของแอดมิดแตนซ์ที่มีการซ้อนทับกัน	106
รูปที่	2.106	การพล็อตที่เป็นค่าการขนานของตัวคาปาซิเตอร์	107
รูปที่	2.107	การพล็อตที่เป็นค่าการขนานของตัวอินดักเตอร์	108
รูปที่	2.108	การรวมส่วนประกอบต่าง ๆ ลงบน Smith Chart	109
รูปที่	2.109	วงจรสำหรับตัวอย่างที่ 2.4	111
รูปที่	2.110	รูปวงจรที่ทำการออกแบบแล้ว	111
รูปที่	2.111	Smith Chart ที่ใช้สำหรับตัวอย่างที่ 2.4	112
รูปที่	2.112	วงจรสุดท้ายของตัวอย่างที่ 2.5	114
รูปที่	2.113	แสดงวิธีการทำสำหรับตัวอย่างที่ 2.5	115
รูปที่	2.114	เส้นแสดงค่าคงที่ของ Q	116
รูปที่	2.115	Smith Chart ที่ใช้สำหรับตัวอย่างที่ 2.6	117
รูปที่	2.116	วงจรสุดท้ายของตัวอย่างที่ 2.6	119
รูปที่	3.1	วงจรอีมิตเตอร์ร่วมโดยมีแรงดันป้อนกลับ	121
รูปที่	3.2	แสดงวงจรเพื่อคำนวณหา R_1 และ R_2	122
รูปที่	3.3	แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ต่ำ	125
รูปที่	3.4	แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการคำนวณ	126
รูปที่	3.5	ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการคำนวณ	126
รูปที่	3.6	แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบ	127
รูปที่	3.7	ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ	127
รูปที่	3.8	แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการปฏิบัติจริง	128
รูปที่	3.9	แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 250 MHz วงจรขยายย่าน VHF	128

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

			หน้า
รูปที่	3.10	แสดงลายวงจรวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบที่ความถี่ 250 MHz	129
รูปที่	3.11	ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วย Network Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริง	129
รูปที่	3.12	แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่สูง	130
รูปที่	3.13	แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการคำนวณ	131
รูปที่	3.14	ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการคำนวณ	131
รูปที่	3.15	แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบ	132
รูปที่	3.16	ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ	132
รูปที่	3.17	แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการปฏิบัติจริง	133
รูปที่	3.18	แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 500 MHz	133
รูปที่	3.19	แสดงลายวงจรวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 500 MHz	134
รูปที่	3.20	ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วย Network Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริง	134
รูปที่	3.21	แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน	135
รูปที่	3.22	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณ	136
รูปที่	3.23	ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณ	137
รูปที่	3.24	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบ	137
รูปที่	3.25	ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผานที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ	138
รูปที่	3.26	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริง	138
รูปที่	3.27	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 30-60 MHz	139
รูปที่	3.28	แสดงลายวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 30-60 MHz	139
รูปที่	3.29	ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วย Network Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริง	140

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

			หน้า
รูปที่	3.30	แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน	140
รูปที่	3.31	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณ	142
รูปที่	3.32	ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณ	142
รูปที่	3.33	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบ	143
รูปที่	3.34	ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผานที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ	143
รูปที่	3.35	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริง	144
รูปที่	3.36	แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 160-240 MHz	144
รูปที่	3.37	แสดงลายวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 160-240 MHz	145
รูปที่	3.38	ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วย Network Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริง	145
รูปที่	3.39	รูปแบบของวงจรแมทช์ชิ่ง	147
รูปที่	3.40	วงจรสมมูลของการทำแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน VHF	147
รูปที่	3.41	วงจรแสดงที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน VHF	148
รูปที่	3.42	กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน VHF	149
รูปที่	3.43	วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน VHF	150
รูปที่	3.44	กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน VHF	151
รูปที่	3.45	วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน VHF	152
รูปที่	3.46	กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน VHF	153
รูปที่	3.47	วงจรสมมูลของการทำแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน UHF	154

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

			หน้า
รูปที่	3.48	วงจรแสดงที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน UHF	155
รูปที่	3.49	กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน UHF	156
รูปที่	3.50	วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน UHF	157
รูปที่	3.51	กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน UHF	158
รูปที่	3.52	วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน UHF	159
รูปที่	3.53	กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน UHF	160
รูปที่	3.54	แสดงระบบรวมของวงจรขยายสัญญาณ (วงจรที่ใช้งานได้จริง)	162
รูปที่	3.55	แสดงระบบรวมของวงจรขยายสัญญาณ	163
รูปที่	3.56	แสดงผลการปรับอัตราขยายต่ำสุดของวงจรย่าน VHF (40-50MHz และ 160-230MHz)	164
รูปที่	3.57	แสดงผลการปรับอัตราขยายสูงสุดของวงจรย่าน VLF (40-50MHz)	164
รูปที่	3.58	แสดงผลการปรับอัตราขยายสูงสุดของวงจรย่าน VHF (160-230MHz)	165
รูปที่	3.59	แสดงผลการปรับอัตราขยายต่ำสุดของวงจรย่าน UHF (500MHz)	165
รูปที่	3.60	แสดงผลการปรับอัตราขยายสูงสุดของวงจรย่าน UHF (500 MHz)	166

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงงาน

เนื่องจากปัจจุบันโทรทัศน์กลายเป็นส่วนหนึ่งของบ้านทุกบ้านไปแล้ว ซึ่งใช้เพื่อความบันเทิง และติดตามข่าวสารต่างๆ ในชีวิตประจำวัน และส่วนประกอบสำคัญของโทรทัศน์ก็คือสายอากาศ ซึ่งโทรทัศน์ทุกเครื่องจะต้องมีสายอากาศ เพื่อใช้ในการรับสัญญาณจากสถานีส่งเพื่อที่จะได้รับชมสัญญาณภาพและเสียงที่ชัดเจน ซึ่งในปัจจุบันเราก็เห็นแล้วว่าสายอากาศทุกต้น ทั้งสายอากาศยากิที่ติดตั้งไว้ภายนอกอาคารและสายอากาศไดโพลที่อยู่ภายในอาคารไม่ได้สมบูรณ์แบบ เช่นรับสัญญาณช่องหนึ่งชัดแต่ไม่สามารถรับอีกช่องหนึ่งได้ชัดหรืออาจจะรับไม่ได้เลย ซึ่งเราอาจจะต้องใช้สายอากาศมากกว่าหนึ่งต้น เพื่อที่จะให้รับสัญญาณโทรทัศน์ได้ชัดเจนทุกช่อง เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าสายอากาศถูกออกแบบมาให้ใช้ได้กับความถี่บางความถี่เท่านั้น ซึ่งถ้ามีช่องสัญญาณใหม่ๆเกิดขึ้นอย่างเช่นช่องของไอทีวีก็จะต้องมีสายอากาศของไอทีวีเพิ่ม ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองและมีความยุ่งยากเกิดขึ้น ดังนั้นจึงต้องมีการออกแบบสร้างวงจรขยายและสายอากาศ เพื่อรับสัญญาณโทรทัศน์ให้ได้ทุกช่อง และสามารถปรับความแรงของสัญญาณโทรทัศน์ที่รับได้ ในแต่ละช่องโดยใช้สายอากาศเพียงต้นเดียว

ดังนั้นสามารถทำการแก้ไขโดยใช้สายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับเกณฑ์การขยายสัญญาณได้(Active Antenna)เพื่อแก้ปัญหาข้างต้น สายอากาศแอคทีฟจะติดตั้งไว้ภายในบ้านเพื่อรับสัญญาณโทรทัศน์จากแผงรับสัญญาณ เข้าสู่วงจรสายอากาศแบบแอคทีฟ ซึ่งมีซับพลายอยู่ภายในเพื่อจ่ายกระแสเข้าไปไบแอสทรานซิสเตอร์ของวงจรขยาย(Amplifier) โดยการทำงานของสายอากาศแบบแอคทีฟ จะรับสัญญาณโทรทัศน์จากแผงรับสัญญาณหรือสายอากาศ เข้าสู่อินพุตของวงจรสายอากาศแบบแอคทีฟ ผ่านกระบวนการกรองความถี่โดยฟิวเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการในย่าน LF, VHF และ UHF สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ แล้วทำการขยายสัญญาณด้วยวงจรขยาย เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีความแรงเพิ่มขึ้น และส่งสัญญาณไปยังเอาท์พุตผ่านสายนำสัญญาณ เพื่อส่งต่อไปที่เครื่องรับโทรทัศน์ ก็จะได้สัญญาณภาพและเสียงที่คมชัดมากขึ้น
ดังนั้นสายอากาศแบบแอคทีฟ เหมาะกับการใช้งานตามบ้านเรือน หรืออาคารต่างๆที่มีการรับชมโทรทัศน์ ทั้งตามชนบทและในเมืองที่มีอาคารหนาแน่น

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน

1.2.1 เพื่อศึกษาช่วงความถี่ที่ใช้ในการรับสัญญาณภาพและเสียงของโทรทัศน์

1.2.2 เพื่อศึกษาหลักการขยายของสัญญาณที่รับได้

1.2.3 เพื่อศึกษาการทำงานของสายอากาศแบบแอคทีฟ

1.2.4 เพื่อศึกษาและนำความรู้ทางด้าน RF Circuit และอิเลคทรอนิกส์ มาประยุกต์ใช้งานจริง

1.2.5 เพื่อให้รู้จักวิธีการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์สำหรับวงจร RF

1.2.6 เพื่อเรียนรู้วิธีการใช้เครื่องมือวัดประเภทต่างๆ ตามความเหมาะสม

1.2.7 เพื่อเรียนรู้หลักการทำงานโดยรวมของสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับเกณฑ์การขยายสัญญาณได้

1.2.8 เพื่อวิเคราะห์หาจุดบกพร่องของวงจร และปรับปรุงแก้ไขต่อไป

1.3 ขอบข่ายของงาน

1.3.1 วิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรต่าง ๆ ภายในสายอากาศแบบแอคทีฟ

1.3.2 ออกแบบและคำนวณองค์ประกอบส่วนต่างๆของวงจรโดยใช้การคำนวณทางทฤษฎี และใช้ โปรแกรมคำนวณ (Microwave Office)

1.3.3 ลงมือปฏิบัติชิ้นงานขององค์ประกอบต่างๆตามที่ได้คำนวณไว้

1.3.4 ทดสอบชิ้นงานเพื่อให้ได้ผลตามที่ได้ออกแบบไว้ในแต่ละส่วน

1.3.5 นำองค์ประกอบต่างๆในแต่ละส่วนที่ผ่านการทดสอบแล้วมาประกอบให้เป็นระบบและทำการทดสอบอีกครั้งเพื่อแก้ไขข้อบกพร่อง

1.3.6 ทดลองนำวงจรที่ผ่านการทดสอบแล้วไปใช้งานจริง

1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 ได้เรียนรู้การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์สำหรับวงจร RF อย่างถูกต้องและเหมาะสม

1.4.2 ได้เรียนรู้หลักการทำงานของวงจรขยายสัญญาณ

1.4.3 ได้เรียนรู้หลักการทำงานของวงจรกรองความถี่

1.4.4 ได้เรียนรู้การใช้เครื่องมือวัด และวิธีการวัดสัญญาณ

1.4.5 ได้เรียนรู้และฝึกปฏิบัติการใช้อุปกรณ์อิเลคทรอนิกส์ต่างๆ เพื่อมาประกอบขึ้นเป็นวงจรรวม

1.4.6 ได้เรียนรู้ผลการใช้งานจริง และวิธีการแก้ปัญหา

บทที่ 3

การออกแบบส่วนประกอบต่างๆของวงจรและผลที่ได้

ส่วนประกอบที่สำคัญของสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับอัตราขยายมีดังนี้

3.1 วงจรจรขยายสัญญาณมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

1. ทำการเลือกช่วงความถี่ที่เราต้องการจะขยายสัญญาณในที่นี้เราเลือกช่วงความถี่

2. ทำการเลือกทรานซิสเตอร์โดยเราจะดูจากสเปคของมันว่ามีโครงสร้างทางไฟฟ้าเป็นอย่างไรบ้าง เช่น

- ค่าความถี่สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์สามารถที่จะขยายสัญญาณได้โดยเราจะต้องเลือกค่าความถี่สูงสุดให้มีค่ามากกว่าความถี่ใช้งาน 2 เท่าขึ้นไป

- ค่าเบต้าไฟฟ้ากระแสตรง (β, h_{fe}) เบต้าเป็นอัตราส่วนของ $\frac{I_C}{I_B}$ เนื่องจากทรานซิสเตอร์ส่วนมากสัญญาณอินพุตจะจ่ายให้ขั้วเบสและเอาท์พุตจะออกจากขั้วคอลเล็กเตอร์ ซึ่ง β จะเป็นสัญลักษณ์แทนอัตราขยายกระแสตรงของทรานซิสเตอร์

- ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งเป็นกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์ทนได้โดยไม่ทำให้เกิดความร้อน ซึ่งในการใช้งานจริงกระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดนี้จะขึ้นอยู่กับกระแสเบสสูงสุด

- ค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งโดยส่วนใหญ่ทรานซิสเตอร์จะระบุค่าแรงดันสูงสุดที่ระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบส ซึ่งเป็นแรงดันไบอัสกลับ (V_{CB}) สูงสุดที่ไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย

จากนั้นเมื่อเราเลือกทรานซิสเตอร์ได้แล้วในที่นี้เราจะเลือกทรานซิสเตอร์เบอร์2sc3355 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์สำหรับ Low noise Amp. ต่อไปเราจะมาดูที่ Data sheet ของทรานซิสเตอร์เบอร์นั้นๆโดยดาต้าชีสจะระบุค่าต่างๆมาดังนี้

- noise figure ≈ 1.1 dB
- Dc current gain (β, h_{fe}) ≈ 120

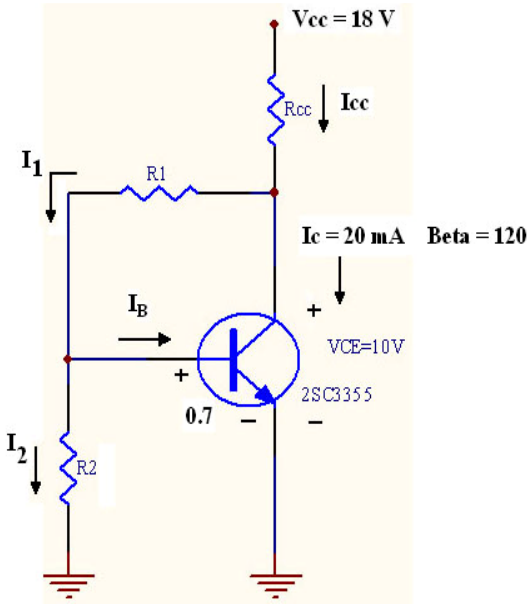
และค่าสำคัญที่ต้องคำนึงถึงเสมอเวลาออกแบบไฟไบอัสให้ทรานซิสเตอร์คือค่า Maximum ที่ทรานซิสเตอร์ทำงานได้โดยไม่เกิดความเสียหาย โดยทรานซิสเตอร์เบอร์นี้กำหนดค่า Maximum มาให้ดังนี้

- แรงดันระหว่างขั้วคอลเล็กเตอร์กับเบส (V_{CB}) 20 V
- แรงดันระหว่างขั้วคอลเล็กเตอร์กับอีมิตเตอร์(V_{CE}) 12 V
- แรงดันระหว่างขั้วอีมิตเตอร์กับเบส 3 V
- กระแส I_C 100 mA
- อุณหภูมิระหว่างรอยต่อ 150 °C
- ความร้อนสะสม -65 ถึง 150 °C

ซึ่งในการออกแบบวงจรสำหรับไบอัสทรานซิสเตอร์ส่วนใหญ่จะพิจารณาค่าแรงดันระหว่างขั้วคอลเล็กเตอร์กับเบส(ซึ่งเป็นแรงดันไบอัสกลับ) และแรงดันระหว่างขั้วคอลเล็กเตอร์กับอีมิตเตอร์ (ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าสูงสุดในการสวิงของสัญญาณเอาท์พุตในทิศทางบวก) ซึ่งในการออกแบบเราจะไม่ใช้ค่าสูงสุดมาทำการออกแบบเพราะว่าในการใช้งานจริงนั้นสัญญาณเอาท์พุตอาจจะมีการสวิงเกินแรงดัน V_{CE} Maximum และที่สำคัญเราจะต้องคำนึงถึงกระแส I_C ซึ่งเป็นกระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์ทนได้โดยไม่ทำให้เกิดความร้อนจนทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย โดยในการใช้งานทรานซิสเตอร์ควรหลีกเลี่ยงค่า Maximum หรือสภาพอิ่มตัวของ ทรานซิสเตอร์ เพราะว่าจะทำให้สัญญาณเอาท์พุตที่ได้รับการขยายมักมีค่าผิดเพี้ยนไป

3. ทำการคำนวณไฟไบอัสโดยขั้นตอนที่ผ่านมาเมื่อเราเลือกทรานซิสเตอร์ได้แล้ว ต่อไปเราก็ต้องเลือกว่าจะใช้วงจรแบบไหนซึ่งในหัวข้อนี้เราเลือกเป็นวงจรอีมิตเตอร์ร่วมโดยมีแรงดันป้อนกลับ จากนั้นเราก็ต้องเลือก V_{CC} ที่เหมาะสมเพื่อจ่ายให้กับวงจร ซึ่งเราสามารถที่จะกำหนด V_{CC} อย่างคร่าวก่อนได้โดยดูจาก V_{CE}

ในที่นี้เราเลือก V_{CE} = 10 V (จะเห็นว่าไม่เกินค่า V_{CE} Maximum = 12 V ที่กำหนดมาในดาต้าชีส) I_C = 20 mV, ขาอีมิตเตอร์จะต่อลงกราวด์



รูปที่ 3.1วงจรอีมิตเตอร์ร่วมโดยมีแรงดันป้อนกลับ

เมื่อเราทราบค่า I_C และ V_{CE} และ β แล้วเราจะสามารถประมาณค่า I_{CC} ได้

เพราะว่า $I_{CC} = I_C + I_1$

ซึ่ง $I_1 = I_B + I_2$ _____ (1)

ดังนั้น I_1 ก็จะมีค่าน้อยกว่า I_C มาก ทำให้ $I_{CC} \approx I_C$ หรืออาจมากกว่าเล็กน้อย

ดังนั้นเรากำหนดให้ $V_{CC} = 18$ V แล้ว

และรู้ว่า $V_C = V_{CE} = 10$ V

ฉะนั้นแรงดันที่ตกคร่อม R_{CC} จะต้องไม่เกิน 8 V

เมื่อเราใช้ค่า I_{CC} โดยประมาณซึ่งประมาณให้เท่ากับ I_C และเราจะเห็นว่าในความเป็นจริงแล้ว I_{CC} จะต้องมากกว่า I_C

ดังนั้นค่าความต้านทาน R_{CC} ที่เราจะใช้จริงจะต้องปรับให้ต่ำลงกว่าที่คำนวณได้แต่ให้ใกล้เคียงและหาซื้อได้ตามท้องตลาด

จาก KCL;

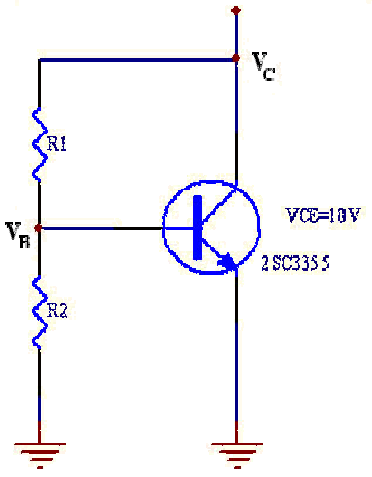
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{9.5}{0.7} = 13.57 \quad \text{_____(2)}$$

$$= \frac{18 - 10 \text{ V}}{20 \text{ mA}}$$

ได้ $R_{CC} = 400\ \Omega$

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเราต้องการเผื่อแรงดันที่ตกคร่อม R_{CC} ให้มีค่าน้อยกว่า 8 V เราจะต้องลดค่า R_{CC} ลงเล็กน้อย ซึ่งสรุปแล้วว่าในวงจรจริงเราจะใช้ค่า R_{CC} เท่ากับ 390 Ω เนื่องจากมีขายตามท้องตลาดและทำให้แรงดันตกคร่อม RCC ใกล้เคียง 8 V มากที่สุด

เมื่อเราได้ V_C แล้วก็สามารถที่จะคำนวณค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ได้ง่ายดังนี้



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเพื่อคำนวณหา R_1 และ R_2

จากการเลือกค่า $R_C = 390\ \Omega$ แล้ว จะได้แรงดันที่ตกคร่อม RCC ≈ 7.8 V

ก็จะได้ $V_C \approx 10.2$ V

จาก KVL; จะได้ $V_B = 0.7$ V

หาค่า R_1 และ R_2

จากทฤษฎีเรารู้ว่า R_1 จะต้องมีค่ามาก

จากกฎการแบ่งแรงดัน

$$V_B = \frac{V_C R_2}{R_1 + R_2}$$

$$0.7 = \frac{10.2R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{9.5}{0.7} = 13.57$$

จะเห็นว่าค่าของ R_1 จะต้องมีค่ามากกว่า $R_2 \approx 13$ เท่า

เราจะกำหนดให้ $R_1 = 10\ k\Omega$

จาก KVL; จะได้

$$R_2 = \frac{0.7}{0.78}$$

$$I_1 = 0.95\ mA$$

จาก (1) จะได้

$$I_2 = I_1 - I_B$$

$$= 0.95\ mA - 0.167\ mA$$

$$= 0.78\ mA$$

จะได้ R_2 จาก

$$R_2 = \frac{0.7}{0.78}$$

$$R_2 = 897\ \Omega$$

แต่เราจะเลือก $R_2 = 820\ \Omega$ เพราะว่าเป็นค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่เราคำนวณได้มากที่สุดและเป็นค่าที่สามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาด

4. นำค่าที่ได้จากการคำนวณคือ $R_{CC} = 400\ \Omega$, $R_1 = 10\ k\Omega$ และ $R_2 = 820\ \Omega$ ไปใช้ในวงจรไฟไบอัสจริง

3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่เป็นส่วนประกอบอีกอย่างหนึ่งที่มีความสำคัญที่เราใช้เพื่อกรองความถี่ก่อนที่จะทำการขยายสัญญาณ เพื่อให้ได้เฉพาะความถี่ที่เราต้องการซึ่งวงจรที่เราใช้ในที่นี้สามารถแบ่งเป็น 3 ประเภท คือ

1. วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter)

2. วงจรกรองเฉพาะย่านความถี่ต้องการ (Band pass filter)

3. วงจรกรองความถี่สูง (High pass filter)

โครงงานนี้แบ่งการออกแบบวงจรกรองความถี่ออกเป็น 2 ส่วน คือ

1. การออกแบบโดยการคำนวณซึ่งมีหลายวิธีให้เราสามารถเลือกใช้เช่น

- วิธี Chebyshev
- วิธี Butterworth
- วิธี Bessel

2. การออกแบบโดยการโปรแกรม Microwave office

ในโครงงานนี้เราจะเลือกใช้วิธี Chebyshev เนื่องจากการใช้วิธีนี้สามารถที่จะกำหนด ripple หรือการแกว่งของแอมพลิจูดได้ โดยเราจะเลือกใช้ค่า ripple 0.1 dB เพื่อให้สันของสัญญาณราบเรียบมากที่สุด ซึ่งวิธีการคำนวณด้วยวิธี Chebyshev นั้นเราก็จะใช้เพียงเพื่อการหาค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุอย่างคร่าวๆ จากนั้นเราก็จะใช้โปรแกรม Microwave office ช่วยในการ simulate เพราะจะช่วยให้การออกแบบนั้นเป็นไปได้ง่ายขึ้น จากนั้นเราจะนำค่าที่เราคำนวณได้มาลอง simulate เพื่อดูกราฟการตอบสนองจากนั้นก็ค่อยๆปรับแก้ค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุเพื่อให้ได้ผลการตอบสนองใกล้เคียงกับทฤษฎีมากที่สุด

- **หมายเหตุ** ในการออกแบบเราต้องใช้ตาราง ripple ของ Chebyshev ซึ่งในตารางจะประกอบด้วยจำนวน ออเดอร์ (n) กันค่าของตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุที่ออเดอร์ต่างๆโดยในวงจรวงจรกรองเฉพาะย่านความถี่ต้องการ เราจะใช้ 3 ออเดอร์ ส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูง เราจะใช้ 5 ออเดอร์ ที่เราใช้ 3 กับ 5 ออเดอร์นั้นเนื่องจากที่จำนวนออเดอร์สูงๆมีผลทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณลงถึงแม้ว่าสัญญาณจะมีการแกว่งน้อยก็ตาม **(ตารางอยู่ในภาคผนวก ค)**

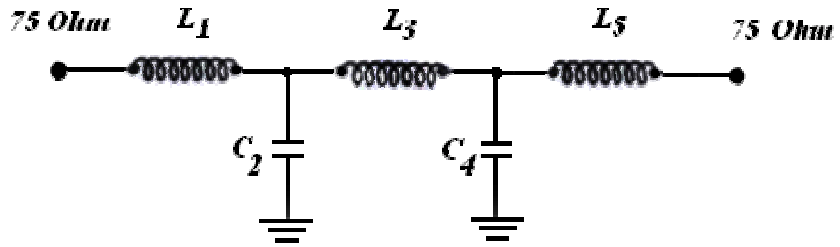
ซึ่งในการออกแบบเพื่อที่จะนำไปสู่การสร้างวงจรจริงเราจะมีด้วยกัน 3 วิธี คือ

1. ใช้โปรแกรม Microwave Office ช่วยในการออกแบบ คือเราจะใช้เพื่อเป็นการประมาณค่าอย่างคร่าวๆ และดูแนวโน้มของความเป็นไปได้ โดยเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎี
2. ใช้การคำนวณตามทฤษฎีช่วยในการออกแบบ คือเราก็ใช้เป็นการประมาณค่าแบบคร่าวๆเช่นกัน โดยอ้างอิงจากทฤษฎีแล้วเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการออกแบบโดยการใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ
3. ใช้การลงวงจรจริง คือการนำค่าที่ได้จากทั้งสองวิธีมาปฏิบัติจริงเพื่อให้ได้ผลที่เป็นตามทฤษฎี โดยมีการปรับเปลี่ยนค่าที่ได้จากการใช้โปรแกรมและจากการคำนวณตามทฤษฎีเพื่อให้ได้ผลตามที่เราต้องการ

3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter)

การออกแบบโดยการคำนวณ

1. ทำการเลือกความถี่ที่จะใช้ในที่นี้เราเลือกที่ความถี่ f_C= 250 MHz
2. เรากำหนดให้ R_S และ R_L เท่ากับ 75Ω ดังนั้น $\frac{R_S}{R_L} = 1$, ripple 0.1 dB, n = 5
3. นำค่าที่กำหนดในข้อ 2. ไปเปิดตารางจะได้วงจรสมมูลและค่าต่างๆจากการเปิดตาราง ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ต่ำ

จากตารางได้ L1 = 1.301 C2 = 1.556

L3 = 2.241 C4 = 1.556

L5 = 1.301

4. นำค่าที่ได้จากการเปิดตารางมาทำการคำนวณหาค่าต่างๆในวงจร โดยใช้สูตร

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R_L} \qquad L = \frac{R_L L_n}{2\pi f_c}$$

ค่าที่ได้จากการคำนวณ

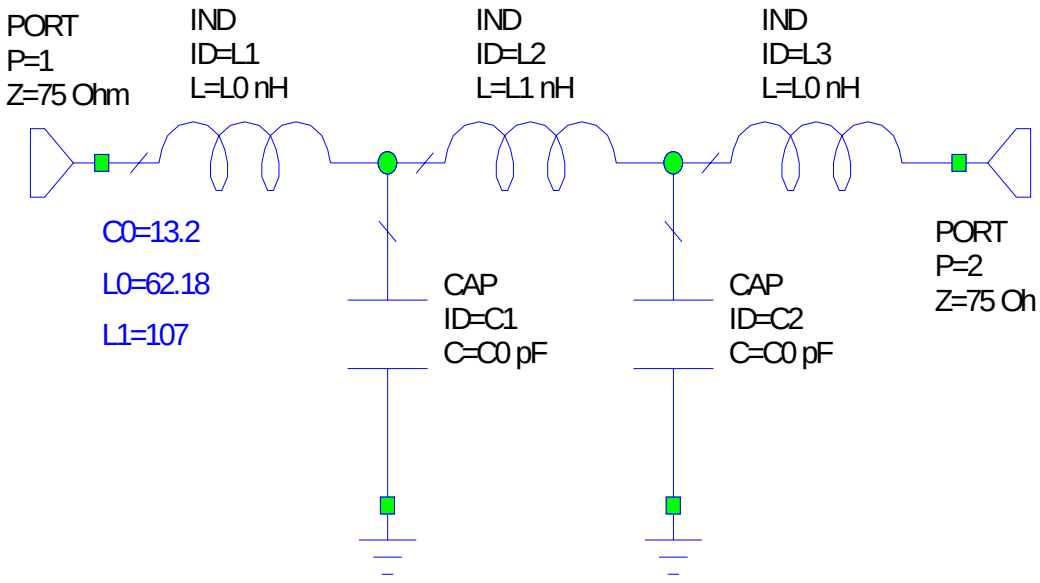
$$L_1 = \frac{(75)(1.301)}{2\pi(250\times10^6)} = 62.18 \text{ nH}$$

$$L_3 = \frac{(75)(2.241)}{2\pi(250\times10^6)} = 106.99 \text{ nH}$$

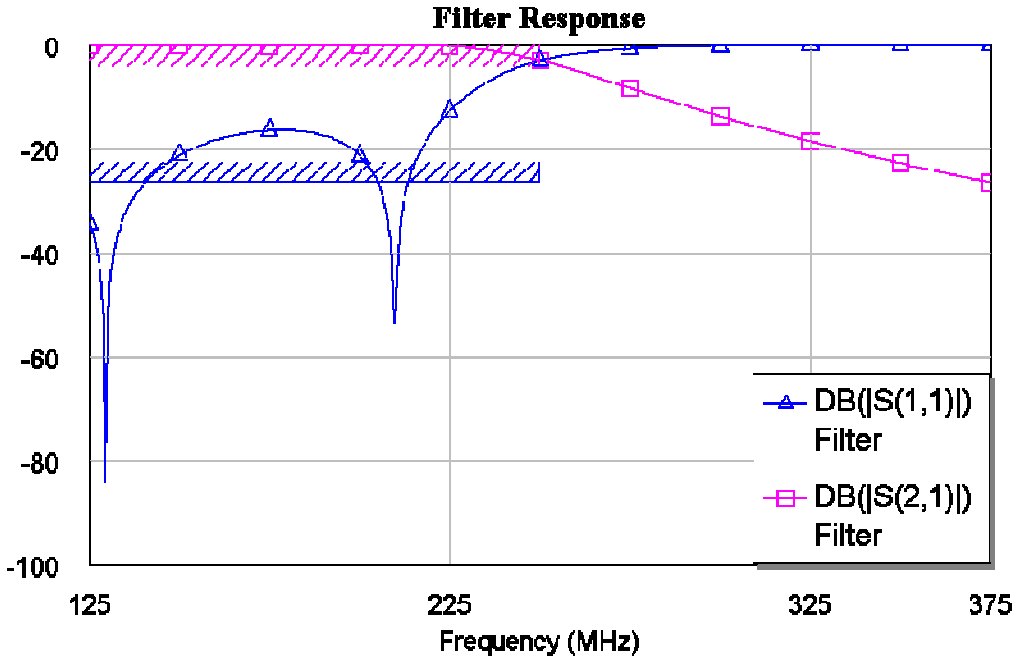
$$L_5 = \frac{(75)(1.301)}{2\pi(250\times10^6)} = 62.18 \text{ nH}$$

$$C_2 = \frac{(1.556)}{2\pi(250\times10^6)(75)} = 13.2 \text{ pF}$$

$$C_4 = \frac{(1.556)}{2\pi(250\times10^6)(75)} = 13.2 \text{ pF}$$

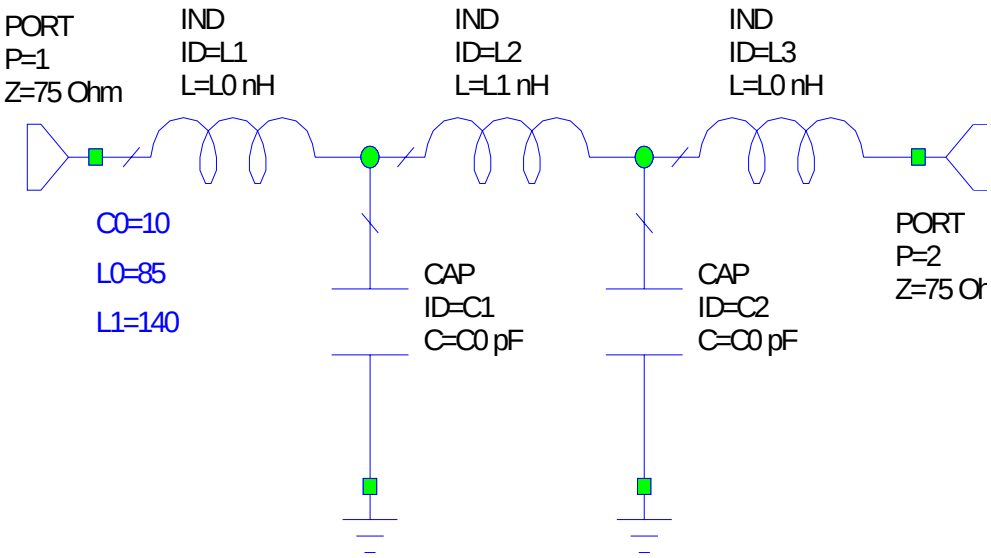


รูปที่3.4 แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการคำนวณ

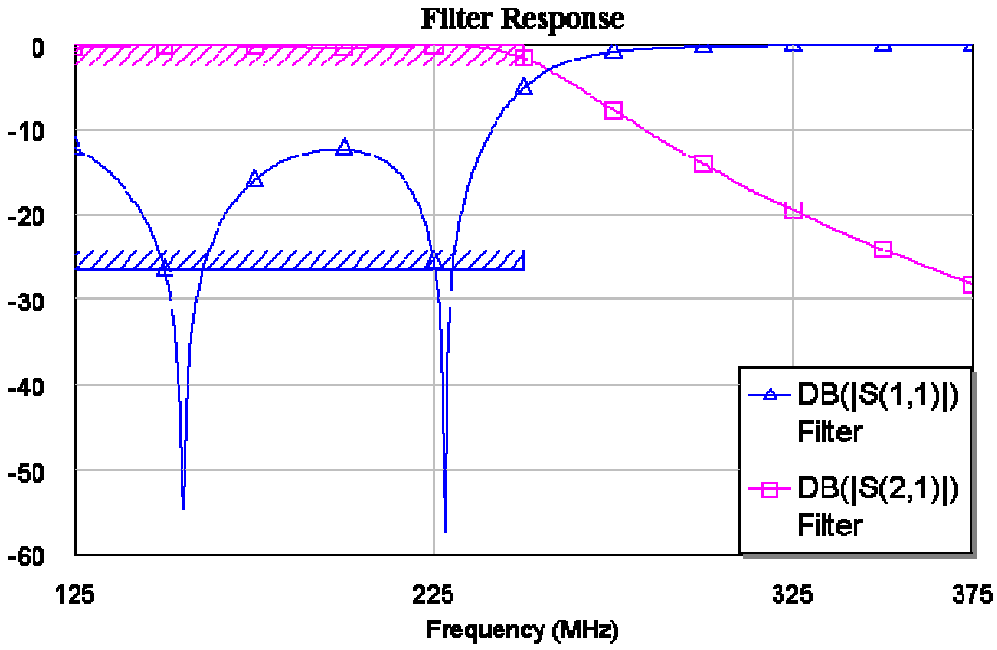


รูปที่3.5 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการคำนวณ

การออกแบบโดยการใช้โปรแกรม

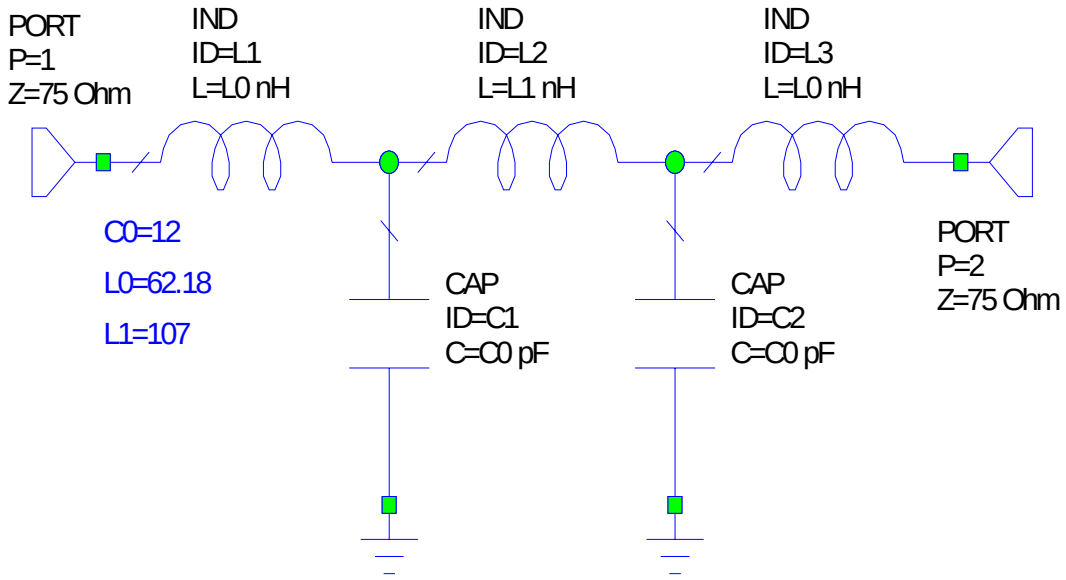


รูปที่3.6 แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบ

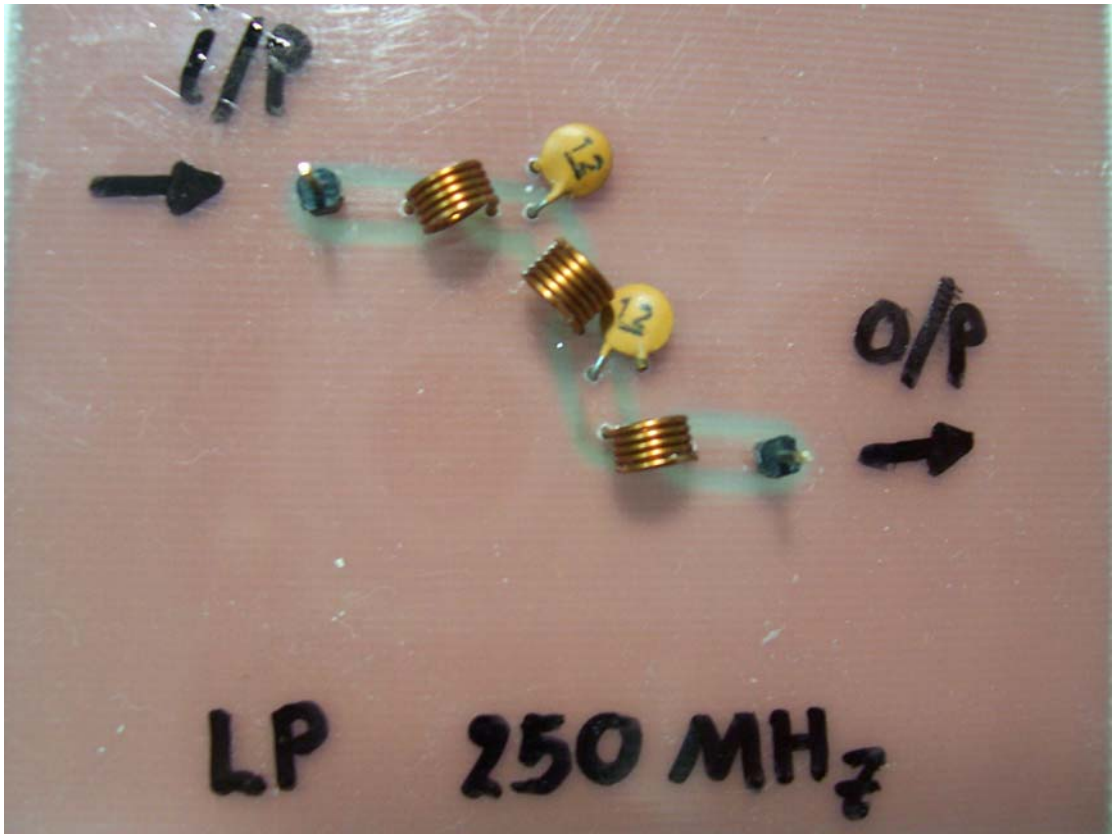


รูปที่3.7 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ

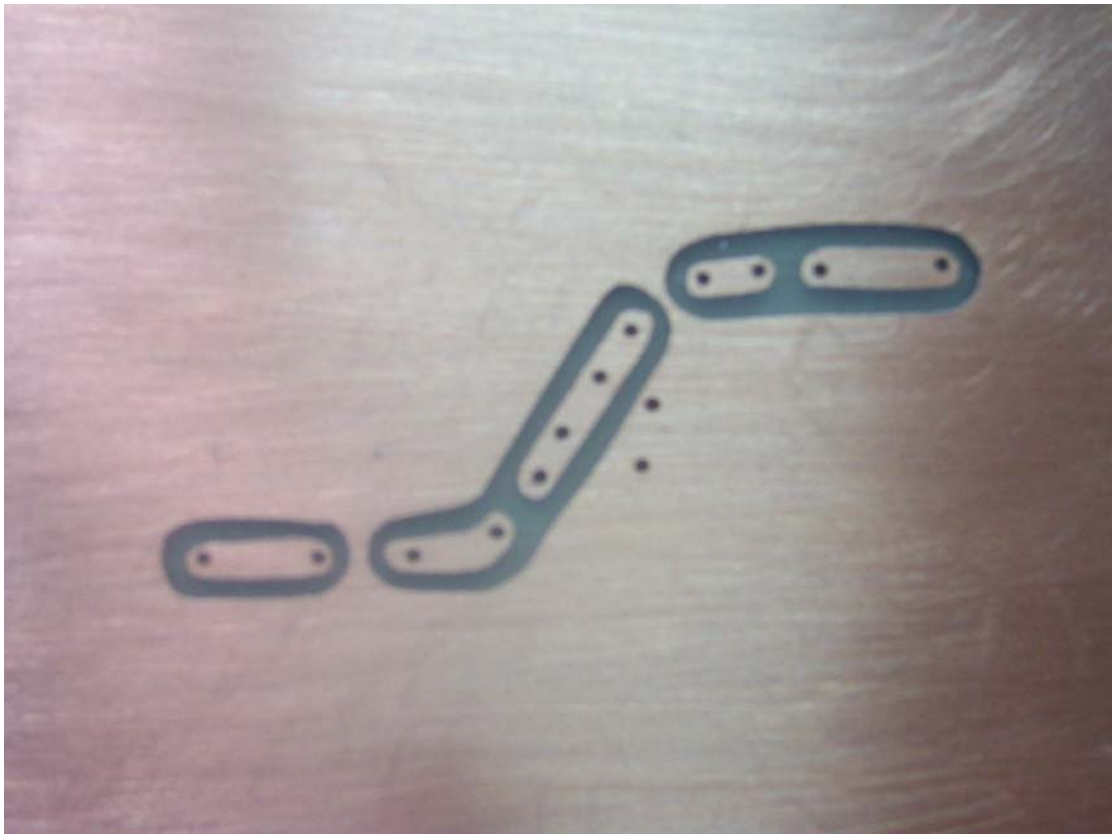
วงจรที่ใช้ในการปฏิบัติจริง



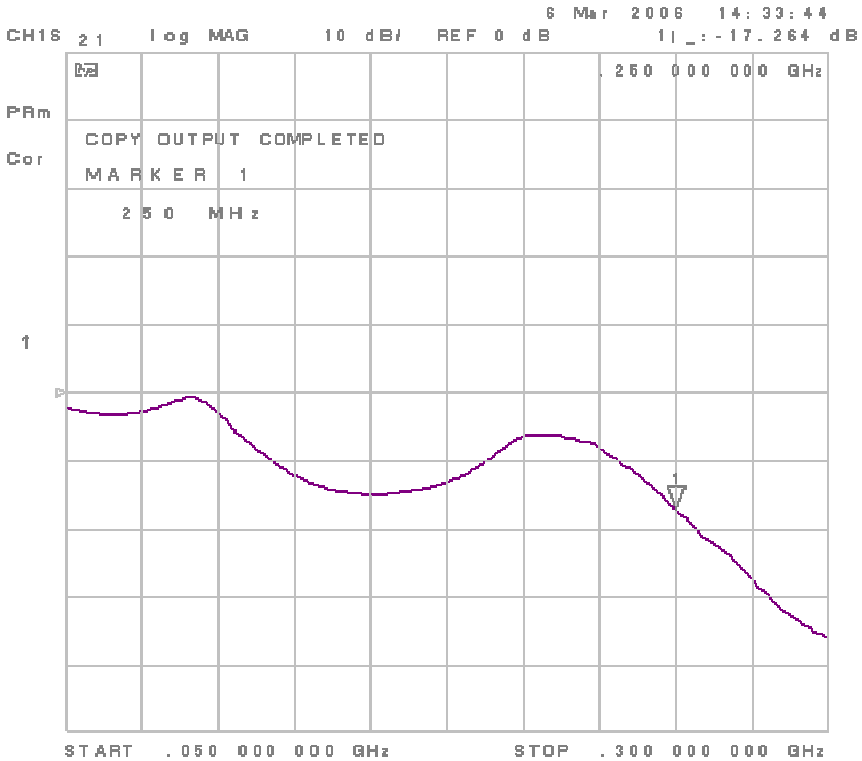
รูปที่3.8 แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการปฏิบัติจริง



รูปที่3.9 แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 250 MHz



รูปที่3.10แสดงลายวงจรวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 250 MHz



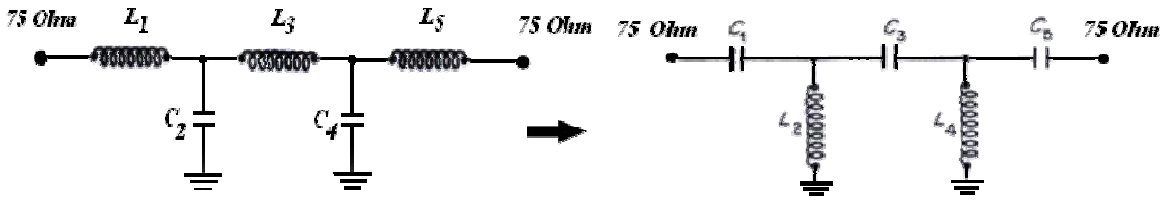
รูปที่3.11 ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วย Network Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริง

3.2.2 วงจรกรองความถี่สูง (High pass filter)

การออกแบบโดยการคำนวณ

1. ทำการเลือกความถี่ที่จะใช้ในที่นี้เราเลือกที่ความถี่ f_C= 500 MHz
2. เรากำหนดให้ R_S และ R_L เท่ากับ 75Ω ดังนั้น $\frac{R_S}{R_L} = 1$, ripple 0.1 dB, n = 5
3. นำค่าที่กำหนดในข้อ 2. ไปเปิดตารางจะได้วงจรสมมูลและค่าต่างๆจากการเปิดตารางดังนี้

*** หมายเหตุ** การออกแบบวงจรกรองความถี่สูงมีวิธีเหมือนกับการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ เพียงแต่เราต้องทำการเปลี่ยนวงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ต่ำให้เป็นวงจรกรองความถี่สูงโดยเปลี่ยนจาก L เป็นค่า c และจาก c เป็น L ส่วนค่าต่างๆในวงจรก็ต้องทำการเปลี่ยนเช่นกันโดยทำเป็นส่วนกลับดังนี้



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่สูง

จากตารางได้ L1 = 1.301 C2 = 1.556

L3 = 2.241 C4 = 1.556

L5 = 1.301

เปลี่ยนให้เป็นวงจรกรองความถี่สูงโดย

C1 =1/L1 = 1/1.301 L2 =1/C2 = 1/1.556

C3 =1/L3 = 1/2.241 L4 =1/C4 = 1.556

C5 =1/L5 = 1/1.301

4. นำค่าที่ได้จากการเปิดตารางมาทำการคำนวณหาค่าต่างๆในวงจรโดยใช้สูตร

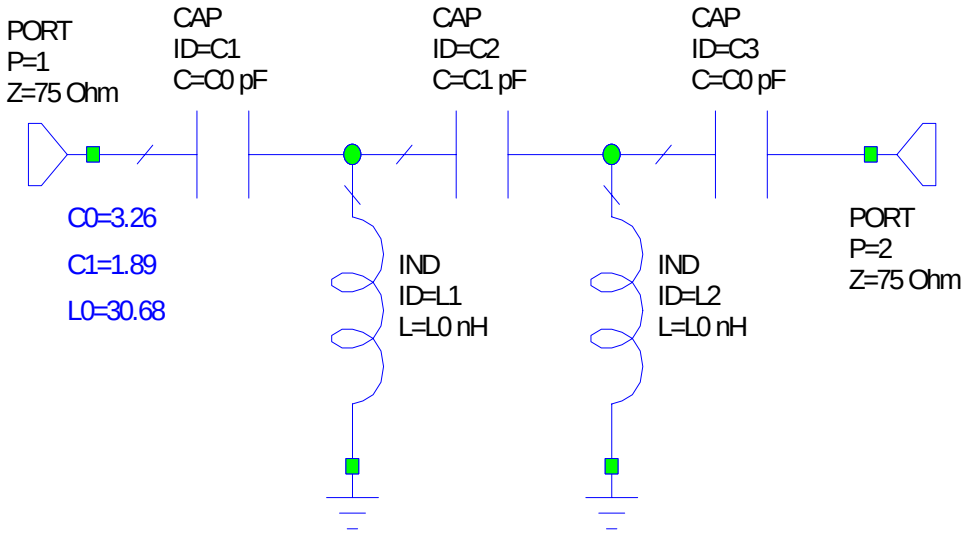
$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R_L} \qquad L = \frac{R_L L_n}{2\pi f_c}$$

ค่าที่ได้จากการคำนวณ

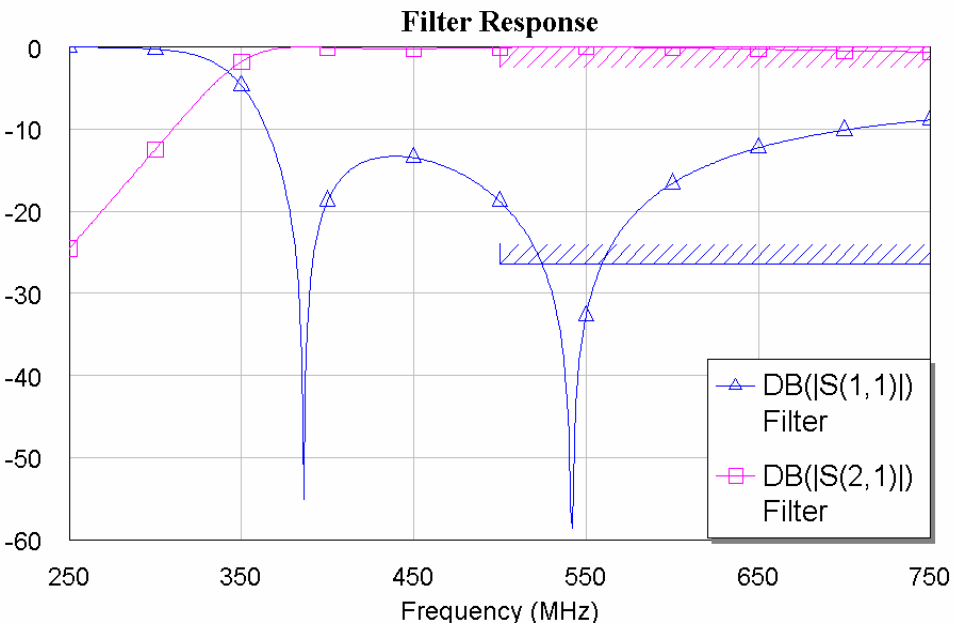
$$C_1 = \frac{\left(\frac{1}{1.301}\right)}{2\pi(500\times10^6)(75)} = 3.26\ \text{pH} \qquad C_3 = \frac{\left(\frac{1}{2.241}\right)}{2\pi(500\times10^6)(75)} = 1.89\ \text{nH}$$

$$C_5 = \frac{\left(\frac{1}{1.301}\right)}{2\pi(500\times10^6)(75)} = 3.26\ \text{pH} \qquad L_2 = \frac{(75)\left(\frac{1}{1.556}\right)}{2\pi(500\times10^6)} = 30.68\ \text{nH}$$

$$L_4 = \frac{(75)\left(\frac{1}{1.556}\right)}{2\pi(500\times10^6)} = 30.68\ \text{nH}$$

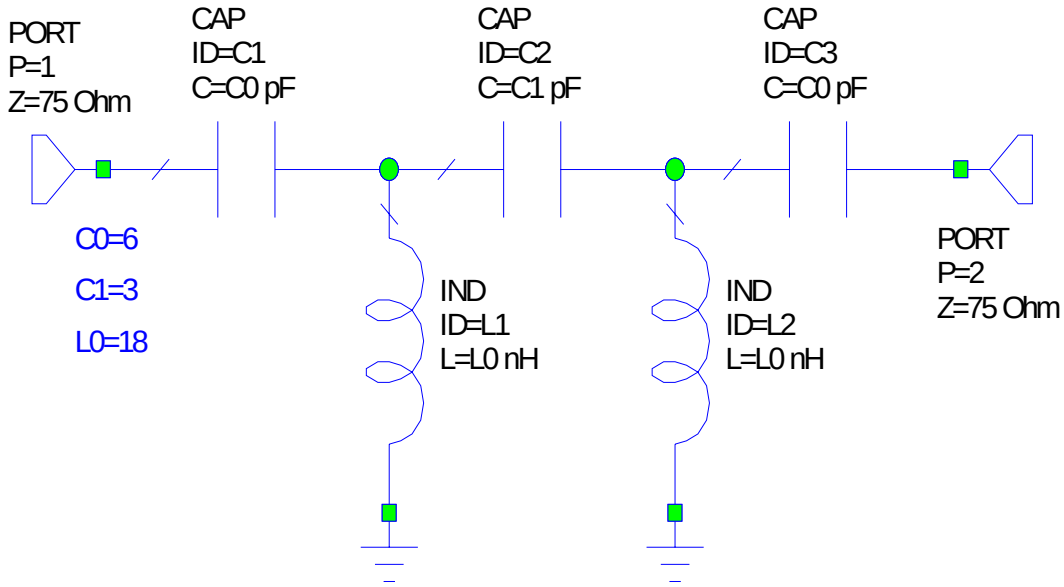


รูปที่3.13 แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการคำนวณ

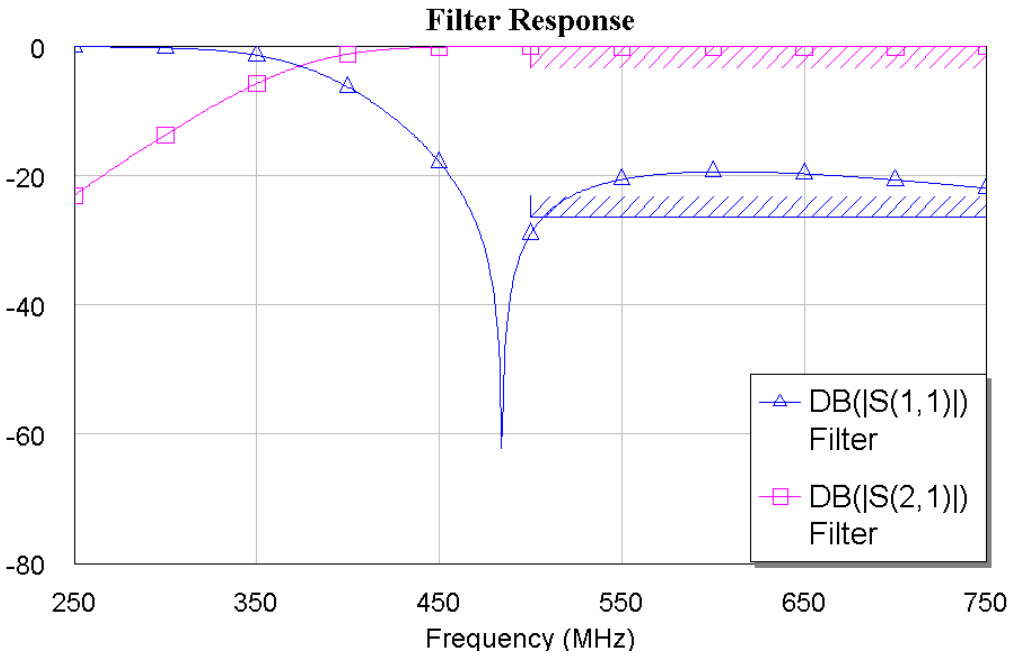


รูปที่3.14 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการคำนวณ

การออกแบบโดยการใช้โปรแกรม

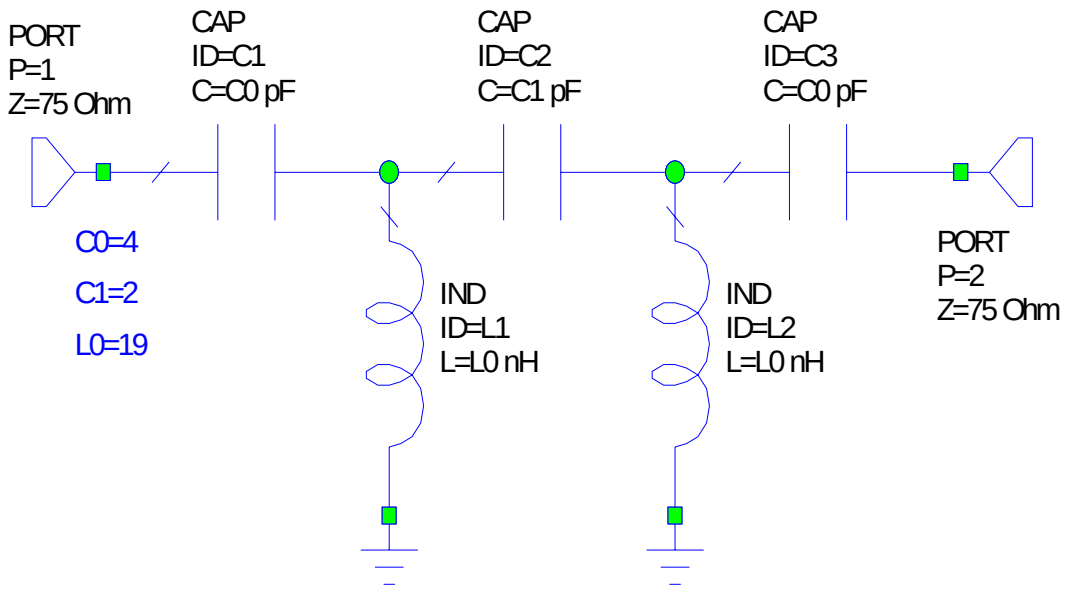


รูปที่3.15 แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบ

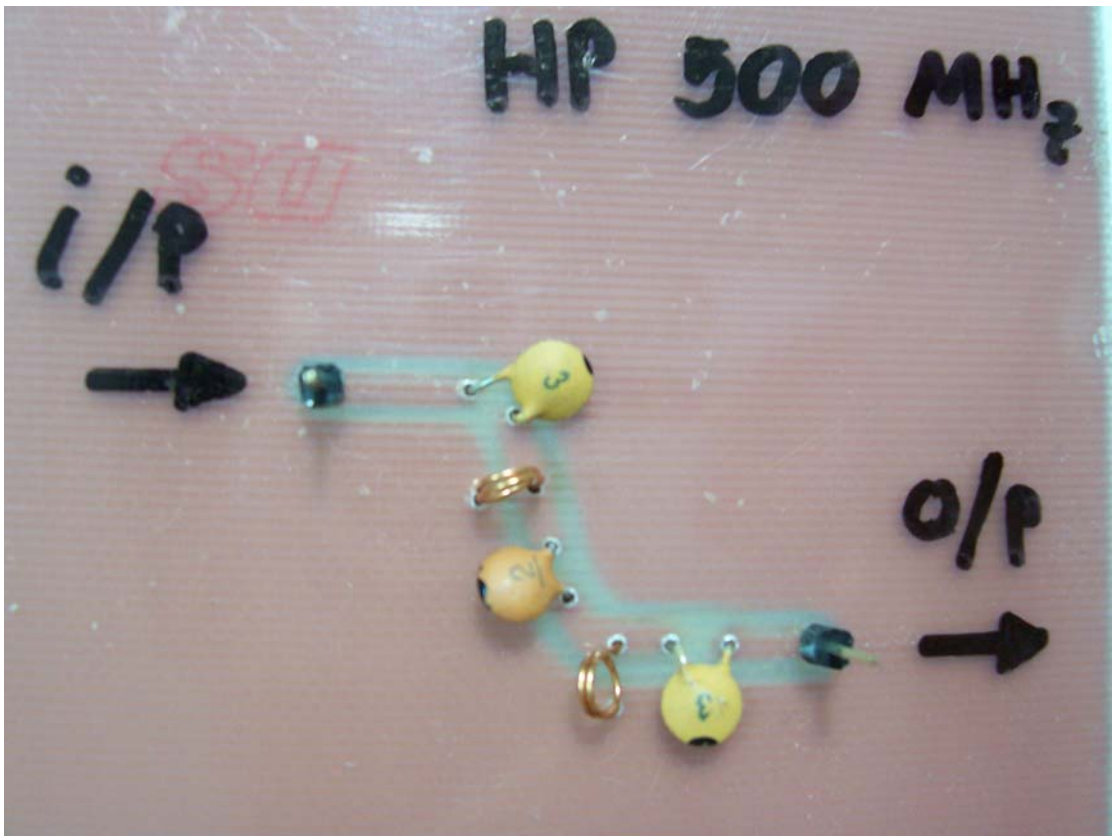


รูปที่3.16 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบ

วงจรที่ใช้ในการปฏิบัติจริง

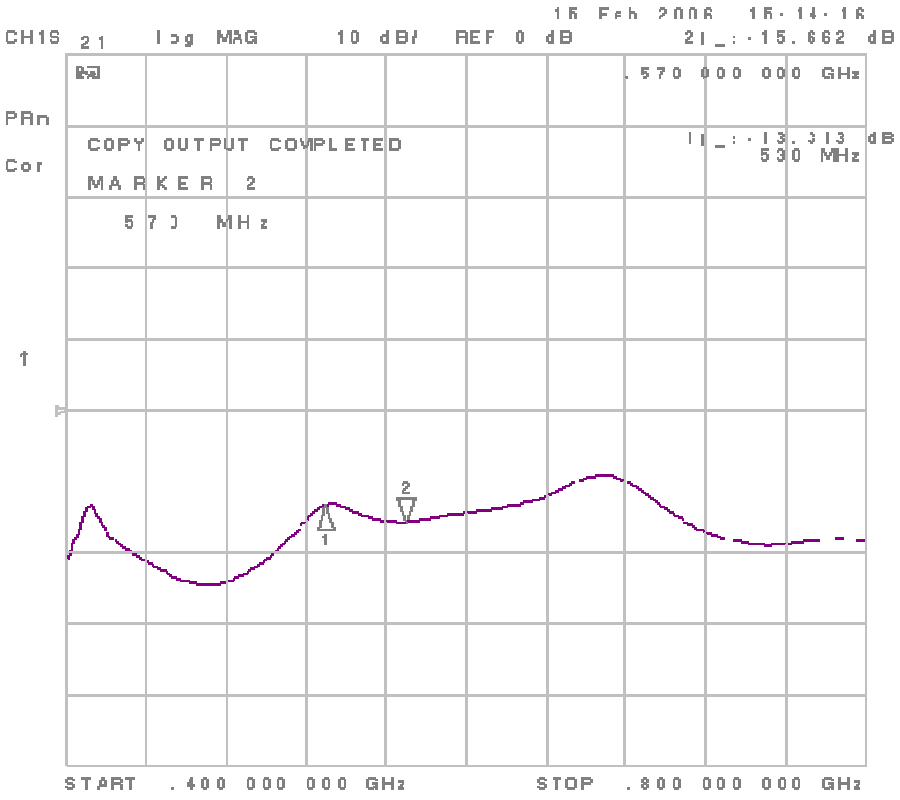


รูปที่3.17 แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการปฏิบัติจริง



รูปที่3.18 แสดงรูปวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 500 MHz

รูปที่3.19แสดงลายวงจรวงจรกรองความถี่สูงที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 500 MHz



รูปที่3.20 ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วย Network Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริง

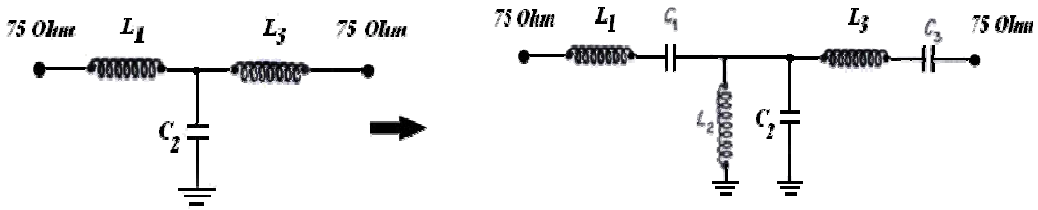
3.2.3 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band pass filter)

วงจรกรองย่านความถี่ผ่านช่วง (35-55 MHz)

การออกแบบโดยการคำนวณ

1. ทำการเลือกความถี่ที่จะใช้ในที่นี้เราเลือกที่ความถี่ $f_C = 45$ MHz
2. เรากำหนดให้ R_S และ R_L เท่ากับ 75Ω ดังนั้น $\frac{R_S}{R_L} = 1$, ripple 0.1 dB, n = 3, $(BW_{3dB}) = 30$ MHz
3. นำค่าที่กำหนดในข้อ 2. ไปเปิดตารางจะได้วงจรสมมูลและค่าต่างๆจากการเปิดตารางดังนี้

*** หมายเหตุ** การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่านวงจรสมมูลจะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนขนานกับส่วนอนุกรม



รูปที่ 3.21 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

จากตารางได้ L1 = C1 = 1.433

L2 = C2 = 1.594

L3 = C3 = 1.433

4. นำค่าที่ได้จากการเปิดตารางมาทำการคำนวณหาค่าต่างๆในวงจร โดยใช้สูตร

<u>ส่วนอนุกรม</u>	<u>ส่วนขนาน</u>
$C = \frac{BW_{3dB}}{2\pi f_c^2 C_n R_L}$	$C = \frac{C_n}{2\pi R_L (BW_{3dB})}$
$L = \frac{R_L L_n}{2\pi (BW_{3dB})}$	$L = \frac{R_L (BW_{3dB})}{2\pi f_c^2 L_n}$

ค่าที่ได้จากการคำนวณ

ส่วนอนุกรม

$$C_1 = \frac{(30\times10^6)}{(2\pi)(45\times10^6)^2(1.433)(75)} = 21.93\text{pF}$$

$$L_1 = \frac{(75)(1.433)}{2\pi(30\times10^6)} = 570.17\text{ nH}$$

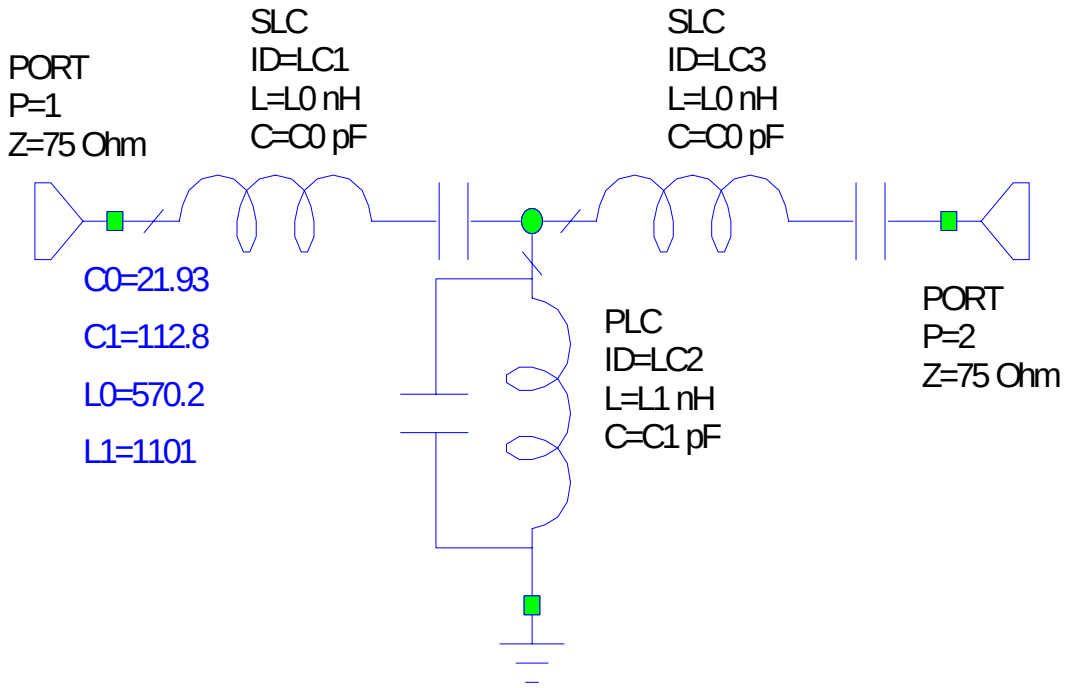
$$C_3 = \frac{(30\times10^6)}{(2\pi)(45\times10^6)^2(1.433)(75)} = 21.93\text{pF}$$

$$L_3 = \frac{(75)(1.433)}{2\pi(30\times10^6)} = 570.17\text{ nH}$$

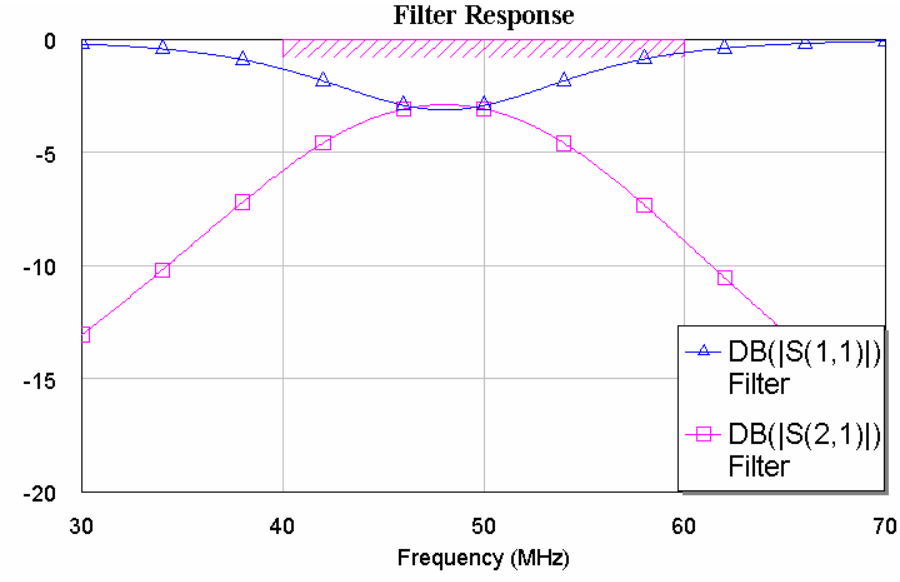
ส่วนขนาน

$$C_2 = \frac{1.594}{2\pi(75)(30\times10^6)} = 112.75\text{pF}$$

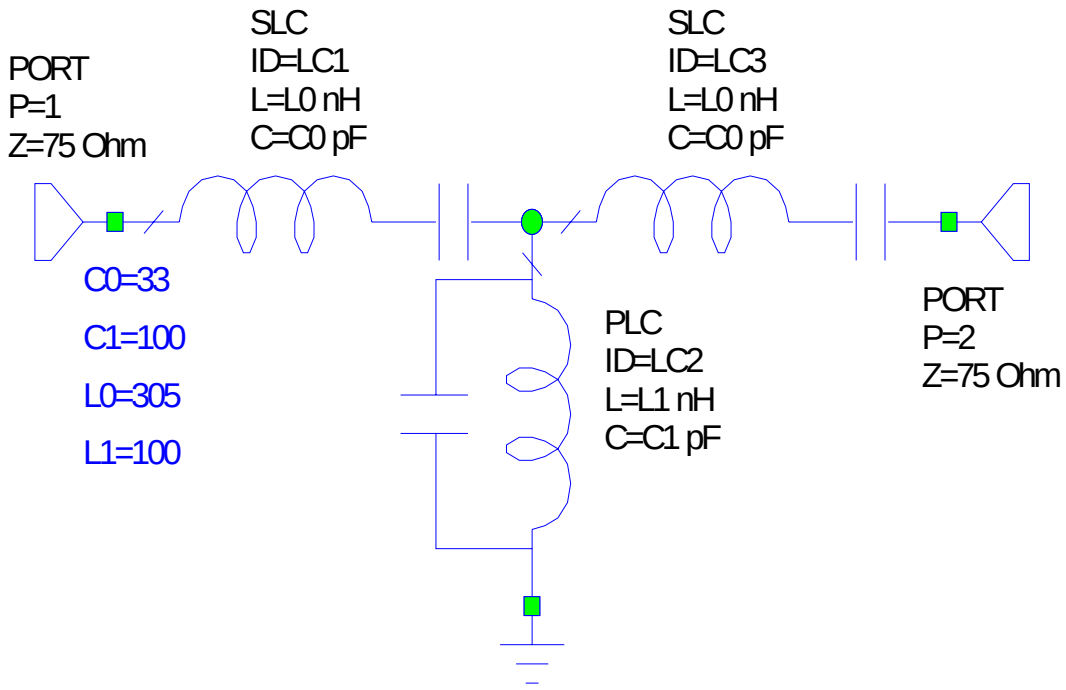
$$L_2 = \frac{(75)(30\times10^6)}{2\pi(45\times10^6)^2(1.594)} = 110.94\text{ nH}$$



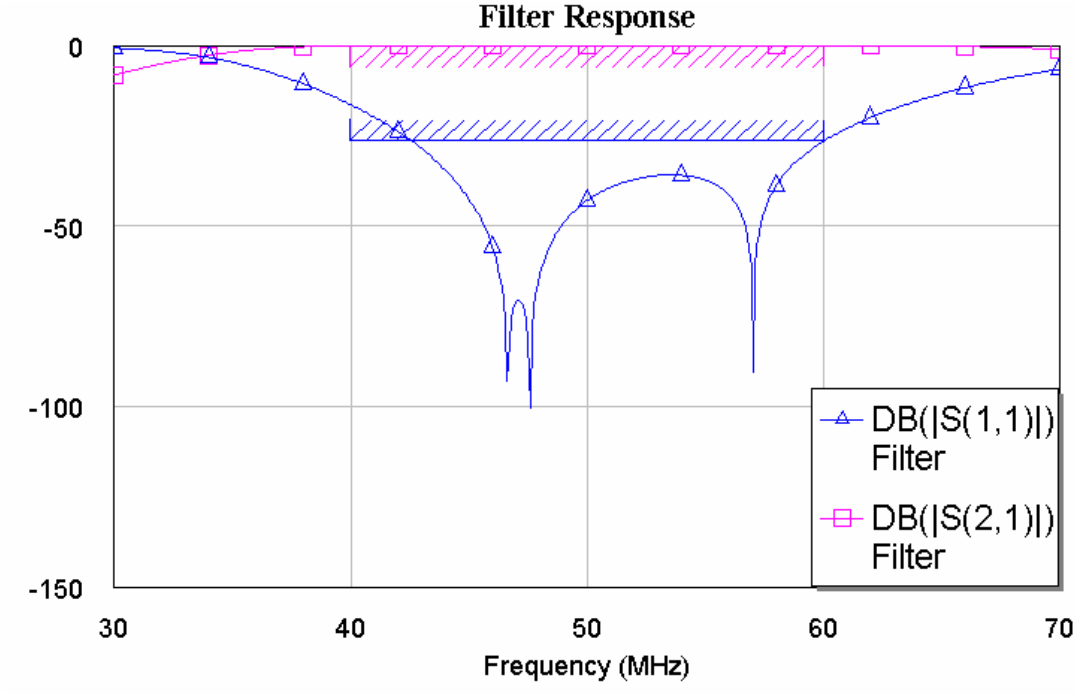
รูปที่3.22 แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณในย่านความถี่ 30-60 MHz



รูปที่3.23 ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณในย่านความถี่ 30-60 MHz

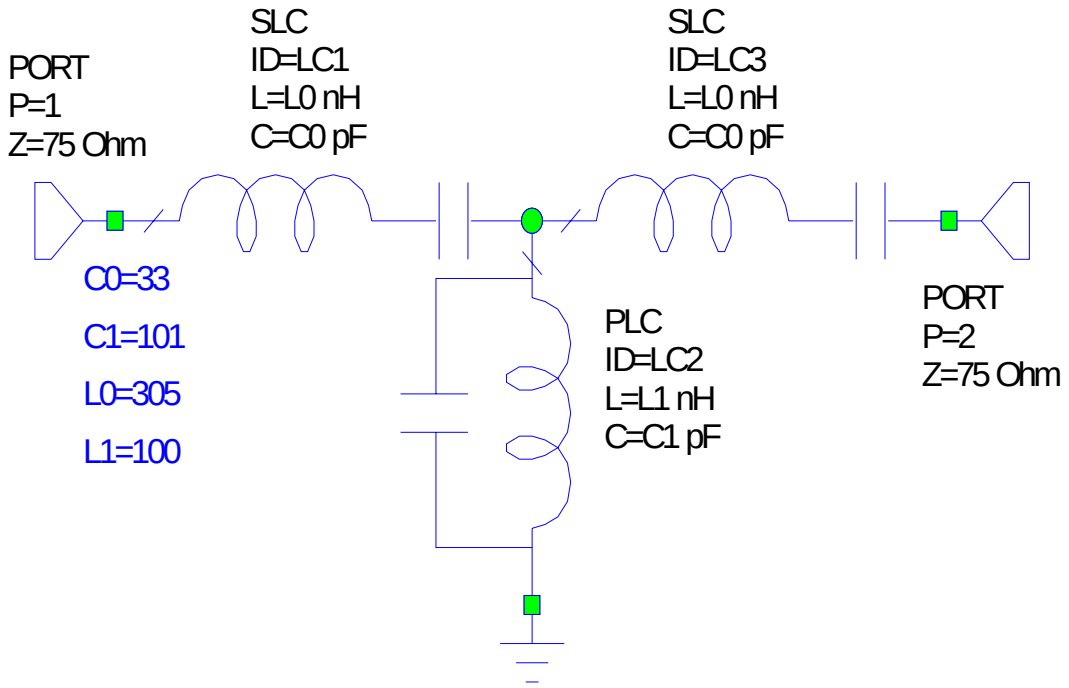


รูปที่3.24 แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบในย่านความถี่ 30-60 MHz

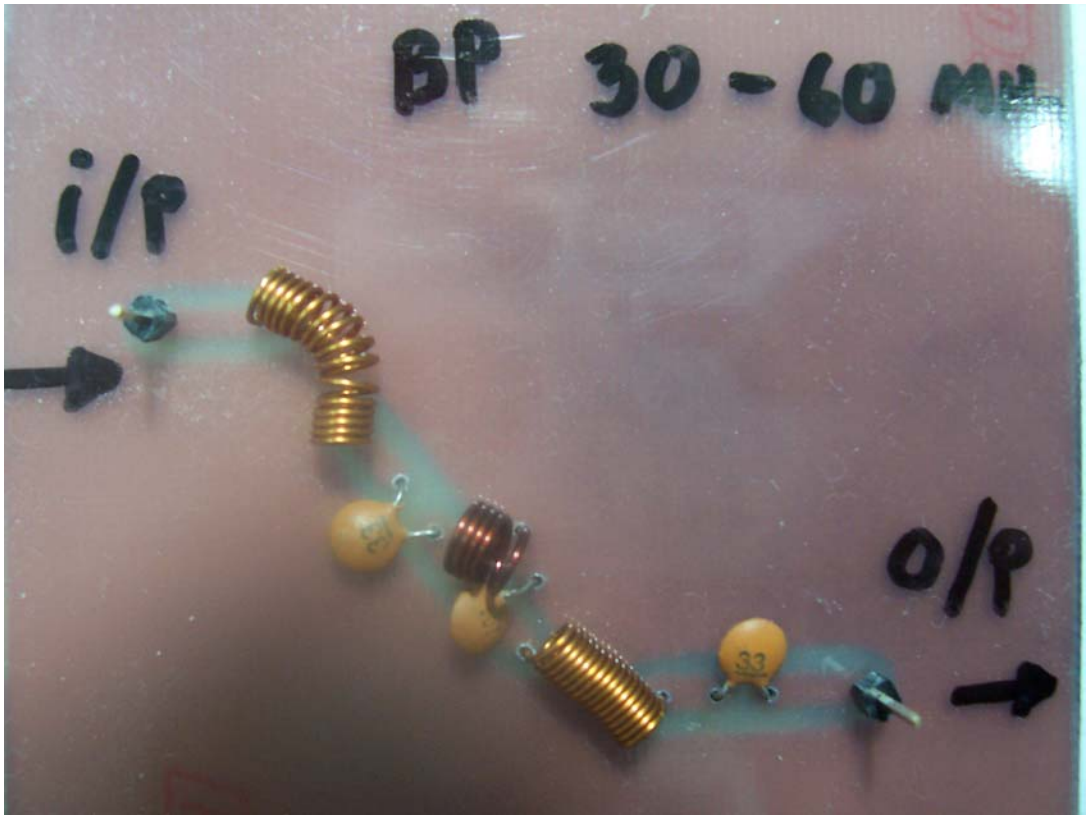


รูปที่3.25 ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบในย่านความถี่ 30-60 MHz

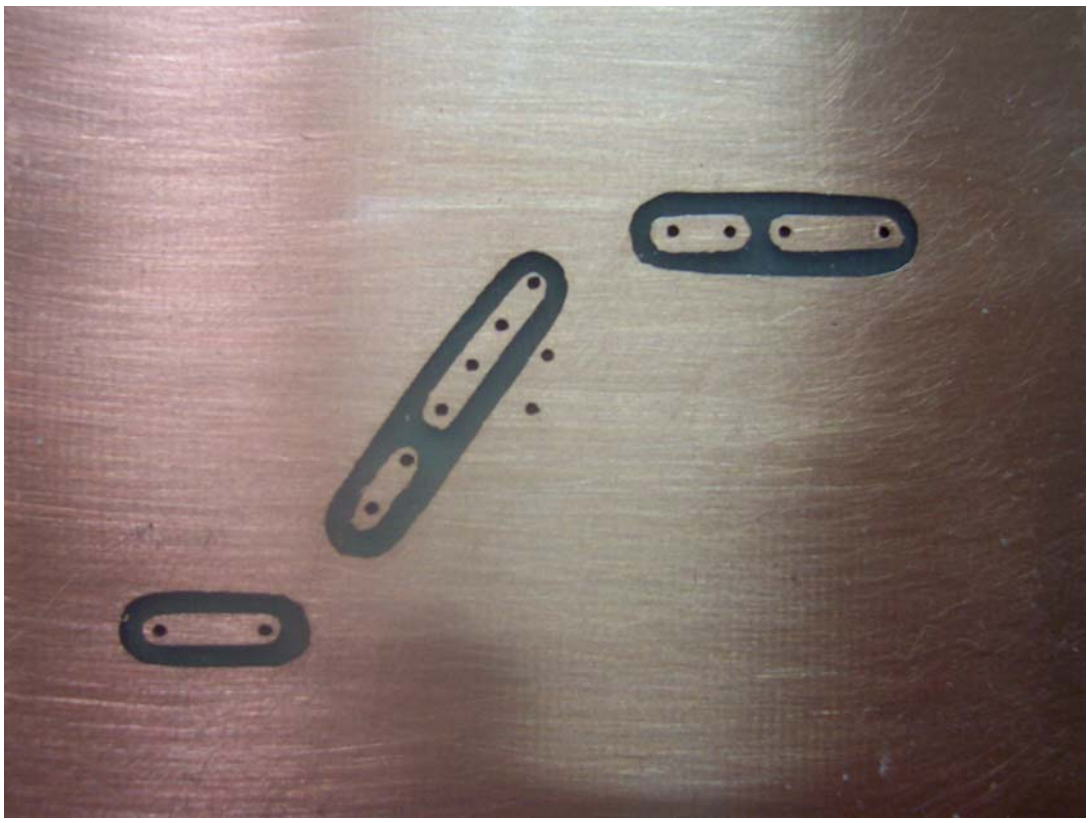
วงจรที่ใช้ในการปฏิบัติจริง



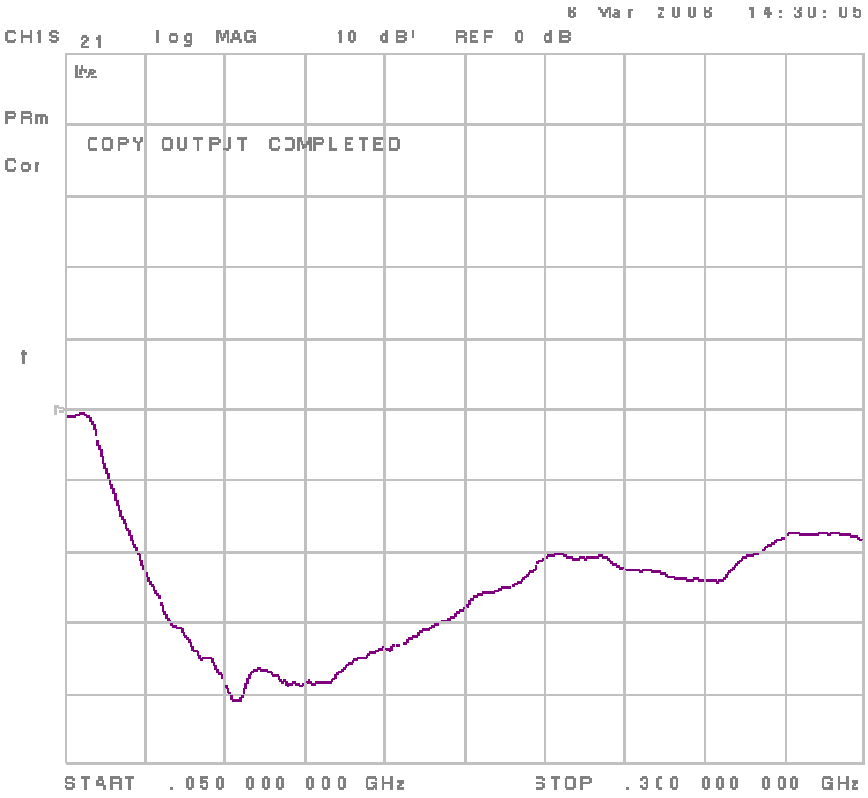
รูปที่3.26 แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงในย่านความถี่ 30-60 MHz



รูปที่3.27แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 30-60 MHz



รูปที่3.28แสดงลายวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 30-60 MHz



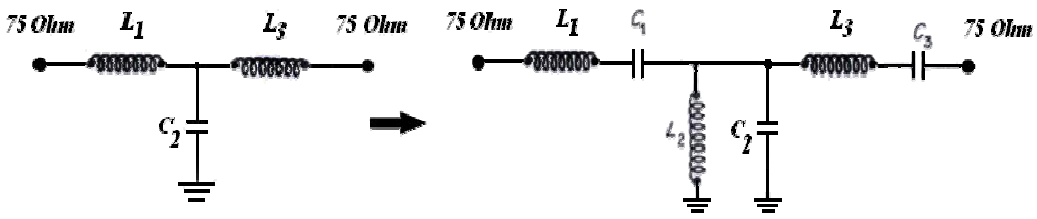
รูปที่3.29 ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วย Network Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริงในย่านความถี่ 30-60 MHz

วงจรกรองย่านความถี่ผ่านช่วง (160-250 MHz)

การออกแบบโดยการคำนวณ

1. ทำการเลือกความถี่ที่จะใช้ในที่นี้เราเลือกที่ความถี่ f_C= 195 MHz
2. เรากำหนดให้ R_S และ R_L เท่ากับ 75Ω ดังนั้น $\frac{R_S}{R_L}=1$, ripple 0.1 dB, N = 3, (BW_{3dB}) = 110 MHz
3. นำค่าที่กำหนดในข้อ 2. ไปเปิดตารางจะได้วงจรสมมูลและค่าต่างๆจากการเปิดตารางดังนี้

*** หมายเหตุ** การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่านวงจรสมมูลจะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนขนานกับส่วนอนุกรม



รูปที่ 3.30 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกรองย่านความถี่ผ่านในย่านความถี่ 140-250 MHz

จากตารางได้ L1 = C1 = 1.433

L2 = C2 = 1.594

L3 = C3 = 1.433

4. นำค่าที่ได้จากการเปิดตารางมาทำการคำนวณหาค่าต่างๆในวงจรโดยใช้สูตร

ส่วนอนุกรม	ส่วนขนาน
$C = \frac{BW_{3dB}}{2\pi f_c^2 C_n R_L}$	$C = \frac{C_n}{2\pi R_L (BW_{3dB})}$
$L = \frac{R_L L_n}{2\pi (BW_{3dB})}$	$L = \frac{R_L (BW_{3dB})}{2\pi f_c^2 L_n}$

ค่าที่ได้จากการคำนวณ

ส่วนอนุกรม

$$C_1 = \frac{(110\times10^6)}{(2\pi)(195\times10^6)^2(1.433)(75)} = 4.39\ \text{pF}$$

$$L_1 = \frac{(75)(1.433)}{2\pi(110\times10^6)} = 155.5\ \text{nH}$$

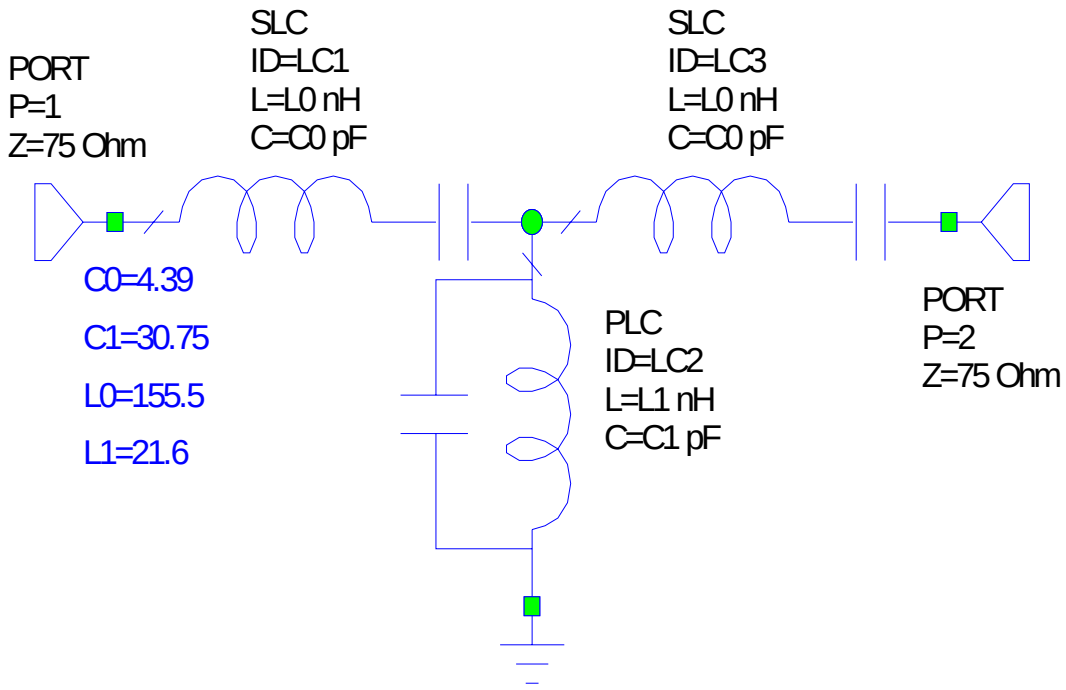
$$C_3 = \frac{(110\times10^6)}{(2\pi)(195\times10^6)^2(1.433)(75)} = 4.39\ \text{pF}$$

$$L_3 = \frac{(75)(1.433)}{2\pi(110\times10^6)} = 155.5\ \text{nH}$$

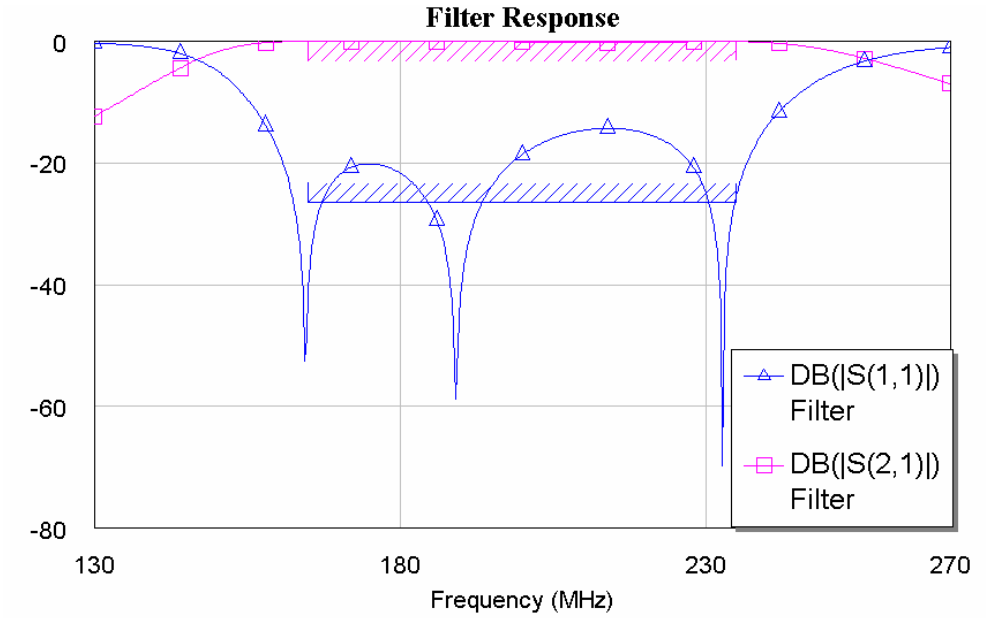
ส่วนขนาน

$$C_2 = \frac{1.594}{2\pi(195)(110\times10^6)} = 30.75\text{pF}$$

$$L_2 = \frac{(75)(110\times10^6)}{2\pi(195\times10^6)^2(1.594)} = 21.66\ \text{nH}$$

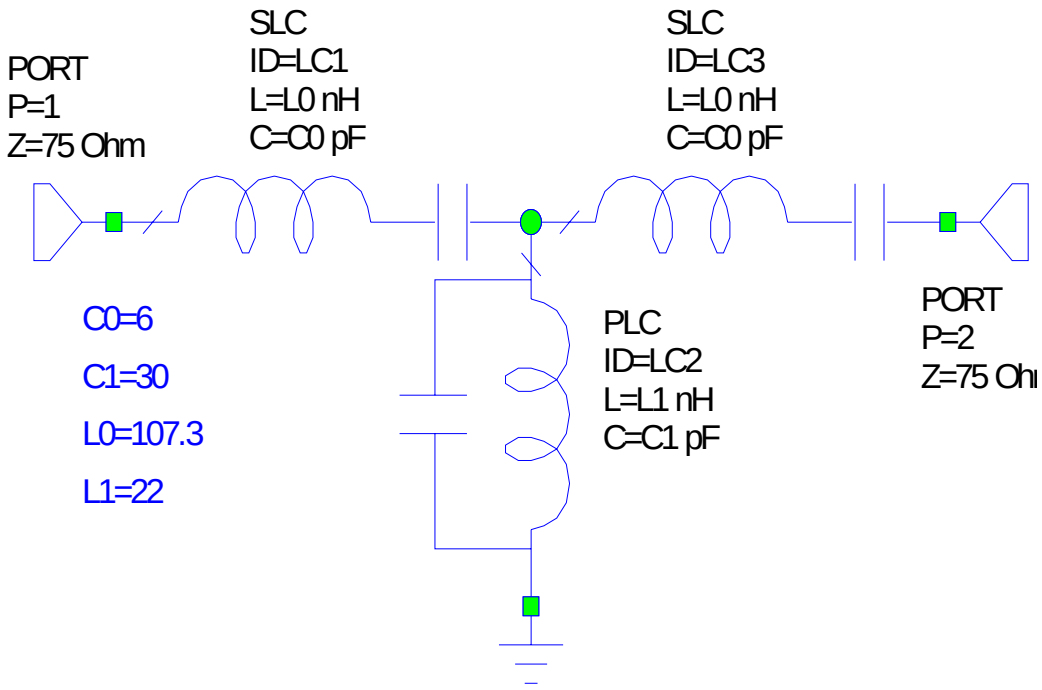


รูปที่ 3.31แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณในย่านความถี่ 160-250 MHz

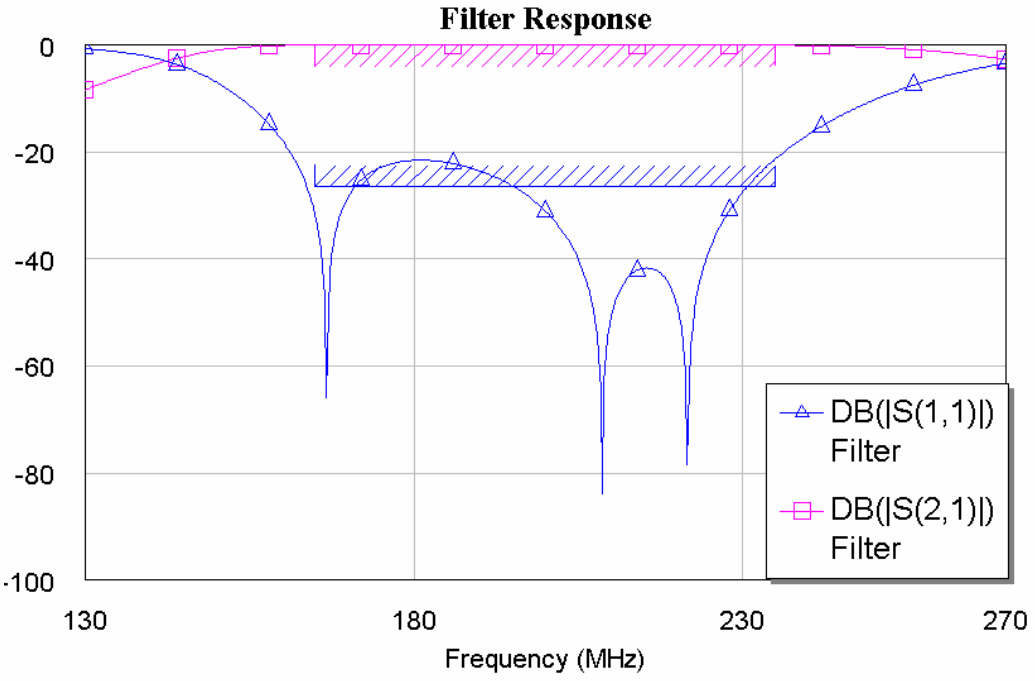


รูปที่3.32 ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการคำนวณในย่านความถี่ 160-250 MHz

การออกแบบโดยการคำนวณ

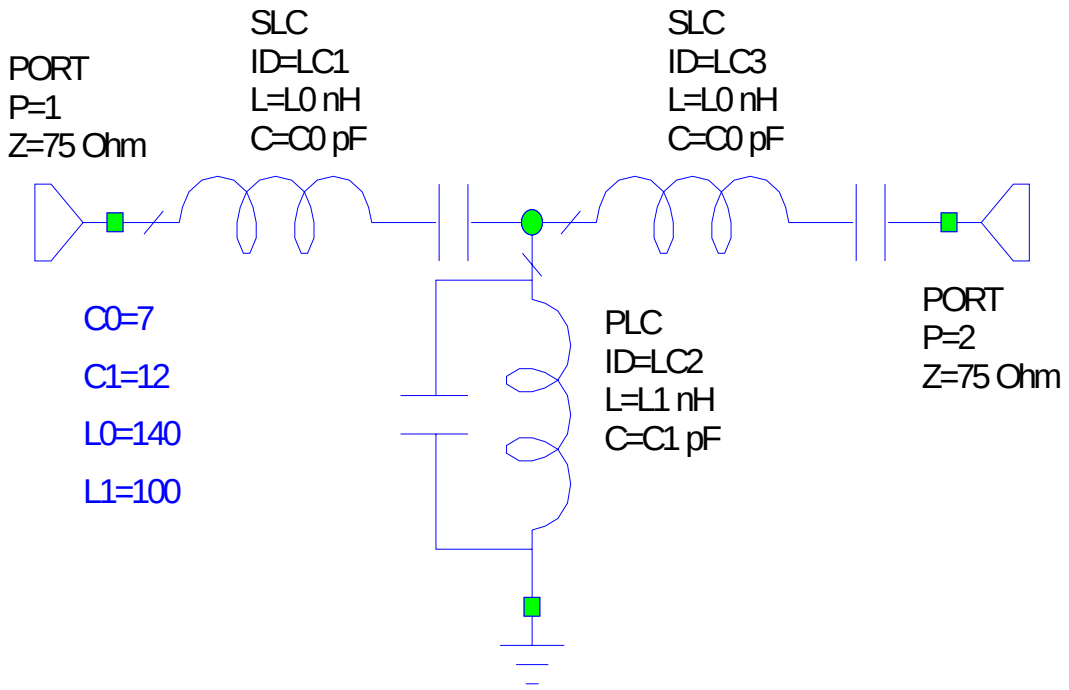


รูปที่3.33 แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบในย่านความถี่ 160-250 MHz

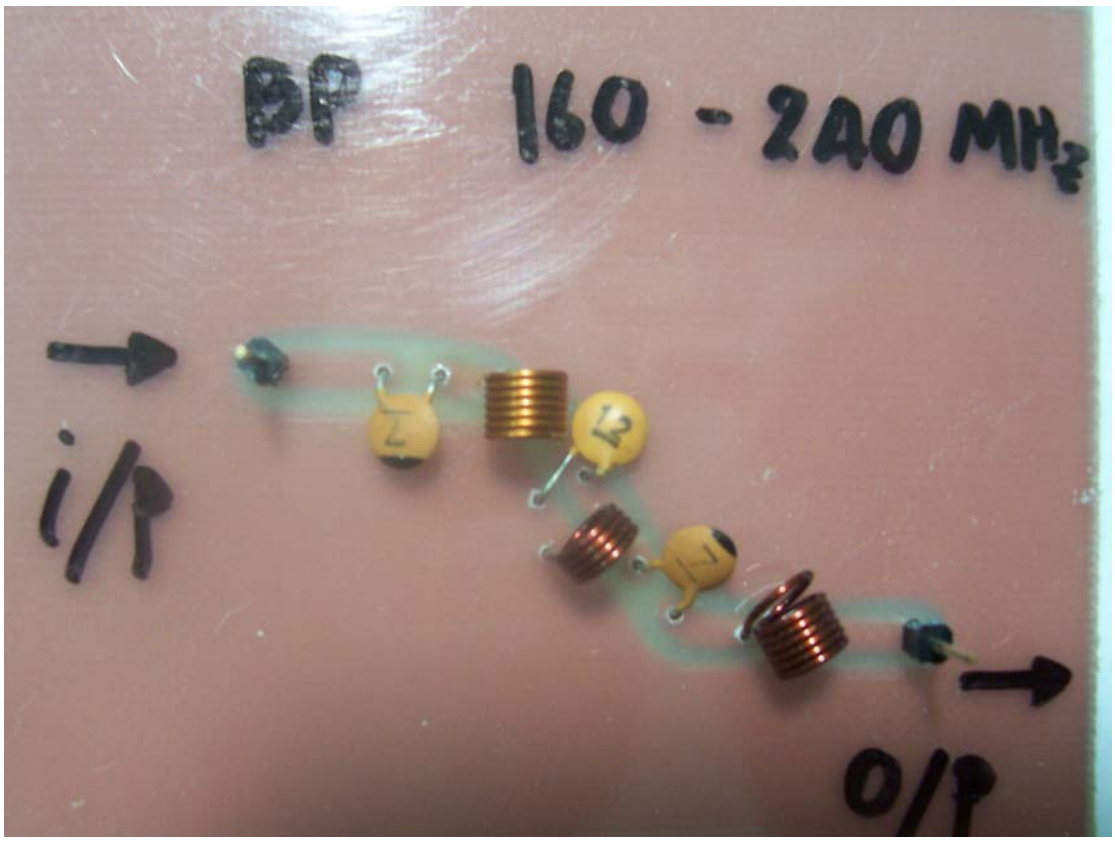


รูปที่ 3.34 ผลการตอบสนองของวงจรกรองย่านความถี่ผานที่ได้จากใช้โปรแกรมช่วยออกแบบในย่านความถี่ 160-250 MHz

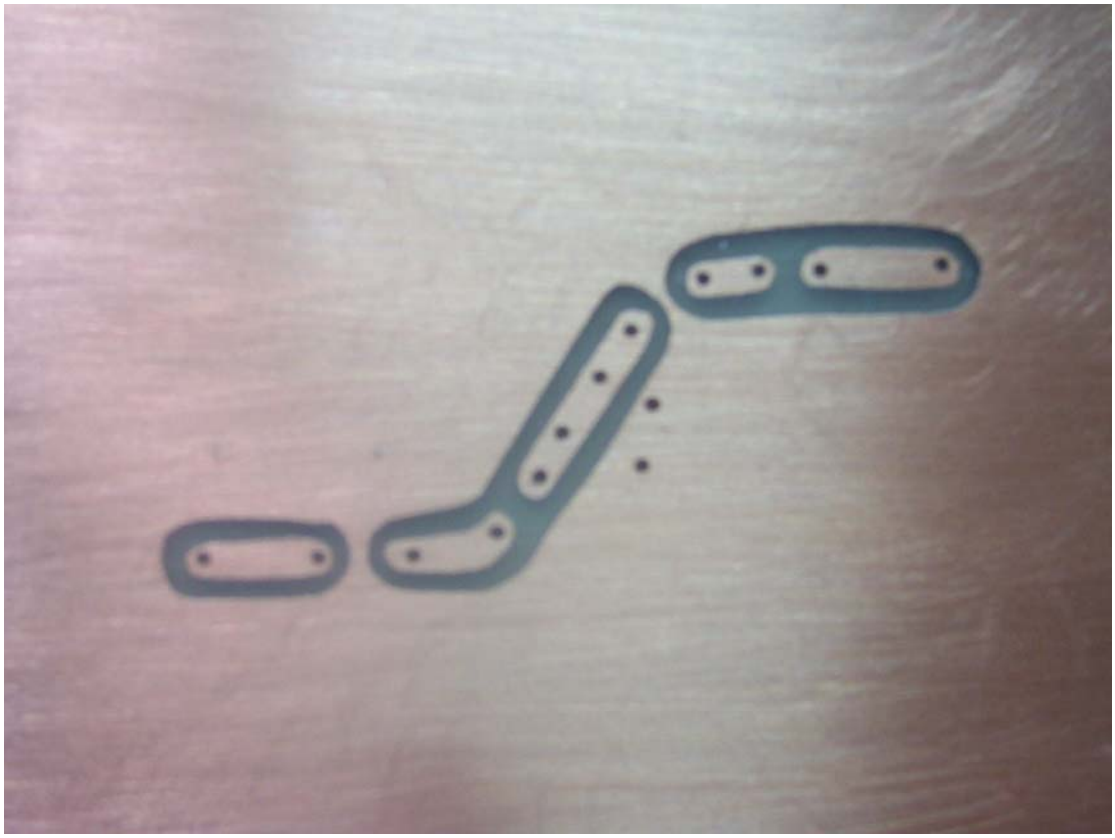
วงจรที่ใช้ในการปฏิบัติจริง



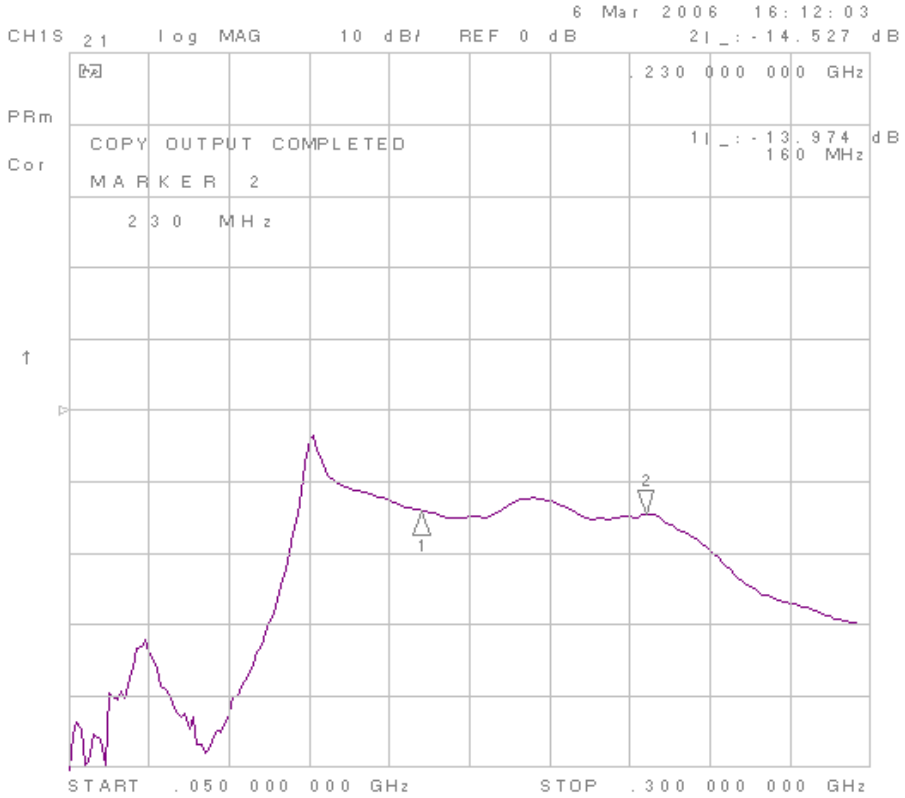
รูปที่3.35 แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงในย่านความถี่ 160-250 MHz



รูปที่3.36แสดงรูปวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 160-250 MHz



รูปที่3.37แสดงลายวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ได้จากการปฏิบัติจริงที่ทำการทดสอบในย่านความถี่ 160-250 MHz



รูปที่3.38 ผลที่ได้จริงจากการวัดด้วยNetwork Analyzer ของวงจรที่ปฏิบัติจริงในย่านความถี่ 160-250 MHz

จากการคำนวณจะเห็นว่า ในช่วงความถี่ VHF (140-250 MHz) เราจะใช้วงจรกรองความถี่เฉพาะย่านความถี่ที่ต้องการ 3 ออเดอร์ เพราะว่าเราต้องการช่วงความถี่เพื่อเข้าวงจรขยายและไม่ต้องการให้ในส่วนของวงจรกรองความถี่เองเกิดการลดทอนมาก ส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำในย่าน VHF (250 MHz) และวงจรกรองความถี่สูงในย่าน UHF (500 MHz) จะใช้จำนวนออเดอร์ 5 ออเดอร์ และเมื่อเรานำค่าที่คำนวณได้ไปใส่ในวงจรจริงและทำการทดลองเราพบว่าวงจรกรองความถี่เฉพาะย่านความถี่ที่ต้องการจะเกิดการลดทอนมากกว่าวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูงเราจึงใช้แค่ 3 ออเดอร์ และเหตุที่ไม่ทำวงจรกรองความถี่เฉพาะย่านความถี่ที่ต้องการในย่าน UHF เพราะว่าเมื่อความถี่สูงจะทำวงจรยาก แต่เราสมมารถใช้วงกรองความถี่สูงในย่าน UHF ก็เหมือนกับว่าเราได้ใช้วงจรกรองความถี่เฉพาะย่านความถี่ที่ต้องการอยู่ดีเพราะว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นเมื่อเราทำการขยายสัญญาณแล้วสัญญาณจะเกิดการลดทอนลงไปเอง

เมื่อเราได้วงจรกรองความถี่แล้วเราสามารถจะนำวงจรกรองความถี่มาต่อกันเป็น 2 ชุดเพื่อทำการปรับ แมทช์ชิ่ง โดยการต่อตัวต้านทานปรับค่าได้ไว้ระหว่างตัวกรองความถี่ 2 ชุดโดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

3.3การออกแบบ แมทช์ชิ่ง

ในการทำวงจรขยายสัญญาณนั้นเราอาจจะต้องมีการทำแมทช์ชิ่งเพื่อลดการสูญเสียแต่ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายสูงอยู่แล้วเราก็ไม่มีความจำเป็นที่ต้องทำการแมทช์ชิ่ง เพราะจะเป็นการเพิ่มความยุ่งยากมากยิ่งขึ้น การที่เราจะทำแมทช์ชิ่งอิมพีแดนซ์ได้ก็ต่อเมื่อความถี่ที่ใช้ออกแบบมีค่าสูงขึ้น เช่นวงจรขยายสัญญาณมีมากกว่า 1 ชุด เราจึงต้องมีการทำ แมทช์ชิ่งระหว่างเอาท์พุตของชุดแรกกับอินพุตของชุดต่อไป นอกจากนี้เรายังต้องทำแมทช์ชิ่งระหว่างวงจรกรองความถี่กับวงจรขยายเพราะว่าเราต้องการที่จะเชื่อมวงจรกรองความถี่เข้ากับอินพุตของวงจรขยายและเอาท์พุตของวงจรขยายกับวงจรกรองความถี่ในส่วนของเอาท์พุตอีก

ในการทำแมทช์ชิ่งนั้นเราต้องดูค่าอิมพีแดนซ์จากดาต้าชีสของทรานซิสเตอร์ที่เราเลือกมาตอนที่ทำการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ ซึ่งส่วนใหญ่ค่าอิมพีแดนซ์ของ Zin และ Zout มาในรูปของ S พารามิเตอร์ คือจะบอกมาเป็น S11, S12, S21 และ S22 เราจึงต้องมีการแปลงค่า S พารามิเตอร์ให้เป็น Z พารามิเตอร์ก่อนโดยใช้สูตรการคำนวณดังต่อไปนี้

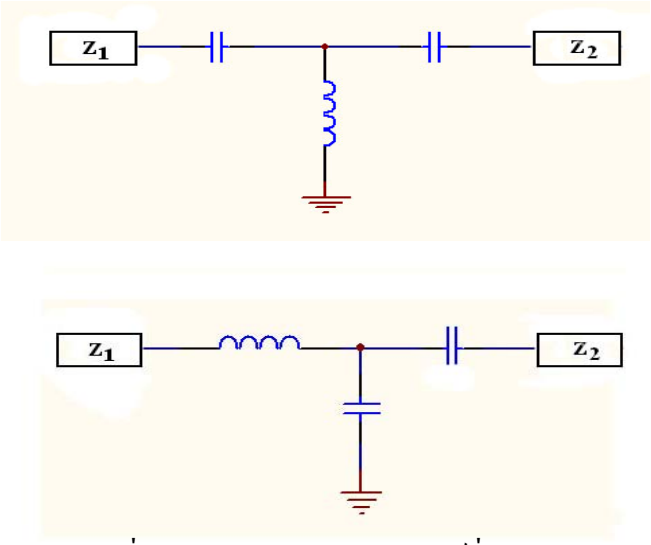
$$\psi = (1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21} \quad \text{_____(1)}$$

$$Z_{11} = Zo\left[\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{\psi}\right] = Z_{in} \quad \text{_____(2)}$$

$$Z_{22} = Zo\left[\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}{\psi}\right] = Z_{out} \quad \text{_____(3)}$$

* **หมายเหตุ** ในการออกแบบแมทช์ชิ่งทรานซิสเตอร์ที่ต่อกัน 2 ตัวขึ้นไปนั้นเราต้องมีความระวังเรื่องไฟกระแสตรง

รูปแบบของแมทช์ชิ่งมีดังนี้

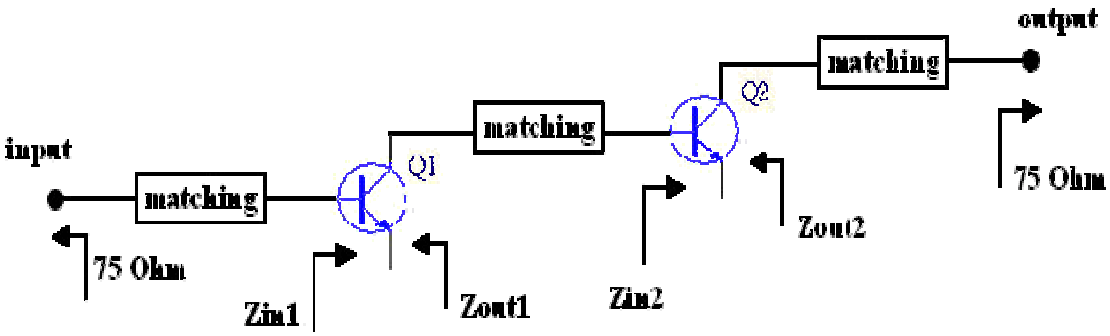


รูปที่ 3.39 รูปแบบของวงจรแมทช์ชิ่ง

ซึ่งรูปแบบของวงจรแมทช์ชิ่งนั้นไม่มีรูปแบบที่ตายตัวแล้วแต่ว่าผู้ออกแบบจะมีวิธีการกำหนดอย่างไร โดยต้องมีการเลือกก่อนว่าเราจะให้ตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรม เมื่อเราทำการเลือกการวางต่อของตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำแล้ว จากนั้นเราจะทำการคำนวณโดยนำค่า Zin และ Zout ที่ได้ทำการแปลงแล้วข้างต้นมาทำการคำนวณต่อไป

3.3.1 การทำแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน VHF มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

1. ทำการเลือกความถี่ที่จะใช้ทำการออกแบบแมทช์ชิ่งในที่นี้เราเลือกที่ความถี่ 200 MHz
2. ทำการวาดวงจรสมมูลของการทำแมทช์ชิ่งเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้



รูปที่ 3.40 วงจรสมมูลของการทำแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน VHF

3. อ่านค่าต่างๆจากดาต้าชีสเพื่อทำการแปลงค่า S พารามิเตอร์ให้เป็น Z พารามิเตอร์ดังนี้ ที่ความถี่ 200 MHz มี V_{CE} = 10 V และ I_C= 20 mA ส่วนค่าS พารามิเตอร์ที่กำหนดมาให้นั้นจะกำหนดมาเป็นขนาดและมุมเฟสคือ

$$S_{11} = 0.173\angle -80.3^o$$

$$S_{22} = 0.453\angle -21.8^o$$

$$S_{12} = 0.041\angle 73.8^o$$

$$S_{21} = 13.652\angle 103.4^o$$

นำค่า S พารามิเตอร์แทนลงในสูตรต่อไปนี้

$$\psi = (1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21} \quad \text{_____(1)}$$

$$Z_{11} = Zo\left[\frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{\psi}\right] = Z_{in} \quad \text{_____(2)}$$

$$Z_{22} = Zo\left[\frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{21}S_{12}}{\psi}\right] = Z_{out} \quad \text{_____(3)}$$

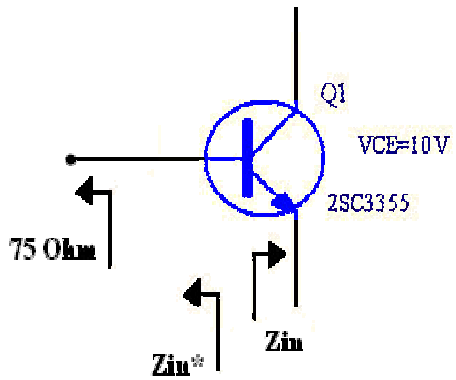
จะได้ $\psi = 1.09 + j\ 0.235$

$Z_{in} = 3.8375 + j\ 3.827$

$Z_{out} = 38.119 - j\ 3.327$

4. นำค่า Z_{in} และ Z_{out} ไปแทนลงในวงจรสมมูลในข้อ 2.

5. พิจารณาที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรก



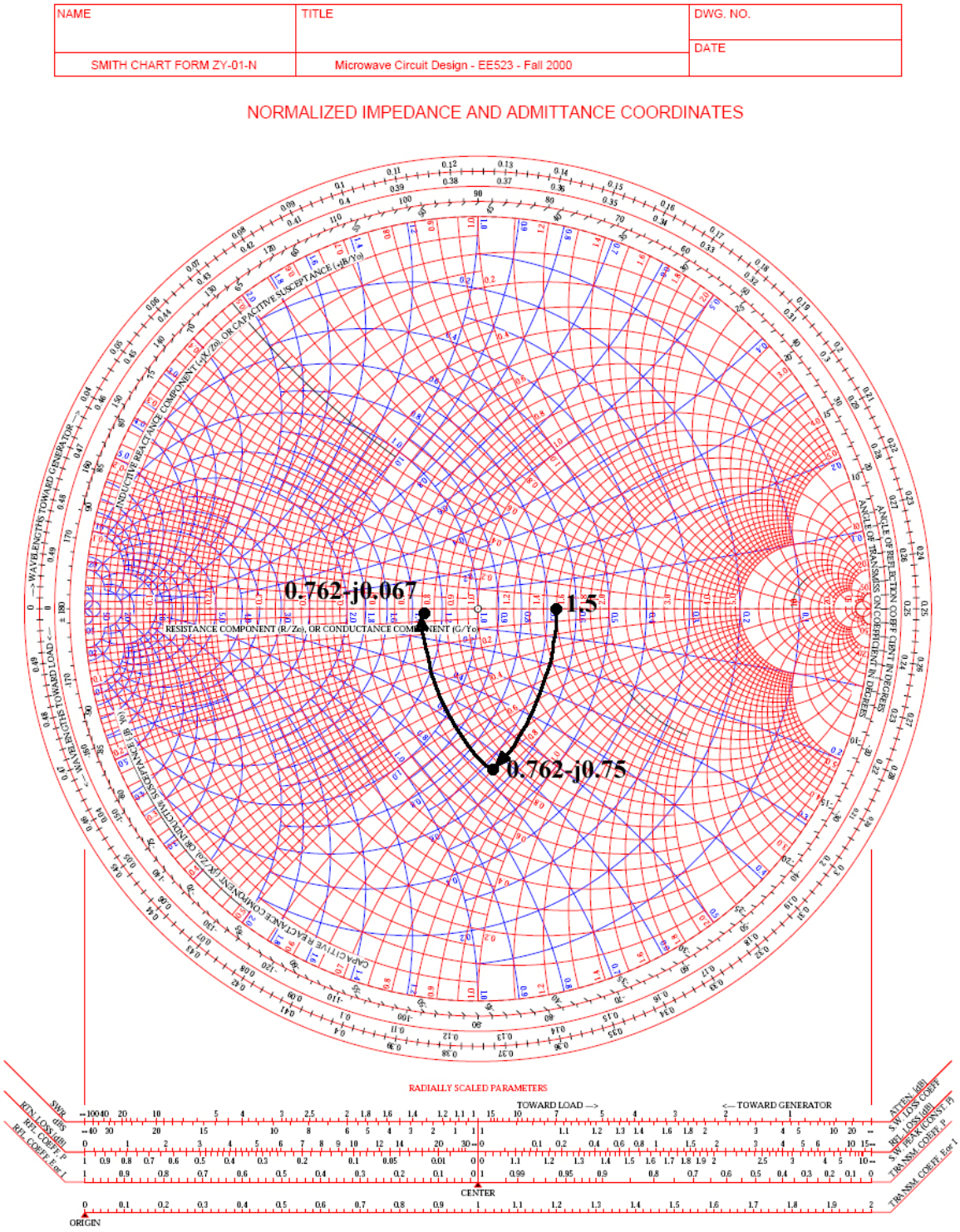
รูปที่ 3.41วงจรแสดงที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน VHF

จากนั้นเราทำการนอร์มอลไลท์Zin กับ Z_Aด้วย 50 Ω จะได้

$Zin^* = 0.076 - j\ 0.0765$

$Z_A = 1.5$

ในการทำแมทช์ชิ่งเราจะมองออกมาจากอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 (Q1) โดยเราจะเลือกให้อนุกรม C ก่อนแล้วค่อย ขนาน L จากนั้นนำไปพล็อตลงในสมิธชาร์ต



รูปที่ 3.42 กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน VHF

จาก Smith chart

<u>อนุกรม C</u>

$$X_C = Z_B - Zin^* = (0.08 - j\,0.36) - (0.08 - j\,0.08)$$

$$= -\,j\,0.28$$

จาก

$$X_C(Zo) = \frac{1}{2\pi fc}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 200 \times 10^6 \times 0.26 \times 50}$$

$$C = 56.84pF$$

<u>ขนาน L</u>

$$y_L = \frac{1}{Z_A} - \frac{1}{Z_B} = \frac{1}{1.5} - \frac{1}{0.08 - j0.36}$$

$$= (0.67) - (0.588 + j2.65)$$

$$y_L = j\,2.789$$

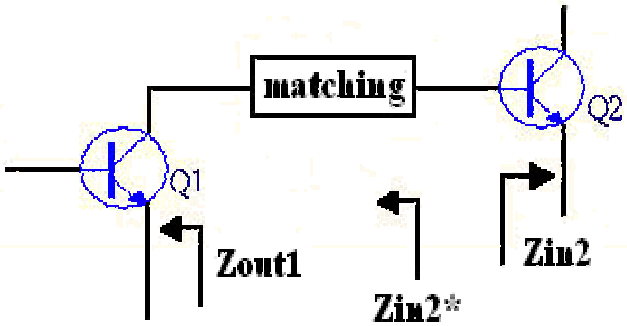
จาก

$$\frac{1}{y_L}(Zo) = 2\pi f_L$$

$$L = \frac{50}{2\pi \times 200 \times 10^6 \times 2.79}$$

$$L = 14.22\ nH$$

6. พิจารณาที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองดังนี้



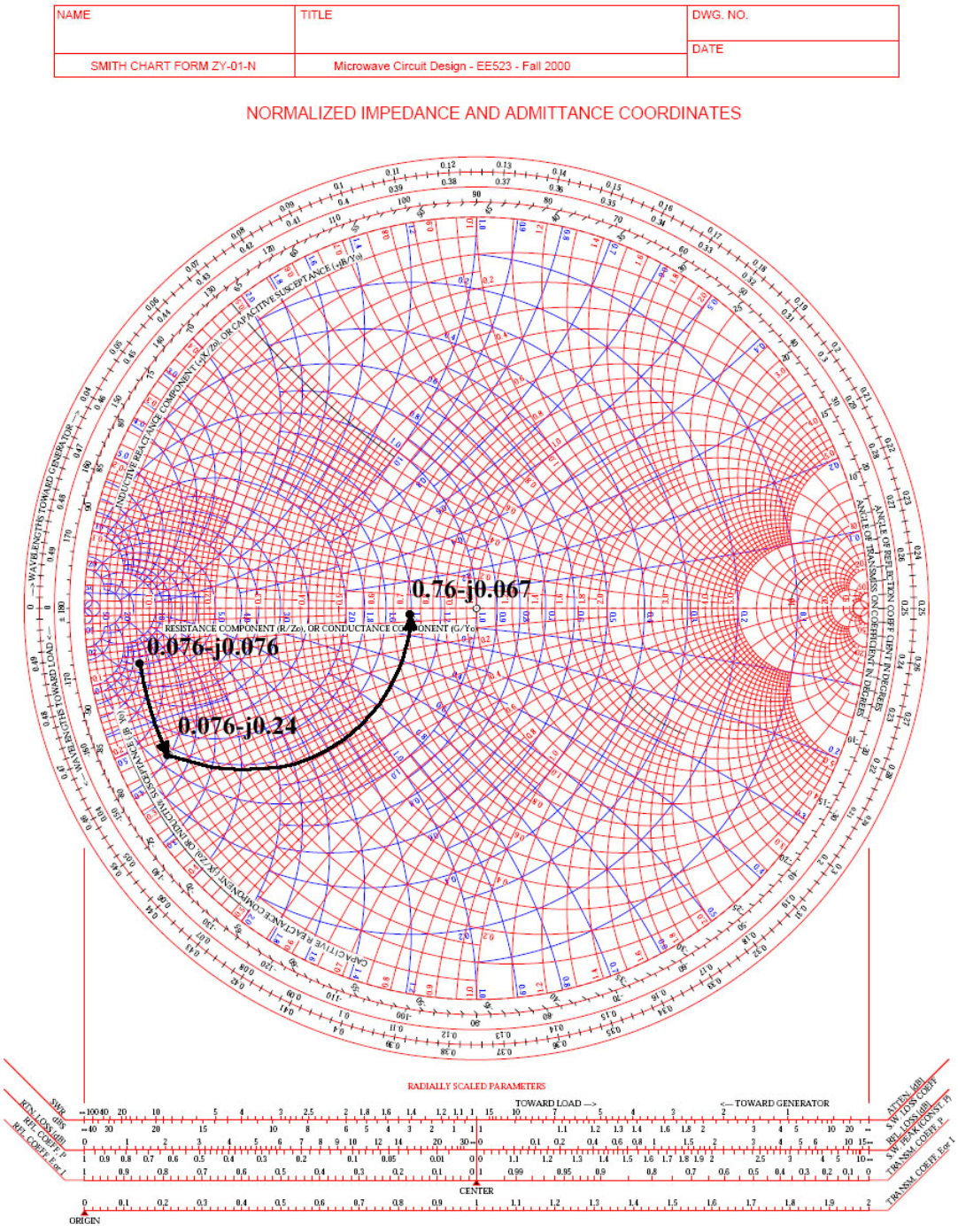
รูปที่ 3.43 วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน VHF

จากนั้นเราทำการนอร์มอลไลท์Zout1 กับ Z in2 ด้วย 50 Ω จะได้

Zout1 = 0.7624 – j 0.0665

Zin* = 0.07675 – j 0.07654

ในการทำแมทช์ชิ่งระหว่างสองภาคนี้เราจะเลือกมองออกมาจากทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2 (Q2) โดยเลือกให้อนุกรม C ก่อนแล้วค่อยขนาน L จากนั้นนำไปพล็อตลงในสมิธชาร์ต



รูปที่ 3.44 กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน VHF

จาก Smith chart

<u>อนุกรม C</u>

$$X_C = (0.0767 - j\ 0.24) - (0.0767 - j\ 0.0765)$$

$$= - j\ 0.1635$$

จาก

$$X_C(Zo) = \frac{1}{2\pi fc}$$

ดังนั้น $C = 97.34$ pF

<u>ขนาน L</u>

$$y_L = \frac{1}{0.7624 - j0.0665} - \frac{1}{0.00767 - j0.24}$$

$$= (1.3 + j0.1135) - (1.3 + j - 3.78)$$

$$y_L = - j3.667$$

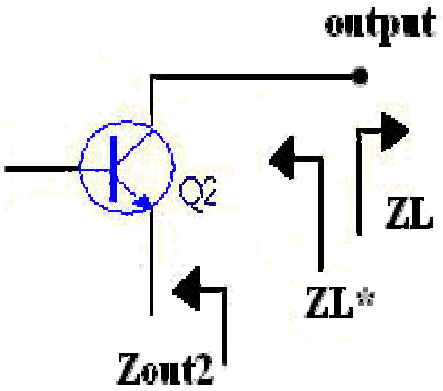
จาก

$$\frac{1}{y_L}(Zo) = 2\pi f_L$$

$$L = \frac{50}{2\pi \times 200 \times 10^6 \times 3.667}$$

$$L = 10.85 \text{ nH}$$

7. พิจารณาที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ดังนี้



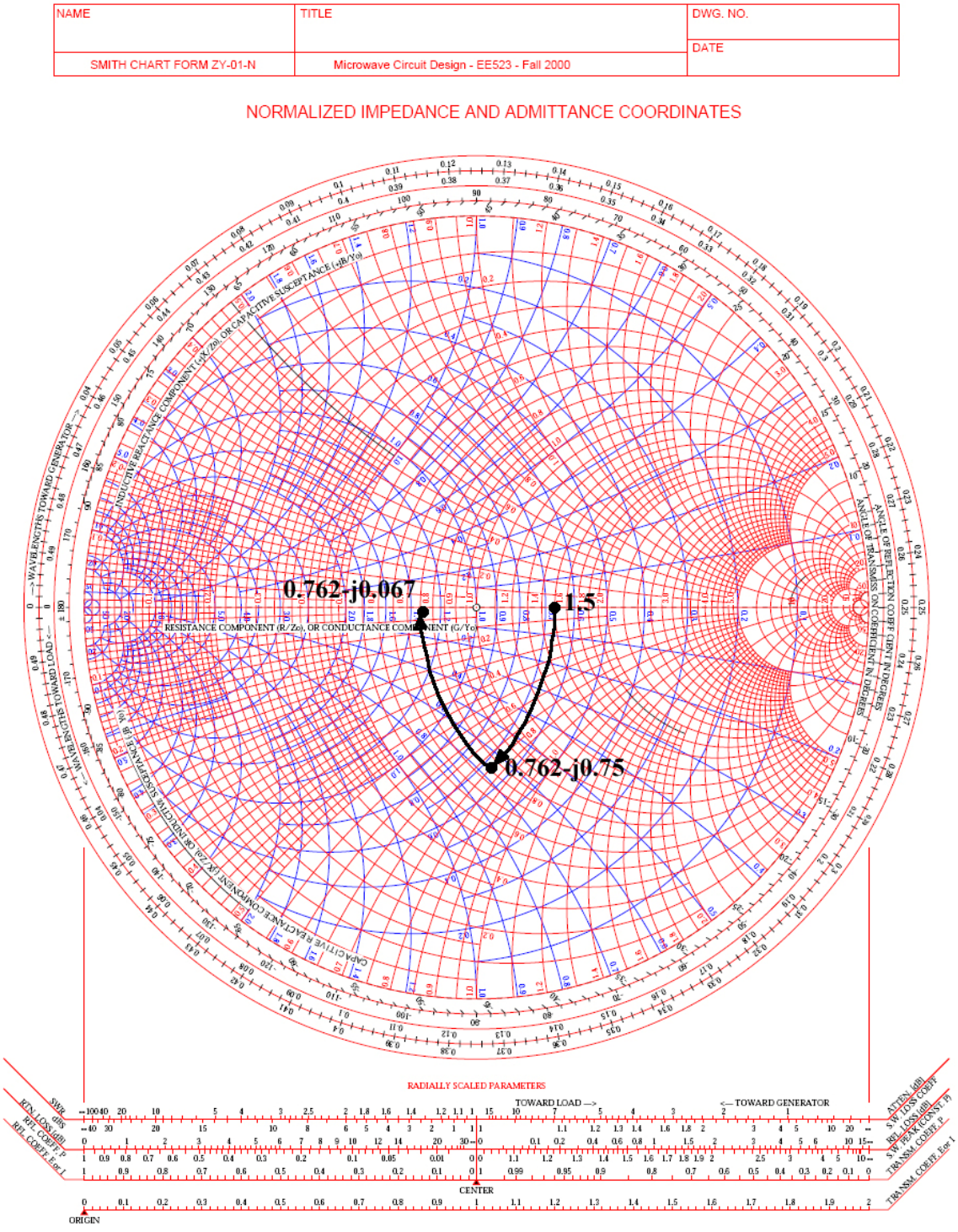
รูปที่ 3.45 วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน VHF

จากนั้นเราทำการนอร์มอลไลท์Z_L กับ Z out2 ด้วย 75 Ω จะได้

$$Z_L^* = 1.5$$

$$Zout2 = 0.7632 - j\ 0.062$$

ในการทำแมทช์ชิ่งเราจะเลือกมองจากโหลด Z_L เข้าไปโดยเลือกให้ขนาน C ก่อนแล้วค่อยอนุกรม L



รูปที่ 3.46 กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน VHF

จาก Smith chart

ขนาน C

$$y_C = \frac{1}{0.762 - j0.75} - \frac{1}{1.5}$$
$$= (0.67 + j0.656) - 0.67$$
$$= j0.656$$

จาก

$$\frac{1}{y_c}(Zo) = \frac{1}{2\pi fc}$$
$$C = \frac{0.656}{2\pi \times 200 \times 10^6 \times 50}$$
$$C = 10.44 \text{ pF}$$

อนุกรม L

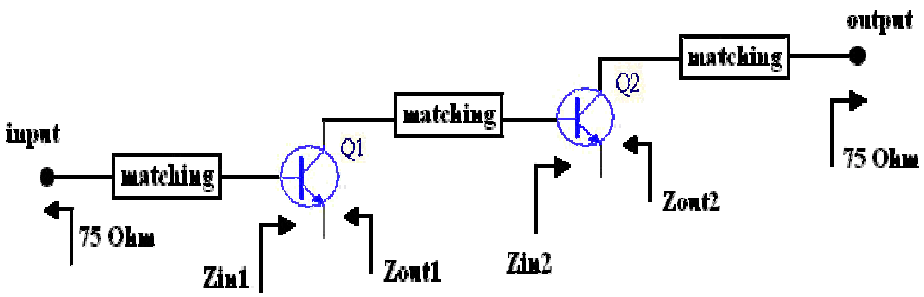
$$X_L = (0.762 - j0.062) - (0.762 - j0.75)$$
$$= j0.688$$

จาก

$$X_L(Zo) = 2\pi f_L$$
$$L = \frac{0.688(50)}{2\pi \times 200 \times 10^6}$$
$$L = 27.37 \text{ nH}$$

3.3.2 การทำแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน UHF มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

1. ทำการเลือกความถี่ที่จะใช้ทำการออกแบบแมทช์ชิ่งในที่นี้เราเลือกที่ความถี่ 600 MHz
2. ทำการวาดวงจรสมมูลของการทำแมทช์ชิ่งเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้



รูปที่ 3.47 วงจรสมมูลของการทำแมทช์ชิ่งของวงจรขยายย่าน UHF

3. อ่านค่าต่างๆจากดาต้าชีสเพื่อทำการแปลงค่า S พารามิเตอร์ให้เป็น Z พารามิเตอร์ดังนี้ ที่ความถี่ 600 MHz มี V_{CE} = 10 V และ I_C= 20 mA ส่วนค่าS พารามิเตอร์ที่กำหนดมาให้นั้น จะกำหนดมาเป็นขนาดและมุมเฟสคือ

$$S_{11} = 0.013\angle -57.9^{o}$$
$$S_{22} = 0.428\angle -30.8^{o}$$
$$S_{12} = 0.113\angle 69.3^{o}$$
$$S_{21} = 4.936\angle 74^{o}$$

นำค่า S พารามิเตอร์แทนลงในสูตรต่อไปนี้

$$\psi = (1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21} \quad \text{_____(1)}$$
$$Z_{11} = Zo\left[\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{\psi}\right] = Z_{in} \quad \text{_____(2)}$$
$$Z_{22} = Zo\left[\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}{\psi}\right] = Z_{out} \quad \text{_____(3)}$$

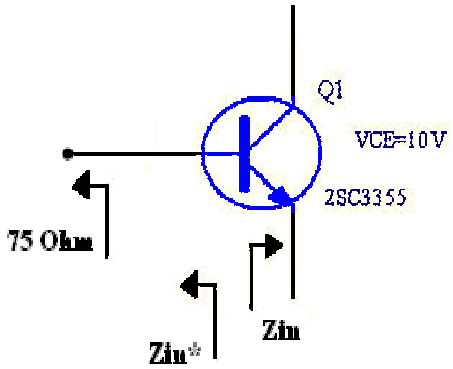
จะได้ $\psi = 1.072 - j\ 0.108$

Zin = 0.1259 + j 0.5227

Zout = 0.8305 – j 0.2061

4. นำค่า Zin และ Zout ไปแทนลงในวงจรสมมูลในข้อ 2.

5. พิจารณาที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรก



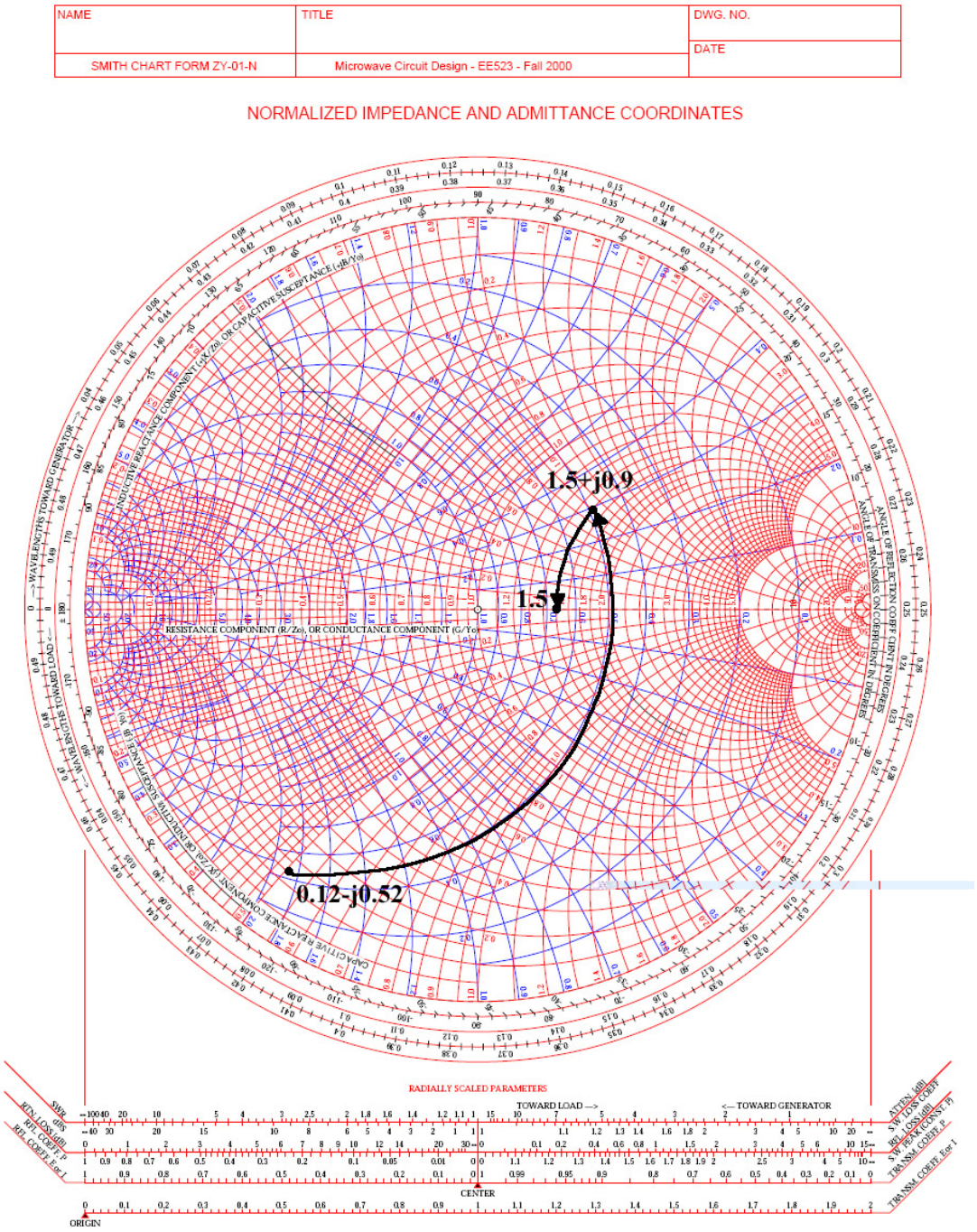
รูปที่ 3.48 วงจรแสดงที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน UHF

จากนั้นเราทำการนอร์มอลไลท์Zin กับ Z_Aด้วย 50 Ω จะได้

$Zin^* = 0.1259 - j\ 0.5227$

$Z_A = 1.5$

ในการทำแมทช์ชิ่งเราจะมองออกมาจากอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 (Q1) โดยเราจะเลือกให้อนุกรม C ก่อนแล้วค่อย ขนาน L จากนั้นนำไปพล็อตลงในสมิธชาร์ต



รูปที่ 3.49 กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกของวงจรขยายย่าน UHF

จาก Smith chart

<u>ขนาน L</u>

$$y_L = (0.49 - j0.294) - (0.4355 + j1.81)$$

$$y_L = -j2.1$$

จาก

$$\frac{1}{y_L}(Zo) = 2\pi f_L$$

$$L = \frac{50}{2\pi \times 200 \times 10^6 \times 2.1}$$

$$L = 6.315 \text{ nH}$$

<u>อนุกรม C</u>

$$X_C = 1.5 - (1.5 + j\,0.9)$$

$$= -j\,0.9$$

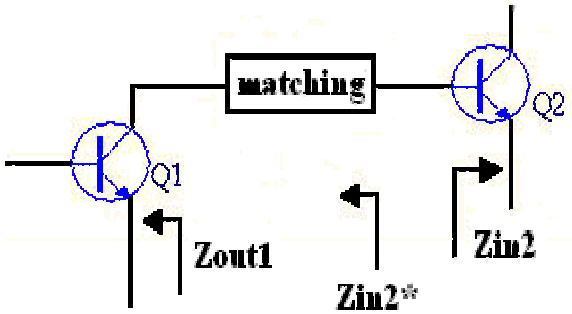
จาก

$$X_C(Zo) = \frac{1}{2\pi fc}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 200 \times 10^6 \times 0.9 \times 50}$$

$$C = 5.89 \text{ pF}$$

6. พิจารณาที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองดังนี้



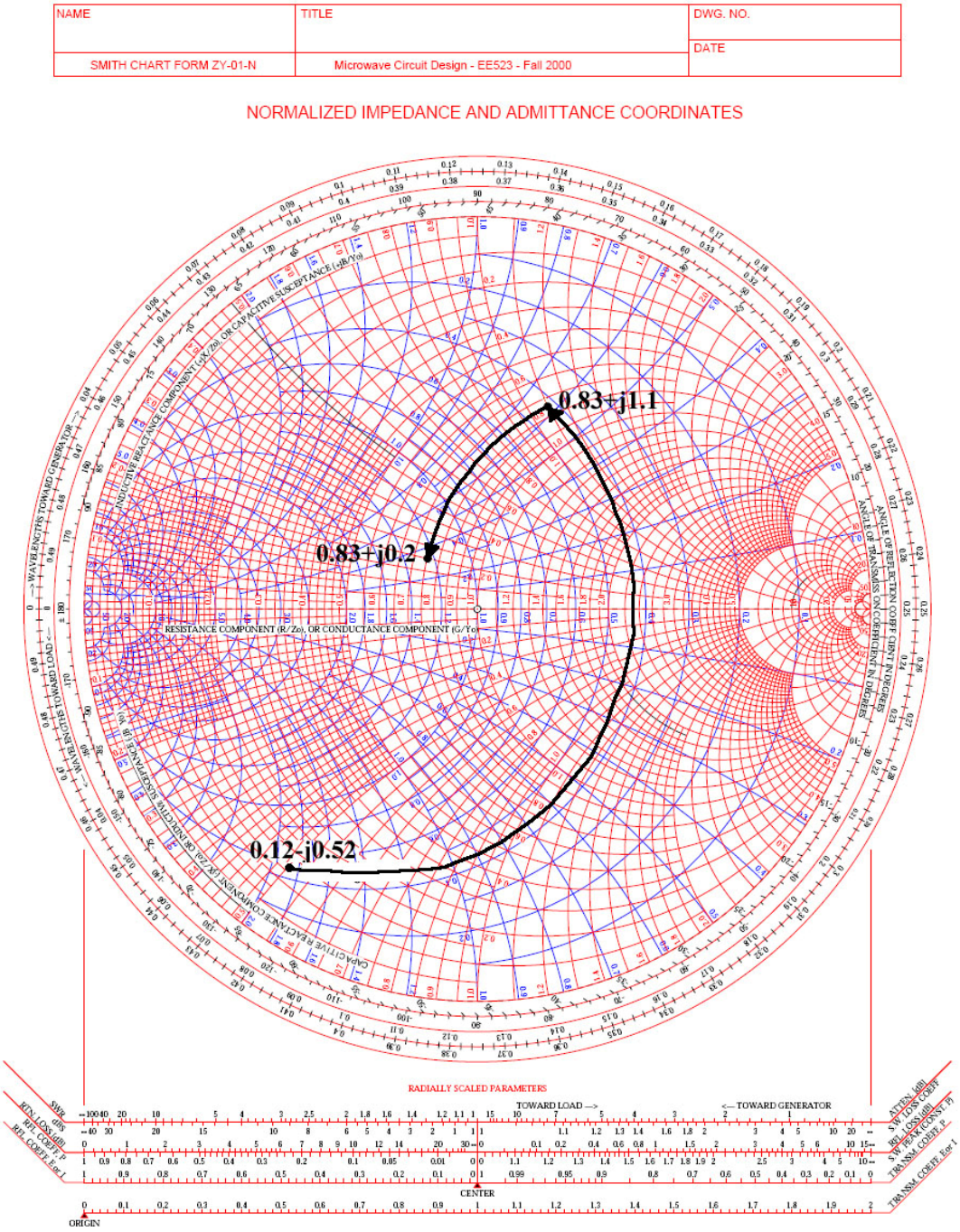
รูปที่ 3.50 วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน UHF

จากนั้นเราทำการนอร์มอลไลท์Zout1 กับ Z in2 ด้วย 50 Ω จะได้

Zout1 = 0.8305 – j 0.2061

Zin*2 = 0.1259 – j 0.5227

ในการทำแมทช์ชิ่งระหว่างสองภาคนี้เราจะเลือกมองออกมาจากทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2 (Q2) โดยเลือกให้อนุกรม C ก่อนแล้วค่อยขนาน L จากนั้นนำไปพล็อตลงในสมิธชาร์ต



รูปที่ 3.51 กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวแรกกับอินพุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองของวงจรขยายย่าน UHF

จาก Smith chart

<u>ขนาน L</u>

$$y_L = \frac{1}{0.8305 + j1.1} - \frac{1}{0.1259 - j0.5227}$$

$$= (0.437 + j0.579) - (0.435 + j - 1.808)$$

$$y_L = - j2.387$$

จาก

$$\frac{1}{y_L}(Zo) = 2\pi f_L$$

$$L = \frac{50}{2\pi \times 600 \times 10^6 \times 2.387}$$

$$L = 5.56 \text{ nH}$$

<u>อนุกรม C</u>

$$X_C = (0.8305 - j\ 0.2) - (0.8305 + j\ 1.5)$$

$$= - j\ 0.59$$

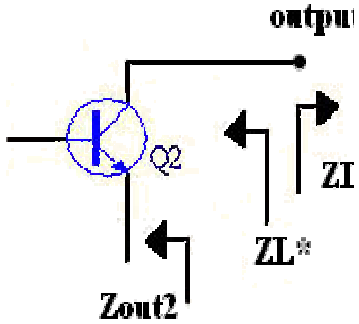
จาก

$$X_C(Zo) = \frac{1}{2\pi fc}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 600 \times 10^6 \times 0.95 \times 50}$$

ดังนั้น C = 5.58 pF

7. พิจารณาที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ดังนี้



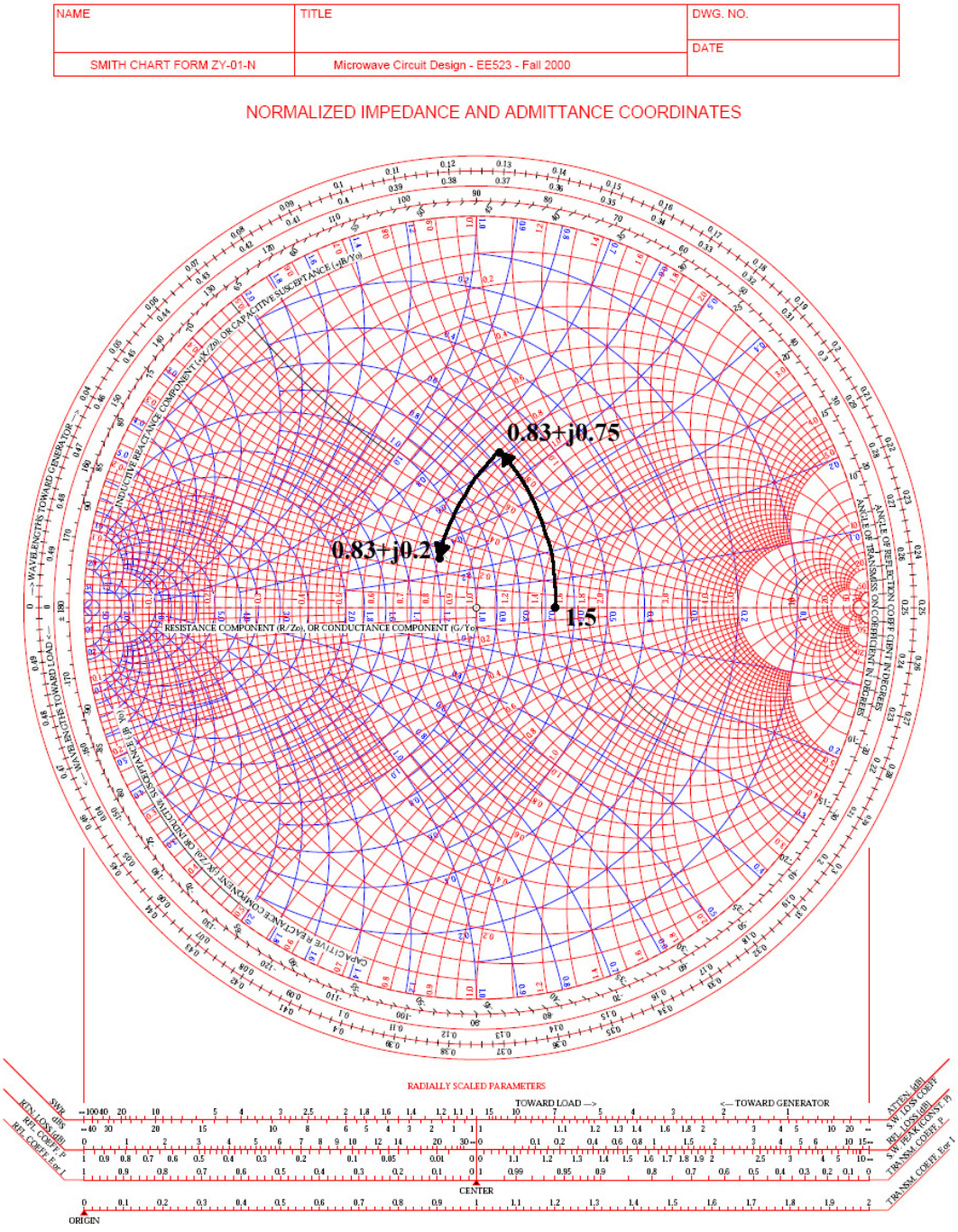
รูปที่ 3.52 วงจรแสดงที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน UHF

จากนั้นเราทำการนอร์มอลไลท์Z_L กับ Z out2 ด้วย 75 Ω จะได้

$Z_L^* = 1.5$

$Zout2 = 0.762 - j\ 0.067$

ในการทำแมทช์ชิ่งเราจะเลือกมองจากโหลด Z_L เข้าไปโดยเลือกให้ขนาน C ก่อนแล้วค่อยอนุกรม L



รูปที่ 3.53 กราฟ Smith chart แสดงการวนเพื่อหาค่า L และ C ที่เอาท์พุตของทรานซิสเตอร์ตัวที่สองกับวงจรกรองความถี่ของวงจรขยายย่าน UHF

จาก Smith chart

<u>ขนาน L</u>

$$y_L = \frac{1}{0.8 - j0.75} - \frac{1}{1.5}$$
$$= (0.66 + j0.62) - 0.667$$
$$= - j0.62$$

จาก

$$\frac{1}{y_L}(Zo) = \frac{1}{2\pi f_L}$$
$$L = \frac{50}{2\pi \times 600 \times 10^6 \times 0.62}$$
$$L = 21.39\ nH$$

<u>อนุกรม L</u>

$$X_C = (0.8) - (0.8 + j0.75)$$
$$= - j0.75$$

จาก

$$X_C(Zo) = \frac{1}{2\pi f_C}$$
$$C = \frac{1}{2\pi \times 600 \times 10^6 \times 0.75 \times 50}$$
$$C = 7.07\ pF$$

3.3.3 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่และแมทช์ชิ่งนั้นจะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุล้วนเป็นเป็นส่วนประกอบที่สำคัญอย่างยิ่ง แต่ตัวเก็บประจุนั้นเราสามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาดส่วนตัวเหนี่ยวนำนั้นเราไม่สามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาด ดังนั้นเราจึงต้องคำนวณแล้วซื้อลวดทองแดงมาทำการพันเองโดยมีสูตรการคำนวณดังนี้

$$L = \frac{N^2 r^2}{245(0.9r + I)}$$

โดยที่ r คือ รัศมี มีหน่วยเป็นมิลลิเมตร (mm)

I คือ ความยาวของตัวเหนี่ยวนำ

N คือ จำนวนรอบ

ต้องการหาความยาว

$$I = \frac{N^2 r^2}{245L} - \frac{220.5r}{245}$$

ต้องการหาตัวเหนี่ยวนำ

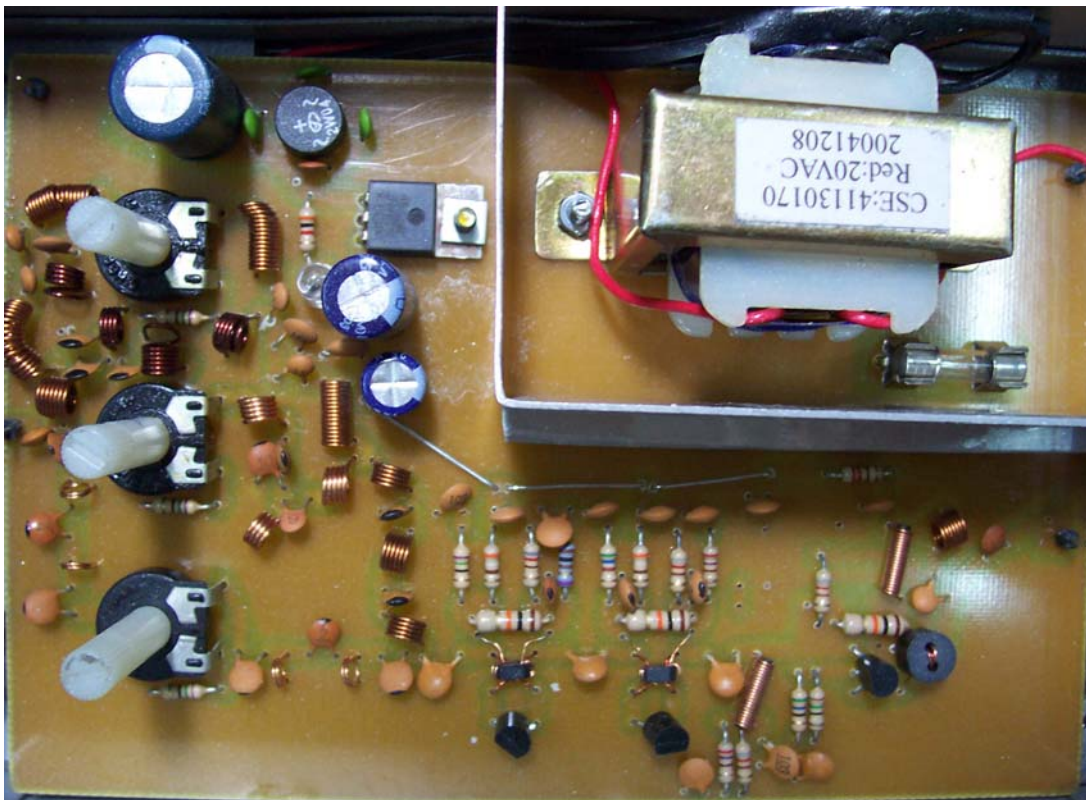
$$L = \frac{N^2 r^2}{220.5r + 245I}$$

ต้องการหาจำนวนรอบ

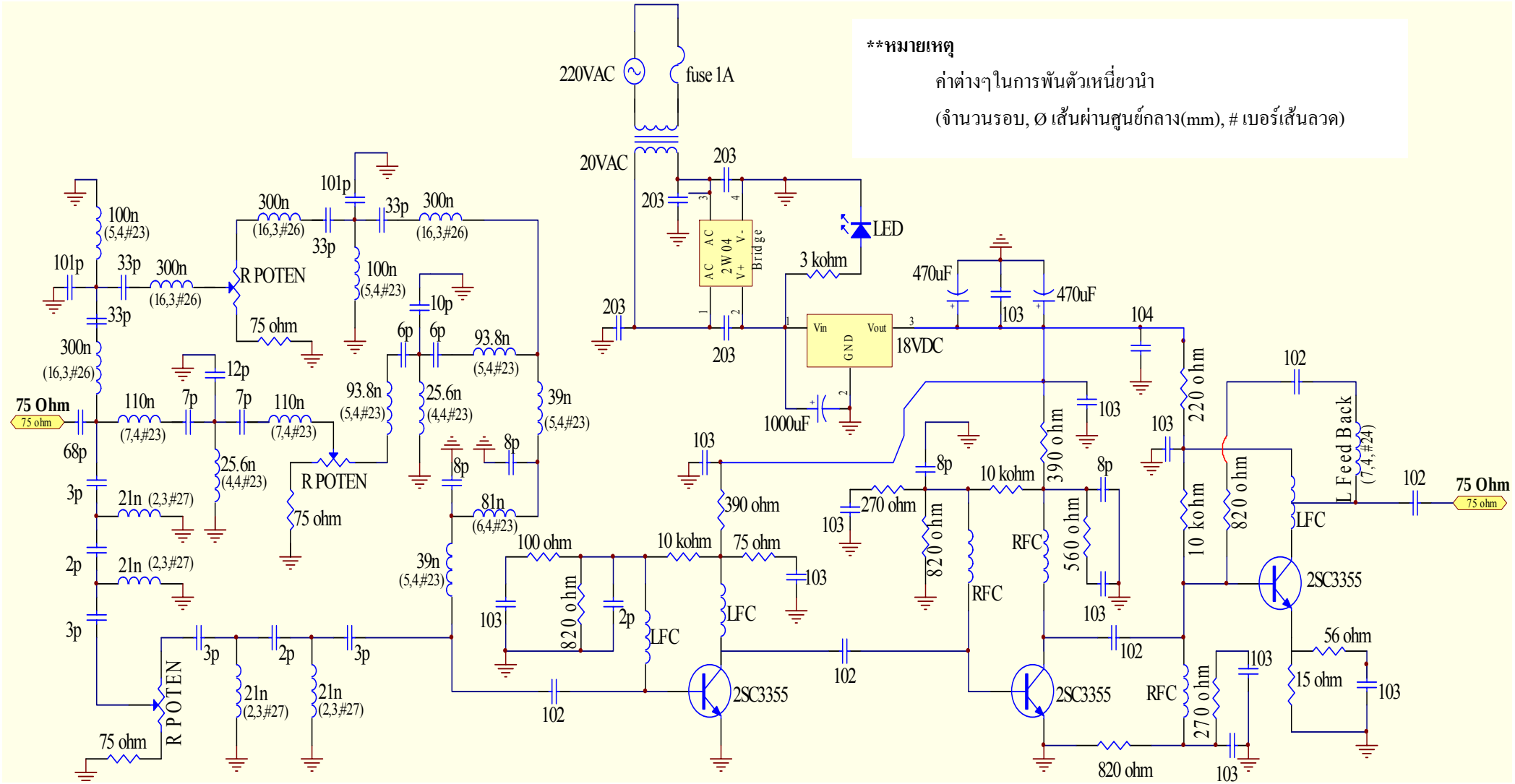
$$N = \sqrt{\frac{L(220.5r + 245I)}{r^2}}$$

3.4 วงจรรวม

เมื่อเราออกแบบส่วนประกอบแต่ละส่วนเรียบร้อยแล้ว เราสามารถนำมาประกอบกันเป็นวงจรรวมดังนี้

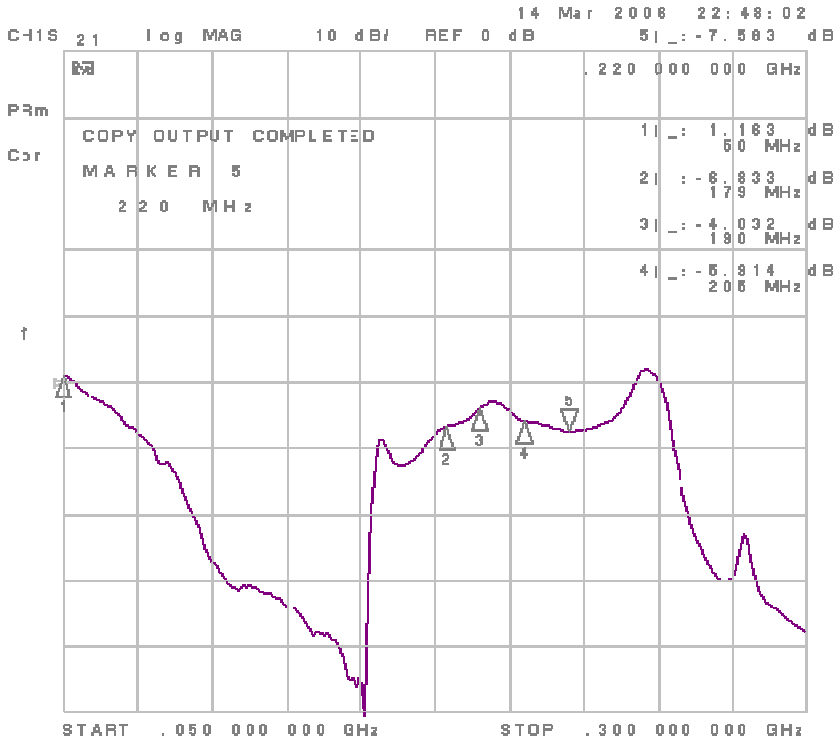


รูปที่3.54 แสดงระบบรวมของวงจรขยายสัญญาณ (วงจรที่ใช้งานได้จริง)

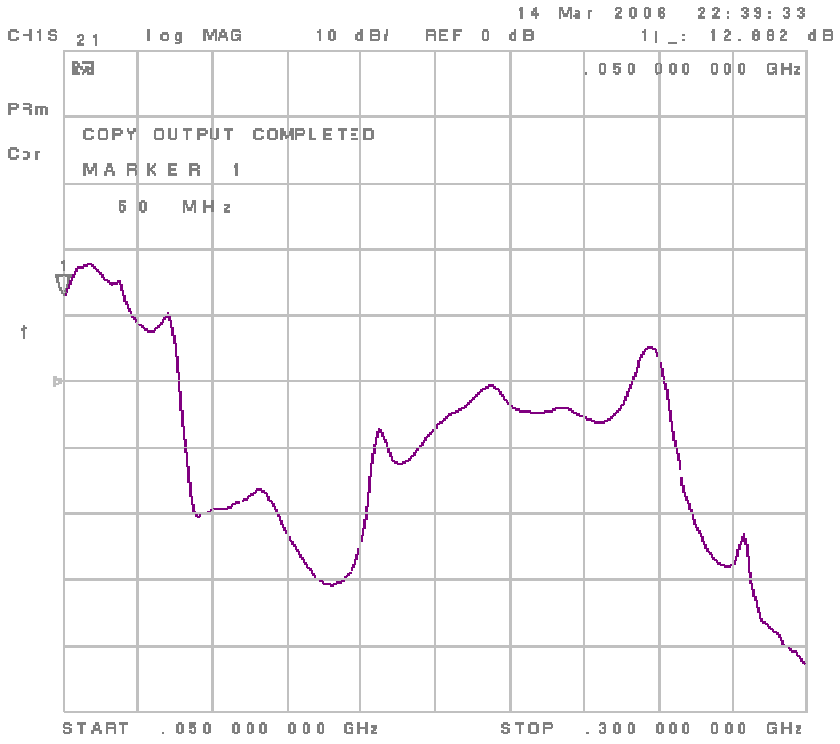


รูปที่3.55 แสดงระบบรวมของวงจรขยายสัญญาณ

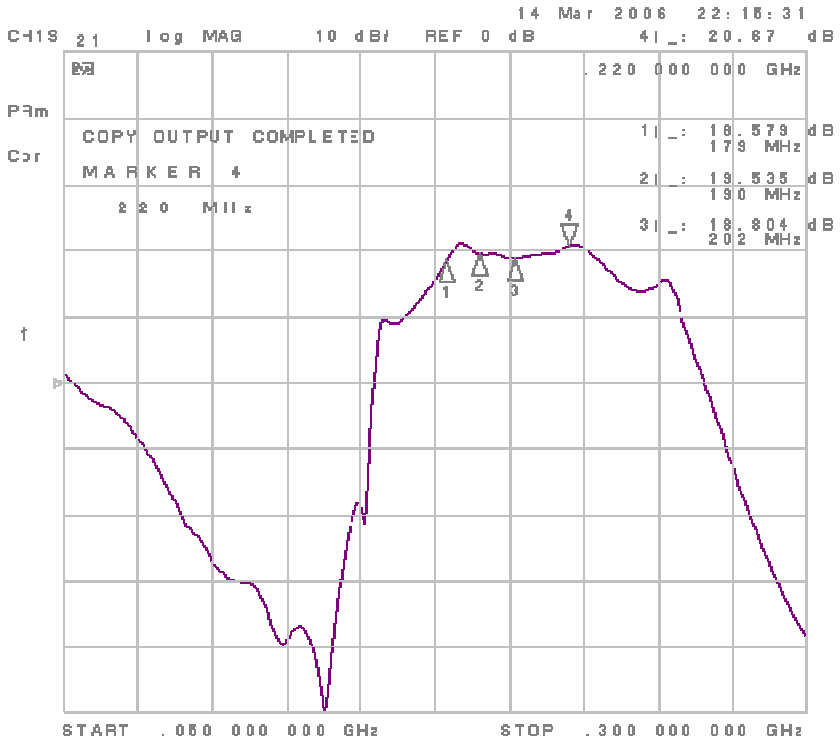
ผลการทดลองที่ได้จากระบบรวม



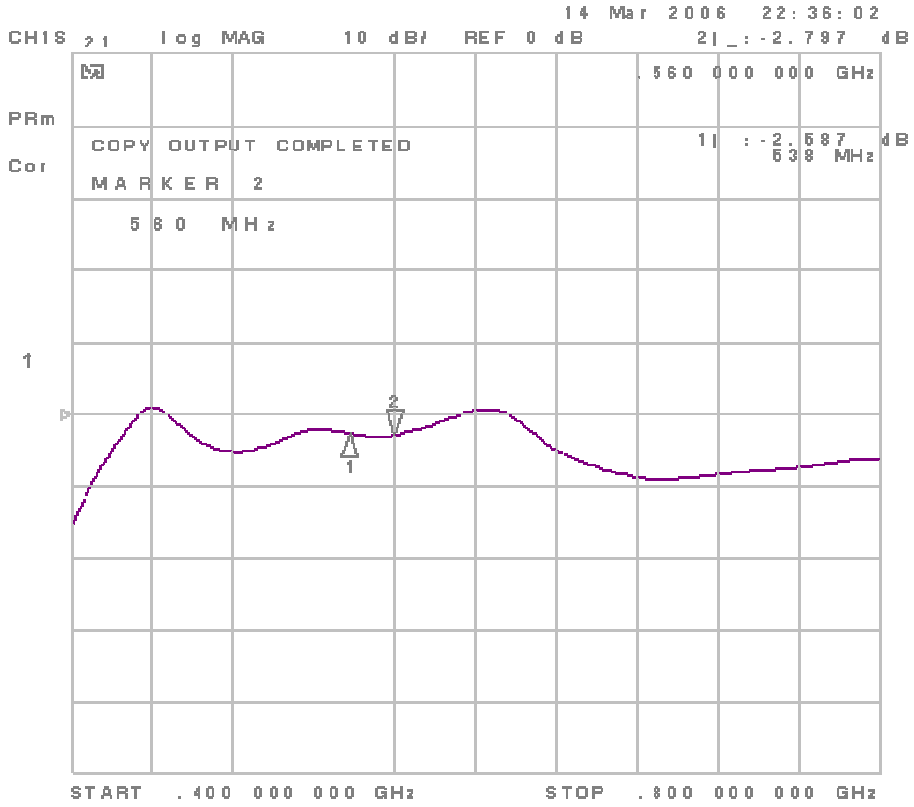
รูปที่3.56 แสดงผลการปรับอัตราขยายต่ำสุดของวงจรย่าน VHF (40-50MHz และ 160-230MHz)



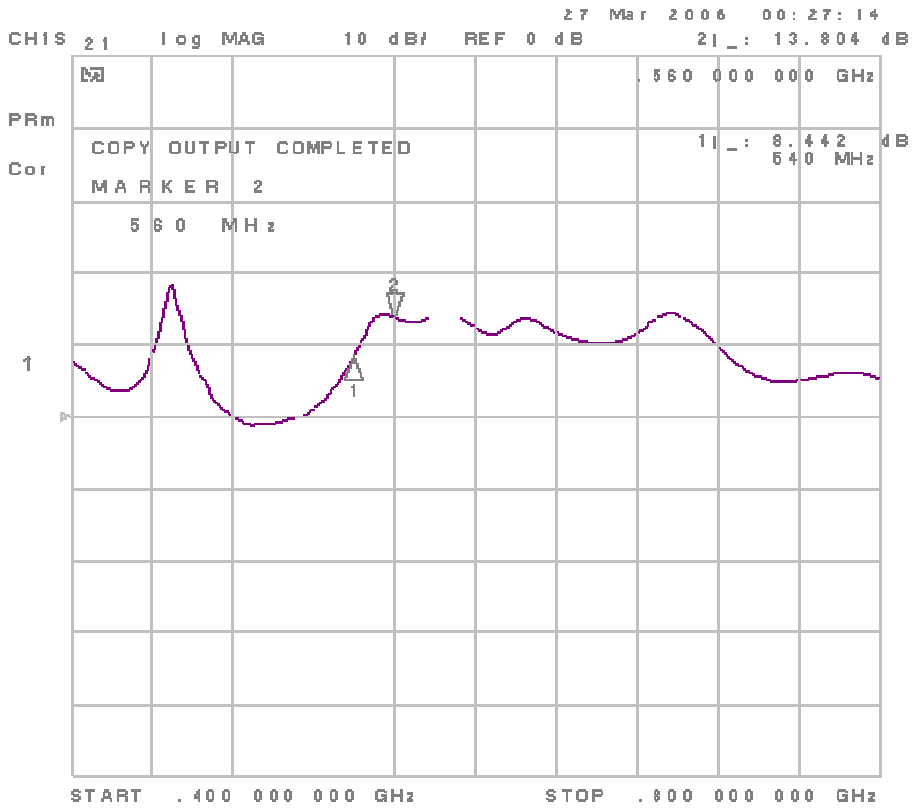
รูปที่3.57 แสดงผลการปรับอัตราขยายสูงสุดของวงจรย่าน VHF (40-50MHz)



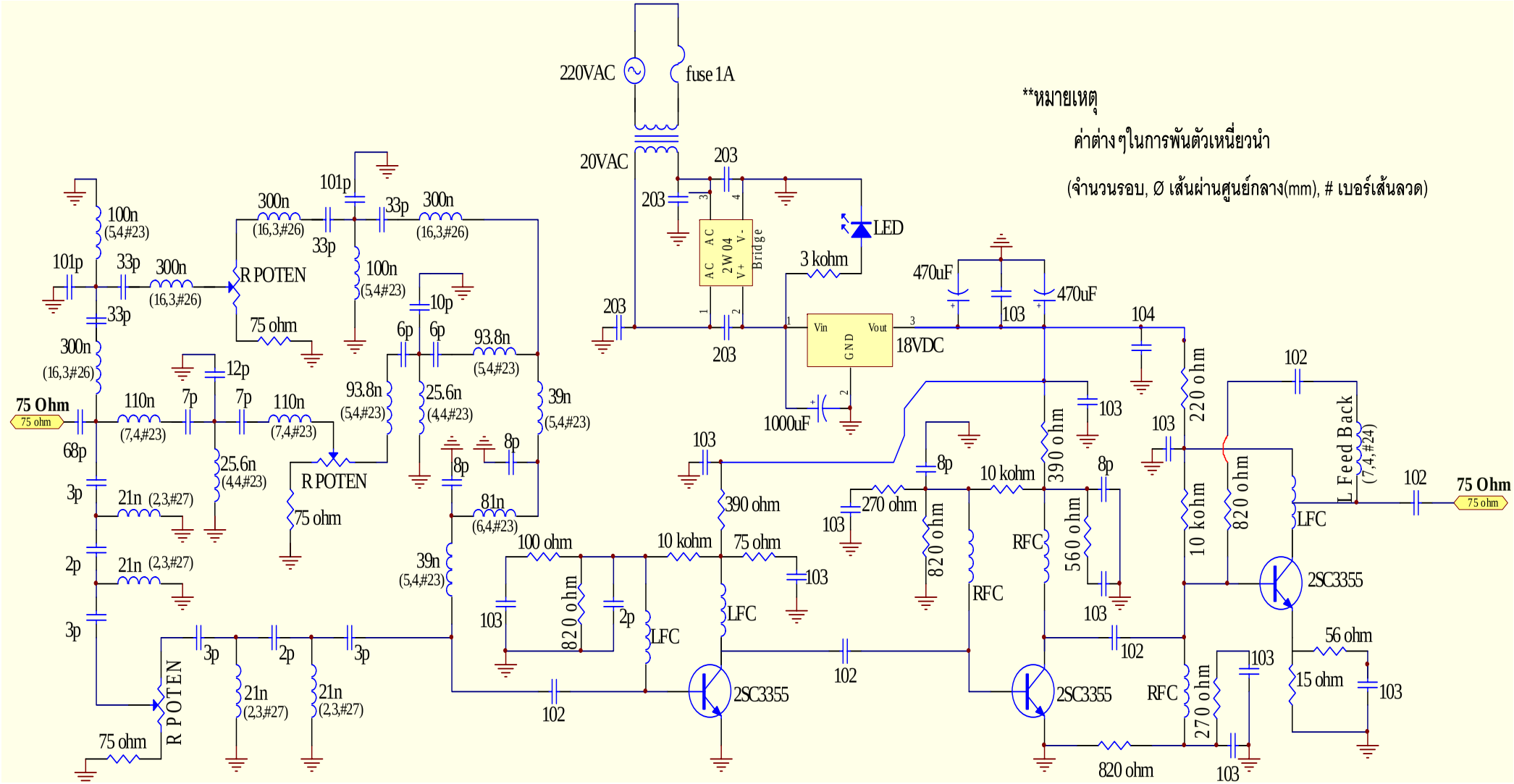
รูปที่3.58 แสดงผลการปรับอัตราขยายสูงสุดของวงจรย่าน VHF (160-230MHz)



รูปที่3.59 แสดงผลการปรับอัตราขยายต่ำสุดของวงจรย่าน UHF (500MHz)



รูปที่3.60 แสดงผลการปรับอัตราขยายสูงสุดของวงจรย่าน UHF (500 MHz)



รูปที่3.55 แสดงระบบรวมของวงจรขยายสัญญาณ

บทที่ 4

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

4.1 บทสรุป

โครงงานนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับอัตราขยายได้ โดยทางผู้จัดทำโครงการได้ศึกษาเกี่ยวกับระบบการทำงานและการออกแบบ องค์ประกอบต่างๆ ทั้งในส่วนของวงจรขยายสัญญาณ วงจรกรองความถี่ และ แมทช์ชิ่ง ซึ่งสรุปสิ่งที่ได้จากการศึกษาโครงการ ปัญหาและอุปสรรค ข้อจำกัดรวมถึงข้อเสนอแนะได้ดังนี้

4.2 สิ่งที่ได้จากการศึกษาโครงการ

1. ได้รับความรู้เกี่ยวกับโครงสร้างและส่วนประกอบของระบบสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์แบบปรับเกนการขยายสัญญาณได้
2. ได้รับความรู้เกี่ยวกับการนำระบบของวงจร RF มาประยุกต์ใช้งาน
3. รู้จักการศึกษาค้นคว้าข้อมูลด้วยตนเอง
4. ได้รับความรู้เกี่ยวกับการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ
5. ได้รับความรู้ในการประกอบอุปกรณ์ต่างๆ และสามารถเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมในโครงงาน
6. สามารถนำความรู้ที่ได้รับจากการเรียนทฤษฎีมาใช้ในการปฏิบัติจริง
7. ทำให้รู้จักการทำงานร่วมกับผู้อื่น

4.3 ปัญหาและอุปสรรค

1. การเบิกจ่ายงบประมาณค่อนข้างล่าช้า การทำงานจึงช้าไปด้วย
2. เมื่อความถี่สูงขึ้นในย่านของ UHF ค่าของขดลวดตัวเหนี่ยวนำจะมีผลอย่างมากเนื่องจากค่าเปลี่ยนนิดหน่อยก็จะทำให้ความถี่เปลี่ยนไปค่อนข้างมาก
3. ลวดสำหรับพันตัวเหนี่ยวนำถึงจะมีขนาดเท่ากันแต่คนละเกรดจะให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำไม่เท่ากัน
4. ไม่มีเครื่องที่วัดค่าตัวเหนี่ยวนำที่แน่นอนจึงได้จากการประมาณเท่านั้น
5. การทำงานเกี่ยวกับ RF นั้นต้องใช้เวลานานเพื่อลองผิดลองถูกกว่าจะได้วงจรที่สมบูรณ์
6. ค่าของตัวเหนี่ยวนำที่ทำขึ้นมามีค่าไม่แน่นอน

4.4 ข้อจำกัดของโครงการ

1. ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีคุณสมบัติต่ำเกินไป
2. ทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการมีราคาแพงและไม่มีขายภายในประเทศต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศทำให้เสียเวลารอเป็นระยะเวลานาน
3. เนื่องจากการออกแบบเราเลือกใช้ ripple ที่มีค่าน้อยทำให้เกิดการแกว่งของสัญญาณ

4.5 ข้อเสนอแนะ

1. การออกแบบไฟไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ควรมีความเหมาะสมเพื่อไม่ให้วงจรเกิดการออสซิลเลต เมื่ออัตราขยายสูงขึ้น
2. การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ควรเลือกให้ใช้ที่ย่านความถี่สูงกว่าต้องการมากๆ การวางอุปกรณ์สำหรับวงจร RF นั้นควรวางให้ใกล้กันมากที่สุด

บรรณานุกรม

[1] ไกรเลิศ สุวรรณทรัพย์, “เรียนรู้และเข้าใจหลักการของสสายอากาศ”, คอมพิวเตอร์เล็กทรอ-นิคส์เวิลด์, ฉบับที่ 142 หน้า 60-67 พ.ศ. 2536

[2] ไกรเลิศ สุวรรณทรัพย์, “สายอากาศทีวีกับเรื่องน่ารู้”, คอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิคส์เวิลด์, ฉบับที่ 143 หน้า 14-23 พ.ศ. 2537

[3] ดร.โกศล เพ็ชร์สุวรรณ และ มร.ชิเงกิ โชจิ, เทคโนโลยีโทรคม, 2540

[4] บุญชัด เนติศักดิ์, ทฤษฎีและปฏิบัติเครื่องรับโทรทัศน์เล่ม 1, 2541

[5] บุญชัด เนติศักดิ์, หลักการทำงานเครื่องรับโทรทัศน์ยุคใหม่, 2542

[6] ศาตราจารย์ บุญถึง แน่นหนา, ตำราโทรทัศน์ภาคทฤษฎีและปฏิบัติ, 2532

[7] ร.ศ ประกิจ ตังติสานนท์, วิศวกรรมสื่อสารและอิเล็กทรอนิกส์, 2537

[8] ปรัชญนันท์ นิลสุข, ทฤษฎีและการทำงานเครื่องรับโทรทัศน์เบื้องต้น, 2541

[9] ดร.สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว, ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิคค์เบื้องต้น. 2539

[10] Paul F. Combes, Jacques Graffeuil and Jean – Francoois Sautereau, “Microwave Filter”, Microwave Components, Devices and Active Circuit (1987)

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

การ Calibrate เครื่อง Network Analyzer แบบ 1-Port

1. ตั้งช่วงของความถี่ที่ต้องการวัด (เช่น ตั้งแต่ 2GHz-6GHz) โดย

- กดปุ่ม “Start” แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 2 แล้วตามด้วยกด G/n)
- กดปุ่ม “Stop” แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 6 แล้วตามด้วยกด G/n)

2. กดปุ่ม “Cal” จากนั้น

- เลือก “CALIBRATE MANU”
- เลือก “S11 1-PORT” จากนั้นให้ต่ออุปกรณ์โหลดมาตรฐานทั้ง 3 ตัว โดยเริ่มจาก
  - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน OPEN (2.4 mm) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm) แล้วเลือก “OPEN” รอจนคำว่า OPEN ถูกขีดเส้นใต้ (OPEN)
  - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน SHORT (2.4 mm) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm) แล้วเลือก “SHORT” รอจนคำว่า SHORT ถูกขีดเส้นใต้ (SHORT)
  - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm) เข้ากับ สายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm) แล้วเลือก “LOAD” จากนั้นเลือก “BROADBAND”รอจนคำว่า BROADBAND ถูกขีดเส้นใต้ (BROADBAND)
- เลือก “DONE: LOADS” แล้วเลือก “DONE 1-PORT CAL”

3. ให้รอจนคำว่า “COMPUTING CAL COEFFICIENTS” ที่กระพริบอยู่หายไป ถือเป็นอันเสร็จสิ้นกระบวนการ CALIBRATION สำหรับ 1-PORT

4. การบันทึก

- กดปุ่ม “Save/Recall”
- เลือก “SAVE STATE” (จะปรากฏไฟล์ใหม่อยู่ที่ด้านล่างสุดของไฟล์ทั้งหมด ซึ่งจะขึ้นต้นด้วย REG_)
- ถ้าต้องการเปลี่ยนชื่อไฟล์ ให้หมุนเคอร์เซอร์ หรือ กดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ

(**Note**: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “FILE UTILITIES”
- เลือก “RENAME FILE”
  - กด Back Space เพื่อลบตัวอักษรหรือย้อนกลับ
  - แล้วหมุนเคอร์เซอร์ หรือ กดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังตัวอักษรที่ต้องการ
  - แล้วเลือก “ SELECT LETTER ”

- กดปุ่ม “DONE” เมื่อทำการตั้งชื่อไฟล์เสร็จสิ้น

(**Note**: การตั้งชื่อต้องขึ้นต้นด้วยตัวอักษรเท่านั้น และไม่สามารถตั้งชื่อโดยใช้ตัวอักษร “.” ได้)

5. การเรียกใช้ไฟล์ที่บันทึกไว้

- กดปุ่ม “Save/Recall”
- หมุนเคอร์เซอร์ หรือ กดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ

(**Note**: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “ RECALL STATE ”

.....

การ Calibrate เครื่อง Network Analyzer แบบ 2-Port

1. ตั้งช่วงของความถี่ที่ต้องการวัด (เช่น ตั้งแต่ 2GHz-6GHz) โดย
   - กดปุ่ม “Start” แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 2 แล้วตามด้วยกด G/n)
   - กดปุ่ม “Stop” แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 6 แล้วตามด้วยกด G/n)
2. กดปุ่ม “Cal” จากนั้น
   - เลือก “CALIBRATE MANU”
   - เลือก “FULL 2-PORT” จากนั้นจะปรากฏเมนูให้เลือก 3 ตัว ดังนี้

     1) REFECTION 2) TRANSMISSION 3) ISOLATION
   - ให้เลือกทำทีละเมนู โดยเริ่มจาก

2.1 REFECTION

- เลือก “REFECTION”จากนั้นให้ต่ออุปกรณ์โหลดมาตรฐานทั้ง 3 ตัว โดยเริ่มจาก
  - - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน OPEN (2.4 mm, Female) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm) แล้วเลือก “OPEN” รอจนคำว่า OPEN ถูกขีดเส้นใต้ (OPEN)

(Note: Female = จุกสีส้ม, Male = จุกสีแดง)

2.1.2 ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน OPEN (2.4 mm, Male) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 2 (2.4 mm) แล้วเลือก “OPEN” รอจนคำว่า OPEN ถูกขีดเส้นใต้ (OPEN)

(Note: Female = จุกสีส้ม, Male = จุกสีแดง)

- - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน SHORT (2.4 mm, Female) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm) แล้วเลือก “SHORT” รอจนคำว่า SHORT ถูกขีดเส้นใต้ (SHORT)

2.1.3 ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน SHORT (2.4 mm, Male) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 2 (2.4 mm) แล้วเลือก “SHORT” รอจนคำว่า SHORT ถูกขีดเส้นใต้ (SHORT)

- - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm, Female) เข้ากับ สายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm) แล้วเลือก “LOAD” จากนั้นเลือก “BROADBAND”รอจนคำว่า BROADBAND ถูกขีดเส้นใต้ (BROADBAND) จากนั้นเลือก “DONE LOADS”

2.1.4 ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm, Male) เข้ากับ สายนำสัญญาณ Port 2 (2.4 mm) แล้วเลือก “LOAD” จากนั้นเลือก “BROADBAND”รอจนคำว่า BROADBAND ถูกขีดเส้นใต้ (BROADBAND) จากนั้นเลือก “DONE LOADS”

- เลือก “ STANDARDS DONE ”
- ให้รอจนคำว่า “ COMPUTING CAL COEFFICIENTS ” ที่กระพริบอยู่หายไป
- จากนั้น ให้ข้ามมาทำเมนูที่ 3 ก่อน คือ “ ISOLATION ” โดยที่ยังไม่ต้องถอดตัวอุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม ของทั้งสองพอร์ตออก

2.2 ISOLATION

- เลือก “ ISOLATION ” (**Note:** ตัวอุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม ของทั้งสองพอร์ตยังคงต่ออยู่ที่สายนำสัญญาณ)
- เลือก “ OMIT ISOLATION ” แล้วรอจนคำว่า ISOLATION ถูกขีดเส้นใต้ (<u>ISOLATION</u>)
- ถอดอุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม ของทั้งสองพอร์ตออก
- ต่อสายนำสัญญาณพอร์ต 1 กับ พอร์ต 2 เข้าด้วยกัน
- จากนั้นให้ทำเมนูที่สอง คือ “ TRANSMISSION ”

2.3 TRANSMISSION

- เลือก “ TRANSMISSION ”
- เลือก “ DO BOTH FWD+REV ”
- รอจนคำว่า TRANSMISSION ถูกขีดเส้นใต้ (<u>TRANSMISSION</u>)
- ถอดสายนำสัญญาณทั้งสองแยกออกจากกัน
- ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm, Female) เข้ากับ สายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm)
- ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm, Male) เข้ากับ สายนำสัญญาณ Port 2 (2.4 mm)
- เลือก “ DONE 2-PORT CAL ”

3. ให้รอจนคำว่า “COMPUTING CAL COEFFICIENTS” ที่กระพริบอยู่หายไป ถือเป็นอันเสร็จสิ้นกระบวนการ CALIBRATION สำหรับ 2-PORT

4. การบันทึก

- กดปุ่ม “Save/Recall”
- เลือก “SAVE STATE” (จะปรากฏไฟล์ใหม่อยู่ที่ด้านล่างสุดของไฟล์ทั้งหมด ซึ่งจะขึ้นต้นด้วย REG_)
- ถ้าต้องการเปลี่ยนชื่อไฟล์ ให้หมุนเคอร์เซอร์ หรือ กดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ

(**Note**: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “FILE UTILITIES”
- เลือก “RENAME FILE”
    - กด Back Space เพื่อลบตัวอักษรหรือย้อนกลับ
    - แล้วหมุนเคอร์เซอร์ หรือ กดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังตัวอักษรที่ต้องการ
    - แล้วเลือก “ SELECT LETTER ”
- กดปุ่ม “DONE” เมื่อทำการตั้งชื่อไฟล์เสร็จสิ้น

(**Note**: การตั้งชื่อต้องขึ้นต้นด้วยตัวอักษรเท่านั้น และไม่สามารถตั้งชื่อโดยใช้ตัวอักษร “.” ได้)

5. การเรียกใช้ไฟล์ที่บันทึกไว้

- กดปุ่ม “Save/Recall”
- หมุนเคอร์เซอร์ หรือ กดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ

(**Note**: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “RECALL STATE”

ภาคผนวก ข.

การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ RF

ในกรณีออกแบบวงจรขยายกำลังต่ำแบบโลว์นอย์(Low noise amplifier) จุดใหญ่ในการเลือกทรานซิสเตอร์อยู่ที่การพิจารณาความถี่การทำงานหรือค่านอยส์ฟิกเกอร์ วิธีการทางปฏิบัติได้แก่ดูสเปคจากผู้ผลิต (Data sheet) โดยเลือกให้มีนอยส์ต่ำสุดที่ช่วยความถี่การใช้งานเป็นต้น ผู้ผลิตมักให้กราฟที่เขียนขึ้นระหว่างอัตราขยาย(Gain) กับตัวเลขนอยส์ในเงื่อนไขการไบอัส และความความถี่ที่กำหนดให้ สิ่งเหล่านี้ช่วยได้มากในการเลือกใช้งานให้ได้ค่าอัตราขยายที่สูง ในขณะเดียวกันก็มีนอยส์ต่ำในกรณีออกแบบวงจรโลว์นอยส์โดยเฉพาะสำหรับการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลังต่ำอื่นๆปกติจะเลือกได้ง่ายกว่าการเน้นวงจรที่ต้องการโลว์นอยส์หรือต้องการกำลังสูงเพราะมีตัวทรานซิสเตอร์ให้เลือกมากกว่า ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำส่วนมากจะมีค่าแรงดันแบรคดาวน์ใกล้เคียงกันแต่ก็มีบางตัวออกแบบมาใช้งานที่ช่วงแรงดันสูงด้วยนอกจากนั้นยังมีทรานซิสเตอร์กำลังต่ำบางตัวเช่นกันที่ออกแบบมาใช้งานที่ช่วงแรงดันและกระแสต่ำๆแต่โดยทั่วไปจะสามารถเลือกรานซิสเตอร์กำลังต่ำให้มีระดับกระแสใช้งานได้พอเพียงแก่การใช้งานนั้นๆและยังต้องเลือกให้มีค่าความถี่คัทออฟสูงพอเพื่อให้ได้เพื่อให้ได้อัตราขยายสูงที่ความถี่ขณะทำงาน ส่วนในวงจรสวิทย์ชิ่งต้องเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีาความถี่ คัทออฟสูง เพื่อสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้อย่างมีประสิทธิภาพรูปแบบตัวถังก็เป็นข้อมูลที่สำคัญในการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ ทรานซิสเตอร์ตัวเดียวกันอาจปรากฏมาทั้งในรูปแบบตัวถังโลหะ ตัวถังพลาสติกหรือแบบติดตั้งบนผิวพื้น ฯลฯ ปกติแล้วการเลือกใช้ตัวถังที่เล็กลงจะทำให้ค่าความจุไฟฟ้าหลงเหลือของอุปกรณ์นั้นน้อยกว่า ทำให้ใช้งานที่ความถี่ RF ช่วงสูงๆได้ดีกว่า

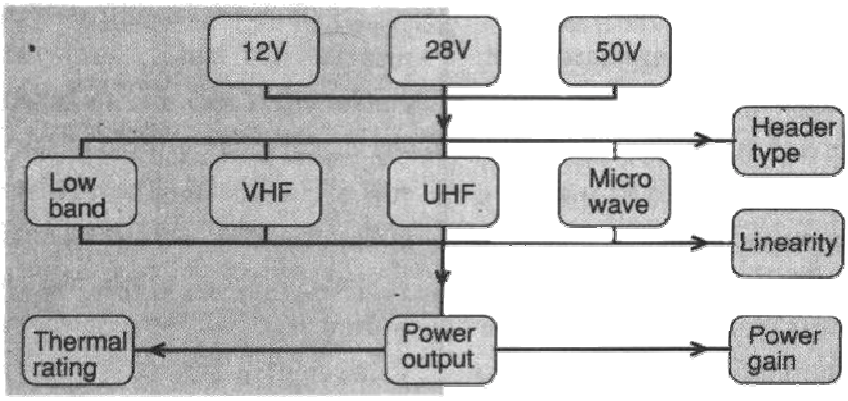
การใช้งาที่กำลังงานสูง

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานภาค RF ช่วงกำลังงานสูงๆ จะมีให้เลือกใช้มากมาย โดยเฉพาะในช่วงกำลัมาก กว่า1 วัตต์ ในการใช้งานเป็นภาคขยาย RF องค์ประกอบสำคัญอื่นๆ ที่ต้องพิจารณาได้แก่ความเป็นเชิงเส้น (Linear) และแบนด์วิธ ประสิทธิภาพอุณหภูมิขณะทำงาน ชนิดของตัวถัง ส่วนความแข็งแรงคงทน (Ruggedness) จะแสดงถึงความสามารถในการทนทานต่อความเปลี่ยนแปลงของโหลด

แรงดันไฟฟ้า

ในสเปคผู้ผลิตจะมีการกำกับค่าแรงดันไฟฟ้านี้มาให้ทราบแสมอ แต่ในการใช้งานบางแบบเช่นเครื่องส่งที่ประจำที่ (ไม่เคลื่อนที่) อาจต้องงเลือกค่าแรงดันนี้ให้เหมาะกับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้งาน

ได้สูงสุด ในบางกรณีนักออกแบบต้องการตรวจหาข้อดีข้อเสียในระหว่างกำลังงานต่ำกับสูง หากไม่มีข้อแตกต่างในระหว่างอินพุทอิมพีแดนซ์กับการแมทชิ่งอิมพิแดนซ์แล้ว ค่าของเอาท์พุท
อิมพิแดนซ์แล้ว ค่าของเอาท์พุทอิมพิแดนซ์จะขึ้นกับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้งานเช่นเดียวกับระดับกำลังงานขาออกขณะนั้น



รูปที่ 1 วิธีการเลือกใช้อาร์เอฟทรานซิสเตอร์ในการใช้งานย่านความถี่ต่างๆ ปกติแล้วจะต้องกำหนดถึงแรงดันไฟเลี้ยงก่อน แล้วค่อยมาพิจารณาเรื่องความถี่ อัตราขยาย กำลังงานที่ต้องการตามลำดับ

ความถี่

การเลือกช่วงความถี่ใช้งานเป็นสิ่งไม่ยุ่งยาก ผู้ผลิตมักแบ่งเกรดของ RF ทรานซิสเตอร์กำลังสูงด้วยช่วงความถี่การทำงานและแรงดันใช้งาน อย่างไรก็ดีทรานซิสเตอร์ที่ใช้จำเป็นต้องมีอัตราขยายสูงพอในการทำงานที่ช่วงความถี่ขณะใช้งานเสมอจึงถูกต้องทรานซิสเตอร์แบบความถี่สูงจะนำมาใช้ในย่านความถี่ต่ำได้ดี แม้ว่าจะต้องระวังเกี่ยวกับความเสถียรภาพ ความคงทนและราคา โดยทั่วไปแล้วอัตรขยายใน RF ทรานซิสเตอร์จะลดลงเมื่อความถี่สูงซึ่งอาจก่อให้เกิดออสซิเลตขึ้น ทรานซิสเตอร์แบบความถี่สูงจะถูกสร้างขึ้นโดยใช้กระบวนการผลิตแบบ Shallower Diffusion จึงมีค่าความต้านทานต่ำทางขาคอลเลคเตอร์กับขาอิมิเตอร์ทั้งนี้เพื่อให้ได้อัตราขยายสูงขึ้นที่ย่านความถี่สูง แต่อย่างไรหลักการนี้กลับส่งผลกระทบให้กับความคงทนที่ช่วงความถี่การทำงานจึงเป็นสิ่งที่ต้องประณีประนอมกันในการออกแบบวงจรขยาย RF ในส่วนของราคาของทรานซิสเตอร์ความถี่สูงจะมีราคาแพงมากกว่าทรานซิสเตอร์ความถี่ต่ำ ดังนั้นทางที่ดีจึงควรเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีอัตราขยายตามความต้องการที่ช่วงความถี่การใช้งานเท่านั้น

กำลังงาน

เป็นปัจจัยที่สามในการพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์ RF ทรานซิสเตอร์ การเลือกกำลังขาออกเป็นสิ่งทำได้ง่ายจากสเปคของผู้ผลิต การออกแบบภาคขยายโดยทั่วไปจึงมักเริ่มที่ภาคเอาท์พุท ทรานซิสเตอร์จะเป็นตัวกำหนดกำลังงานที่ต้องการในภาคไดรเวอร์

การพิจารณาถึงแบนด์วิธ

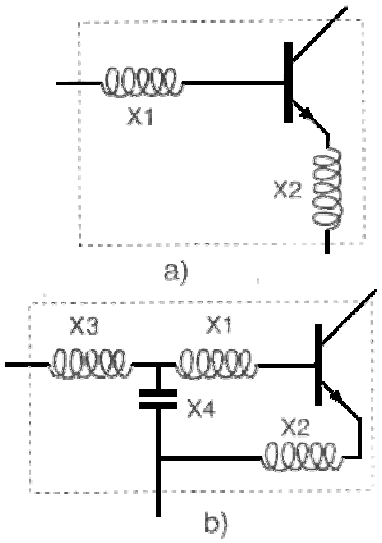
นักออกแบบวงจรที่ดีจะต้องมีการกำหนดแบนด์วิธด้วย แต่ในช่วงใช้งานที่ความถี่สูง ค่าQ ของอินพุทอิมพีแดนซ์ในอุปกรณ์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะสูงขึ้น จึงทำให้ยากในการออกแบบแถบแบนด์วิธได้กว้างตามต้องการ กล่าวคือในขณะที่อัตรากำลังงานและความถี่การทำงานเพิ่มขึ้น ค่าอินพุทและเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์จะลดลง ด้วยเหตุนี้จึงอาจสร้างเพาเวอร์ทรานซิสดตอร์ได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังงานต่ำหลายๆตัว มาต่อขนานกัน ดังนั้นความต้านทานในตัวทรานซิสเตอร์ที่ต่อขนานกันจะลดลงในขณะที่การขนานกันของตัวเก็บประจุทำให้ได้ค่าความจุไฟฟ้า (ค่าคาพาซิแตนซ์) สูงขึ้น ผลรวมที่ได้คือจะได้อินพุทอิมพีแดนซ์สูงขึ้น ผู้ผลิตมักหลีกเลี่ยงการกล่าวถึงปัญหาการมีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำและมีค่า Q ที่สูงในบรรดาทรานซิสเตอร์กำลังสูงที่ใช้งานในช่วงความถี่สูง อย่างไรก็ดีบางผู้ผลิตก็มีการแก้ปัญหาโดยใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งไว้ภายในตัวถังทรานซิสเตอร์โดยตรง วิธีนี้ไม่เพียงแต่จะเพิ่มค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงขึ้น แต่ยังช่วยลดค่า Q ลง

อิมพีแดนซ์แมทชิ่ง

ทรานซิสเตอร์ที่มีการใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งไว้ในตัวถังของมัน จะทำให้การใช้งานในวงจรแถบคลื่นกว้างได้ดีขึ้น โดยหลักการแล้วไบโบลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ออกแบบมาใช้งานในย่าน VHF และมีกำลังงานในช่วง 40 ถึง 50 วัตต์หรือมากกว่า จะมีการใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งมาในตัวถังทรานซิสเตอร์เสมอเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานในย่าน UHF ในช่วงกำลังงาน 10 ถึง 20 วัตต์ และย่าน 800 MHz ในช่วงกำลังงาน 5 วัตต์ วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งภายในตัวถังทรานซิสเตอร์ปกติจะเป็นวงจรกรองความถี่แบบโลว์พาส เพื่อกำหนดช่วงความถี่สูงสุดที่จะทำงานได้ผลดี โดยมีค่ากำลังงานคูณอัตราขยายกับค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุด (ไม่ต่ำไปกว่านี้) อุปกรณ์กำลังสูงที่ใช้งานในย่านความถี่ต่ำกว่า 1 GHz จะมีวงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งประจำทางอินพุทเท่านั้น แต่สำหรับทรานซิสเตอร์กำลังงานสูงในย่าน UHF และอุปกรณ์ไมโครเวฟจะมีการเพิ่มวงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งไว้ทางเอาท์พุทด้วย วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งทางอินพุทปกติจะมาในรูปของวงจร LC โดยที่ L คือค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากเส้นลวดตัวนำไฟฟ้าที่ใช้ในการยึดชิปเข้ากับตัวถัง และ C จะใช้ค่าความเก็บประจุในอุปกรณ์มอสเฟ็ทดังในรูปที่ 2 วิธีการเดียวกันนี้ก็จะใช้ในการออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งทางเอาท์พุทด้วยเช่นกัน จริงๆแล้วการใช้วงจรอมพีแดนซ์แมทชิ่ง

ภายในตัวถังอุปกรณ์จะไปจำกัดช่วงแบนด์วิธลง โดยเฉพาะที่ช่วงความถี่สูงกว่าขีดความถี่ใช้งานแล้ว แทบทำงานไม่ได้เลย เช่นหากออกแบบมาใช้งานในช่วงความถี่ 225 ถึง 400 MHz ก็จะใช้งานได้ดีเฉพาะในช่วงนี้เท่านั้น ที่ความถี่มากกว่า 400 MHz ค่าอัตราขยาย (Power Gain) จะลดลงอย่างลวดเร็วในขณะที่อิมพีแดนซ์ตรงหัวต่อเบส-อีมิตเตอร์จะเพิ่มขึ้น จะทำให้เกิดการรีโซแนนซ์ภายในวงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่ง จึงได้ค่าอัตราขยายลดลงอย่างมาก ส่วนในการใช้งานในย่านความถี่ต่ำกว่าที่กำหนดไว้มักไม่ใคร่มีปัญหา อย่างไรก็ดีในบางความถี่โดยเฉพาะในช่วง 100 ถึง 200 MHz วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งอาจก่อให้เกิดอินพุทอิมพีแดนซ์ต่ำกว่าการไม่ใช้วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่ง ทั้งนี้เป็นผลมาจากค่าความเหนี่ยวนำลดลงในขณะที่ค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวถังจะลดลงมาเท่ากับอินพุทอิมพีแดนซ์ของชิป ทำให้แถบความถี่ลดลงไปอีก ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่ต้องการแบนด์วิธกว้างจึงไม่นิยมใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งภายในตัวถัง ยังมีเทคนิคการออกแบบวงจรหลายประการเพื่อสร้างวงจรภายนอกให้แมทชิ่งกับทรานซิสเตอร์ที่ความถี่ต่ำลง โดยยังมีแบนด์วิธกว้างขึ้น แม้ว่าทรานซิสเตอร์นั้นจะใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งภายในตัวถังก็ตามแต่วงจรเหล่านั้นมีการออกแบบที่ยุ่งยาก ไม่อาจหาดูได้ง่ายๆจากแผ่นข้อมูลบอกสเปคทรานซิสเตอร์

มอสเฟ็ทเทียบกับไบโพลาร์



รูปที่ 2 เทียบรูปแบบวงจรไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์ทั่วๆไป (a) และแบบที่มีการใส่วงจรอินพุทแมทชิ่งไว้ภายในตัวถัง (b) อุปกรณ์ ×1 กับ ×2 ก็คือสายลวดที่ต่อกับบริเวณเบสกับอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ในรูป (b) ×1 กับ ×3 จะเป็นวงรอบของขดลวดที่อยู่ใกล้กันอุปกรณ์ ×4 เป็นค่าความจุไฟฟ้าของโครงสร้างมอสเฟ็ทโดยปกติมีค่าในช่วง 150 ถึง 500 pF ในย่านคลื่น UHF และสูงจนถึง 2000 pF ในย่านคลื่น VHF

ในการออกแบบวงจรขยายที่มีแถบความถี่กว้างมากๆจะทำได้เยงการใช้มอสเฟ็ทเท่านั้น สำหรับการใช้งานย่านความถี่วิทยุที่กำลังงานสูงๆแล้วเทคโนโลยีนี้ปรากฏมานานกว่า 15 ปี แต่พึ่งจะมีใช้กันแพร่หลายสัก 5 ปีมานี้นี่เอง

ในการใช้มอสเฟ็ท ไม่มีความจำเป็นต้องใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งภายในตัวถัง ยกเว้นในบางกรณีในช่วงความถี่ 800 ถึง 900 MHz หรือสูงกว่า จากสเปคของผู้ผลิตบ่งว่าจะมีแบนด์วิธในช่วง 2 ถึง 175MHz ช่วง 100 ถึง 500 MHz แต่ช่วง 390 MHz จะไม่ใคร่มีจำหน่ายเนื่องจากใช้งานครอบคลุมความถี่นี้อยู่แล้วนอกจากนี้ยังนำไปใช้งานที่ความถี่สูงกว่าที่กำหนดได้ดีโดยมีการลดลงของอัตราขยายประมาณ 5 dB/ออคเตฟ โดยที่ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟ็ทจะสูงกว่าที่ปรากฏในทรานซิสเตอร์หลายเท่า จึงใช้งานได้ดีในแถบความถี่ที่กว้างกว่า และเนื่องจากมอสเฟ็ทยังเป็นอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันสูงในขณะทำงานอันเนื่องจากมีค่า R_{DS} (ON) สูงกว่า เมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์ซึ่งมีค่า V_{CE} (sat) ต่ำ คุณภาพการทำงานในย่านแรงดันต่ำจึงอาจสู้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้

ใช้ FET หรือ BJT ดี

ขณะนี้ในท้องตลาดมีการจำหน่ายอุปกรณ์อาร์เอฟเพาเวอร์อยู่ 2 แบบเฟ็ท ในแบบแรกมักนิยมเรียกว่าไบโพลาร์จังชั่นทรานซิสเตอร์ ย่อว่า BJT ซึ่งก็ทำงานได้ผลดีเลิศในการใช้งานบางอย่างในขณะที่ FET มักทำงานได้ผลดีกว่าโดยทั่วๆไป สำหรับ BJT ในขณะนี้มีจำหน่ายเพียง 2 แบบ คือ แบบ NPN กับ PNP

ทรานซิสเตอร์แบบ PNP จะมีการใช้งานในอุปกรณ์สื่อสารภาคพื้นดินแบบเคลื่อนที่ได้โดยจะต้องมีกราวด์เป็นไฟบวก ในขณะที่อุปกรณ์ในย่านคลื่น UHF ล้วนเป็นชนิด NPN ซึ่งมีค่าความถี่คัทออฟและอัตราขยายสูงกว่าทรานซิสเตอร์ PNP อยู่มาก

สำหรับเฟ็ทที่ใช้งานในย่านความถี่อาร์เอฟนั้น มีอยู่หลายแบบ เช่น SIT (Static Induction Transistor) อันเป็นเฟ็ทชนิดที่มีการทำงานแบบ Depletion-Mode หรือแบบ MOSFET ซึ่งทำขึ้นจากสารแกลเลี่ยมอาเซนนายก็เป็นแบบ Depletion-Mode เช่นกัน

อุปกรณ์ JFET ทั่วๆไปก็สามารถใช้งานในย่านอาร์เอฟได้ แต่มักนิยมมาใช้งานในภาคปรีไดรเวอร์และมิกเซอร์ที่มีกำลังต่ำมากๆ เท่านั้น เพาเวอร์เฟ็ทในย่านคลื่นอาร์เอฟส่วนมากจะเป็นซิลิกอนมอสเฟ็ทแบบมีช่องแชนแนลในแนวดิ่ง มีปรากฏในท้องตลาดนับแต่ปี 1975 และมีการพัฒนาคุณภาพการทำงานเรื่อยมาจนทุกวันนี้

นอกจากนี้ก็ยังมีบางบริษัทผลิตมอสเฟ็ทที่มีแชลแนลวางตัวในแนวนอน โดยใช้วิธีสร้างเฟ็ทตัวเล็กๆหลายๆตัวมาขนานกันภายในชิปไอซีตัวเดียวกัน โดยโครงสร้างในแนวนอนเช่นนี้ ชิปที่ได้จึงต้องมีเนื้อที่ภาคตัดขวางมากกว่าเฟ็ทที่แชนแนลวางตัวในแนวดิ่ง ผลคือราคาแพง อย่างไรก็ดี

จะมีค่าความจุไฟฟ้าของการป้อนกลับ (C_{RSS}) ต่ำมาก ทำให้มีเสถียรภาพและให้อัตราขยายสูงกว่าที่ความถี่การใช้งานสูง

ยังมีซิลิกอนมอสเฟ็ทที่ทำงานแบบ Enhancement-mode ในการให้เกิดการนำไฟฟ้าในระหว่างเดรนกับซอร์ส ขาเกทจะต้องการแรงดันไฟบวกเมื่อเทียบกับขาซอร์ส ในขณะที่มอสเฟ็ทแบบ Depletion-mode จะนำไฟฟ้าเมื่อขาเกทกับซอร์สมีศักดาไฟฟ้าเท่ากัน และจึงต้องการไฟลบในการสั่งให้มันเปิดวงจร

การเปรียบเทียบตัวแปรต่างๆ

ในวงจรขยายอาร์เอฟ ข้อแตกต่างอย่างสำคัญระหว่างทรานซิสเตอร์ (BJT) กับมอสเฟ็ท คือการต้องการแรงดันไบอัสที่ขาเบสหรือเกท อุปกรณ์ BJT จะต้องการศักดาที่ขาเบสในเฉพาะการใช้งานเป็นวงจรขยายเชิงเส้น และจะมีความแตกต่างเพียงเล็กน้อยของค่าอัตราขยายที่ได้ในขณะไบอัส (คลาส A, AB, หรือ B) กับเงื่อนไขไม่มีการไบอัส (คลาส C)

สำหรับเฟ็ทแบบ Enhancement ที่ไม่มีการไบอัสนั้น แรงดันอินพุทที่ขาเกทจะต้องมีสูงกว่าแรงดันจุดทำงานที่เกทต้องการเพื่อให้เฟ็ทนำไฟฟ้า เฟ็ทบางตัวอาจมีแรงดันเริ่มทำงานที่ขาเกทมากถึง 6 V จึงต้องมีแรงดันไฟตรงมาไบอัสที่ขาเกทใกล้ๆกับค่าแรงดันนี้เพื่อให้เกิดการขยายสัญญาณทางอินพุทได้ ค่าอิมพีแดนซ์ทางหัวต่อเกท-ซอร์สจะมีค่าประมาณคงที่ตลอดช่วงความถี่ใช้งาน อาจผิดพลาดก็ไม่เกิน 5 ถึง 6 dB เท่านั้น

ในการใช้งานเป็นวงจรขยาย จะต้องไบอัสอุปกรณ์เฟ็ทให้ทำงานในคลาส A หรือ AB โดยที่ขาเกทไม่ดึงกระแส จึงไบอัสได้ง่ายๆ เพียงแต่ผ่านความต้านทานแบ่งผ่านแรงดัน ในขณะที่อุปกรณ์ BJT จะต้องการแรงดันคงที่ในช่วง 0.65 ถึง 0.70 V ที่มีกระแสจ่ายได้อย่างน้อยเท่ากับ IC (peak)/h_{FE}

นักออกแบบวงจรอาร์เอฟเพาเวอร์ส่วนมากค้นเคยกับการใช้ BJT แต่ปัจจุบันเริ่มหันมาใช้เฟ็ทมากขึ้น จึงจำเป็นต้องเรียนรู้ถึงข้อแตกต่างในบรรดาตัวแปรและพฤติกรรมที่แตกต่างกันของอุปกรณ์ทั้งสองนี้

ในตารางที่ 1 จะแสดงที่คล้ายคลึงกันของอุปกรณ์ BJT กับ MOSFET ปกติแล้วเฟ็ทจะมีความไวทางเกทมากจึงอาจเสียหายทางเกทได้ง่ายซึ่งอาจเกิดจากการป้อนศักดาไฟตรงหรือเกิดแรงดันไฟกระชากสูงเกินไปในระหว่างเกทกับซอร์ส ผลอันนี้จะคล้ายๆกับการใช้คาพาซิเตอร์ที่ช่วงแรงดันสูงกว่าช่วงใช้งานปกติของมัน จึงทำให้มันเกิดรั่วไหลหรือลัดวงจร

อย่างไรก็ดี เพาเวอร์มอสเฟ็ทที่เสียหายโดยวิธีนี้สามารถที่จะกลับมาใช้งานได้อีกโดยการกระตุ้นด้วยแรงดันที่ต่ำกว่าระดับปลอดภัยเพียงเล็กน้อย โดยป้อนเข้าระหว่างหัวต่อเกทกับซอร์สและต้องจ่ายกระแสได้สูงพอโดยไม่เกิน 1 ถึง 1.5 A ก็อาจทำให้เกทเปิดวงจรดังเดิม แต่หากใช้กระแสสูงเกินไปอาจทำให้ลวดที่ยึดติดกับชิปขาดละลายได้ ก็จะเป็นการเสียอย่างถาวร วิธีนี้ใช้ได้ดี

กับอุปกรณ์เพาเวอร์มอสเฟ็ทที่มีกำลังงานสูงกว่า 30 วัตต์ขึ้นไป อย่างไรก็ดีอายุการใช้งานอาจไม่ดีนัก แต่คุณภาพไม่แตกต่างไปจากเดิม

สำหรับการใช้ทรานซิสเตอร์มีข้อเสียที่เกิดเทอร์มัลรันอะเวย์ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สารซิลิกอนกระแสทางขาอีมิเตอร์จะทนทานได้น้อยกว่าแบบที่ใช้เป็นลวดนิโครม ทั้งนี้เพราะแบบแรกมีสัมประสิทธิ์เชิงอุณหภูมิเกือบเป็นศูนย์อย่างไรก็ดีความต้านทานแบบแรกยังมีความไม่เป็นเชิงเส้นตามค่ากระแสที่เพิ่มขึ้น จึงไม่เหมาะสมในงานที่ต้องการความเป็นเชิงเส้นดีเลิศ

เหตุผลใหญ่ของการเกิดเทอร์มัลรันอะเวย์ของทรานซิสเตอร์คือค่าของ h_{FE} จะเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของอุณหภูมิ ส่วนในมอสเฟ็ทค่าของ g_{FS} จะลดลง จึงมีแนวโน้มไปทำให้อุปกรณ์ลดการนำไฟฟ้าลงแรงดันจุดทำงานที่ขาเกทจะลดลงในอัตราประมาณ 1 mV/C

ค่าตัวเลขความปลอดภัยของทรานซิสเตอร์กับมอสเฟ็ทก็เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณา ค่านี้สัมพันธ์กับผิวพื้นของบริเวณหัวต่อเบส-อีมิเตอร์ หรือขนาดความยาวของแชนแนลตามลำดับ ในทางปฏิบัติจะสัมพันธ์กับค่าอัตราส่วนของความจุไฟฟ้าป้อนกลับเทียบค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ อุปกรณ์ที่ใช้ตัวถังเล็กลงจะมีค่าความจุไฟฟ้าป้อนกลับน้อยลงเช่นกัน โดยเฉพาะในวงจรขยายแบบคอมม่อนอีมิตเตอร์และแบบคอมม่อนซอร์ส

อุปกรณ์ที่มีตัวเลขความปลอดภัยสูงจะมีเสถียรภาพดีกว่า นี่เป็นความจริง แต่ค่าอัคราขยายจะสูงขึ้นด้วยจนอาจทำให้เกิดออสซิเลตในบางความถี่ได้ที่ความถี่สูงๆ ความจุไฟฟ้าแบบป้อนกลับจะก่อให้เกิดการป้อนกลับแบบคอมม่อนอีมิตเตอร์อันเป็นผลจากการล่าช้าในการเดินทางป้อนกลับ

ผลจากการเกิดความจุไฟฟ้าป้อนกลับในอุปกรณ์ BJT จึงนำมาใช้งานเป็นอุปกรณ์วาแรคเตอร์ได้โดยเฉพาะบริเวณหัวต่อเบส-คอลเล็คเตอร์

อิมพีแดนซ์แมทชิ่ง

ข้อแตกต่างอย่างมากในขบวนการอิมพีแดนซ์แมทชิ่งนั้นอยู่ตรงที่อิมพีแดนซ์ตรงหัวต่อเบส-อีมิตเตอร์ กับหัวต่อเกท-ซอร์ส ที่ระดับแรงดันไฟตรงมอสเฟ็ทจะมีอิมพีแดนซ์สูงมากที่หัวต่อเกท-ซอร์สในขณะที่ทรานซิสเตอร์ (BJT) จะมีอิมพีแดนซ์พอๆกับที่เกิดในไดโอดขณะที่ได้รับฟอร์เวิดไบอัส

เมื่อความถี่สูงขึ้นจะขึ้นกับคุณสมบัติไฟฟ้าของแต่ละอุปกรณ์ ค่าความจุไฟฟ้าตรงหัวต่อเกท-ซอร์ส (C_{ISS}) จะเพิ่มขึ้นตามทฤษฎีของ Miller เมื่อนำมาทำงานร่วมกับค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากเส้นลวดภายในตัวถังแล้ว มักมีค่าต่ำกว่าที่เกิดอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ ส่วนค่าความจุไฟฟ้าทางเอาท์พุทของมอสเฟ็ท (C_{OSS}) จะพอๆกับที่มีในทรานซิสเตอร์ (C_{OB}) ค่าความจุไฟฟ้าทางเอาท์พุท มีผลอย่างมากต่อประสิทธิภาพการทำงานทางภาคขยาย

เนื่องจากจะต้องมีการชาร์จประจุไฟฟ้าประมาณสองเท่าของแรงดันตรง และจะเกิดการดิสชาร์จทุกๆไซเคิ้ลการทำงาน พลังงานที่ใช้ในการชาร์จและดิสชาร์จจะสูญเสียทุกๆไซเคิ้ลการทำงาน

กำลังงานสูญเสียอันเนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าทางเอาท์พุทสำหรับทรานซิสเตอร์นำมาทำเป็นวงจรขยายแบบซิงเกิ้ลเอนด์ สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$Ps = (2C_{Ob})(V_{CC})^2(f)$$

ดังนั้นประสิทธิภาพ = $Pout/(Pout+ Ps)$

สังเกตุว่ากำลังงานสูญเสียแปรไปตามค่าความจุไฟฟ้าทางเอาท์พุทและแปรตามเลขยกกำลังสองของแรงดันไฟตรงที่ใช้เลี้ยงวงจร ดังนั้นการเพิ่มแรงดันไฟเลี้ยงมากขึ้นไม่ได้ส่งให้มีประสิทธิภาพการทำงานดีขึ้นเสมอไป

ตัวแปรที่สมมูลย์กันระหว่างมอสเฟ็ทกับทรานซิสเตอร์จะสรุปไว้ในตารางที่ 2

ตารางที่ 1 คุณสมบัติที่สอดคล้องกันในระหว่างทรานซิสเตอร์กับมอสเฟ็ท สังเกตุว่ามอสเฟ็ทในที่นี้เป็นแบบใช้สารซิลิกอน คุณลักษณะบางประการจึงไม่อาจใช้ได้กับ JFET และเฟ็ทแบบ depletion-mode ขนาดทางไฟฟ้ากำหนดด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของแต่ละอุปกรณ์

คุณสมบัติทางไฟฟ้า	**ทรานซิสเตอร์**	**มอสเฟ็ท**
Zin Rs/ Xs (2.0 MHz)	3.80 – j2.0 Ω	19.1 – j3.0 Ω
Zin Rs/ Xs (150 MHz)	0.40 – j1.50 Ω	0.40 –j1.5 Ω
Zol (โหลดอิมพีแดนซ์)	มีค่าใกล้เคียงกันในอุปกรณ์ทั้งสองทั้งนี้ขึ้นกับแหล่งจ่ายไฟ และกำลังงานขาออกที่ต้องการ	
หลักการไบอัส	ไม่จำเป็นต้องใช้ ยกเว้นกรณีทำงานแบบลิเนียร์ แต่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟในรูปของแรงดันทีทมีกระแสสูง และแหล่งจ่ายสัญญาณขับเบสที่จ่ายกระแสสูง (I_C/h_{FE})	ต้องการไบอัสในการทำงานแบบลิเนียร์แหล่งขับสัญญาณทางอินพุทใช้แบบกระแสต่ำ จึงอาจใช้เพียงแค่ชุดความต้านทานแบ่งผ่านแรงดัน การแปรค่าแรงดันที่ขาเกทจะนิยมนำมาใช้ทำงานเป็นวงจร AGC
ลิเนียร์ลิตี้	มีความเพี้ยนต่ำทั้งนี้ขึ้นกับขนาดชิปภายในและค่า h_{FE} แต่จะเกิดความเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชั่นสูงอันเนื่องจากความไม่แน่นอนของความต้านทานในขาอีมิตเตอร์	ความเพี้ยนสูงกว่าที่มีในทรานซิสเตอร์แต่มีความเพี้ยนเชิงอินเทอร์มอดูเลชั่นน้อยกว่า เพราะไม่มีการใช้ความต้านทานกระแสทางซอร์ส
เสถียรภาพ	ความไม่มีเสถียรภาพเกิดขึ้นและเป็นที่รู้จักในนามปราฏการณ์ว่า “half fo”	มีเสถียรภาพดีกว่ามากเพราะไม่มีหัวต่อแบบวาแรคเตอร์ไดโอด แต่มี

	เพราะเกิดผลการทำงานแบบวาแรคเตอร์ขึ้นในหัวต่อเบส-อีมิตเตอร์อัตราส่วนระหว่างความจุไฟฟ้าป้อนกลับเทียบกับอินพุทอิมพีแดนซ์จะต่ำกว่า	อัตราส่วนระหว่างค่าความจุไฟฟ้าป้อนกลับเทียบกับอินพุทอิมพีแดนซ์สูงกว่า
ความแข็งแรงทนทาน	มักเสียในขณะทำงานที่กระแสขนาดใหญ่(ร้อนเกินจะระบายได้ทัน) เกิดปรากฏการณ์ของเทอร์มัลรันอะเวย์และเซคกันดารี่เบรคดาวน์ได้ ค่าของ h_{FE} จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ	โอกาสเสียหายเพราะความร้อนจัดมีน้อยกว่า ยกเว้นกรณีใช้งานที่แรงดันสูงค่าของ g_{FS} จะลดลงตามอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น ในการใช้งานบางอย่างเกทอาจลัดวงจรเสียหายได้ง่าย
ข้อดี	มีขบวนการผลิตง่ายกว่า จึงมีราคาถูกกว่า การมีแรงดัน V_{ce} ต่ำจึงใช้งานที่แรงดันต่ำได้ดี มีอิมพีแดซ์คงที่แม้แรงดันขับเกทจะแปรไป มีการทำงานที่เสถียรภาพสูงกว่า	มีความผิดเพี้ยนเชิงอินเทอร์มอดูเลชั่นต่ำกว่า การใช้งานสามารถนำมาขนานกันได้ง่ายๆ อุปกรณ์ใช้งานที่แรงดันสูงจะสร้างได้ง่ายกว่าทรานซิสเตอร์
ข้อเสีย	มีอินพุทอิมพีแดนซ์ต่ำ จึงต้องมีการใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิ่งไว้ภายในตัวถังอุปกรณ์เพื่อเพิ่มค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์ นอกจากนี้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ยังแปรไปตามขนาดสัญญาณทางอินพุท ตัวอุปกรณ์ไม่อาจนำมาขนานกันได้อย่างง่ายเช่นเฟ็ท	ที่กำลังต่ำจะมีขนาดชิปใหญ่กว่า มีแรงดัน V_{DS} ขณะนำไฟฟ้าสูงกว่า ทำให้การใช้งานอุปกรณ์กำลังสูงมาใช้งานที่ย่านแรงดันไฟต่ำแทบเป็นไปไม่ได้

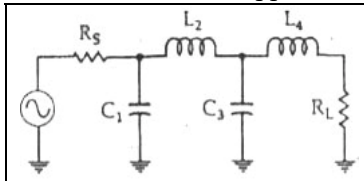
ตารางที่ 2 เปรียบเทียบตัวแปรที่สมมูลย์กันระหว่างทรานซิสเตอร์กับเฟ็ท

ทรานซิสเตอร์	**มอสเฟ็ท**	**ตัวแปรที่สมมูลย์กัน**
BV_{CEO}	BV_{DSO}	แรงดันเบรคดาวน์วัดขณะขาเบสลอย แต่ในกรณีของมอสเฟ็ทมักไม่มีบอกไว้ในสเปคผู้ผลิต
BV_{CES}	BV_{DSS}	แรงดันเบรคดาวน์ที่หัวต่อเบสกับขาอีมิตเตอร์หรือเกทกับซอร์สมีการลัดวงจรถึงกัน นิยมใช้ในการวัดแรงดันเบรคดาวน์ของมอสเฟ็ท
BV_{EBO}	V_{GS}	แรงดันเบรคดาวน์ย้อนกลับของหัวต่อเบสกับอีมิตเตอร์ ไม่ใคร่มีบอกในกรณีของมอสเฟ็ทยกเว้นกรณีที่ออกแบบใช้งานที่กำลังงานต่ำ ซึ่งเกทอาจเสียหายได้จากแรงดันป้อนสูงเกินไป
V_B	V_{GS}	ไม่มีความจำเป็นต้องบอกไว้ในกรณีของทรานซิสเตอร์ แต่ในมอสเฟ็ทจะบอกมาเสมอเพื่อเป็นค่าแรงดันที่ทำให้มอสเฟ็ทเริ่มนำไฟฟ้า

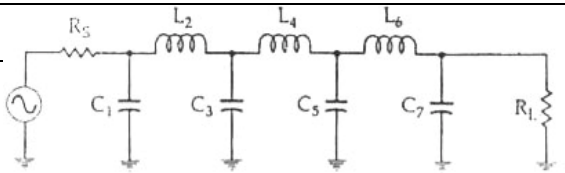
I_{CES}	I_{DSS}	กระแสรั่วไหลทางหัวต่อคอลล็คเตอร์กับอีมิตเตอร์ หรือหัวต่อเดรนกับซอร์ส โดยมีการลัดวงจรทางหัวต่อ B-E หรือ G-S เป็นตัวบ่งบอกการสูญเสียในขณะไบอัส และมีผลกระทบต่ออายุการใช้งาน
I_{EBO}	I_{GS}	กระแสรั่วไหลในหัวต่อ B-E หรือ G-S ปกติมีบอกมาในสเปคของทรานซิสเตอร์เสมอ แต่ในเฟ็ทก็จำเป็นเพื่อบอกค่ากระแสไบอัส ซึ่งเน้นถึงความสามารถในการมีอายุใช้งานยืนยาวเพียงใด
$V_{CE}(sat)$	$V_{DS}(sat)$	อาจไม่ใคร่บอกมาในสเปคของทรานซิสเตอร์ แต่ก็มีความสำคัญในการใช้งานจริงๆ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟ็ทจัดเป็นค่าที่สำคัญมาก ปกติมอสเฟ็ทมีค่าแรงดันอิ่มตัวขณะนำไฟฟ้าสูงกว่าในทรานซิสเตอร์ และขึ้นกับโครงสร้างภายในมอสเฟ็ทและขบวนการผลิต
h_{FE}	g_{FS}	จัดเป็นค่าสำคัญในการใช้งานที่ช่วงความถี่ต่ำ แสดงถึงอัตราขยายของทรานซิสเตอร์และอัตราขยายแรงดันมอสเฟ็ทตามลำดับ ในมอสเฟ็ทนั้นค่านี้จะบอกถึงขนาดทางไฟฟ้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับตัวถังที่ใช้งานด้วย
f_T	f_r	ความถี่ขยายได้ขณะมีอัตราขยายลดลงเหลือ 1 เท่า มักไม่มีบอกไว้ในสเปคทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟ็ท แต่ในอุปกรณ์ขนาดเท่าๆกัน ค่าที่ปรากฏในมอสเฟ็ทจะใหญ่กว่าที่มีในทรานซิสเตอร์ในช่วง 2 ถึง 5 เท่าโดยเฉลี่ย
G_{PE}	G_{PS}	อัตราขยายเชิงกำลังงานในวงจรขยายแบบคอมม่อนอีมิเตอร์หรือแบบคอมม่อนซอร์ส ค่าทั้งสองจะมีขนาดพอๆกัน
C_{IB}	C_{ISS}	ค่าคาพาซิแตนซ์ที่หัวต่อเบส-อีมิตเตอร์ หรือ หัวต่อ เกท-ซอร์สในสเปคทรานซิสเตอร์อาจไม่ค่อยพบเห็นค่านี้ แต่ในอาร์เอฟเพาเวอร์เฟ็ทแล้วค่านี้มีผลมากกับค่าอิมพีแดนซ์ที่ปรากฏในหัวต่อ เกท-ซอร์ส
C_{OB}	C_{OSS}	ค่าคาพาซิแตนซ์ในหัวต่อ C-E หรือ D-S มักไม่มีบ่งไว้ในสเปคทั้งสองอุปกรณ์ และมักมีขนาดพอๆกัน
C_{RB}	C_{RSS}	ค่าคาพาซิแตนซ์ในหัวต่อ C-B หรือ D-G ไม่ใคร่พบในสเปคของทรานซิสเตอร์ แต่พบในมอสเฟ็ท มักนิยมใช้เป็นค่าฟีดแบคคาพาซิแตนซ์ในกรณีของมอสเฟ็ท

ภาคผนวก ค.

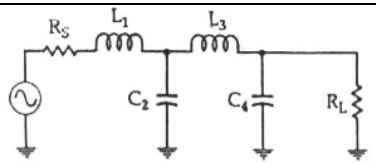
ตาราง Chebyshev Low-Pass Prototype Element Values for 0.1-dB Ripple



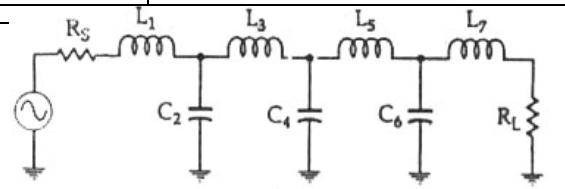
n	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.355	1.209	1.638		
	1.429	0.977	1.982		
	1.667	0.733	2.489		
	2.000	0.560	3.054		
	2.500	0.417	3.822		
	3.333	0.293	5.050		
	5.000	0.184	7.424		
	10.000	0.087	14.433		
	∞	1.391	0.819		
3	1.000	1.433	1.594	1.433	
	0.900	1.426	1.494	1.622	
	0.800	1.451	1.356	1.871	
	0.700	1.521	1.193	2.190	
	0.600	1.648	1.017	2.603	
	0.500	1.853	0.838	3.159	
	0.400	2.186	0.660	3.968	
	0.300	2.763	0.486	5.279	
	0.200	3.942	0.317	7.850	
	0.100	7.512	0.155	15.466	
	∞	1.513	1.510	0.716	
4	1.355	0.992	2.148	1.585	1.341
	1.429	0.779	2.348	1.429	1.700
	1.667	0.567	2.730	1.185	2.243
	2.000	0.440	3.227	0.967	2.856
	2.500	0.329	3.961	0.760	3.698
	3.333	0.233	5.178	0.560	5.030
	5.000	0.148	7.607	0.367	7.614
	10.000	0.070	14.887	0.180	15.230
	∞	1.511	1.768	1.455	0.673



n	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.000	1.301	1.556	2.241	1.556	1.301		
	0.900	1.285	1.433	2.380	1.488	1.488		
	0.800	1.300	1.282	2.582	1.382	1.738		
	0.700	1.358	1.117	2.868	1.244	2.002		
	0.600	1.470	0.947	3.269	1.085	2.484		
	0.500	1.654	0.778	3.845	0.913	3.055		
	0.400	1.945	0.612	4.720	0.733	3.866		
	0.300	2.477	0.451	6.169	0.550	5.238		
	0.200	3.546	0.295	9.127	0.366	7.889		
	0.100	6.787	0.115	17.957	0.182	15.745		
	∞	1.561	1.807	1.766	1.417	0.651		
6	1.355	0.942	2.080	1.659	2.247	1.534	1.277	
	1.429	0.735	2.249	1.454	2.544	1.405	1.629	
	1.667	0.542	2.600	1.183	3.064	1.185	2.174	
	2.000	0.414	3.068	0.958	3.712	0.979	2.794	
	2.500	0.310	3.765	0.749	4.651	0.778	3.645	
	3.333	0.220	4.927	0.551	6.195	0.580	4.996	
	5.000	0.139	7.250	0.361	9.261	0.384	7.618	
	10.000	0.067	14.220	0.178	18.427	0.190	15.350	
	∞	1.534	1.884	1.831	1.749	1.394	0.634	
7	1.000	1.262	1.520	2.239	1.680	2.239	1.520	1.262
	0.900	1.242	1.395	2.361	1.578	2.397	1.459	1.477
	0.800	1.255	1.245	2.548	1.443	2.624	1.361	1.697
	0.700	1.310	1.083	2.891	1.283	2.942	1.233	2.021
	0.600	1.417	0.917	3.205	1.209	3.384	1.081	2.444
	0.500	1.595	0.753	3.764	0.924	4.015	0.914	3.018
	0.400	1.855	0.593	4.618	0.742	4.970	0.738	3.855
	0.300	2.392	0.437	6.054	0.556	6.569	0.557	5.217
	0.200	3.428	0.286	8.937	0.369	9.770	0.372	7.890
	0.100	6.570	0.141	17.603	0.184	19.376	0.186	15.813
	∞	1.575	1.858	1.921	1.827	1.734	1.379	0.631



n	R_L/R_S	L_1	C_2	L_3	C_4



n	R_L/R_S	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

ภาคผนวก ค.

ภาคผนวก ง.

DATA SHEET

NEC

SILICON TRANSISTOR

2SC3355

HIGH FREQUENCY LOW NOISE AMPLIFIER
NPN SILICON EPITAXIAL TRANSISTOR

DESCRIPTION

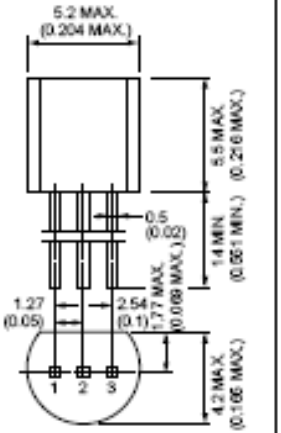
The 2SC3355 is an NPN silicon epitaxial transistor designed for low noise amplifier at VHF, UHF and CATV band.

It has large dynamic range and good current characteristic.

FEATURES

- Low Noise and High Gain
  - NF = 1.1 dB TYP., G_a = 8.0 dB TYP. @V_{CE} = 10 V, I_C = 7 mA, f = 1.0 GHz
  - NF = 1.1 dB TYP., G_a = 9.0 dB TYP. @V_{CE} = 10 V, I_C = 40 mA, f = 1.0 GHz
- High Power Gain
  - MAG = 11 dB TYP. @V_{CE} = 10 V, I_C = 20 mA, f = 1.0 GHz

PACKAGE DIMENSIONS
in millimeters (inches)



1. Base
2. Emitter
3. Collector

EIAJ : SC-43B
JEDEC: TO-92
IEC : PA33

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = 25 °C)

Collector to Base Voltage	V_{CBO}	20	V
Collector to Emitter Voltage	V_{CEO}	12	V
Emitter to Base Voltage	V_{EBO}	3.0	V
Collector Current	I_C	100	mA
Total Power Dissipation	P_T	600	mW
Junction Temperature	T_j	150	°C
Storage Temperature	T_{stg}	−65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25 °C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	TEST CONDITIONS
Collector Cutoff Current	I_{CBO}			1.0	μA	V_{CB} = 10 V, I_E = 0
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}			1.0	μA	V_{EB} = 1.0 V, I_C = 0
DC Current Gain	h_{FE}	50	120	300		V_{CE} = 10 V, I_C = 20 mA
Gain Bandwidth Product	f_T		6.5		GHz	V_{CE} = 10 V, I_C = 20 mA
Output Capacitance	C_{ob}		0.65	1.0	pF	V_{CB} = 10 V, I_E = 0, f = 1.0 MHz
Insertion Power Gain	$\|S_{21e}\|^2$		9.5		dB	V_{CE} = 10 V, I_C = 20 mA, f = 1.0 GHz
Noise Figure	NF		1.1		dB	V_{CE} = 10 V, I_C = 7 mA, f = 1.0 GHz
Noise Figure	NF		1.8	3.0	dB	V_{CE} = 10 V, I_C = 40 mA, f = 1.0 GHz

h_{FE} Classification

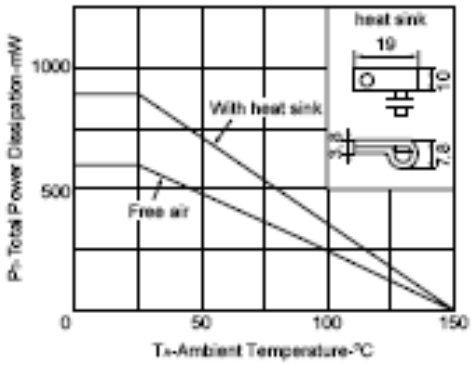
Class	K
Marking	K
h_{FE}	50 to 300

Document No. P10355EJ3V1DS00 (3rd edition)
Date Published March 1997 N
Printed in Japan

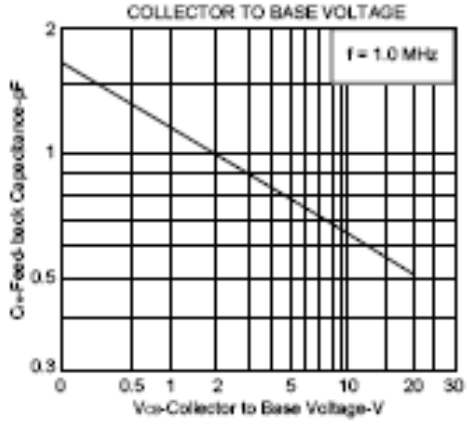
© NEC Corporation 1995

TYPICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25 °C)

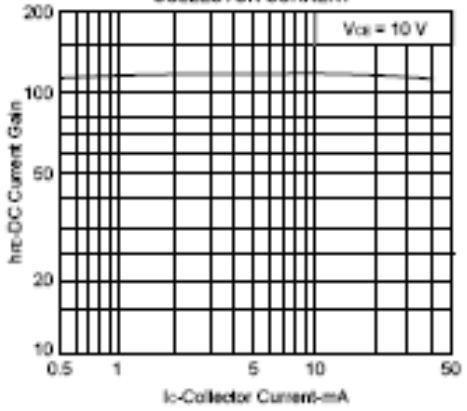
TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



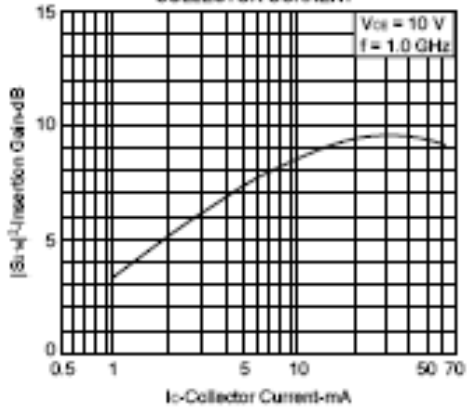
FEED-BACK CAPACITANCE vs. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



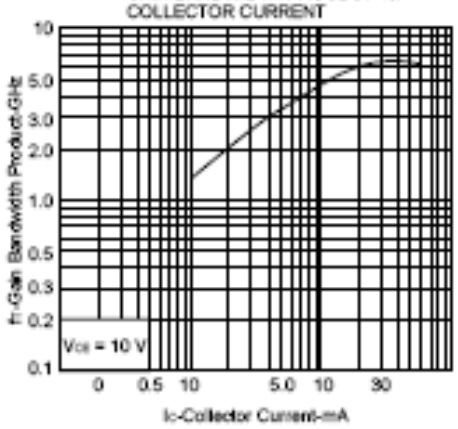
DC CURRENT GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



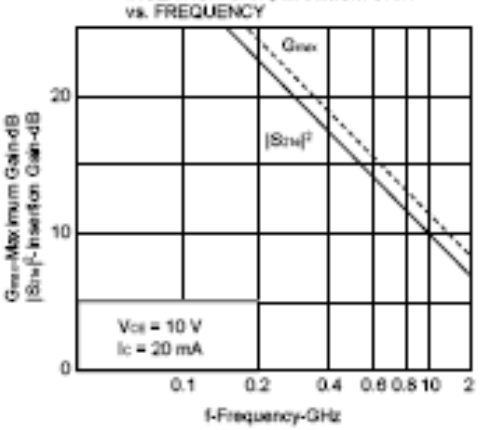
INSERTION GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



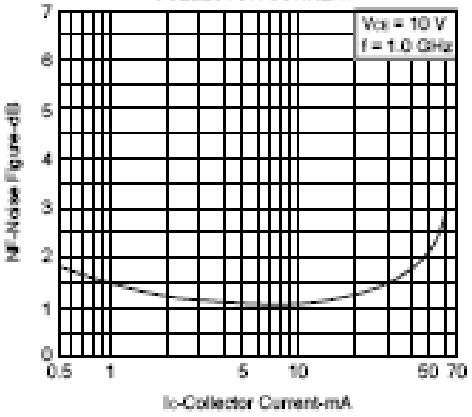
GAIN BANDWIDTH PRODUCT vs. COLLECTOR CURRENT



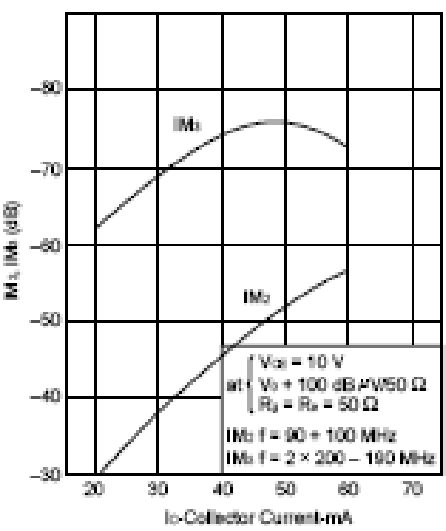
INSERTION GAIN, MAXIMUM GAIN vs. FREQUENCY



NOISE FIGURE vs.
COLLECTOR CURRENT



INTERMODULATIOn DISTORTION vs.
COLLECTOR CURRENT



S-PARAMETER

VCE = 10 V, IC = 20 mA, Zo = 50 Ω

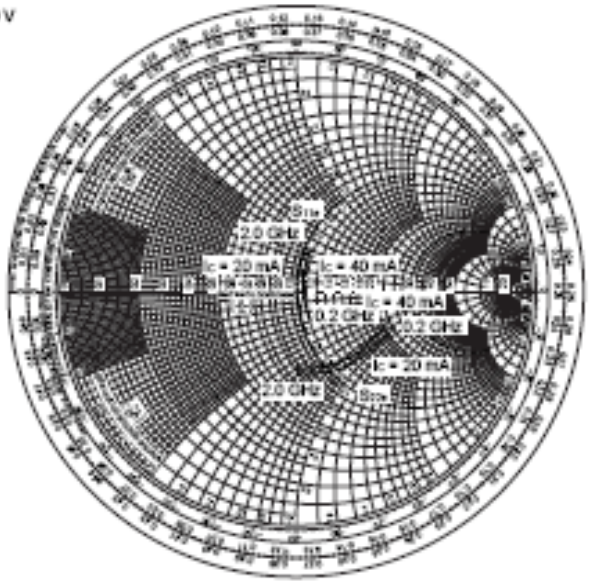
f (MHz)	$\|S_{11}\|$	$\angle S_{11}$	$\|S_{21}\|$	$\angle S_{21}$	$\|S_{12}\|$	$\angle S_{12}$	$\|S_{22}\|$	$\angle S_{22}$
200	0.173	−80.3	13.652	103.4	0.041	73.8	0.453	−21.8
400	0.064	−77.0	7.217	85.1	0.066	71.2	0.427	−36.0
600	0.013	−57.9	4.936	74.0	0.113	69.3	0.428	−30.8
800	0.028	81.8	3.761	62.3	0.144	67.0	0.414	−37.2
1000	0.062	82.2	3.094	58.3	0.183	64.7	0.392	−43.2
1200	0.091	80.7	2.728	52.9	0.215	61.7	0.377	−51.4
1400	0.121	80.2	2.321	44.9	0.240	58.7	0.359	−59.3
1600	0.148	80.1	2.183	36.4	0.288	50.7	0.354	−67.2
1800	0.171	80.0	1.892	30.2	0.305	46.8	0.345	−80.0
2000	0.207	79.9	1.814	21.4	0.344	39.1	0.344	−90.4

VCE = 10 V, IC = 40 mA, Zo = 50 Ω

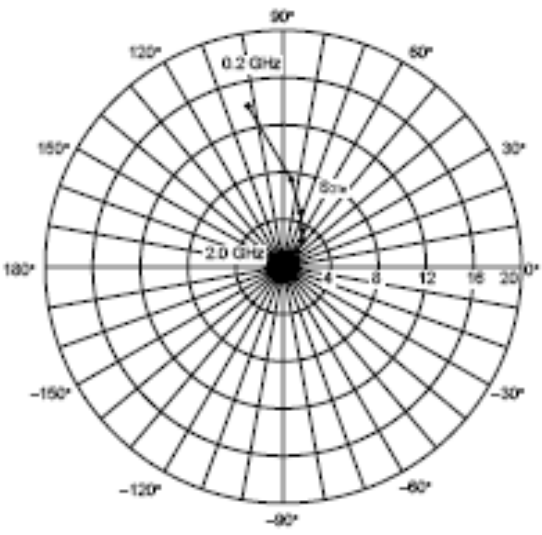
f (MHz)	$\|S_{11}\|$	$\angle S_{11}$	$\|S_{21}\|$	$\angle S_{21}$	$\|S_{12}\|$	$\angle S_{12}$	$\|S_{22}\|$	$\angle S_{22}$
200	0.011	−60.1	13.76	105.4	0.040	−73.3	0.421	−17.5
400	0.028	−42.9	7.338	82.9	0.069	66.7	0.416	−22.8
600	0.027	25.1	4.996	72.7	0.114	69.4	0.414	−28.7
800	0.043	65.7	3.801	61.9	0.144	67.8	0.406	−35.7
1000	0.074	75.1	3.134	57.6	0.183	63.4	0.386	−41.8
1200	0.098	75.6	2.759	52.4	0.221	62.1	0.373	−49.8
1400	0.120	74.1	2.351	44.4	0.247	55.7	0.356	−56.3
1600	0.146	75.8	2.203	36.0	0.291	49.6	0.347	−66.6
1800	0.171	77.2	1.910	29.9	0.299	46.0	0.342	−78.8
2000	0.205	78.0	1.825	21.3	0.344	39.4	0.335	−89.6

S-PARAMETER

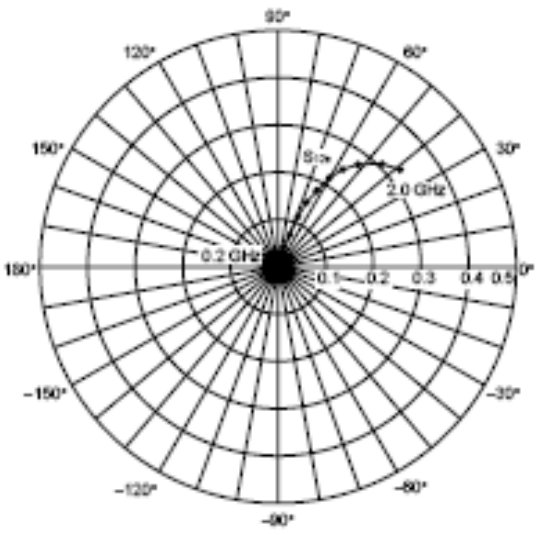
S_{11e}, S_{22e}-FREQUENCY CONDITION V_{CE} = 10 V



S_{21e}-FREQUENCY CONDITION V_{CE} = 10 V
I_C = 40 mA



S_{12e}-FREQUENCY CONDITION V_{CE} = 10 V
I_C = 40 mA



No part of this document may be copied or reproduced in any form or by any means without the prior written consent of NEC Corporation. NEC Corporation assumes no responsibility for any errors which may appear in this document.
NEC Corporation does not assume any liability for infringement of patents, copyrights or other intellectual property rights of third parties by or arising from use of a device described herein or any other liability arising from use of such device. No license, either express, implied or otherwise, is granted under any patents, copyrights or other intellectual property rights of NEC Corporation or others.
While NEC Corporation has been making continuous effort to enhance the reliability of its semiconductor devices, the possibility of defects cannot be eliminated entirely. To minimize risks of damage or injury to persons or property arising from a defect in an NEC semiconductor device, customers must incorporate sufficient safety measures in its design, such as redundancy, fire-containment, and anti-failure features.
NEC devices are classified into the following three quality grades:
"Standard", "Special", and "Specific". The Specific quality grade applies only to devices developed based on a customer designated "quality assurance program" for a specific application. The recommended applications of a device depend on its quality grade, as indicated below. Customers must check the quality grade of each device before using it in a particular application.

Standard: Computers, office equipment, communications equipment, test and measurement equipment, audio and visual equipment, home electronic appliances, machine tools, personal electronic equipment and industrial robots

Special: Transportation equipment (automobiles, trains, ships, etc.), traffic control systems, anti-disaster systems, anti-crime systems, safety equipment and medical equipment (not specifically designed for life support)

Specific: Aircrafts, aerospace equipment, submersible repeaters, nuclear reactor control systems, life support systems or medical equipment for life support, etc.

The quality grade of NEC devices is "Standard" unless otherwise specified in NEC's Data Sheets or Data Books.
If customers intend to use NEC devices for applications other than those specified for Standard quality grade, they should contact an NEC sales representative in advance.
Anti-radioactive design is not implemented in this product.

WWW.ALLDATASHEET.COM

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

ประวัติผู้เขียน

นายไพรัตน์ ทศดี เกิดเมื่อวันศุกร์ที่ 13 มกราคม พ.ศ.2527 ภูมิลำเนาอยู่ที่ ต.ห้วยร่วม อ.หนองบัว จ.นครสวรรค์ สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนหนองบัว จ.นครสวรรค์ เมื่อปี พ.ศ.2545 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

นายณัฐพล บูรณปัทมะ เกิดเมื่อวันอังคารที่15 พฤศจิกายน พ.ศ.2526 ภูมิลำเนาอยู่ที่ ต.คลองไผ่ อ.สีคิ้ว จ.นครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนปากช่อง อ.ปากช่อง จ.นครราชสีมา เมื่อปีพ.ศ.2545 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

นางสาว ปิรันยา เสถียรพัฒนากูล เกิดเมื่อวันพุธที่ 21 มีนาคม พ.ศ.2527 ภูมิลำเนาอยู่ที่ ต.ปากน้ำโพ อ.เมือง จ.นครสวรรค์ สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสตรีนครสวรรค์ จ.นครสวรรค์ เมื่อปีพ.ศ.2545 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี