สายอากาศแถวลำดับยากิ

YAGI ARRAY ANTENNA

โดย

นางสาวจิตรลดา ทองมี

นางสาวจุฑาภรณ์ โพธิ์เงิน

นางสาวณัฐสุดา สุนทรสนิท

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2555

สายอากาศแถวลำดับยากิ
YAGI ARRAY ANTENNA

โดย
นางสาวจิตรลดา ทองมี
นางสาวจุฑาภรณ์ โพธิ์เงิน
นางสาวณัฐสุดา สุนทรสนิท

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแถวลำดับยากิ
YAGI ARRAY ANTENNA

โดย

นางสาวจิตรลดา ทองมี	52010157
นางสาวจุฑาภรณ์ โพธิ์เงิน	52010174
นางสาวณัฐสุดา สุนทรสนิท	52010377

อาจารย์ที่ปรึกษา

ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2555

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

(.....)

อาจารย์ที่ปรึกษา

8/3/56

KMITL วิศวกรรมโทรคมนาคม Telecommunications Engineering

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว

(.....)

กรรมการผู้ตรวจชิ้นงาน

21/4/56

KMITL วิศวกรรมโทรคมนาคม Telecommunications Engineering

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2555
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง สายอากาศแถวลำดับยากิ
YAGI ARRAY ANTENNA

ผู้จัดทำ
1. นางสาวจิตรลดา ทองมี 52010157
2. นางสาวจุฑาภรณ์ โพธิ์เงิน 52010174
3. นางสาวณัฐสุดา สุนทรสนิท 52010377

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงงานนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี เนื่องมาจากการสนับสนุนจากบิดามารดาที่คอยให้ความรักความห่วงใยตลอดจนคอยสนับสนุนการศึกษาและทุนทรัพย์ รวมทั้งการให้คำปรึกษาเวลาที่มีปัญหาและคอยให้กำลังใจตลอดมา

โครงงานนี้ได้รับความสนับสนุนทุนจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอขอบพระคุณ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงงาน ที่ให้คำแนะนำปรึกษาและดูแลการทำโครงงานมาโดยตลอด อีกทั้ง พี่ๆปริญญาโทและปริญญาเอกที่ห้องปฏิบัติการที่คอยให้คำแนะนำ และคอยช่วยเหลือในการทำโครงงาน ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพานิชย์ และพี่ๆปริญญาโทและปริญญาเอก ที่ห้องปฏิบัติการที่อำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือและอุปกรณ์สำหรับการทดสอบ

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากโครงงานเล่มนี้ ขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยตลอดมา จนทำให้ประสบความสำเร็จในชีวิต

นางสาวจิตรลดา ทองมี
นางสาวจุฑาภรณ์ โพธิ์เงิน
นางสาวณัฐสุดา สุนทรสนิท
ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแถวลำดับยากิ
YAGI ARRAY ANTENNA

โดย นางสาวจิตรลดา ทองมี 52010157
นางสาวจุฑาภรณ์ โพธิ์เงิน 52010174
นางสาวณัฐสุดา สุนทรสนิท 52010377

อาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

โครงงานนี้ศึกษาสายอากาศยากิ ที่มีจำนวน N องค์ประกอบ แล้วนำสายอากาศนี้มาทำเป็นแถวลำดับแบบวงกลม ให้มีค่าอัตราขยายสูงสุด โดยสร้างให้ทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ แล้วสร้างอุปกรณ์ที่ใช้ผสมคลื่นเพื่อแปลงเป็นความถี่กลาง

ABSTRACT

THIS PROJECT IS THE STUDY ON THE YAGI ARRAY ANTENNA THAT HAS N ELEMENTS. THE CIRCULAR ARRAY WIIL BE FORMED FOR MAXIMUM GAIN AT THE FREQUENCY OF 2.45 AND 2.5 GHZ.THEN THE MIXERS WILL BE DESIGNED TO DOWN CONVERT TO INTERMEDIATE FREQUENCY.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
กิตติกรรมประกาศ		I
บทคัดย่อ		II
สารบัญ		III
สารบัญรูป		V
สารบัญตาราง		IX
บทที่ 1	**บทนำ**	**1**
	1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
	1.2 วัตถุประสงค์	1
	1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	1
บทที่ 2	**ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง**	**2**
	2.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับทฤษฎีสายอากาศ	2
	2.2 สายอากาศที่ศึกษา	2
	2.3 สายอากาศแถวลำดับ	11
	2.4 การผสมสัญญาณของไดโอด	14
	2.5 คุณลักษณะช็อตกี้ไดโอด	18
	2.6 วงจรแมทชิ่ง (Matching)	21
	2.7 วงจรแมทชิ่งรูปพาย (Pi-Matching Network)	24
บทที่ 3	**การออกแบบและการจัดทำปริญญานิพนธ์**	**26**
	3.1 การออกแบบ	26
	3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	56
	3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

		หน้า
บทที่ 4	**ผลการทดลอง**	**60**
	4.1 ผลการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศ	60
	4.2 ผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่	66
	4.3 ผลการทดสอบสายอากาศและวงจรผสมสัญญาณ	68
บทที่ 5	**สรุปผลและข้อเสนอแนะ**	**71**
	5.1 สรุปผล	71
	5.2 ข้อเสนอแนะ	72
บรรณานุกรม		**73**
ภาคผนวก		**74**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	สายอากาศไดโพล	3
2.2	การแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพล	3
2.3	ส่วนประกอบของสายอากาศยากิ-อูดะ	4
2.4	การทำงานของสายอากาศยากิ-อูดะ	5
2.5	ส่วนประกอบของสายอากาศควอไซด์ยากิ	6
2.6	สายป้อนไมโครสตริป	7
2.7	วงจรแสดงส่วนของตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่นที่แทรกระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์ของสายส่ง	9
2.8	(ก) สายอากาศที่ไม่มีบาลัน (ข) สายอากาศที่มีบาลันต่อ	10
2.9	เปรียบเทียบทิศทางกระแสด้วยวงจรไฟฟ้า	10
2.10	สายอากาศแถวลำดับ N องค์ประกอบ	12
2.11	วงจรผสมสัญญาณแบบใช้ไดโอดเดี่ยว	16
2.12	วงจรแบบอุดมคติ	17
2.13	โครงสร้างของช็อตกี้ไดโอด	18
2.14	วงจรสมมูลของช็อตกี้ไดโอด	19
2.15	การต่อขนานระหว่างสตับกับโหลดแบบเปิดและปิดวงจร	21
2.16	วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล (ก) แบบปกติ ($R_G > R_L$) (ข) แบบตรงกันข้าม ($R_G < R_L$)	22
2.17	วงจรแมทชิ่งรูปพาย	24
3.1	โครงสร้างสายอากาศควอไซด์ยากิ	26
3.2	แบบจำลองส่วนของบาลันจากโปรแกรมจำลองทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้า	29
3.3	ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่พอร์ต 1 $\left(\lvert s_{11}\rvert\right)$	30
3.4	ค่าระดับกำลังงานที่ส่งจากจุดป้อนสัญญาณมายังพอร์ต 2 $\left(\lvert s_{21}\rvert\right)$	30
3.5	ค่าระดับกำลังงานที่ส่งจากจุดป้อนสัญญาณมายังพอร์ต 3 $\left(\lvert s_{31}\rvert\right)$	31
3.6	ผลการจำลองเฟสด้านออกของบาลันที่พอร์ต 2 $\left(\lvert s_{21}\rvert\right)$	31
3.7	ผลการจำลองเฟสด้านออกของบาลันที่พอร์ต 3 $\left(\lvert s_{31}\rvert\right)$	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่

3.8 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับ $(|s_{11}|)$ ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิตรซ์และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ 32

3.9 ผลการจำลองค่า VSWR 33

3.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ 34

3.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ 34

3.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ 35

3.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ 35

3.14 จำลองการวางสายอากาศควอไซด์ยากิ 37

3.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามแม่เหล็ก 38

3.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิระนาบของสนามไฟฟ้า 38

3.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ารีซิสแตนซ์กับจานวนสายอากาศ 39

3.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ารีเอ็คแตนซ์กับจานวนสายอากาศ 39

3.19 โมเดลของตัวถังซ็อตกี้ไดโอดเบอร์ SOT-23 40

3.20 แบบจาลองเชิงเส้นวงจรเทียบเท่า Diode Chip 41

3.21 การวัดค่าอิมพีแดนซ์ของซ็อตกี้ไดโอด (จำลองในโปรแกรม) 43

3.22 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของซ็อตกี้ไดโอด (จำลองในโปรแกรม) 43

3.23 พล็อตกราฟสมิธชาร์ต หาระยะห่าง (d) กับความยาวสตับ (l) (กรณีที่ 1) 46

3.24 พล็อตกราฟสมิธชาร์ต หาระยะห่าง (d) กับความยาวสตับ (l) (กรณีที่ 2) 47

3.25 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ที่พิจารณาที่ความถี่ (2.5 กิกะเฮิรตซ์) 49

3.26 ผลการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์เมื่อพิจารณาความถี่ (2.5 กิกะเฮิรตซ์)
(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ (ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ $(|s_{11}|)$ 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.27	วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล	52
3.28	ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองความถี่ต่ำ	52
3.29	ผลการจำลองการทำงานของการแมทชิ่ง	52
3.30	ตำแหน่งความถี่หยุดผ่าน (วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล)	53
3.31	วงจรแมทชิ่งรูปพาย	54
3.32	ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองความถี่ต่ำ (โดยใช้วงจรแมทชิ่งรูปพาย)	55
3.33	ผลค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแมทชิ่งรูปพาย	56
3.34	ตำแหน่งความถี่หยุดผ่าน (วงจรแมทชิ่งรูปพาย)	56
3.35	การวัดระนาบสนามไฟฟ้า	57
3.36	การวัดระนาบสนามแม่เหล็ก	57
3.37	การวัดกำลังงานรวมของสายอากาศกับวงจรผสมคลื่นความถี่	58
3.38	การวัดกำลังงานรวมของสายอากาศกับวงจรผสมคลื่นความถี่	59
4.1	สายอากาศที่ใช้ในการทดลองจริง	60
4.2	ผลการจาลองค่าสูญเสียย้อนกลับ ($\|s_{11}\|$) ที่ความถี่ 2.45 และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์	61
4.3	ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์	62
4.4	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์	63
4.5	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก ที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์	63
4.6	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์	64
4.7	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์	64
4.8	วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสาหรับลดความถี่	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่

4.9 การต่ออุปกรณ์เพื่อวัดค่าการสูญเสียแปลงผันวงจรผสมสัญญาณ 67
4.10 กราฟผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณ 68
4.11 ผลการวัดค่ากำลังงานที่พอร์ตเอาต์พุตของวงจรผสมสัญญาณ 68
4.12 ค่ากำลังงานที่ความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์ 70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
3.1	ค่าพารามิเตอร์ของโครงสร้างสายอากาศควอไซด์ยากิ	36
3.2	ผลการจำลองขนาดความยาวของไดเรกเตอร์ ต่างๆ	36
3.3	ผลการจำลองระยะห่างระหว่างไดเรกเตอร์	37
3.4	ค่าพารามิเตอร์ของตัวถังซ๊อตกี้ไดโอด	40
3.5	ค่าพารามิเตอร์ของซ๊อตกี้ไดโอด3 ความถี่	41
3.6	แสดงผลการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ 3 ความถี่	50
4.1	ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ	68
4.2	กำลังงานออกจากวงจรผสมคลื่นสัญญาณและค่าการสูญเสียแปลงผัน	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบการสื่อสารคลื่นที่ มีความต้องการสายอากาศที่ปรับลำคลื่นให้ชี้ไปยังเป้าหมายได้ตลอดเวลา เพื่อให้ได้ระดับสัญญาณที่แรงอยู่เสมอ ที่ผ่านมาส่วนใหญ่จะใช้มอเตอร์หมุนสายอากาศ ซึ่งมีข้อจำกัดด้านความเร็วการปรับลำคลื่นทางไฟฟ้า จะให้ความเร็วในการปรับลำคลื่นที่สูงกว่า ในโครงงานนี้จะใช้สายอากาศแถวลำดับยากิแบบวงกลมสามารถรับสัญญาณคลื่นวิทยุ โดยจะรับสัญญาณ 2 ความถี่ แล้วนำสัญญาณทั้ง 2 ที่รับมาเข้าวงจรผสมคลื่นความถี่ เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสาร จากนั้นก็ส่งผ่านอุปกรณ์รวมสัญญาณ จะศึกษาสายอากาศแถวลำดับยากิแบบวงกลม ให้มีอัตราขยายที่สูง สามารถปรับลำคลื่นได้หลายทิศทาง ทำงานได้ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ และวงจรผสมคลื่นความถี่

1.2 วัตถุประสงค์

1) เพื่อศึกษาสายอากาศแถวลำดับยากิแบบวงกลมที่มีอัตราขยายสูง
2) เพื่อศึกษาสายอากาศแถวลำดับยากิแบบวงกลมที่สามารถปรับลำคลื่นได้หลายทิศทาง
3) เพื่อศึกษาวงจรผสมสัญญาณระหว่างความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิเลเตอร์แล้วแปลงเป็นความถี่กลาง

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

ออกแบบสายอากาศแถวลำดับยากิแบบวงกลมที่มีอัตราขยายมากกว่า 10 dBi ในที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ และวงจรผสมสัญญาณเพื่อแปลงเป็นความถี่กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับทฤษฎีสายอากาศ

หน้าที่สำคัญของสายอากาศคือ การเปลี่ยนรูปพลังงานกลับไปมาระหว่างพลังงานในลักษณะคลื่นบังคับวิถีในสายส่งและพลังงานในช่องว่างอิสระ (free space) สายอากาศจะเปลี่ยนรูปพลังงานจากลักษณะคลื่นบังคับวิถีไปเป็นคลื่นในช่องว่างอิสระที่แพร่กระจายไปในทิศทางที่ต้องการ เมื่อปฏิบัติงานเป็นสายอากาศส่ง และเมื่อปฏิบัติงานเป็นสายอากาศรับ สายอากาศจะเปลี่ยนคลื่นในช่องว่างอิสระที่มาจากทิศทางของสถานีอันพึงประสงค์หรือรวมทั้งคลื่นรบกวนเป็นคลื่นบังคับวิถีในสายส่งและเข้าสู่เครื่องรับในที่สุด

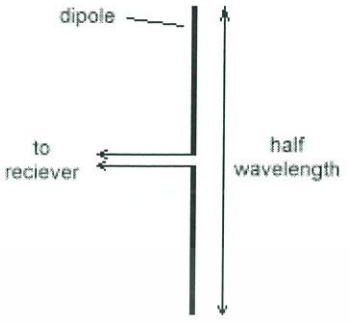
จุดเด่นของสายอากาศไม่ได้มีความสามารถเพียงการรับหรือแผ่พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศต้องสามารถเลือกรับหรือส่งพลังงานจากต้นกำเนิดไปสู่ปลายทางที่กำหนดได้ด้วย ดังนั้นนี้การออกแบบสายอากาศเพื่อให้สามารถปฏิบัติตามที่กำหนดได้จึงมีความหมายยิ่งนัก เมื่อนำผลลัพธ์จากการออกแบบไปวิเคราะห์ ก็จะสามารถทราบคุณลักษณะของสายอากาศได้ว่าเป็นไปตามที่ต้องการหรือไม่ ซึ่งสามารถหาทางปรับเปลี่ยนการออกแบบ เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องที่อาจเกิดขึ้นได้ล่วงหน้า

2.2 สายอากาศที่ศึกษา

2.2.1 สายอากาศไดโพล (Dipole)

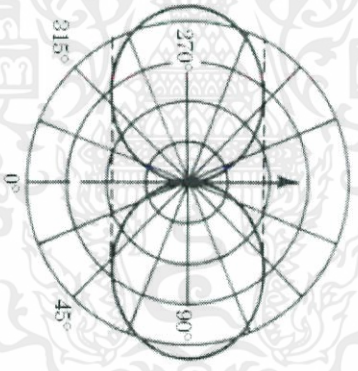
สายอากาศไดโพลบางครั้งจะเรียกว่า สายอากาศแบบ Hertz หรือ Hertzian เพราะสายอากาศนี้ คิดค้นโดย Heinrich Rudolph Hertz เมื่อประมาณปี คศ.1886 สายอากาศแบบ half-wavelength dipole เป็นสายอากาศแบบสมดุล (balanced) ประกอบด้วยส่วนที่แพร่กระจายคลื่น 2 ส่วน แต่ละส่วนจะมีความยาว 0.25 ของความยาวคลื่น (quarter-wavelength) เมื่อรวมทั้งสองข้างก็จะเท่ากับ 0.5 ความยาวคลื่น (half-wavelength) แสดงในรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 สายอากาศไดโพล

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพล โดยป้อนกระแสให้ที่จุดกึ่งกลาง (half-wavelength) เมื่อวางสายอากาศในแนวนอน จะเห็นว่าสายอากาศไดโพล มีการแผ่พลังงานออกเป็นสองส่วนหลัก ๆ คลื่นจะแพร่ออกทางด้านข้างของตัวนำ ส่วนหัวและท้าย จะไม่มีการแพร่ออกมาหรือออกมาน้อยมาก แสดงในรูปที่ 2.2

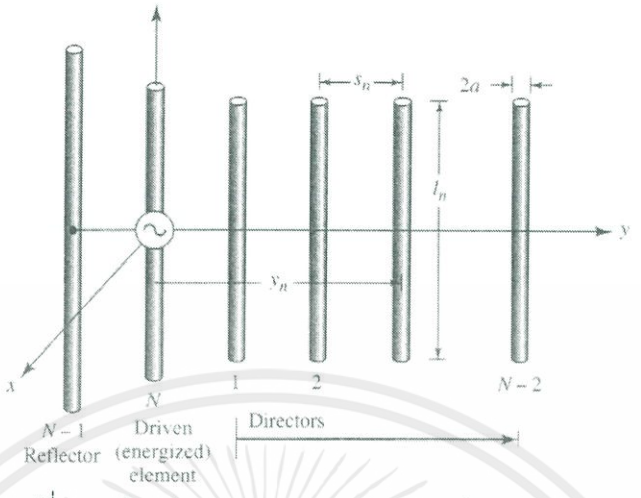


รูปที่ 2.2 การแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพล

2.2.2 สายอากาศยากิ-อูดะ (Yagi-Uda Antenna)

สายอากาศยากิ-อูดะ ประกอบไปด้วยลิเนียร์ไดโพล (Linear Dipole) หลายๆตัว แสดงในรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ส่วนประกอบของสายอากาศยากิ-อูดะ

โดยที่ลิเนียร์ไดโพลอิลิเมนท์ (Element) ตัวหนึ่งได้รับพลังงานจากสายส่ง (Feed transmission Line) ในขณะที่อิลิเมนท์อื่นๆมีคุณสมบัติเป็นพาราซิติก เรดิเอเตอร์ (Parasitic Radiators) ซึ่งกระแสในพาราซิติก เรดิเอเตอร์ถูกเหนี่ยวนำโดยการเชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) ฟีดอิลิเมนท์ที่นิยมใช้กันมากสำหรับสายอากาศยากิคือ โฟลเดด ไดโพล (Folded Dipole) สายอากาศนี้ได้รับการออกแบบเพื่อให้ทำงานเป็นเอนด์ไฟร์ อาร์เรย์ (End-fire Array) ซึ่งคุณสมบัตินี้สามารถทำได้โดยใช้พาราซิติกอิลิเมนท์วางไว้ในทิศทางด้านหน้าของลำคลื่น เรียกว่าเป็นตัวกำหนดทิศทาง (Director) และด้านหลังของลำคลื่น เรียกว่า ตัวสะท้อนคลื่น (Reflector) ซึ่งนิยมใช้เป็นสายอากาศเครื่องรับโทรทัศน์ที่ใช้กันอยู่ตามบ้านเรือน

สามารถกล่าวโดยสรุปได้ว่า คุณสมบัติของสายอากาศยากิ-อูดะพิจารณาได้ 3 ส่วนคือ

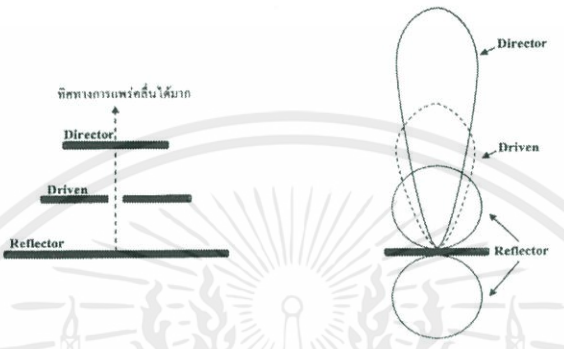
1.การจัดเรียงตัวของตัวสะท้อนคลื่น
2.ตัวป้อนสัญญาณ
3.ตัวกำหนดทิศทาง

จากการทดลองจำนวนมาก สรุปได้ว่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่นและระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นกับไดโพล มีผลเล็กน้อยต่ออัตราขยายด้านหน้า (Forward Gain) และมีผลมากต่ออัตราขยายด้านหลัง (Backward Gain) และอิมพีแดนซ์ด้านขาเข้า (Input Impedance) และยังสามารถใช้ควบคุมหรือเพิ่มผลดีของพารามิเตอร์ของสายอากาศ โดยไม่มีผลต่ออัตราขยายของสายอากาศ

ค่าความยาวรัศมีของตัวป้อนสัญญาณนั้นจะมีผลเล็กน้อยต่ออัตราขยายด้านหน้าและมีผลมากต่ออัตราขยายด้านหลัง ได้รับการเลือกเพื่อควบคุมอิมพีแดนซ์ขาเข้าซึ่งโดยทั่วไป จะให้ค่าที่เป็นจริง ขนาดและระยะห่างของตัวกำหนดทิศทาง มีผลอย่างมากต่ออัตราขยายด้านหน้า อัตราขยายด้านหลัง และอิมพีแดนซ์ขาเข้า และได้รับการพิจารณาว่าเป็นอิลิเมนท์ (Element) ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำคัญที่สุดของอาร์เรย์ (Array) ถ้าเรานำสายอากาศหลายๆ ชุดมาต่อเรียงแถว เรียกว่าเป็นอาร์เรย์ อัตราขยายของสายอากาศจะมากขึ้น และสามารถควบคุมทิศทางการแพร่คลื่นได้ สายอากาศที่ไม่ได้ต่อเข้ากับสายนำสัญญาณ แต่สามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสหรือแรงดันบนตัวสายอากาศเรา เรียกว่าพาราซิกติกอิลิเมนท์ แสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การทำงานของสายอากาศยากิ-อูดะ

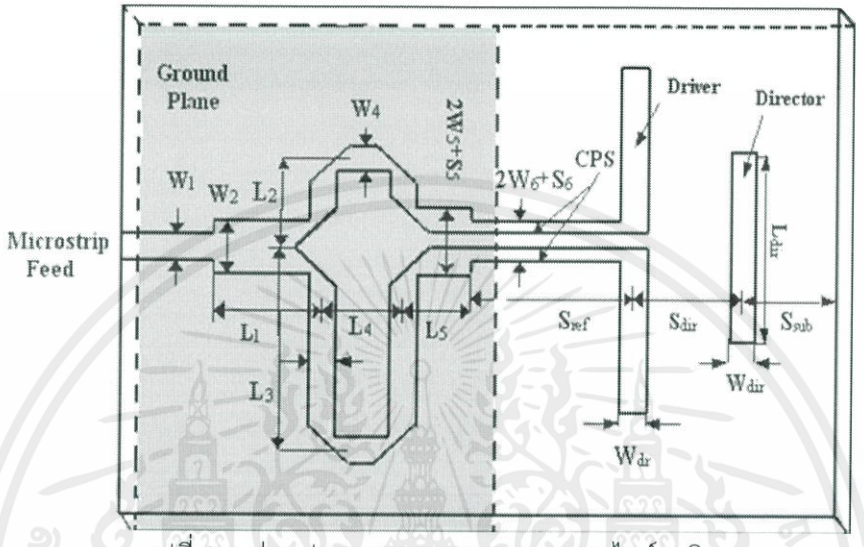
จากรูปที่ 2.3 อิลิเมนท์จะวางห่างจากไดโพลเป็นระยะห่างเท่ากับ 0.25λ เราเรียกไดโพลว่า ตัวขับ (Driven Element) ซึ่งมีความยาวเท่ากับ 0.5λ ถ้ารับคลื่นเข้ามาจะเข้าที่ ไดเรก-เตอร์ (Director) ซึ่งมีความยาวจากตัวขับสั้นกว่าประมาณ 5% และความยาวของไดเรกเตอร์จะอยู่ห่างจาก ตัวขับประมาณ 0.11λ จะเกิดการเหนี่ยวนำ เฟสจะเปลี่ยนไป 90 องศา เมื่อคลื่นเหนี่ยวนำลงบนไดโพล ก็จะมีเฟสกลับทางไป 180 องศา และจากไดโพลจะเหนี่ยวนำไปยัง รีเฟลกเตอร์ (Reflector) ซึ่งรีเฟลกเตอร์จะเหนี่ยวนำเกิดกระแสไหลในตัวรีเฟลกเตอร์แล้วจะแพร่คลื่นออก มาเหนี่ยวนำที่ตัวขับ รีเฟลกเตอร์จะเปรียบเสมือนเป็นตัวสะท้อนคลื่นนั้นเอง ซึ่งจะอยู่ห่างจากไดโพลประมาณ $0.181-0.21\lambda$ และความยาวของรีเฟลกเตอร์จะยาวกว่า ไดโพลประมาณ 5% ในการส่งออกอากาศนั้น สายอากาศยากิอูดะ 3 อิลิเมนท์ จากรูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นการแพร่กระจายคลื่นและการเสริมของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของตัวรีเฟล็กเตอร์กับไดเรกเตอร์ ทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรวมเป็นลักษณะทิศทางเดียว ความกว้างลำคลื่นแคบลง อัตราขยายสูงขึ้น เมื่อเพิ่มอิลิเมนท์ของไดเรกเตอร์ให้มีจำนวนมากขึ้น เพื่อเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศให้สูงขึ้นไปอีกด้วย

2.2.3 สายอากาศควอไซด์ยากิ (Quasi-Yagi)

สายอากาศควอไซด์ยากิ เป็นสายอากาศที่ประกอบด้วยคุณลักษณะที่ดีของสาย-อากาศระนาบ ซึ่งสายอากาศควอไซด์ยากิ จะมีโครงสร้างพื้นฐานคล้ายกับสายอากาศยากิ-อุดะ คือ การจัดเรียงของสายอากาศไดโพล จะประกอบไปด้วยส่วนของตัวป้อนสัญญาณ (Driver) ตัวกำหนดทิศทาง (Diretors) และตัวสะท้อนคลื่น (Reflector) แต่จะมีข้อแตกต่างกับสายอากาศยากิ-อุดะ ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของตัวสะท้อนคลื่น ซึ่งตัวสะท้อนคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากินั้นจะเป็นส่วนของแผ่นระนาบกราวนด์ที่โดนตัด (ground plane) มีความยาวเพียงแค่จุดเริ่มสายไมโครสตริประนาบร่วม ซึ่งอยู่ในส่วนด้านล่างของฐานรอง (substate) แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ส่วนประกอบของสายอากาศควอไซด์ยากิ

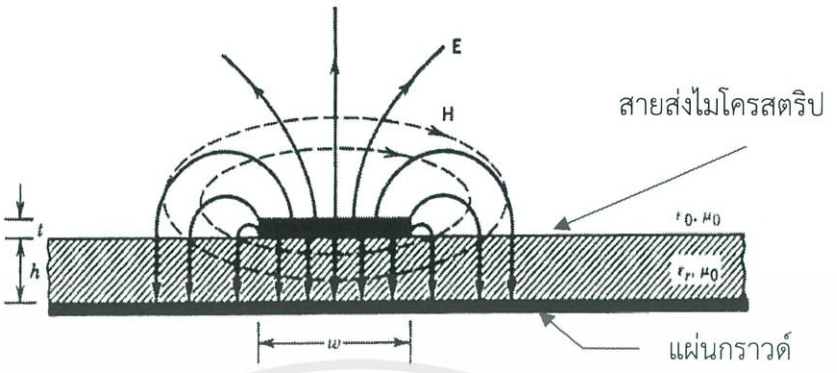
สำหรับส่วนประกอบของสายอากาศนั้น จะประกอบด้วยตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งความยาวของตัวป้อนสัญญาณจะเป็นส่วนประกอบหลักในการกำหนดค่าแบนวิดท์ของสายอากาศและกำหนดความถี่ที่ต้องการ สำหรับส่วนของตัวสะท้อนคลื่นและตัวกำหนดทิศทาง สองส่วนนี้เป็นส่วนที่ทำให้คลื่นแพร่กระจายไปในทิศทางที่ต้องการ

2.2.3.1 โครงสร้างสายอากาศควอไซด์ยากิ

สายอากาศควอไซด์ยากิแบบระนาบ จะมีสายอากาศอยู่บนระนาบด้านบนของแผ่นพิมพ์ ส่วนด้านล่างของแผ่นพิมพ์เป็นระนาบกราวด์ที่โดนตัด มีความยาวเพียงแค่จุดเริ่มสายไมโครสตริประนาบร่วม (Coplanar stripline) ที่อยู่ด้านบนของแผ่นพิมพ์ โครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบประกอบไปด้วย

- สายป้อนไมโครสตริป (Microstrip feed) เป็นสายที่ใช้ในการป้อนสัญญาณของสายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นระนาบ เช่นสายอากาศแบบไมโครสตริป เนื่องจากตอนบนของสายอากาศเป็นแบบเปิด ซึ่งสัมผัสอากาศและตอนล่างอยู่บนสารแผ่นฐานที่มีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกสูงกว่าอากาศ แสดงในรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 สายป้อนไมโครสตริป

ดังนั้นค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกทั้งหมดจะหมายถึงค่าคงที่ประสิทธิผล (effective dielectric constant) สนามส่วนใหญ่จะอยู่ในสารแผ่นฐาน (Substrate) ดังนั้นค่าคงที่ประสิทธิผลจึงมีค่าใกล้เคียงกับสารแผ่นฐานมากกว่าอากาศ ที่ความถี่ต่ำๆ

สำหรับอิมพีแดนซ์ด้านขาเข้าของการป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริป สามารถคำนวณ ดังนี้

- ในกรณีที่ค่า $\frac{w_{eff}(0)}{h} \le 1$

$$Z_c(0) = Z_c(f=0) = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{r.eff}(0)}} \ln\left(\frac{8h}{W_{eff}(0)} + \frac{W_{eff}(0)}{4h}\right) \quad (2.1)$$

$$\varepsilon_{r,eff}(0) = \varepsilon_{r,eff}(f=0)$$

$$= \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+12h/w_{eff}(0)}} + 0.04\left(1 - \frac{w_{eff}(0)}{h}\right)^2\right] \quad (2.2)$$

- ในกรณีที่ค่า $\frac{w_{eff}(0)}{h} > 1$

$$Z_c(0) = Z_c(f=0)$$

$$= \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r.eff}(0)}\left[\frac{w_{eff}(0)}{h} + 1.393 + 0.0667\ln\left(\frac{w_{ff}(0)}{h} + 1.444\right)\right]^{-1}} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varepsilon_{r,eff}(0) = \varepsilon_{r,eff}(f=0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+12h/w_{eff}(0)}}\right] \quad (2.4)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[F(w/h) - c\right] \quad (2.5)$$

เมื่อ $C = \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6}\left(\frac{t/h}{\sqrt{w/h}}\right)$ (2.6)

ที่ $w/h \le 1$

$$F(w/h) = (1+\frac{12h}{w})^{\frac{-1}{2}} + 0.04(1-\frac{w}{h})^2 \quad (2.7)$$

ที่ $w/h > 1$

$$F(w/h) = (1+\frac{12h}{w})^{\frac{-1}{2}} \quad (2.8)$$

เมื่อ $w/h \le 2$

$$w/h = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A)-2} \quad (2.9)$$

เมื่อ $w/h > 2$

$$w/h = \frac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left(\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right)\right] \quad (2.10)$$

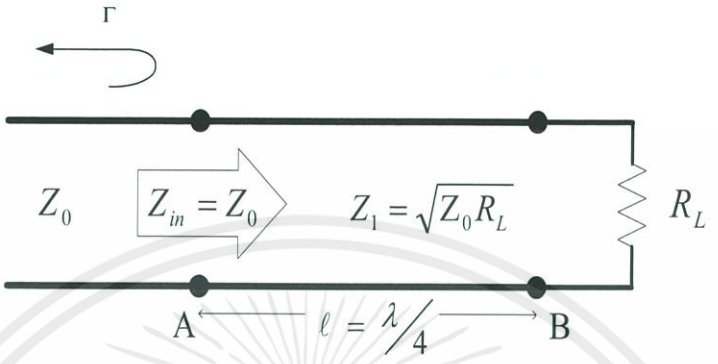
$$A = \frac{Zo}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r - 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r})} \quad (2.11)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.12)$$

- ตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่น (Quarter-wave transformer) คือ สายนำสัญญาณที่แทรกเข้ามาระหว่างโหลด (R_L) กับอิมพีแดนซ์ของสายส่ง (Z_o) เพื่อทำให้เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสมดุลในระบบหรือเครือข่าย โดยจะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_1 และความยาว (ℓ) เท่ากับ 0.25λ แสดงในรูป 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรแสดงส่วนของตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่นที่แทรกระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

จากรูปถ้าต่อสายส่งสัญญาณกับโหลดโดยตรง โดยที่สายส่งสัญญาณกับโหลดมีค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณ ดังนั้นจึงแก้ปัญหาโดยการต่อส่วนของตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่นเข้าไป เพื่อลดปัญหาการสะท้อนกลับซึ่งจากรูปจะได้ว่า

$$Z_{in} = \frac{(Z)^2}{Z_L} = \frac{(Z_1)^2}{R_L} \tag{2.13}$$

ถ้ากำหนดให้ค่า $Z_{in} = Z_o$ ค่าสะท้อนกลับของสัญญาณ (Γ) มีค่าเท่ากับศูนย์หรือไม่เกิดการสะท้อนกลับนั้นเองจะได้สมการดังนี้

$$Z_{in} = \frac{(Z_1)^2}{R_L} = Z_o \tag{2.14}$$

แก้สมการหาค่า Z_1 ได้จากสูตร;

$$Z_1 = \sqrt{Z_o R_L} \tag{2.15}$$

ซึ่งจะกำหนดให้ $Z_{in} = Z_o$ ได้ก็ต่อเมื่อสายส่งสัญญาณที่นำมาต่อแทรกเข้ามาระหว่างโหลด (R_L) กับอิมพีแดนซ์ของสายส่ง (Z_o) ต้องมีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ ดังนั้นจะได้

$$\ell = \frac{\lambda}{4} \tag{2.16}$$

ค่า λ_0 ในอากาศหาได้จากสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda = \frac{v}{f} \tag{2.17}$$

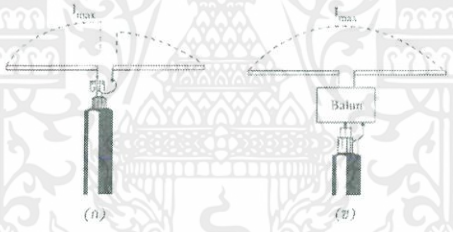
(เมื่อค่า v คือความเร็วในอากาศ f คือค่าความถี่)

และค่า λ_g ในไดอิเล็กตริกหาได้จากสูตร

$$\lambda_0 = \frac{\lambda_g}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.18}$$

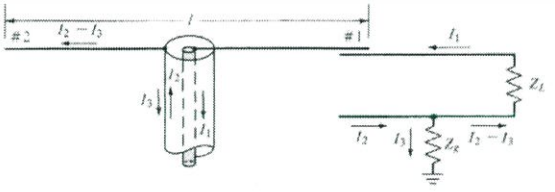
ซึ่งค่า ε_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (permittivity)

- บาลัน (Balun) มาจากคำว่า (Balance to Unbalance) คือส่วนที่อยู่ระหว่างสายส่งสัญญาณ เช่น ในกรณีที่เราต่อสาย Coaxial (เป็นสายแบบไม่สมดุล Unbalance line) เข้ากับสายอากาศไดโพล (สายอากาศแบบสมดุล balance) จะทำให้กระแสบนสายอากาศไดโพลในแต่ละซีกไม่เท่ากัน รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเลยผิดเพี้ยนไป แต่สามารถแก้ไขได้โดยการใช้ตัวแปลงบาลันช่วย จะทำให้การกระจายคลื่นไม่ผิดเพี้ยน แสดงในรูปที่ 2.8 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 2.8 (ก) สายอากาศที่ไม่มีบาลัน (ข) สายอากาศที่มีบาลันต่อ

ในส่วนของบาลัน จะใช้ตัดกระแส I_3 เพื่อไม่ให้กระแสสะท้อนกลับ โดยต้องออกแบบให้บาลันมีเฟสต่างกัน 180 องศา เพื่อให้กระแส I_1 และ I_2 ซึ่งมีค่ากระแสเท่ากัน มีทิศการไหลในทิศเดียวกัน จะทำให้ค่ากระแส I_3 มีค่าเท่ากับศูนย์ ในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 เปรียบเทียบทิศทางกระแสด้วยวงจรไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สายไมโครสตริประนาบร่วม (Coplanar strip line) คือส่วนที่ต่อระหว่างส่วนบาลันและส่วนของสายอากาสไดโพล ซึ่งทั้งสองส่วนนี้ จะมีค่าอิมพีแดนซ์ที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจจะทำให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณไปในทิศทางที่ไม่ต้องการ เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณ จึงต้องมีส่วนของสายอากาศไมโครสตริประนาบร่วมมาเป็นตัวปรับค่าอิมพีแดนซ์ให้สมดุล (ซึ่งใช้หลักการเดียวกันกับตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่น)

- ส่วนของไดโพลหรือตัวขับสัญญาณ (Driver) จะมีลักษณะเหมือนกับสายอากาศยากิอุดะ คือแต่ล่ะอีลีเมนท์จะวางห่างจากไดโพลเป็นระยะห่างเท่ากับ 0.25λ เรียกไดโพลว่าตัวขับ (Driven Element) ซึ่งมีความยาวเท่ากับ 0.25λ

- ตัวกำหนดทิศทาง (Diretors) เป็นส่วนที่ทำให้ทิศทางการแผ่พลังงาน ไปในทิศทางที่ต้องการมากขึ้น อีกทั้งยังเพิ่มเกณฑ์ของสัญญาณ ทำให้สัญญาณมีความแรงมากขึ้น

2.3 สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับ (Antenna array) เป็นระบบที่นำเอาสายอากาศมาวางเรียงตัวกันในรูปแบบต่างๆ โดยอาจมีการป้อนสัญญาณเข้าที่ตัวสายอากาศตัวเดียวหรือหลายตัวเพื่อแพร่กระจายคลื่นออกไป ซึ่งจะกล่าวในส่วนต่อไป สายอากาศมีการวางตัวหลายรูปแบบเช่น การวางตัวเป็นวงกลมแบบวงแหวน

2.3.1 สายอากาศแถวลำดับวงกลมแบบวงแหวน

จากรูป 2.10 สายอากาศแถวลำดับวงกลม N องค์ประกอบวางในระนาบ x-y วางแบบวงแหวน มีรัศมี a จะได้สนามไฟฟ้าดังสมการ 2.19

$$E_n(r,\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \tag{2.19}$$

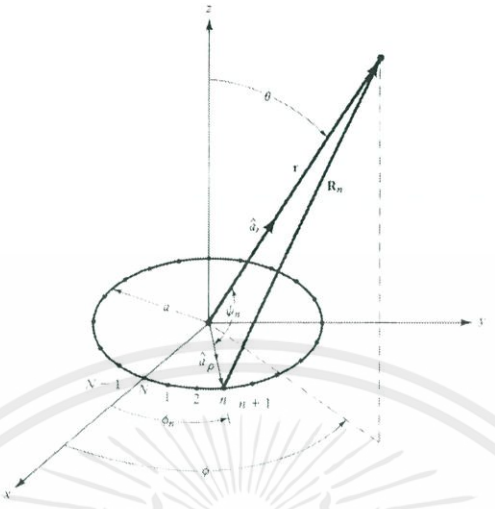
R_n คือระยะทางจาก n^{th} ถึงจุดสังเกต

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2ar\cos\psi)^{\frac{1}{2}} \tag{2.20}$$

เมื่อ $r \gg a$ จะได้

$$R_n \simeq r - a\cos\psi_n = r - a(\hat{a}_\rho \cdot \hat{a}_r) = r - a\sin\theta\cos(\phi - \phi_n) \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 สายอากาศแถวลำดับ N องค์ประกอบ

เมื่อ

$$\hat{a}_\rho \cdot \hat{a}_r = (\hat{a}_x \cos\phi_n + \hat{a}_y \sin\phi_n) \cdot (\hat{a}_x \sin\theta\cos\phi + \hat{a}_y \sin\theta\sin\phi + \hat{a}_z \cos\theta) \quad (2.22)$$

ประมาณค่า $R_n \approx r$ จะได้

$$E_n(r,\theta,\phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^{N} a_n e^{+jka\sin\theta\cos(\phi-\phi_n)} \quad (2.23)$$

เมื่อ I_n คือ สัมประสิทธิ์กระแสกระตุ้น

α_n คือ ค่าความต่างเฟสของสายอากาศแต่ละต้นในแนวแกน $x-y$ n^{th}

$a_n = I_n e^{j\alpha_n}$ คือ สัมประสิทธิ์กระแสและเฟสกระตุ้นแต่ละ n^{th}

$$\phi_n = 2\pi\left(\frac{n}{N}\right) \quad (2.24)$$

จะได้

$$E_n(r,\theta,\phi) = \frac{e^{-jkr}}{r}\left[AF(\theta,\phi)\right] \quad (2.25)$$

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} I_n e^{j(ka\sin\theta\cos(\phi-\phi_n)+\alpha_n} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อลำคลื่นหลักชี้ $(\phi - \phi_n)$ จะทำให้ได้เฟส

$$\alpha_n = -ka\sin\theta_0\cos(\phi - \phi_n) \tag{2.27}$$

จากสมการ (2.26) จะได้สมการ

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} I_n e^{jka[\sin\theta\cos(\phi-\phi_n)-\sin\theta_0\cos(\phi-\phi_n)]} \tag{2.28}$$

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} I_n e^{jka[\cos\psi-\cos\psi_0]} \tag{2.29}$$

จากสมการ (2.29) หา

$$\rho_0 = a[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2] \tag{2.30}$$

เมื่อแทน $ka(\cos\psi - \cos\psi_0)$ ใน (2.29) จะได้

$$AF(\theta,\phi) = \frac{k\rho_0[\sin\theta\cos(\phi-\phi_n) - \sin\theta_0\cos(\phi-\phi_n)]}{[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2]^{\frac{1}{2}}} \tag{2.31}$$

$$= k\rho_0 \times \left\{ \frac{\cos\phi_n(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0) + \sin\phi_n(\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)}{[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2]^{\frac{1}{2}}} \right\} \tag{2.32}$$

จะได้

$$\cos\xi = \frac{\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0}{[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2]^{\frac{1}{2}}} \tag{2.33}$$

เมื่อ $\sin\xi = [1 - \cos^2\xi]^{\frac{1}{2}}$

$$\sin\xi = \frac{\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0}{[(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)^2 + (\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)^2]^{\frac{1}{2}}} \tag{2.34}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.32) และ (2.29) สามารถเขียนใหม่ได้ (ตามลำดับ)

$$ka(\cos\psi - \cos\psi_0) = k\rho_0(\cos\phi_n \cos\xi_0 + \sin\phi_n \sin\xi)$$
$$= k\rho_0 \cos(\phi_n - \xi) \tag{2.35}$$

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} I_n e^{jka(\cos\psi - \cos\psi_0)} = \sum_{n=1}^{N} I_n e^{jk\sigma_0(\cos\phi_n - \xi)} \tag{2.36}$$

$$\xi = \tan^{-1}\left[\frac{\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0}{\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0}\right] \tag{2.37}$$

2.4 การผสมสัญญาณของไดโอด

ในวงจรผสมสัญญาณนั้นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งอุปกรณ์ไดโอดก็มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นเช่นกัน โดยสมการกระแสในเทอมของแรงดันของไดโอดคือ

$$I = a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + \ldots \tag{2.38}$$

โดยที่ V คือสัญญาณด้านขาเข้า

ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่นั้น สัญญาณด้านขาเข้าก็คือสัญญาณความถี่กลางกับสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง

$$V_{in} = V_{LO}\cos(\omega_{LO}t) + V_{IF}\cos(\omega_{IF}t) \tag{2.39}$$

และในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่ สัญญาณด้านขาเข้าก็คือสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุกับสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง

$$V_{in} = V_{RF}\cos(\omega_{RF}t) + V_{LO}\cos(\omega_{LO}t) \tag{2.40}$$

หากแทนค่า V_{in} ในสมการที่ 2.39 ลงในสมการที่ 2.38 จะได้สมการในเทอมที่สองคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_2[V_{RF}\cos(\omega_{RF}t)+V_{LO}\cos(\omega_{LO}t)]^2 =$$

$$a_2[V_{RF}^2\cos^2(\omega_{RF}t)+2V_{RF}V_{LO}\cos(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t)+V_{LO}^2\cos^2(\omega_{LO}t)] \quad (2.41)$$

จากสมการที่ 2.41 สมการในเทอมแรกและเทอมสุดท้ายทำให้เกิดความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่ $2f_{RF}$ และ $2f_{LO}$ ส่วนผลคูณเชิงเวคเตอร์ในเทอมที่สองทำให้เกิด

$$2a_2V_{RF}V_{LO}\cos(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t) =$$
$$a_2V_{RF}V_{LO}[\cos(\omega_{RF}+\omega_{LO})t+\cos(\omega_{RF}-\omega_{LO})t] \quad (2.42)$$

และเมื่อแทนค่า V_{in} ในสมการที่ 2.39 ลงในสมการที่ 2.38 จะได้สมการในเทอมที่สาม คือ

$$a_3[V_{RF}\cos(\omega_{RF}t)+V_{LO}\cos(\omega_{LO}t)]^3 =$$
$$a_3[V_{RF}^3\cos^3(\omega_{RF}t)+3V_{RF}^2V_{LO}\cos^2(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t)$$
$$+3V_{RF}V_{LO}^2\cos(\omega_{RF}t)\cos^2(\omega_{LO}t)+V_{LO}^3\cos^3(\omega_{LO}t)] \quad (2.43)$$

จากสมการที่ 2.43 ในเทอมแรกและเทอมสุดท้ายทำให้เกิดความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ ส่วนผลคูณเชิงเวคเตอร์ในเทอมที่สองทำให้เกิด

$$3a_3V_{RF}^2V_{LO}\cos^2(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t)=\frac{2}{3}a_3V_{RF}^2V_{LO}\cos(2\omega_{RF}t+1)\cos(\omega_{LO}t)$$
$$=\frac{2}{3}a_3V_{RF}^2V_{LO}[\frac{1}{2}[\cos(2\omega_{RF}t+\omega_{LO}t)+\cos(2\omega_{RF}t-\omega_{LO}t)]+\cos(\omega_{LO}t)] \quad (2.44)$$

ในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ 2.43 ในเทอมที่สามทำให้เกิด

$$3a_3V_{RF}V_{LO}^2\cos(\omega_{RF}t)\cos^2(\omega_{LO}t)=\frac{2}{3}a_3V_{RF}V_{LO}^2\cos(\omega_{RF}t)\cos(2\omega_{LO}t+1)$$
$$=\frac{2}{3}a_3V_{RF}V_{LO}^2[\cos(\omega_{RF}t)+\frac{1}{2}[\cos(2\omega_{LO}t+\omega_{RF}t)+\cos(2\omega_{LO}t-\omega_{RF}t)]] \quad (2.45)$$

สามารถนำผลที่ได้มาจัดเป็นรูปแบบมาตรฐานดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

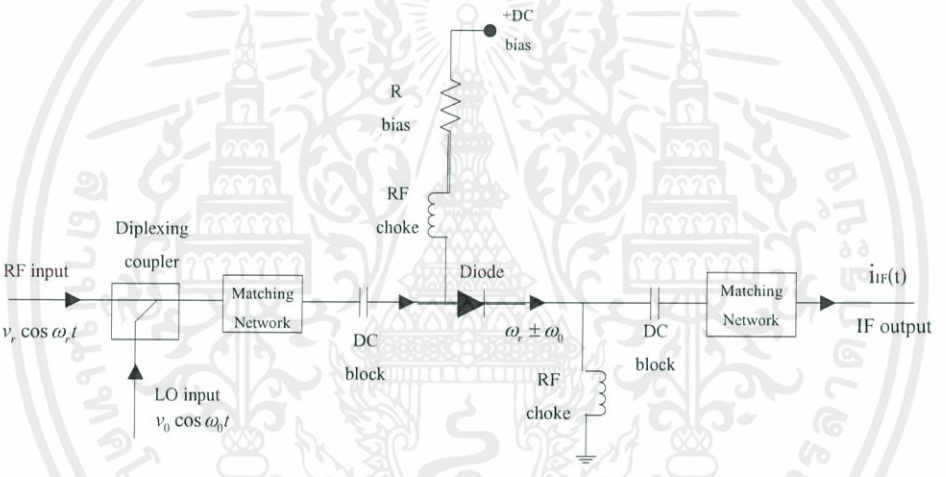
$$\omega_{IF} = |m\omega_{RF} \pm n\omega_{LO}| \tag{2.46}$$

ในทำนองเดียวกัน หากแทนค่า V_{in} ในสมการที่ 2.45 ลงในสมการที่ 2.38 จะได้สมการในรูปแบบมาตรฐานคือ

$$\omega_{RF} = |m\omega_{IF} \pm n\omega_{LO}| \tag{2.47}$$

2.4.1 วงจรผสมสัญญาณแบบใช้ไดโอดเดี่ยว (Single- ended Diode Mixer)

วงจรผสมสัญญาณแบบใช้ไดโอดเดี่ยว เป็นวงจรพื้นฐานของวงจรผสมสัญญาณชนิดอื่นๆ ซึ่งมีองค์ประกอบไม่มาก ต้นทุนต่ำ สร้างง่ายไม่ซับซ้อน ในวงจรจะประกอบด้วยไดโอดเพียง 1 ตัว แสดงในรูปที่ 11



รูปที่ 2.11 วงจรผสมสัญญาณแบบใช้ไดโอดเดี่ยว

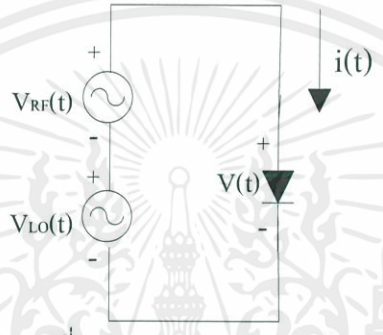
สำหรับวงจรผสมสัญญาณชนิดนี้ ในส่วนของดีเพล็กซ์ชิ่งคัปเปอร์ จะใช้เป็นวงจรไฮบริดคัปเปอร์เป็นตัวแยกสัญญาณระหว่างอินพุตทั้งสองอินพุต หรือจะใช้อุปกรณ์เชื่อมต่อเพื่อรับสัญญาณด้านขาเข้าทั้งสองแบบตรงๆเลยก็ได้ ซึ่งจะทำการรับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (RF) และสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง (LO) เข้าสู่วงจร ซึ่งจะผ่านส่วนที่เป็นวงจรแมทชิ่งเป็นอันดับแรก สำหรับส่วนของไดโอดต้องมีการป้อนกระแสไฟตรงเพื่อไบอัสให้ไดโอดทำงาน ซึ่งในส่วนนี้จะต้องมีตัวต้านทานควบคุมกระแสไม่ให้กระแสเกิน อีกทั้งยังต้องมี RF Choke เพื่อทำหน้าที่กันสัญญาณไฟกระแสสลับไม่ให้ปนกับไฟกระแสตรงจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการไบอัสไดโอด และต้องมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่ป้องกันไฟตรงจากแหล่งจ่ายไม่ให้ย้อนเข้ามาในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และองค์ประกอบสุดท้ายคือส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่กรองความถี่สูงหรือสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รบกวนออกไปและยอมให้ความถี่ต่ำ (ความถี่ที่ต้องการคือความถี่ IF) ผ่านไปได้ ซึ่งทำงานเป็นวงจรผสมสัญญาณแบบใช้ไดโอดเดี่ยวสำหรับลดความถี่

2.4.2 การวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

สามารถวิเคราะห์ได้จากรูปที่ 2.12 สัญญาณด้านขาเข้า 2 สัญญาณ ถูกป้อนเข้าไดโอด โดยจะประกอบด้วยสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องเสมือนเป็นแหล่งจ่ายที่ต่อแบบอนุกรมกัน



รูปที่ 2.12 วงจรแบบอุดมคติ

โดยมีสัญญาณที่ความถี่คลื่นวิทยุมีรูปสัญญาณ ดังนี้

$$v_{RF}(t) = V_{RF}\cos\omega_{RF}t \tag{2.48}$$

และรูปสัญญาณด้านขาเข้าที่ความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องคือ

$$v_{LO}(t) = V_{LO}\cos\omega_{LO}t \tag{2.49}$$

ซึ่งจะมีสมการกระแสในเทอมของแรงดันของไดโอด ดังนี้

$$i(t) = I_0 + G_d[v_{RF}(t) + v_{LO}(t)] + \frac{G_d^{'}}{2}[v_{RF}(t) + v_{LO}(t)]^2 + \ldots \tag{2.50}$$

เทอมแรกในสมการคือเทอมของกระแสไฟตรงที่ใช้ป้อน จะถูกกำจัดออกโดยตัวเก็บประจุที่ใช้ป้องกันไฟกระแสตรง และในเทอมที่สองคือส่วนของสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องที่โดนกำจัดออกไปโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน สำหรับเทอมที่สามสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i(t) = \frac{G_d^{'}}{2}[V_{RF}\cos\omega_{RF}t + V_{LO}\cos\omega_{LO}t]^2$$

$$= \frac{G_d^{'}}{2}[V_{RF}^2\cos^2\omega_{RF}t + 2V_{RF}V_{LO}\cos\omega_{RF}t\cos\omega_{LO}t + V_{LO}^2\cos^2\omega_{LO}t]$$

\

$$= \frac{G_d^{'}}{4}[V_{RF}^2(1+\cos 2\omega_{RF}t) + V_{LO}^2(1+\cos 2\omega_{LO}t)$$

$$+2V_{RF}V_{LO}\cos(\omega_{RF}-\omega_{LO})t + 2V_{RF}V_{LO}\cos(\omega_{RF}+\omega_{LO})t \qquad (2.51)$$

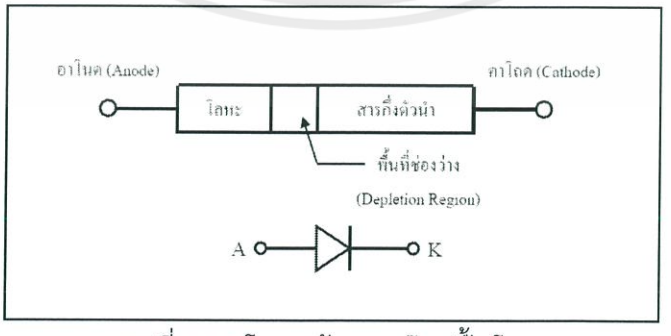
จะเห็นว่าผลลัพธ์ที่ได้จะประกอบไปด้วยสัญญาณหลายๆสัญญาณ แต่มีเพียงสัญญาณเดียวที่ต้องการคือสัญญาณที่เป็นค่าผลต่างของความถี่ด้านขาเข้า ส่วนสัญญาณที่อยู่ในเทอม $2\omega_{RF}, 2\omega_{LO}$ และเทอม $\omega_{RF}+\omega_{LO}$ จะถูกกำจัดออกไปโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังนั้นเราจะได้กระแสด้านขาออกที่ความถี่กลาง (IF) ดังนี้

$$i_{IF}(t) = \frac{G_d^{'}}{2}V_{RF}V_{LO}\cos\omega_{IF}t \qquad (2.52)$$

โดยที่ $\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{Lo}$ ซึ่งคือความถี่ของสัญญาณความถี่กลาง ทำงานเป็นวงจรผสมสัญญาณแบบใช้ไดโอดเดี่ยวสำหรับลดความถี่

2.5 คุณลักษณะช็อตกี้ไดโอด (Schottky diode)

ช็อตกี้ไดโอดมีโครงสร้างเป็นหน้าสัมผัสโลหะที่ปลายข้างหนึ่ง เรียกส่วนนี้ว่าเป็นแอโนด (Anode) ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งจะต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำ เรียกส่วนนี้ว่าแคโถด (Cathode) โครงสร้างของช็อตกี้ไดโอดแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 โครงสร้างของช็อตกี้ไดโอด

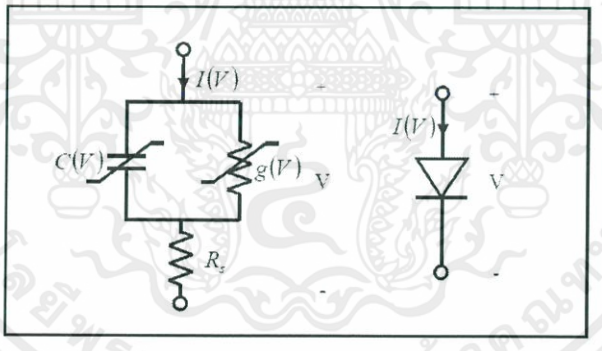
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอดที่ใช้ในวงจรผสมสัญญาณโดยทั่วไปนั้น ส่วนมากจะสร้างไดโอดขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำประเภทซิลิกอน (Silicon) และกัลป์เลี่ยมอาร์เซไนด์ (Galium Arsenide) ซึ่งแต่ละชนิดก็จะมีคุณสมบัติไม่เหมือนกัน และราคาก็ต่างกันด้วย โดยที่ประเภทกัลเลี่ยมอาร์เซไนด์จะใช้โลหะที่นำมาทำประเภทแพลตตินั่ม (Platinum) ไททาเนียม (Titanium) และทอง (Gold) ซึ่งจะทำให้ความต้านทานอนุกรมภายในตัวไดโอดมีค่าต่ำ ส่งผลให้ใช้งานได้ในความถี่ที่สูงขึ้นเมื่อเทียบกับประเภทซิลิคอน แต่ก็มีข้อเสียคือราคาที่ค่อนข้างสูง ดังนั้นการนำไดโอดไปสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณจึงต้องคำนึงถึงการนำไปใช้งานและงบประมาณด้วย

2.5.1 วงจรสมมูลของช็อตกี้ไดโอด

อย่างแรกที่ต้องคำนึงถึงในการวิเคราะห์และสร้างวงจรผสมสัญญาณก็คือ การหาโมเดลของไดโอด (Diode Circuit Model) เพื่อนำไปทำการวิเคราะห์และจำลองการทำงาน ซึ่งวงจรสมมูลของช็อตกี้ไดโอดแสดงดังภาพที่2-2

จากภาพที่ 2.14 วงจรสมมูลของช็อตกี้ไดโอดจะประกอบด้วยความต้านทานที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Resistance) ค่าคาปาซิเตอร์ที่บริเวณรอยต่อ (JunctionCapacitance) และค่าความต้านทานอนุกรม (Series Resistance) ซึ่งเป็นค่าที่ปรากฏอยู่บริเวณรอยต่อภายในโครงสร้างของตัวไดโอดไม่ใช่ต่ออยู่ภายนอก ซึ่งสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของช็อตกี้ไดโอด

ค่าความจุไฟฟ้า $C(V)$ ในเทอมของแรงดัน สามารถหาได้จาก

$$C(V) = \frac{C_{j0}}{(1 - V/\phi_{bi})^{0.5}} \tag{2.53}$$

โดยที่

$$\phi_{bi} = \frac{E_{\max} d}{2} = \frac{q d^2 N_d}{2\varepsilon_s} \tag{2.54}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ϕ_{bi} คือค่าระดับขั้วไฟฟ้าภายใน (Built-in Potential) บริเวณรอยต่อ

$E_{\max}$ คือค่าสนามไฟฟ้าที่มากที่สุด (Maximum Electric Field)

C_{j0} คือค่าความจุไฟฟ้าบริเวณรอยต่อที่แรงดันไบอัสเท่ากับศูนย์โวลท์ (Junction Capacitance at Zero Bias Voltage)

d คือค่าความกว้างของช่องว่าง (Depletion Width)

q คือค่าอิเลคตรอนชาร์จ (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ 1.602177×10^{-19}

N_d คือค่าความหนาแน่นของการโด๊ป (Doping Density)

ε_s คือค่าคงที่ไดอิเลกตริกของสารกึ่งตัวนำ (Dielectric Permittivity of Semiconductor)

ค่าความนำไฟฟ้า $g(V)$ ในเทอมของแรงดันสามารถหาได้จาก

$$g(V)=\frac{d}{dV}I(V)=\frac{q}{\eta KT}I_0\exp(\frac{qV}{\eta KT})=\frac{q}{\eta KT}(I(V)+I_0) \tag{2.55}$$

โดยที่

$$I(V)=I_0\left(\exp(\frac{qV}{\eta KT})-1\right) \tag{2.56}$$

เมื่อ η คือพารามิเตอร์ความชัน (Slope Parameter) หรือตัวประกอบอุดมคติ

K คือค่าคงที่โบลซ์แมน มีค่าเท่ากับ 1.37×10^{-23} มีหน่วยเป็น (จูล/เคลวิน)

T คืออุณหภูมิ มีหน่วยเป็นเคลวิน

$I(V)$ คือค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

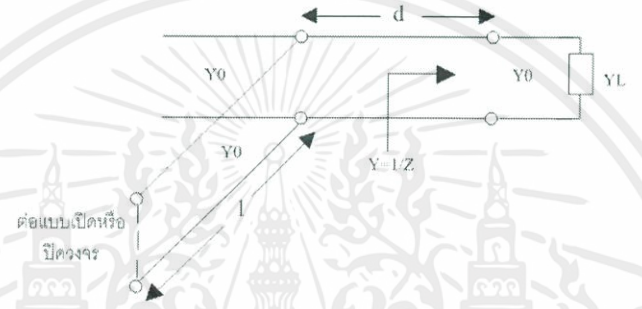
I_0 คือพารามิเตอร์กระแสเริ่มต้น

การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของไดโอดนั้นเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง เนื่องจากต้องนำค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ไปใช้ในการจำลองการทำงาน ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่นำไปใช้จึงต้องมีความถูกต้องใกล้เคียงกับลักษณะการใช้งานจริงของไดโอด โดยปกติแล้วบริษัทผู้ผลิตมักจะแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆในรูปแบบของเอกสารข้อมูล (Data Sheet)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 วงจรแมทชิ่ง (Matching)

การแมทชิ่งคือการทำให้วงจรสามารถส่งผ่านกำลังได้สูงสุด สามารถทำได้โดยการทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรทางด้านโหลดคอนจุเกตกับทางด้านแหล่งจ่ายหรือคอนจุเกตกับอิมพีแดนซ์ของระบบ ซึ่งระบบสื่อสารโดยทั่วไปมักจะใช้ระบบ 50 โอห์ม เทคนิคการแมทช์ที่ใช้กันในสายนำสัญญาณไมโครสตริปคือการใช้สตับ (Stub) ซึ่งสตับแบ่งเป็น 2 ประเภท คือสตับแบบลัดวงจรหรือปิดวงจร (Short-Circuit Stub) และสตับแบบเปิดวงจร (Open-Circuit Stub) แสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 การต่อขนานระหว่างสตับกับโหลดแบบเปิดและปิดวงจร

จากรูปวงจรด้านบน ถ้าเป็นสตับแบบปิดวงจรตรงบริเวณปลายสตับนั้นจะถูกเชื่อมต่อกับกราวดน์แต่ในทางตรงกันข้ามแบบเปิดวงจรจะถูกปล่อยลอย และจากรูปวงจรสามารถคำนวณค่าความยาวของสายนำสัญญาณ (d) ที่ต่ออนุกรมระหว่างโหลดกับสตับ และคำนวณความยาวของสตับ (l) ได้ ดังนี้

สามารถเขียนโหลดอิมพีแดนซ์ได้ในรูป

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} = R_L + jX_L \tag{2.57}$$

ดังนั้นสามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์รวมที่วงจร และความยาวของสายนำสัญญาณที่ต่ออนุกรมระหว่างโหลดกับสตับจากสูตรที่ 2.58

$$Z = Z_0 \frac{(R_L + jX_L) + jZ_0 t}{Z_0 + j(R_L + jX_L)t} \tag{2.58}$$

โดยที่ $t = \tan \beta d$ (2.59)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \tag{2.60}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_g = \frac{V_P}{f} \tag{2.61}$$

และคิดเป็นค่าความนำไฟฟ้า จะได้

$$Y = G + jB = \frac{1}{Z} \tag{2.62}$$

เมื่อ

$$G = \frac{R_L(1+t^2)}{R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2} \tag{2.63}$$

$$B = \frac{R_L^2 t - (Z_0 - X_L t)(X_L + Z_0 t)}{Z_0[R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2]} \tag{2.64}$$

และสามารถคำนวณหาความยาวของสตับจากสูตร

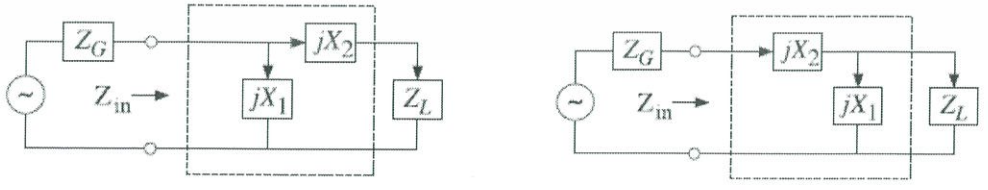
กรณีสตับแบบเปิดวงจร $$\frac{l_o}{\lambda} = \frac{-1}{2\pi}\tan^{-1}\left(\frac{B}{G}\right) \tag{2.65}$$

กรณีสตับแบบปิดวงจร $$\frac{l_s}{\lambda} = \frac{1}{2\pi}\tan^{-1}\left(\frac{G}{B}\right) \tag{2.66}$$

2.6.1 วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล (L-Matching Network)

ในส่วนของวงจรแมทชิ่งรูปตัวแอลนี้ จะทำหน้าที่แมตช์อิมพีแดนซ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ 2 ค่า ทำให้วงจรสามารถส่งผ่านกำลังได้สูงสุด เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณน้อยที่สุด ซึ่งวงจรนี้นิยมใช้กับความถี่ต่ำๆ และนอกจากจะทำหน้าที่แมตช์อิมพีแดนซ์แล้ว วงจรชนิดนี้ยังมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปในตัวอีกด้วย

วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล จะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอย่างละตัวเท่านั้น ซึ่งจะเชื่อมต่อระหว่างอิมพีแดนซ์ของโหลดและอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ แสดงในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล (ก) แบบปกติ ($R_G > R_L$) (ข) แบบตรงกันข้าม ($R_G < R_L$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปมีการต่อวงจรอยู่สองแบบ ซึ่งสามารถอธิบายวงจรทั้งสองแบบได้ดังนี้

พิจารณา เมื่อ $Z_L = R_L + jX_L$ และ $Z_G = R_G + jX_G$ และถ้าต้องการหาค่า X_1, X_2 นั้น เริ่มจากพิจารณาให้

$$Z_{in} = Z_G^* \tag{2.67}$$

โดยที่ Z_{in} คือค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าที่วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล

พิจารณาทั้งสองกรณีจะได้

กรณีแบบปกติ $$Z_{in} = \frac{Z_1(Z_2 + Z_L)}{Z_1 + Z_2 + Z_L} \tag{2.68}$$

กรณีตรงกันข้าม $$Z_{in} = Z_2 + \frac{Z_1 Z_L}{Z_1 + Z_L} \tag{2.69}$$

เมื่อแทนค่า $Z_1 = jX_1$ และ $Z_2 = jX_2$ ลงในสมการที่ 2.64 และ 2.65 ตามลำดับ จะพบสมการที่ใช้หาค่า X_1, X_2 และค่า Q ดังนี้

$$X_1 = \frac{X_G \pm R_G Q}{\frac{R_G}{R_L} - 1} \qquad X_1 = \frac{X_L \pm R_L Q}{\frac{R_L}{R_G} - 1}, \tag{2.70}$$

$$X_2 = -(X_L \pm R_L Q) \qquad X_2 = -(X_G \pm R_G Q) \tag{2.71}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_G}{R_L} - 1 + \frac{X_G^2}{R_G R_L}} \qquad Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_G} - 1 + \frac{X_L^2}{R_G R_L}} \tag{2.72}$$

(ก) แบบปกติ (ข) แบบตรงกันข้าม

และถ้าในกรณีที่ $X_L = 0$ และ $X_G = 0$ จะหาค่า X_1, X_2 และค่า Q ได้จากสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_1 = \pm\frac{R_G}{Q} \qquad X_1 = \pm\frac{R_L}{Q} \tag{2.73}$$

$$X_2 = \mp R_L Q \qquad X_2 = \mp R_G Q \tag{2.74}$$

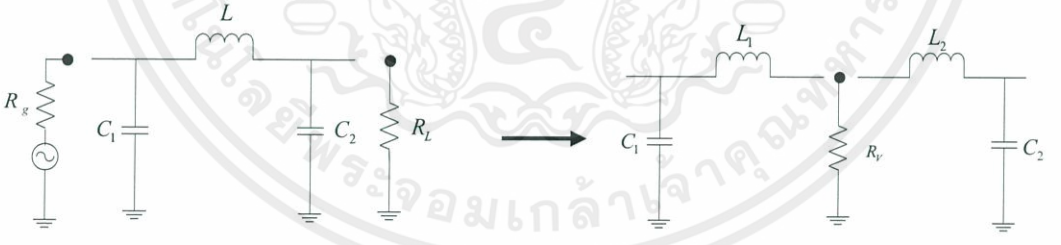
$$Q = \sqrt{\frac{R_G}{R_L} - 1} \qquad Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_G} - 1} \tag{2.75}$$

(ก) แบบปกติ (ข) แบบตรงกันข้าม

จากสมการข้างบนจะได้ค่า X_1, X_2 ที่เป็นไปได้สองค่าคือจะมีทั้งค่าที่เป็นจำนวนเต็มบวกและค่าที่เป็นจำนวนเต็มลบ ซึ่งถ้าค่า X_1 ถ้าคำตอบมีค่าเป็นบวกจะถูกพิจารณาว่าเป็นตัวเก็บประจุ แต่ถ้าคำตอบเป็นจำนวนลบจะพิจารณาว่าเป็นตัวเหนี่ยวนำ และในทางตรงกันข้ามถ้าค่า X_2 มีคำตอบเป็นบวกจะถูกพิจารณาว่าเป็นตัวเหนี่ยวนำและถ้าคำตอบเป็นจำนวนลบถูกพิจารณาว่าเป็นตัวเก็บประจุ

2.7 วงจรแมทชิ่งรูปพาย (Pi-Matching Network)

วงจรแมทชิ่งรูปพายเป็นวงจรที่ประกอบด้วยวงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล 2 วงจร แสดงในรูป 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรแมทชิ่งรูปพาย

จากรูปวงจร สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังนี้

ในส่วนที่ 1 (คำนวณหาค่า C_1 และ ค่า L_1)

ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality factor) คือค่าอัตราส่วนระหว่าง f_0 และ BW

$$Q = \frac{f_0}{BW} \tag{2.76}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณค่า R_V จากสูตร

$$R_V = \frac{R_H}{Q^2 + 1} \tag{2.77}$$

$$X_L = QR_L \tag{2.78}$$

$$X_{C1} = \frac{R_g}{Q} \tag{2.79}$$

ในส่วนที่ 2 (คำนวณหาค่า C_2 และ L_2)

ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์คำนวณจากสูตร

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_g} - 1} \tag{2.80}$$

$$X_{L2} = QR_g \tag{2.81}$$

$$X_{C2} = \frac{R_L}{Q} \tag{2.82}$$

ซึ่งสามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำจาก สูตร

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \tag{2.83}$$

และคำนวณค่าตัวเก็บประจุ จากสูตร

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} \tag{2.84}$$

และค่า L ในวงจรคือผลบวกระหว่างค่า L_1 และ L_2

$$L = L_1 + L_2 \tag{2.85}$$

โดยที่ Q คือค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality factor)

f_0 คือค่าความถี่ศูนย์กลาง

BW คือย่านความถี่ที่ให้สัญญาณผ่านได้

R_H คือค่าอิมพีแดนซ์ที่มากที่สุด

R_L คืออิมพีแดนซ์ของโหลด

R_g คือค่าอิมพีแดนซ์ด้านแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

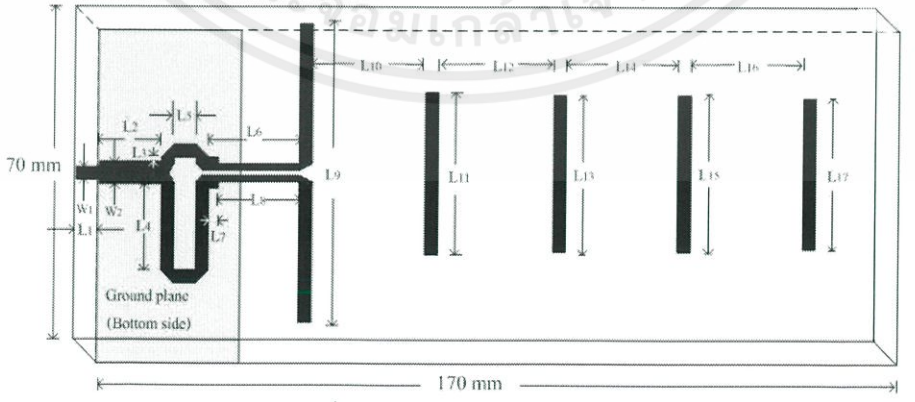
การออกแบบ

3.1 การออกแบบ

การออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเพื่อนำไปรับสัญญาณที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ2.5 กิกะเฮิรตซ์ โดยสายอากาศที่เลือกใช้คือสายอากาศควอไซด์ยากิแบบระนาบ (Planar guasi -yagi antenna) โดยที่สายอากาศอยู่บนระนาบด้านบนของแผ่นพิมพ์ ส่วนด้านล่างของแผ่นพิมพ์เป็นระนาบกราวนด์ที่โดนตัด มีความยาวเพียงแค่จุดเริ่มสายไมโครสตริประนาบร่วม(Coplanar stripline) ที่อยู่ด้านบนของแผ่นพิมพ์ โครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบประกอบด้วยสายป้อน-ไมโครสตริป (Microstip feed) ตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่น (Quarter-wave tranformer) บาลันสายไมโครสตริประนาบร่วม สายอากาศไดเว่น ไดโพล (Driven Diploe) และไดเรกเตอร์ ไดโพล (Director Diploe) โดยที่มีไดเรกเตอร์ ไดโพลจำนวน 4 อิลิเมนท์ มาจัดเรียงกันเป็นสายอากาศแถวลำดับแบบวงกลม

3.1.1 การคำนวณและการออกแบบสายอากาศควอไซด์ยากิ

ในการคำนวณและการออกแบบสายอากาศควอไซด์ยากิให้สามารถใช้งานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ แผ่นพิมพ์ที่ใช้ในการออกแบบเป็นแผ่นพิมพ์เอฟอาร์โฟร์ (FR-4) จะมีองค์ประกอบที่สำคัญคือความหนาของไดอิเล็กตริก h เท่ากับ 1.44 มิลลิเมตร ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.24 และค่าแทนเจนต์การสูญเสียเท่ากับ 0.003 ในการออกแบบได้จำลองส่วนประกอบของโครงสร้างสายอากาศทีละส่วนแล้วนำมาประกอบรวมกันแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศควอไซด์ยากิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1.1 การคำนวณหาความกว้างของสายส่งในที่นี้เรากำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impidance : Z) ให้มีค่า 50 โอห์ม (Ω)

$$\frac{W_1}{h}=\frac{2}{\pi}\left[B-1-\ln(2B-1)+\frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\left\{\ln(B-1)+0.39-\frac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right] \quad (3.1)$$

$$\frac{W_1}{1.441}=\frac{2}{\pi}\left[5.75-1-\ln(2(5.75)-1)+\frac{4.24-1}{2(4.24)}\left\{\ln(5.75-1)+0.39-\frac{0.61}{4.24}\right\}\right]$$

W_1 = 2.83 mm

เมื่อ $B=\dfrac{377\pi}{2Zo\sqrt{\varepsilon_r}}$ (3.2)

$=\dfrac{377\pi}{2(50)\sqrt{4.24}}$

= 5.75

จากสมการข้างต้นได้คำนวณความกว้างของสายส่งหรือสายป้อนไมโคร-สตริปที่กำหนดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ซึ่งเชื่อมอยู่กับส่วนของตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่น (Quarter-wave transformer)

3.1.1.2 การคำนวณอินพุตอิมพีแดนซ์ของตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่น

โดยที่มี $R_L=25$ โอห์มจึงใช้ตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่นเพื่อทำให้เกิดการแมตซ์กันที่ 50 โอห์ม

$$Z_1=\sqrt{Z_0R_L} \quad (3.3)$$

Z_1 = 35.4 Ω

จึงคำนวณหาค่า W_2 ได้จากสมการที่ (3.1) มีค่าเทากับ 4.53 มิลลิเมตร

เมื่อ $l=0.25\lambda_d$ จึงต้องคำนวณหาค่าความยาวคลื่นของแผ่นพิมพ์ที่ใช้ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.4}$$

$$\lambda_0 = \frac{C_0}{f_0} \tag{3.5}$$

เมื่อ (λ_0) คือความยาวคลื่นที่ใช้งาน (mm)

(C_0) คือความเร็วคลื่นในสุญญากาศ ($3\times10^8 m/s$)

(f_0) คือความถี่ที่ใช้งาน

ดังนั้นเมื่อคำนวณหาค่า λ_d แล้วจะได้ค่า l =14.87 มิลลิเมตร

3.1.1.3 การคำนวณในส่วนของบาลัน

บาลันจะประกอบด้วยสายไมโครสตริปสองเส้นทางที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม เท่ากัน แต่ความยาวของสายไมโครสตริปสอนเส้นทางมีความยาวไม่เท่ากัน สายไมโครสตริปเส้นทางหนึ่งมีความยาวเท่ากับ $0.3125\lambda_d$ และสายไมโครสตริปอีกเส้นทางมีความยาวเท่ากับ $0.0625\lambda_d$ การที่ต้องออกแบบให้สายมโครสตริปสองเส้นทางของบาลันมีความยาวไม่เท่ากันเพื่อที่จะให้สนามไฟฟ้าที่ด้านออกของปลายสายทั้งสองมีเฟสต่างกัน 180° ซึ่งนับเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการกระต้นให้สายไมโครสตริประนาบร่วมทำงานในโหมดคี่ (odd-mode) และในส่วนถัดมาเป็นส่วนของสายไมโครสตริประนาบร่วม

3.1.1.4 การคำนวณส่วนที่ต่อจากส่วนของบาลัน

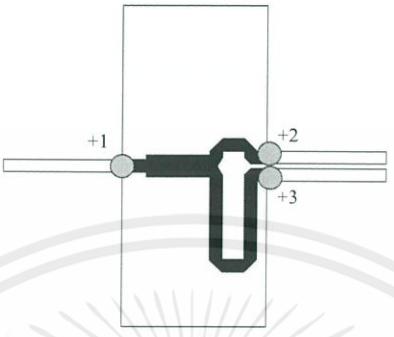
ค่าอิมพีแดนซ์ของสายไมโครสตริประนาบร่วมและความยาวของไดเว่นไดโพลกับไดเรกเตอร์ ไดโพลค่าอิมพีแดนซ์ของสายไมโครสตริปร่วมมีค่าเท่ากับ 70.7 โอห์ม และมีความยาวเท่ากับหนึ่งส่วนสี่คลื่นและส่วนต่อไปคือสายอากาศไดเว่น ไดโพลและไดเรกเตอร์ ไดโพลซึ่งไดเว่น ไดโพลมีความยาวเป็นหนึ่งส่วนสองของความยาวคลื่น ($0.5\lambda_0$) และมีระยะห่างจากไดเรก-เตอร์เท่ากับ $0.2\lambda_0$ สำหรับความยาวของไดเรกเตอร์เป็น $0.24\lambda_0$

3.1.2 ผลการออกแบบสายอากาศโดยใช้การจำลองด้วยโปรแกรมจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้า

พิจารณาในส่วนของบาลันก่อนจากโปรแกรมจำลองทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเชื่อมต่อกับตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นและสายป้อนไมโครสตริปต่ออยู่กับพอร์ต 1 โดยในการจำลองจะกำหนดให้พอร์ต 1 เป็นจุดป้อนสัญญาณ ส่วนพอร์ต 2 พอร์ต 3 เป็นจุดที่ใช้ตรวจสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

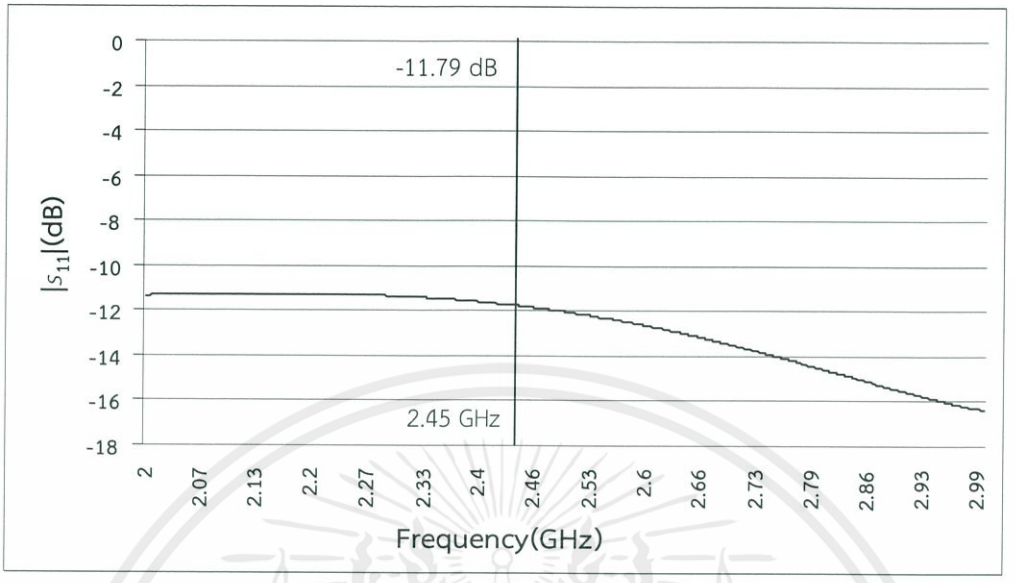
สัญญาณที่ออกจากบาลัน จะเห็นว่าพอร์ต 2 เชื่อมต่อกับเส้นทางของบาลันที่มีความยาว 0.0625 λ_d และพอร์ต 3 เชื่อมต่อกับเส้นทางของบาลันที่มีความยาว 0.3125 λ_d แสดงในรูปที่ 3.2



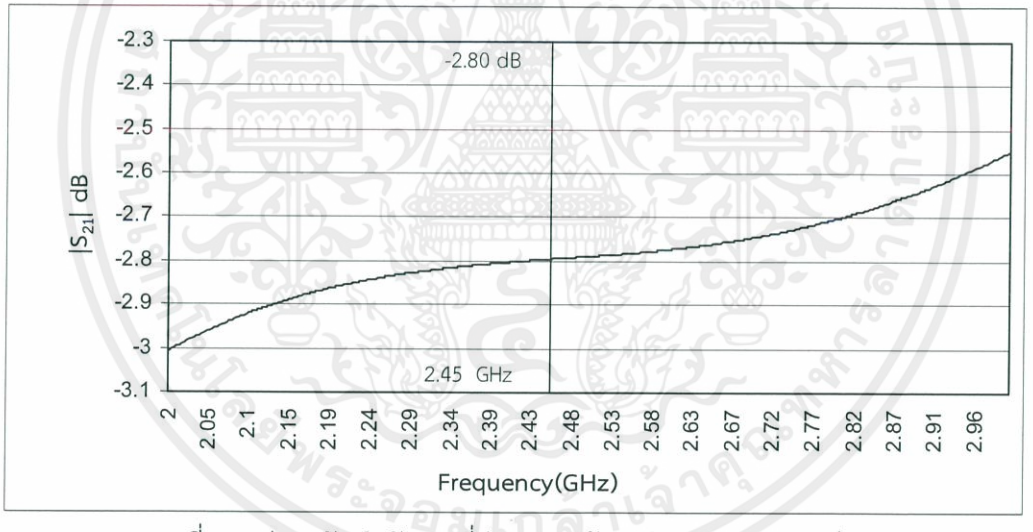
รูปที่ 3.2 แบบจำลองส่วนของบาลันจากโปรแกรมจำลองทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้า

ต้องการหาว่าที่จุดป้อนสัญญาณและส่วนด้านออกของบาลันมีการแมตช์ที่ดีหรือไม่ รวมถึงพิจารณาค่าการส่งผ่านพอร์ต 2 ($|s_{21}|$) และพอร์ต 3 ($|s_{31}|$) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 3.4 และ 3.5 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ที่จุดป้อนสัญญาณมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) คือ $|s_{11}|$ เท่ากับ -11.79dB ซึ่งค่าสูญเสียย้อนกลับบ่งบอกถึงอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณที่สะท้อนกลับมา (Reflected Wave) กับกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป (Incident) โดยจะต้องมีค่าต่ำกว่า -10 dB และค่าการส่งผ่านพอร์ต 2 และพอร์ต 3 จากสัญญาณที่จุดป้อนมีค่าเท่ากับ -2.80 dB และ -4.10 dB ตามลำดับ ซึ่งระดับกำลังงานที่ส่งผ่านจากจุดป้อนสัญญาณมายังพอร์ต 2 และพอร์ต 3 จะต้องมีการแบ่งกำลังงานไปยังเส้นทางทั้งสองอย่างละครึ่ง (3 dB power divider) แสดงในรูปที่ 3.3 3.4 และ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

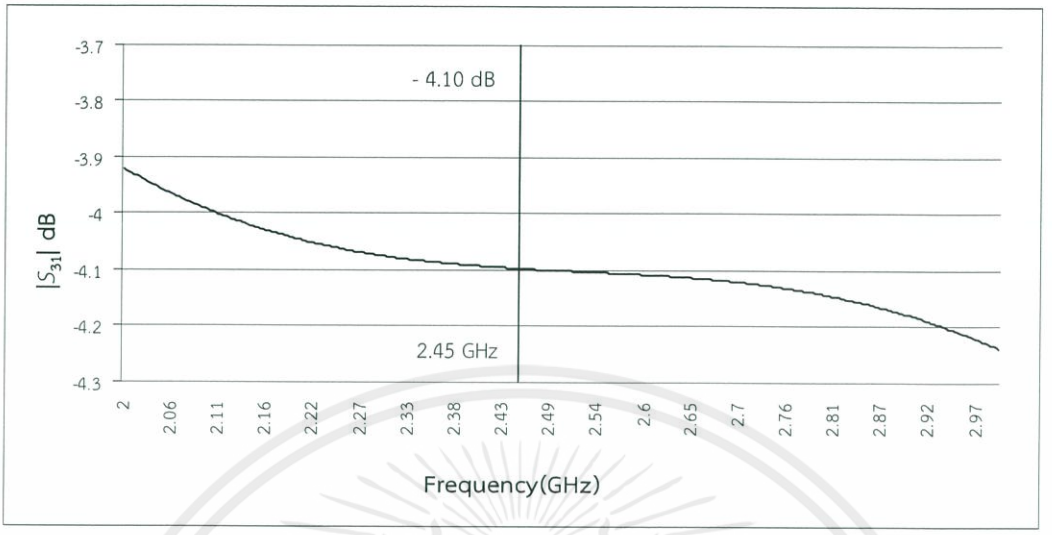


รูปที่ 3.3 ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่พอร์ต 1 ($|s_{11}|$)



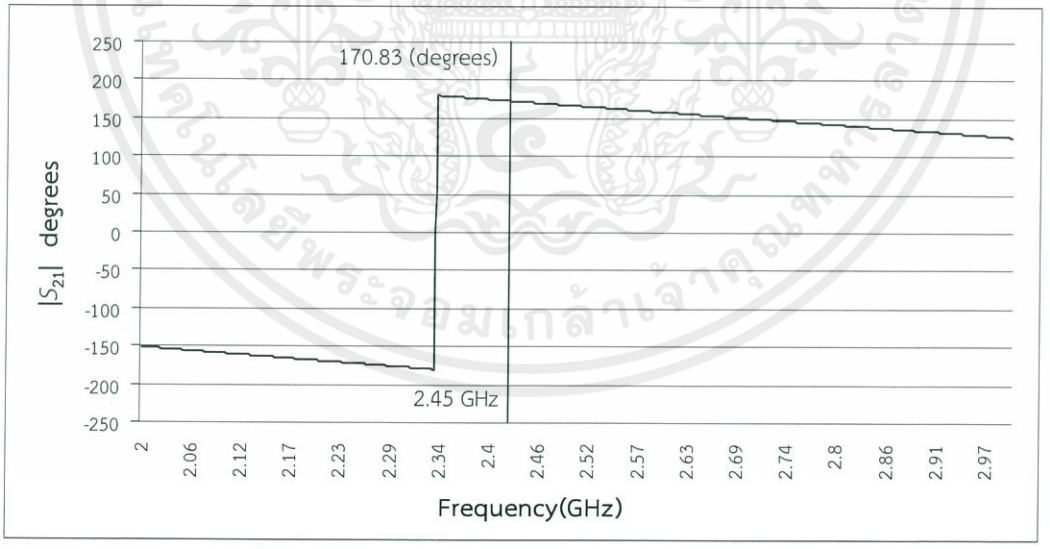
รูปที่ 3.4 ค่าระดับกำลังงานที่ส่งจากจุดป้อนสัญญาณมายังพอร์ต 2 ($|s_{21}|$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



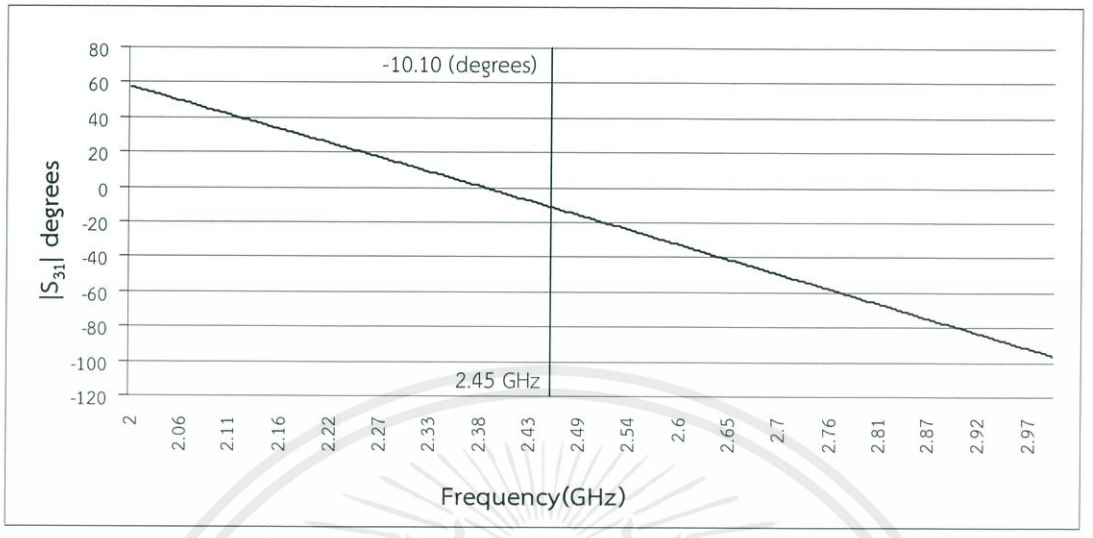
รูปที่ 3.5 ค่าระดับกำลังงานที่ส่งจากจุดป้อนสัญญาณมายังพอร์ต 3 ($|s_{31}|$)

แต่สิ่งสำคัญในการออกแบบบาลันคือต้องการให้กระแสที่ไหลออกจากจุดป้อนสัญญาณมายังด้านขาออกของบาลันมีความสมดุลและต้องการให้ด้านขาออกที่พอร์ต 2 ($|s_{21}|$) พอร์ต 3 ($|s_{31}|$) มีเฟสต่างกัน 180° ค่าเฟสที่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 ที่ได้จากผลการทดลองแสดงในรูปที่ 3.6 และ 3.7



รูปที่ 3.6 ผลการจำลองเฟสด้านออกของบาลันที่พอร์ต 2 ($|s_{21}|$)

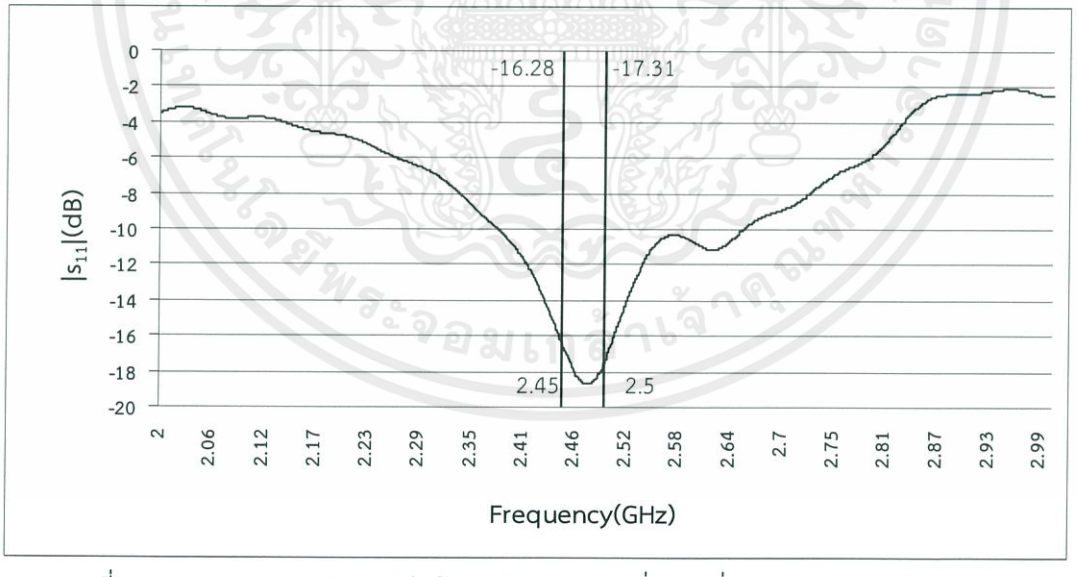
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ผลการจำลองเฟสด้านขาออกของบาลันที่พอร์ต 3 ($|s_{31}|$)

3.1.2.1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)

ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -16.28 dB และความที่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ ค่าการสูญเสียย้อนกลับ เท่ากับ -17.31 dB แสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับ ($|s_{11}|$) ที่ความถี่ 2.45 และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

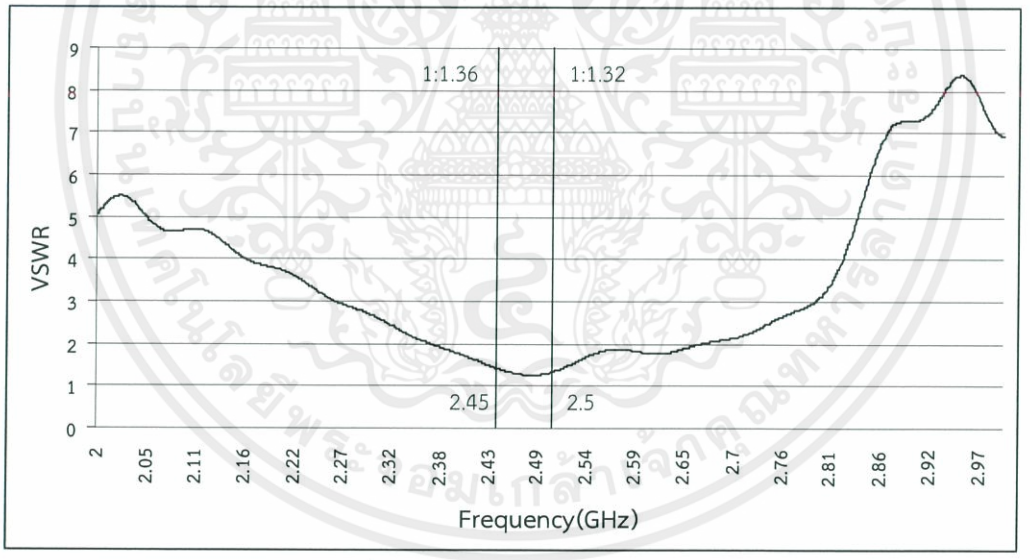
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.2 ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Impedance)

ค่าความต้านทานของสายอากาศที่ได้จากการทดลองโดยใช้โปรแกรมจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าคือ 50 โอห์ม แต่พิจารณาเป็นค่าของจำนวนเชิงซ้อนจะได้ความต้านทานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ 48.13-j15.12 โอห์ม และที่ความต้านทาน 2.5 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ 38-j0.06 โดยค่าที่ได้นี้จะไม่แมตช์กับความต้านทางของสายนำสัญญาณซึ่งความต้านทานเท่ากับ 50 โอห์ม

3.1.2.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ

อัตราส่วนคลื่นนิ่งคือค่าแรงดัน V_{max} และแรงดัน V_{min} ของคลื่นที่ได้จากการรวมกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนที่มีเฟสตรงกันและตรงข้ามกันตามลำดับโดยการนำอัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำสุด ก็จะเรียกว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน โดยการพิจารณาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันนี้ไม่ควรมีค่าเกิน 2 แต่ถ้าจะให้ดีควรอยู่ในช่วงระหว่าง 1-1.5 จากผลการจำลองโดยโปรแกรมจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าเท่ากับ 1:1.36 และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าเท่ากับ 1.32 ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.9

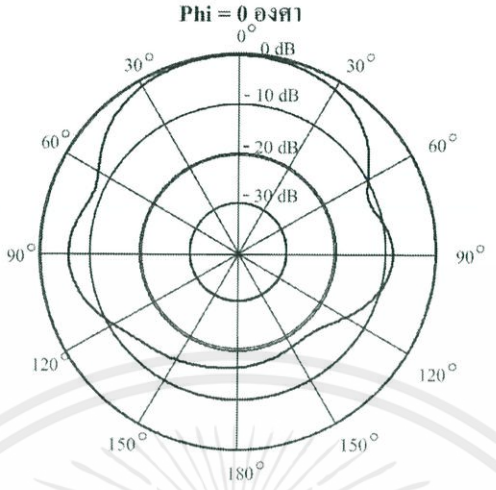


รูปที่ 3.9 ผลการจำลองค่า VSWR

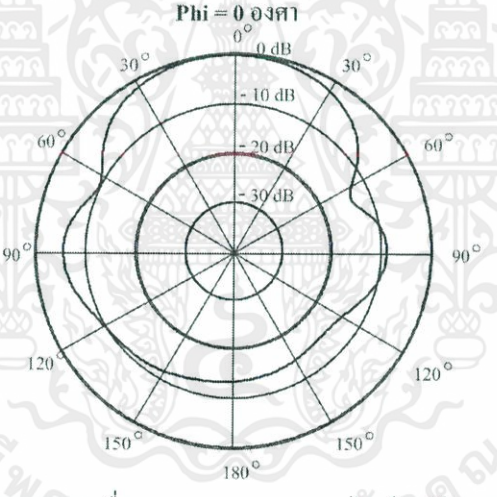
3.1.2.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามแม่เหล็ก

เมื่อพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบของสนามแม่เหล็กจะพบว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์จะมีลำคลื่นหลักเท่ากับ 8.3 dBi และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์มีลำคลื่นหลักเท่ากับ 8.4 dBi ซึ่งทำมุม 4 องศาแสดงในรูปที่ 3.10 และ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

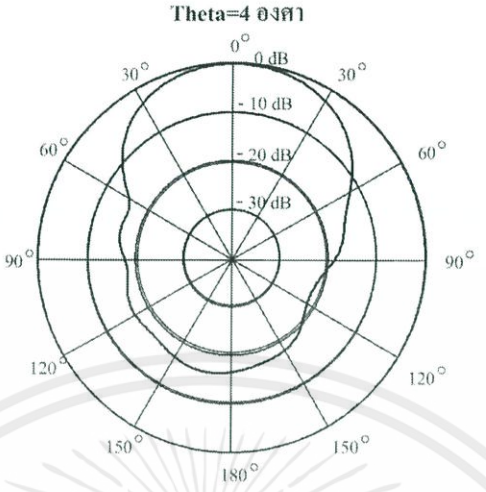


รูปที่ 3.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

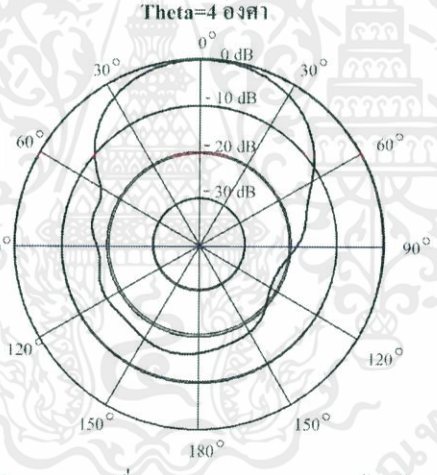
3.1.2.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามไฟฟ้า

เมื่อพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบของสนามไฟฟ้าจะพบว่า ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ จะมีลำคลื่นหลักเท่ากับ 8.3 dBi และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์มีลำคลื่นเท่ากับ 8.4 dBi ที่มุม 0 องศาซึ่งแสดงในรูปที่ 3.12 และ 3.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบสนามไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

จากโครงสร้างสายอากาศควอไซด์ยากิที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม ให้สามารถใช้งานได้ที่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีขนาดความกว้างและความยาวดังแสดงในตารางที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของโครงสร้างสายอากาศควอไซด์ยากิ

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
L1	5.00
L2	14.86
L3	0.91
L4	18.02
L5	4.713
L6	19.07
L7	2.00
L8	17.07
L9	62.79
L10	23.82
L11	34.16
L12	34.16
L13	32.94
L14	23.82
L15	32.94
L16	23.82
L17	31.72
W_1	23.82
W_2	4.70

จากการจำลองขนาดความยาวไดเรกเตอร์และระยะห่างระว่างไดเรก-เตอร์ แสดงดังตารางที่ 3.2 และ 3.3

ตารางที่ 3.2 ผลการจำลองขนาดความยาวของไดเรกเตอร์ ต่างๆ

ความยาวไดเรกเตอร์	อัตราขยาย (dBi)
29.22	8.32
29.23	9.53
29.24	9.74
29.25	9.98
29.26	9.63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

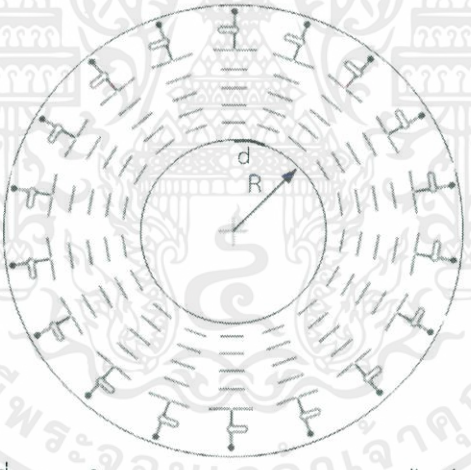
ตารางที่ 3.3 ผลการจำลองระยะห่างระหว่างไดเรกเตอร์

ระยะห่างระหว่างไดเรกเตอร์	อัตราขยาย (dBi)
25.28	9.35
25.29	9.58
25.30	9.62
25.31	9.65
25.32	9.50

จากที่ได้จำลองสายอากาศจากโปรแกรมการจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้า จึงนำสายอากาศควอไซด์ยากิมาจัดเรียงเป็นสายอากาศแถวลำดับแบบวงกลม

3.1.3 การออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบวงกลม

นำสายอากาศควอไซด์ยากิจำนวน 4 ไดเรกเตอร์มาจัดเรียงเป็นแถวลำดับโดยหารัศมี (R) และระยะห่างระหว่างสายอากาศ (d) แสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 จำลองการวางสายอากาศควอไซด์ยากิ

3.1.3.1 หารัศมี(R)

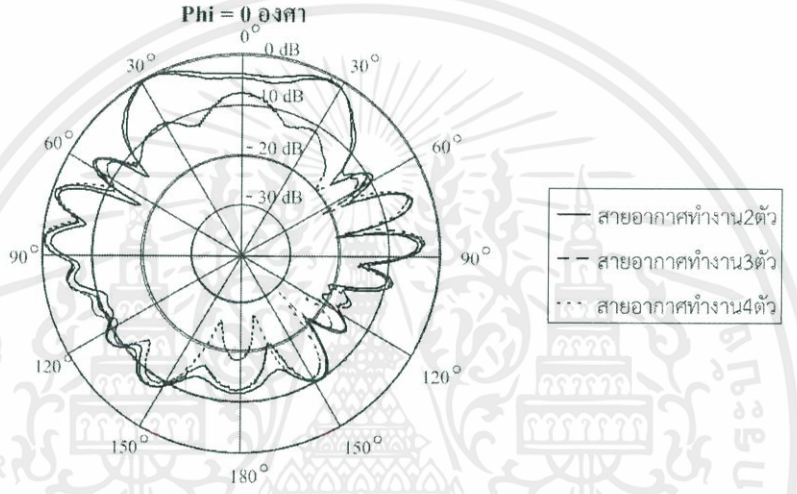
$$KR = N\frac{d}{\lambda} \tag{3.6}$$

$$R = \frac{Nd}{K\lambda}, \qquad \text{โดยที่ } K = 2\pi/\lambda \text{ และ } \quad d = 0.75\lambda$$

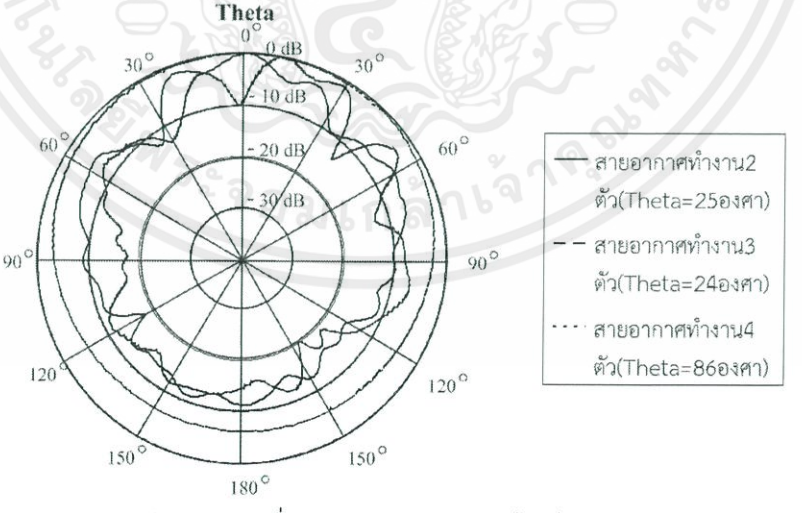
$$R = 262mm$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการจำลองด้วยรัศมีที่คำนวณได้จากข้างต้นค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้ไม่ค่อยแมตซ์จึงปรับรัศมีลดลงเหลือ 172 มิลลิเมตร ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้ดีขึ้น แต่ในการใช้งานไม่ได้ต้องการให้สายอากาศทำงานทั้งหมด โดยที่ตรงกลางของสายอากาศแถวลำดับจะมีสายอากาศซึ่งทำหน้าที่ส่งสัญญาณ local ocilator โดยสามารถปรับทิศได้และเป็นตัวเลือกว่าสายอากาศควอไซด์ยากิแถว-ลำดับแบบวงกลมตัวไหนจะทำงานบ้าง จึงจำลองการทำงานของสายอากาศที่อยู่ติดกันทำงาน 2 3และ 4 ตัว พิจารณาจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 3.15 และ 3.16



รูปที่ 3.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิในระนาบของสนามแม่เหล็ก

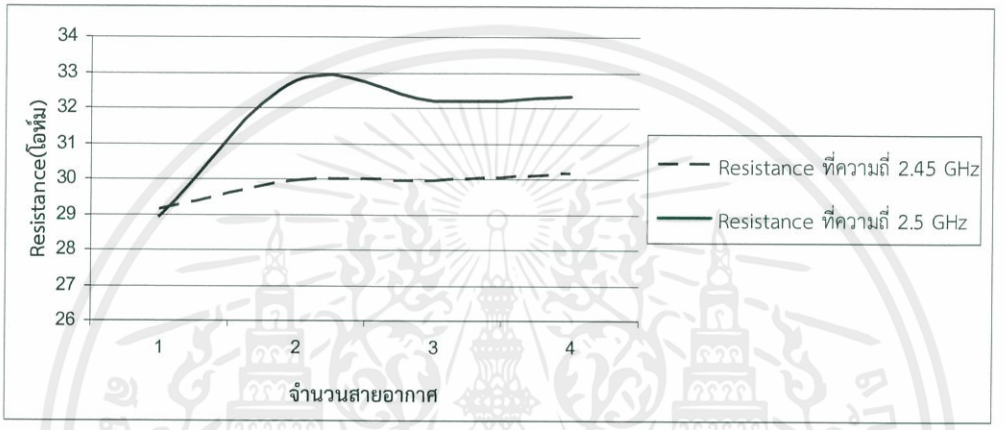


รูปที่ 3.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศควอไซด์ยากิระนาบของสนามไฟฟ้า

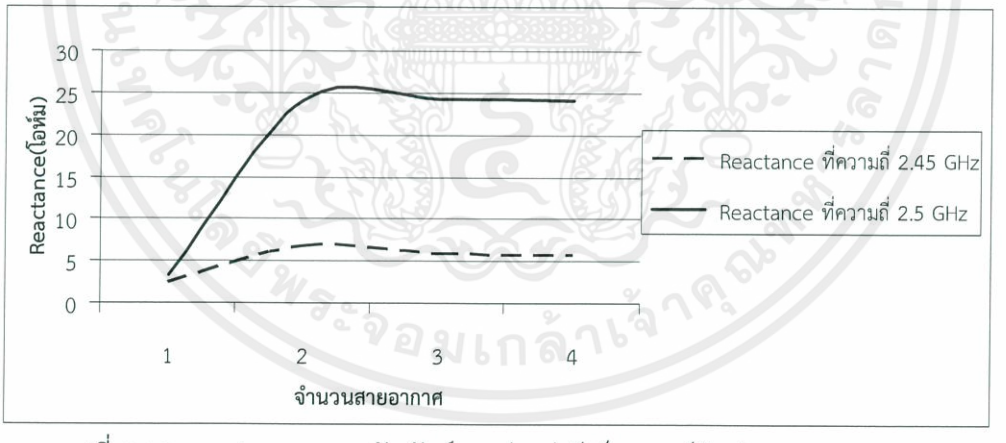
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากการจำลองการทำงานของสายอากาศ 2 3 และ 4 ตัว จะเป็นว่า แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศที่ทำงาน 4 ตัวมีลักษณะแพร่กระจายคลื่นตามที่ต้องการนำไปใช้งาน ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 11.2 dBi

จากการจำลองจะได้ค่าอิมพีแดนซ์โดยจะพิจารณาได้จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ารีซิสแตนซ์ (Resistance) และรีเอ็คแตนซ์ (Reactance) กับจำนวนสาย สายอากาศแสดงในรูปที่ 3.17 และ 3.18



รูปที่ 3.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ารีซิสแตนซ์กับจำนวนสายอากาศ



รูปที่ 3.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ารีเอ็คแตนซ์กับจำนวนสายอากาศ

3.1.4 การหาค่าแมตช์อิมพีแดนซ์ของช็อตกี้ไดโอด

การหาค่าอิมพีแดนซ์ของช็อตกี้ไดโอดเพื่อนำไปทำการแมตชิ่ง สามารถหาได้โดยเริ่มจากการกำหนดค่ากำลังงานของสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง โดยกำหนดให้ใช้กำลังงานเท่ากับ 7 dBm เนื่องจากค่ากำลังงานนี้ใช้กันอย่างแพร่หลาย จากนั้นจึงนำค่ากำลังงานนี้ไปจำลองการทำงานร่วมกับช็อตกี้ไดโอด ช็อตกี้ไดโอดที่ใช้คือ ช็อตกี้ไดโอดเบอร์ SOT-23 ของ

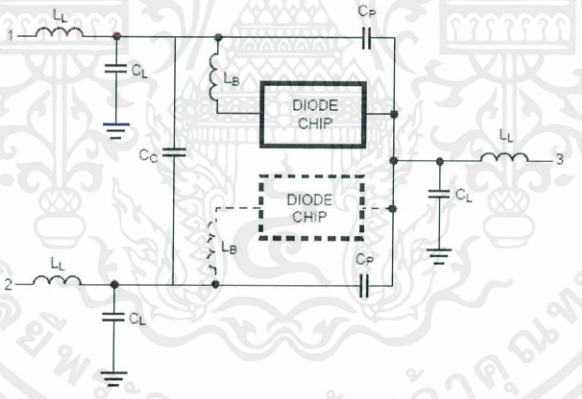
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริษัท AVAGO Technology โดยมีโมเดลและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองแบ่งเป็น 2 ชุด ดังนี้คือ

3.1.4.1 โมเดลของตัวถังช๊อตกี้ไดโอด (Package Model) มีลักษณะของวงจรและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ภายในวงจร ดังนี้

ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ของตัวถังช๊อตกี้ไดโอด

	Element	L_L	C_L	C_P	C_C	L_B
	Description	Lead-frame Induc-tance	Lead-frame Capaci-tance	Package Capaci-tance	Coupling Capaci-tance	Bondwire Induc-tance
	Units:	nH	pF	pF	pF	nH
SOT-23 /SOT-143	to 3 GHz	0.50	0	0.080	0.060	1.0



รูปที่ 3.19 โมเดลของตัวถังช๊อตกี้ไดโอดเบอร์ SOT-23

3.1.4.2 โมเดลช๊อตกี้ไดโอด (Diode Model) คือส่วนที่เป็น Diode Chip ในวงจรแสดงในรูปที่ 3.19 มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ของซ๊อตกี้ไดโอด

พารามิเตอร์	ค่า	หน่วย
B_V	1.5	V
C_{jo}	0.7	pF
E_G	0.69	eV
I_{BV}	1E-4	A
I_S	2.2E-8	A
N	1.08	-
R_s	6.0	Ω
M	0.5	-

โดยที่ B_V คือแรงดันพังกลับทาง (Reverse Breakdown Voltage)

C_{jo} คือค่าคาปาซิแตนซ์ที่รอยต่อขณะที่ไม่ไบอัส (Zero-Bias Junction Capacitance)

E_G คือช่องพลังงาน (Energy Gap)

I_{BV} คือกระแส ณ แรงดันกลับทาง (Current at Reverse Breakdown Voltage)

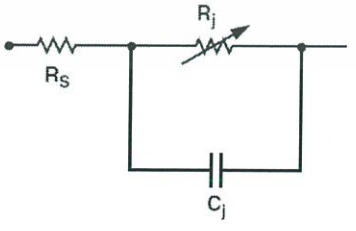
I_S คือกระแสอิ่มตัว (Saturation Current)

N คือสัมประสิทธ์การแพร่กระจายพลังงาน (Emission Coefficient)

R_s คือความต้านทานอนุกรมภายใน (Ohmic Resistance)

M คือสัมประสิทธิ์การแบ่งขั้น (Grading Coefficient)

และมีโครงสร้างภายใน Diode Chip แสดงในรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 แบบจำลองเชิงเส้นวงจรเทียบเท่า Diode Chip

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนนี้จะประกอบไปด้วยความต้านทานที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear resistance) ค่าคาปาซิแตนซ์ที่บริเวณรอยต่อ (Junction Capacitance) และค่าความต้านทานอนุกรม (Series Resistance) ซึ่งเป็นค่าที่ปรากฏอยู่บริเวณรอยต่อภายในโครงสร้างของตัวไดโอด ไม่ใช่ต่ออยู่ภายนอก ซึ่งสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆได้ดังนี้

ค่า Rs และค่า Cj สามารถดูจากตารางค่าพารามิเตอร์ของช๊อตกี้ไดโอด ในส่วนของค่า Rj สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.7

$$R_j = \frac{8.33\times10^{-5} nT}{I_b + I_s} \tag{3.7}$$

ซึ่งค่า I_b คือกระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายภายนอกที่ใช้ไบอัสไดโอด

I_s คือจุดอิ่มตัวของกระแสไฟฟ้า (ดูจากตารางค่าพารามิเตอร์ของช๊อตกี้ไดโอด)

T คืออุณหภูมิ มีหน่วยเป็นเคลวิน (K)

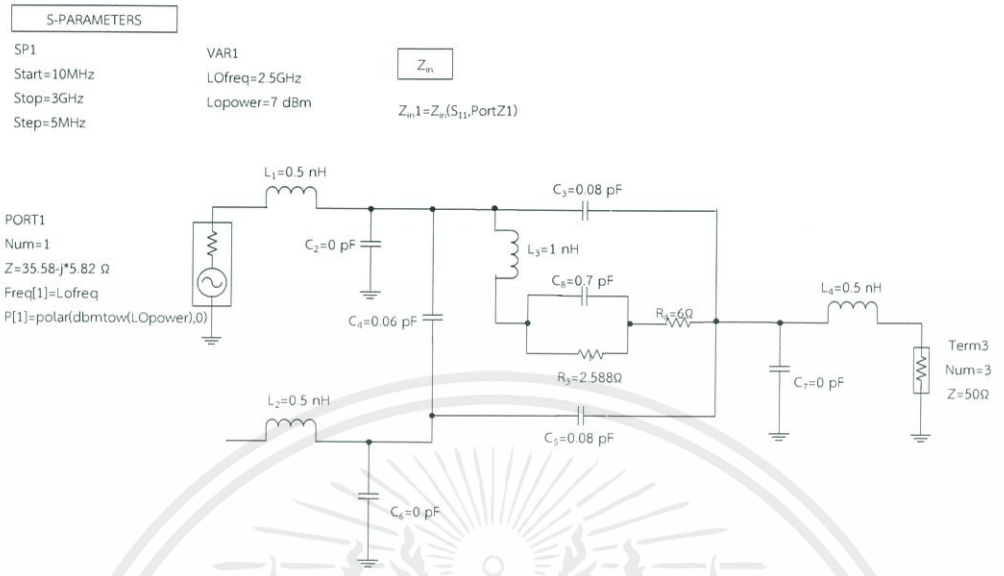
n คือพารามิเตอร์ความชัน (Slope Parameter) หรือตัวประกอบอุดมคติ (Ideality Factor) ซึ่งดูจากตารางค่าพารามิเตอร์ของช๊อตกี้ไดโอด

เนื่องจากศึกษาเอกสารข้อมูลของช๊อตกี้ไดโอดเบอร์ SOT-23 เราได้ข้อสรุปว่าจะใช้กระแสในการไบอัสไดโอด (I_b) 10 มิลลิแอมป์ และจำลองการทดลองที่อุณหภูมิห้อง (25 องศาเซลเซียส) เมื่อแทนค่าในสมการที่ 3.7 จะคำนวณค่า R_j ได้ดังนี้

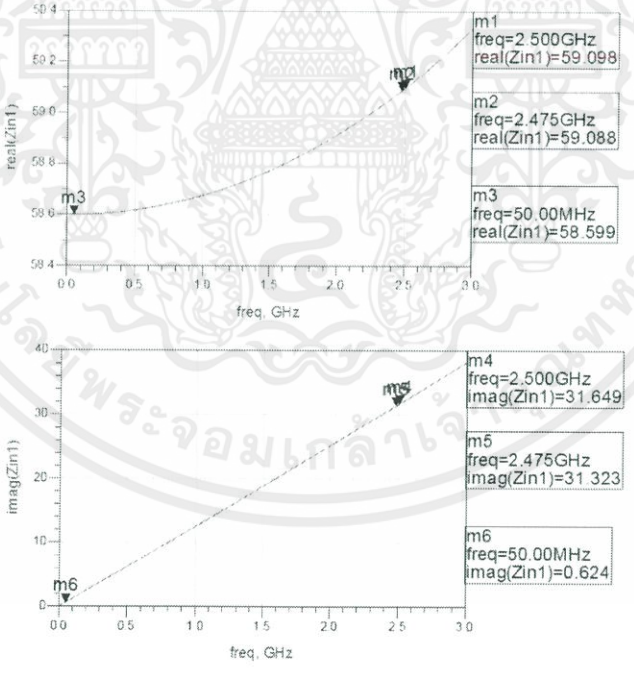
$$R_j = \frac{8.33\times10^{-5}(1.08)(273+25)}{(10\times10^{-3})+(2.2\times10^{-8})} = 2.599 \text{ โอห์ม}$$

จากนั้นนำโมเดลของช๊อตกี้ไดโอดไปจำลองการทำงานในโปรแกรม เพื่อหาค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่างๆ คือค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ 2.45 กิกะ-เฮิรตซ์ ที่สัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง 2.50 กิกะเฮิรตซ์ และสัญญาณความถี่กลาง 50 เมกะเฮิรตซ์ แสดงในรุปที่ 3.21 และได้ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของช๊อตกี้ไดโอดแสดงในรูปที่ 3.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 การวัดค่าอิมพีแดนซ์ของช๊อตกี้ไดโอด (จำลองในโปรแกรม)



รูปที่ 3.22 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของช๊อตกี้ไดโอด (จำลองในโปรแกรม)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ที่ความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง

การออกแบบวงจรแมตชิ่งที่ความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องนั้นเริ่มจากการนำค่าพีแดนซ์ด้านขาเข้าของช็อตกี้ไดโอดมาต่อร่วมกับสายนำสัญญาณไมโครสตริปและสตับ โดยเลือกใช้สตับแบบปิดวงจร เนื่องจากใช้ความยาวเพียงครึ่งหนึ่งของสตับแบบเปิดวงจรทำให้สามารถลดขนาดวงจรให้เล็กลงได้ และยังสามารถช่วยป้องกันความถี่ต่ำที่มาจากพอร์ตสัญญาณความถี่กลางไม่ให้ผ่านเข้าไปที่พอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุและพอร์ตสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องได้อีกด้วย

การหาค่าความยาวและความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปและสตับแบบปิดวงจรสามารถหาโดยใช้ชาร์ตที่มีชื่อเรียกว่า โพล่าอิมพีแดนซ์ชาร์ต หรือที่รู้จักกันดีว่า สมิธชาร์ต ใช้หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายนำสัญญาณและความยาวสตับได้อย่างรวดเร็ว สะดวกและใกล้เคียงมากกับวิธีหาจากสูตรคำนวณ

หลังจากทำการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 3.21 แล้ว ผลการหาค่าแมตช์อิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 3.22 ซึ่งจะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์ด้านขาเข้าที่ความถี่คลื่นวิทยุและที่ความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องมีค่าใกล้เคียงกันมาก

ซึ่งกรณีความถี่คลื่นวิทยุ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีค่า $Z_L = 59.078 + j30.998$ โอห์มและกรณีที่ความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง 2.5 กิกะเฮิรตซ์ มีค่า $Z_L = 59.098 + j31.649$ โอห์ม

ทำการนอร์มอลไลซ์โหลดอิมพีแดนซ์ด้วยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสายนำสัญญาณ (50 โอห์ม) จะได้

$$\hat{Z}_L = \frac{59.078 + j30.998}{50} = 1.181 + j0.62 \text{ โอห์ม}$$

และ

$$\hat{Z}_L = \frac{59.098 + j31.649\Omega}{50} = 1.182 + j0.63 \text{ โอห์ม}$$

ผลลัพธ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นเมื่อนำไปพล็อตในกราฟสมิธชาร์ตแทบไม่เห็นความแตกต่างระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ของทั้งสองความถี่ จึงพร็อตบนสมิธชาร์ตกราฟเดียว (แสดงในรูปที่ 3.23) เพื่อหาค่าความยาวของสายนำสัญญาณซึ่งก็คือระยะห่างระหว่างสตับกับโหลดและค่าความยาวของสตับออกมาได้ แสดงวิธีการพล็อตกรณีที่ 1 แสดงในรูปที่ 3.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พล็อตค่า $\hat{Z}_L$ นี้ลงบนสมิธชาร์ต (จุด 1) หมุนจุดนี้โดยที่มีจุดศูนย์กลางที่ตำแหน่ง (1.0) บนกราฟเส้นแนวนอน ไปเป็นระยะ 180° (จุด 2) ได้ค่านอร์มอลไลซ์ที่เป็นค่าแอด-มิดแตนซ์ออกมาคือ

$$\hat{Y}_L = 0.67 - j0.34 \text{ โมน์}$$

เกิดขึ้นที่ตำแหน่ง 0.419λ บนแกน TG ตามด้วยหมุนจุด 2 นี้ไปจนตัดวงกลมรัศมี (r = 1) เพื่อให้ได้ค่า นอร์มอลไลซ์โหลดแอดมิดแตนซ์ ในส่วนจริงเท่ากับ 1 (Matched) หรือได้

$$\hat{Y}_{in} = 1 - j0.6 \text{ โมน์ (จุดที่ 3)}$$

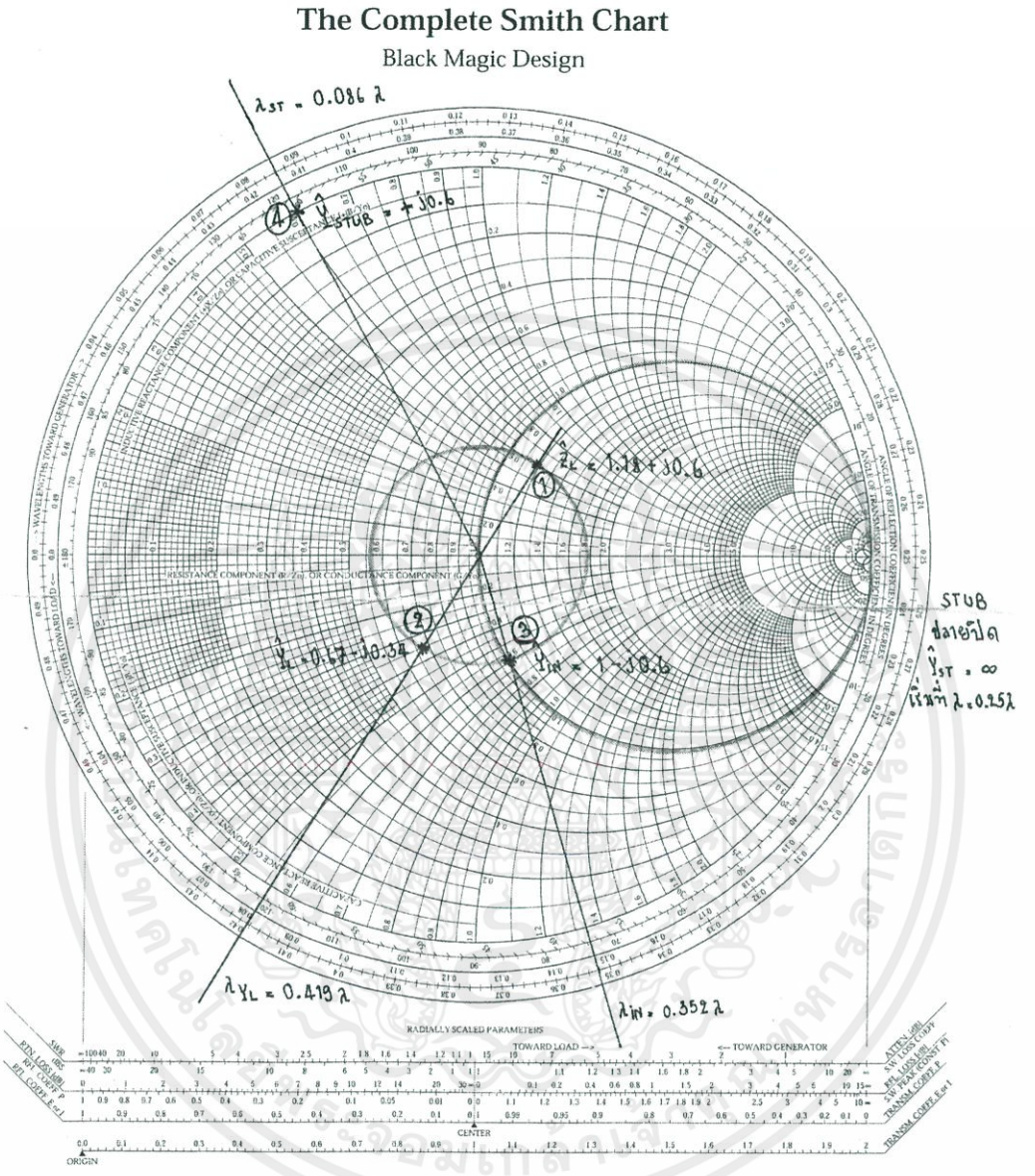
เกิดขึ้นที่ตำแหน่ง 0.352λ บนแกน TG ดังนั้น ต้องคิดจากตำแหน่ง $\hat{Y}_{in}$ วนในทิศทวนเข็มนาฬิกาไปหาตำแหน่งโหลดอิมพีแดนซ์ จะได้ความยาวของระยะห่างระหว่างโหลดกับสตับ ดังนี้

$$d_1 = 0.352\lambda + (0.5 - 0.419)\lambda = 0.433\lambda$$

ต่อไปคือการหาความยาวของสตับปลายปิด (แบบลัดวงจร) ที่ให้ค่านอร์มอลไลซ์ $\hat{Y}_N = +0.6j$ เพื่อหักล้างกับส่วนจินตภาพของ $\hat{Y}_{in}$ (ค่านอร์มอลไลซ์ แอตมิดแตนซ์รวม $= \hat{Y}_{in} + \hat{Y}_N = 1$, Matched) ได้ตำแหน่ง 0.086λ บนแกน TG (จุด 4) ดังนั้นความยาวของสตับปลายปิด เทียบได้กับตำแหน่งเริ่มต้นที่ 0.25λ (จุด 5) วนทิศตามเข็มนาฬิกาไปหาตำแหน่งสตับที่ต่ออยู่ฝั่งแหล่งจ่ายพลังงาน ได้ค่าดังนี้

$$l_1 = (0.5 - 0.25)\lambda + 0.086\lambda = 0.336\lambda$$

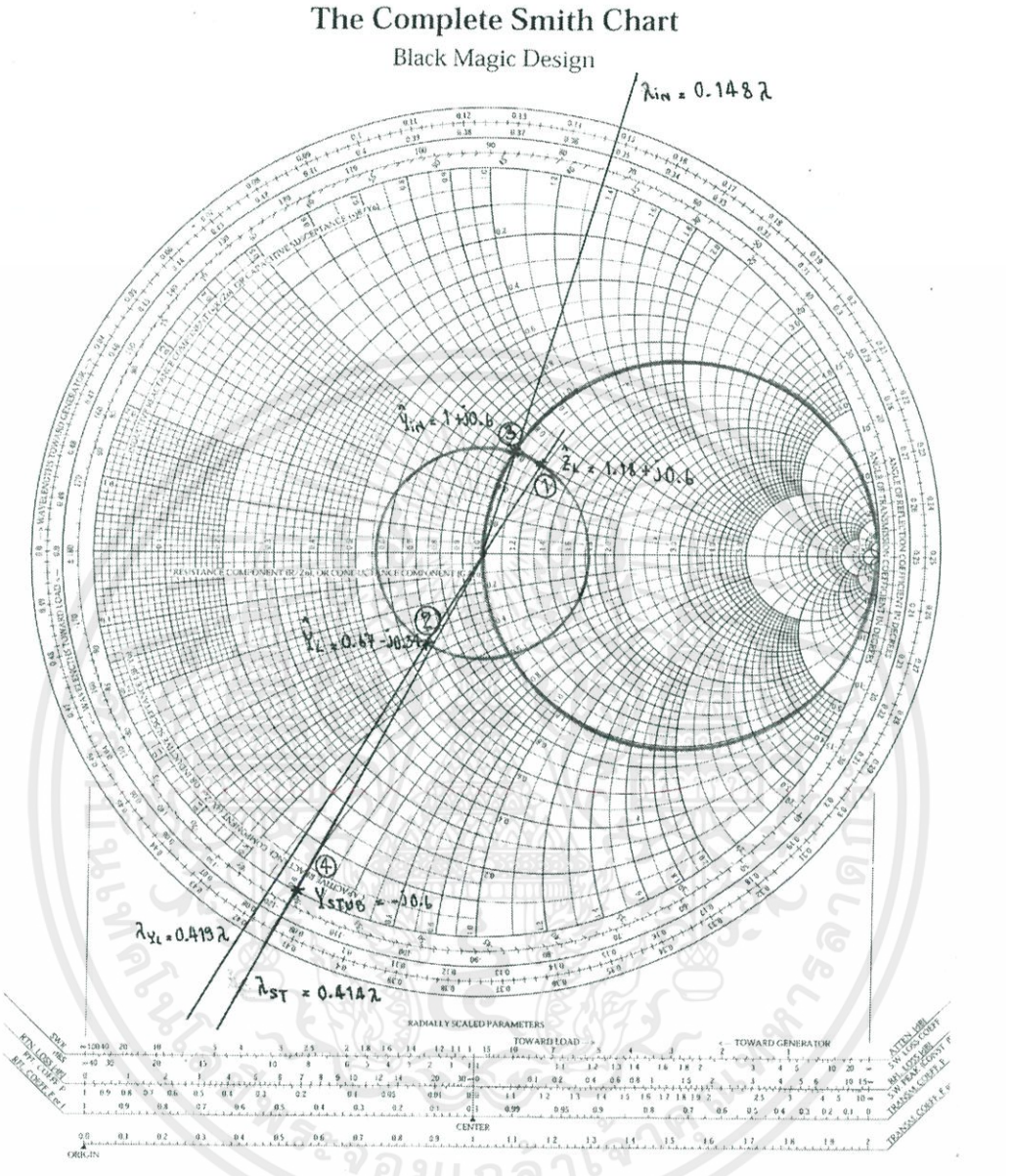
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 พล็อตกราฟสมิธชาร์ต หาระยะห่าง (d) กับความยาวสตับ (l) (กรณีที่ 1)

จะเห็นได้ว่าคำตอบอีกหนึ่งคำตอบ (กรณีที่ 2) ที่เป็นไปได้ แสดงในรูปที่ 3.24 คือ ตำแหน่งที่กราฟไปตัดที่ค่า $\hat{Y}_{in} = 1 + j0.6$ (จุดที่3) คือที่ตำแหน่ง 0.148λ บนแกน TG ตามด้วยค่า $\hat{Y}_N = -0.6j$ เกิดขึ้นที่ตำแหน่ง 0.414λ บนแกน TG (จุด 4) คำตอบดังนี้ ความยาวของระยะห่างระหว่างโหลดกับสตับคือ $d_2 = 0.148\lambda + (0.5 - 0.419)\lambda = 0.229\lambda$ และความยาว สตับปลายปิด คือ $l_2 = 0.414\lambda - 0.25\lambda = 0.164\lambda$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24 พล็อตกราฟสมิธชาร์ต หาระยะห่าง (d) กับความยาวสตับ (l) (กรณีที่ 2)

จากนั้นนำค่าที่ได้จากการพล็อตกราฟมาคำนวณค่า พบว่ากรณีที่สองให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าจึงเลือกใช้ความยาวในกรณีที่สอง คือ $d_2 = 0.229\lambda$ และ $l_2 = 0.164\lambda$ โดยนำค่านี้มาคำนวณความยาวทั้ง 3 ความถี่ ซึ่งได้แก่ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์, ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ และที่ความถี่กึ่งกลางระหว่างความถี่ทั้งสองนั้นก้อคือความถี่ 2.475 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งได้ค่าความยาวต่างๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในที่นี้ค่า $\lambda = \lambda_d$ โดยที่ $\lambda_d = \frac{V}{f\sqrt{\varepsilon_r}}; \varepsilon_r = 4.24$

จะคำนวณความยาวสายนำสัญญาณ (d) ที่อยู่ระหว่างสตับกับโหลด

ความยาวที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ได้เท่ากับ

$$0.229\left(\frac{3\times10^8}{(2.45\times10^9)\sqrt{4.24}}\right) = 13.62 \text{ มิลลิเมตร}$$

ความยาวที่ความถี่ 2.50 กิกะเฮิรตซ์ ได้เท่ากับ

$$0.229\left(\frac{3\times10^8}{(2.50\times10^9)\sqrt{4.24}}\right) = 13.35 \text{ มิลลิเมตร}$$

ความยาวที่ความถี่ 2.475 กิกะเฮิรตซ์ ได้เท่ากับ

$$0.229\left(\frac{3\times10^8}{(2.475\times10^9)\sqrt{4.24}}\right) = 13.48 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณความยาวสตับ(l)

ความยาวที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ได้เท่ากับ

$$0.164\left(\frac{3\times10^8}{(2.45\times10^9)\sqrt{4.24}}\right) = 9.75 \text{ มิลลิเมตร}$$

ความยาวที่ความถี่ 2.50 กิกะเฮิรตซ์ ได้เท่ากับ

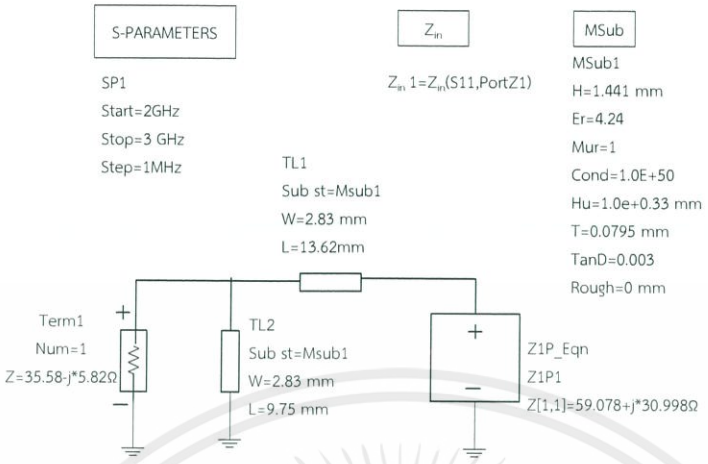
$$0.164\left(\frac{3\times10^8}{(2.50\times10^9)\sqrt{4.24}}\right) = 9.55 \text{ มิลลิเมตร}$$

ความยาวที่ความถี่ 2.475 กิกะเฮิรตซ์ ได้เท่ากับ

$$0.164\left(\frac{3\times10^8}{(2.475\times10^9)\sqrt{4.24}}\right) = 9.65 \text{ มิลลิเมตร}$$

และสามารถคำนวณความกว้างของสายนำสัญญาณได้จากสมการ 3.1 เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณมีค่า 50 โอห์ม ซึ่งสามารถคำนวณความกว้างออกมาได้เท่ากับ 2.83 มิลลิเมตร นำค่าที่คำนวณได้นี้ไปจำลองการทำงานในโปรแกรม ซึ่งยกตัวอย่างที่ความถี่ 2.5 กิกะ-เฮิรตซ์ แสดงในรูปที่ 3.25 และได้ผลการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 3.26

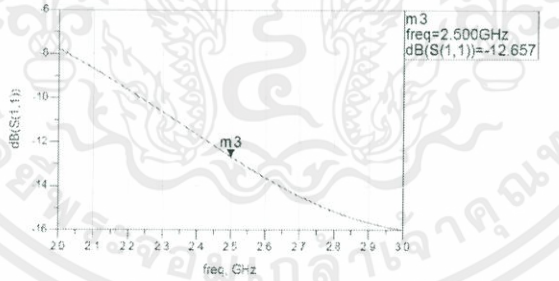
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ที่พิจารณาที่ความถี่ (2.5 กิกะเฮิรตซ์)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.26 ผลการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์เมื่อพิจารณาความถี่ (2.5 กิกะเฮิรตซ์)
(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ (ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ $|s_{11}|$

และทำการทดลองในทำนองเดียวกันนี้ ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะ-เฮิรตซ์ ด้วย ซึ่งสรุปผลออกมาได้ดังตารางที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.6 แสดงผลการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ 3 ความถี่

ความถี่ (GHz)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (dB)
2.5 (LO)	54.384+j17.266	-12.297
2.45 (RF)	54.204+j18.176	-12.657
2.475	54.117+j19.694	-11.866

เมื่อพิจารณาจากตารางจะพบว่าถ้าเลือกใช้ความยาวที่คำนวณจากความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เข้าใกล้ 50 โอห์ม และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดีที่สุด ดังนั้นจึงเลือกความยาวของสายนำสัญญาณเท่ากับ 13.35 มิลลิเมตร และความยาวสตับเท่ากับ 9.55 มิลลิเมตร สำหรับสร้างสตับปลายปิดเพื่อแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง

3.1.6 วงจรแมตชิ่งที่ความถี่กลาง

ออกแบบวงจรแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่กลาง 50 เมกะเฮิรตซ์ และเนื่องจากความถี่กลางที่ใช้งานเป็นความถี่ต่ำ จึงไม่เหมาะสมที่จะใช้วิธีแมตช์ด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริป ควรใช้วิธีการแมตช์แบบองค์ประกอบลัมพ์ (Lump Element) มากกว่า

อย่างไรก็ตามในการออกแบบวงจรผสมสัญญาณที่ใช้ในโครงงานนี้ เน้นการสร้างวงจรที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนนัก แต่ให้ประสิทธิภาพที่ดี ดังนั้นเราจึงเลือกออกแบบโดยใช้วงจร L-Matching network ซึ่งเป็นวงจรอย่างง่ายที่ใช้แมตช์อิมพีแดนซ์ และนอกจากนั้นแล้ววงจรชนิดนี้ยังมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปในตัวอีกด้วย

เมื่อพิจารณาจากผลในรูปที่ 3.22 จะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์ มีค่าเท่ากับ $58.599 + j0.624$ โอห์ม จำนวนจินตภาพมีค่าน้อยมากสามารถตัดออกได้ และส่วนพอร์ตออกของวงจรผสมสัญญาณถูกพิจารณาเป็นโหลดซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม

เมื่อ $Z_G = R_G + jX_G \approx 58.60 + 0$ โอห์มและ $Z_L = R_L + jX_L = 50 + 0$ โอห์ม

จะได้ ค่า $R_G = 58.6$ โอห์ม $R_L = 50$ โอห์มและค่า $X_L = X_G = 0$

ดังนั้นจึงเลือกใช้กรณีที่ $X_L = 0$ และ $X_G = 0$ โดยเลือกใช้สมการแบบปกติ (เพราะค่า $R_G > R_L$) ซึ่งหาค่า Q (quality factor) ซึ่งหาจากสูตร 2.72 ทำการแทนค่าจะได้ค่า Q ดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{58.6}{50} - 1} = 0.42$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และหาค่า X_1 จากสมการ 2.70 เมื่อทำการแทนค่า จะได้ค่า X_1 ดังนี้

$$X_1 = \pm\frac{R_G}{Q} = \pm\frac{58.6}{0.42} = \pm 139.52 \text{ โอห์ม}$$

และหาค่า X_2 จากสมการ 2.71 เมื่อทำการแทนค่า จะได้ค่า X_2 ดังนี้

$$X_2 = \mp R_L Q = \mp 50(0.42) = \mp 21 \text{ โอห์ม}$$

พิจารณา 2 กรณี

กรณีที่ 1 คือ X_1 มีค่าเป็นบวก (ตัวเหนี่ยวนำ) ส่วน X_2 มีค่าเป็นลบ (ตัวเก็บประจุ) จะคำนวณค่า

$$L = \frac{X_1}{2\pi f} = \frac{139.52}{2\pi(50\times10^6)} = 4.4\times10^{-7} = 440 \text{ นาโนเฮนรี}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_2} = \frac{1}{2\pi(50\times10^6)(21)} = 1.52\times10^{-10} = 152 \text{ พิโกฟารัด}$$

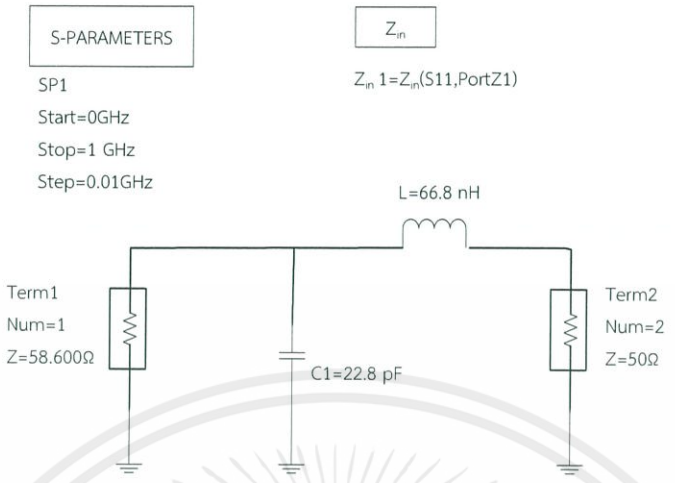
กรณีที่ 2 คือ X_1 มีค่าเป็นลบ (ตัวเก็บประจุ) ส่วน X_2 มีค่าเป็นบวก (ตัวเหนี่ยวนำ) จะคำนวณค่า

$$C = \frac{1}{2\pi f X_1} = \frac{1}{2\pi(50\times10^6)(139.52)} = 2.28\times10^{-11} = 22.8 \text{ พิโกฟารัด}$$

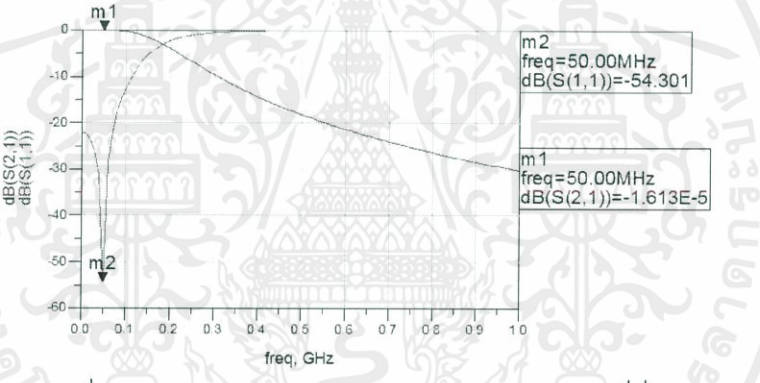
$$L = \frac{X_2}{2\pi f} = \frac{21}{2\pi(50\times10^6)} = 6.68\times10^{-8} = 66.8 \text{ นาโนเฮนรี}$$

จำลองในโปรแกรม ทั้งสองกรณีปรากฏว่าผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นจึงเลือกกรณีที่สองมาเป็นตัวอย่างซึ่งแสดงการจำลองวงจรในโปรแกรมแสดงในรูปที่ 3.27 และผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงในรูปที่ 3.28 และรูปที่ 3.29

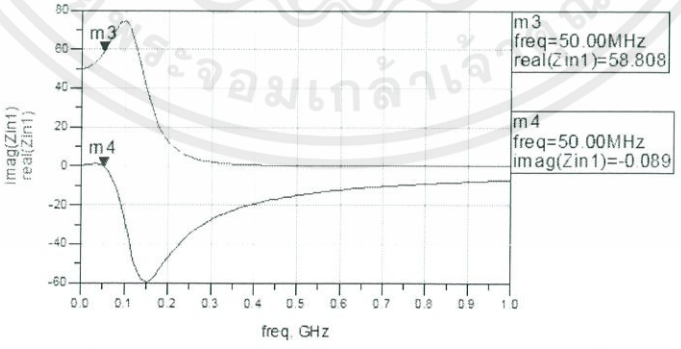
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.27 วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล



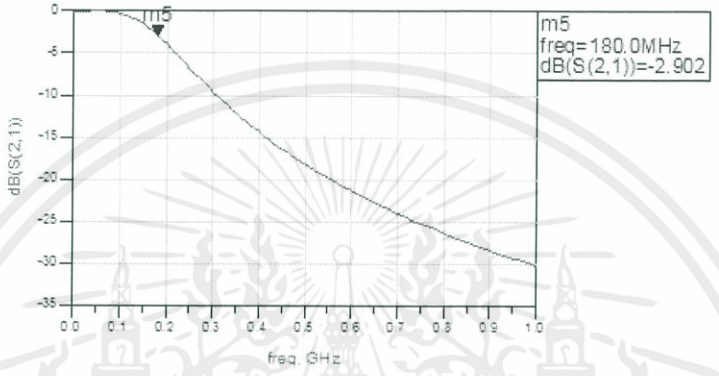
รูปที่ 3.28 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.29 ผลการจำลองการทำงานของการแมทชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปพิจารณาที่ความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์ พบว่าผลที่ได้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ และค่าอัตราการส่งผ่าน มีค่าที่เหมาะสมสามารถใช้งานได้ อีกทั้งค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้ ก็ใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ แต่เมื่อพิจารณาถึงคุณสมบัติที่ใช้เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน พบว่าความถี่หยุดผ่าน (ω_c) ของวงจรเกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 180 เมกะเฮิรตซ์ ทำให้เอาต์พุตที่สัญญาณความถี่กลาง (IF) มีสัญญาณเอาต์พุตออกมาถึงสามฮาร์มอนิกด้วยกัน แสดงในรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 ตำแหน่งความถี่หยุดผ่าน (วงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล)

เนื่องจากปัญหาดังกล่าว จึงออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านใหม่ พิจารณาใช้วงจรแมทชิ่งรูปพาย (Pi – Matching) ซึ่งเป็นวงจรที่ประกอบด้วยวงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล 2 วงจรรวมกัน ซึ่งสามารถแสดงการคำนวณส่วนประกอบในวงจร ดังนี้

เมื่อ $Z_G = R_G + jX_G = 58.60 + 0$ โอห์มและ $Z_L = R_L + jX_L = 50 + 0$ โอห์ม คำนวณส่วนที่ 1 (คำนวณหาค่า C_1 และค่า L_1) โดยใช้สมการที่ 2.73 2.74 และ 2.75 ตามลำดับซึ่งได้ผลออกมาดังนี้

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{50}{50} = 1$$

ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านค่า f_0 เท่ากับความถี่หยุดผ่าน (cut off) นั้นคือความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์ และย่านความถี่ที่ให้สัญญาณผ่านได้ ก็เริ่มจาก 0-50 เมกะเฮิรตซ์ ดังนั้นค่าแบนด์-วิดท์ จึงเท่ากับ 50 เมกะเฮิรตซ์

คำนวณค่า $R_V = \frac{58.6}{1^2+1} = \frac{58.6}{2} = 29.3$ โอห์ม

ในส่วนที่หนึ่งนี้เราพิจารณาให้ค่า R_V คือค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (R_L)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณค่า $X_{L1} = 1 \times 29.3 = 29.3$ โอห์ม

คำนวณค่า $X_{C1} = \frac{58.6}{1} = 58.6$ โอห์ม

ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า L_1 และ C_1 จากสมการที่ 2.78 และ 2.79 ซึ่งได้ผลลัพธ์ คือตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่าเท่ากับ 93.3 นาโนเฮนรี และตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 54.3 พิโกฟารัด

คำนวณในส่วนที่ 2 (คำนวณหาค่า C_2 และ L_2) โดยใช้สมการ 2.76 และ 2.77 ตามลำดับ ซึ่งได้ผลออกมาดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{50}{29.3} - 1} = 0.84$$

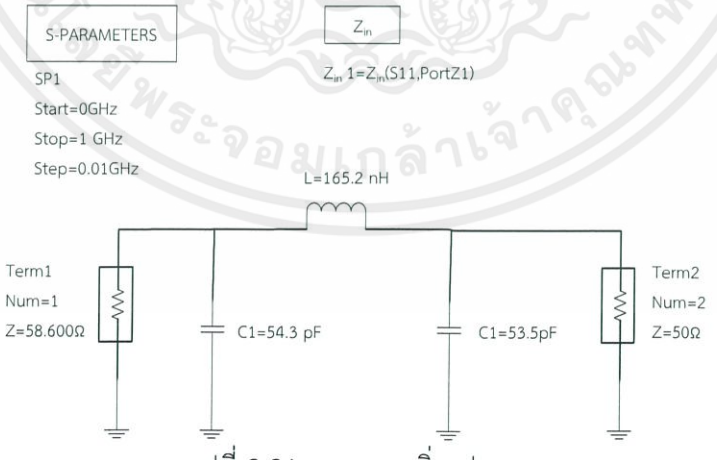
ในส่วนที่สองนี้ เราพิจารณาค่า R_L คือค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย (R_g)

คำนวณค่า $X_{L2} = 0.84(29.3) = 22.6$ โอห์ม

คำนวณค่า $X_{C2} = \frac{50}{0.84} = 59.5$ โอห์ม

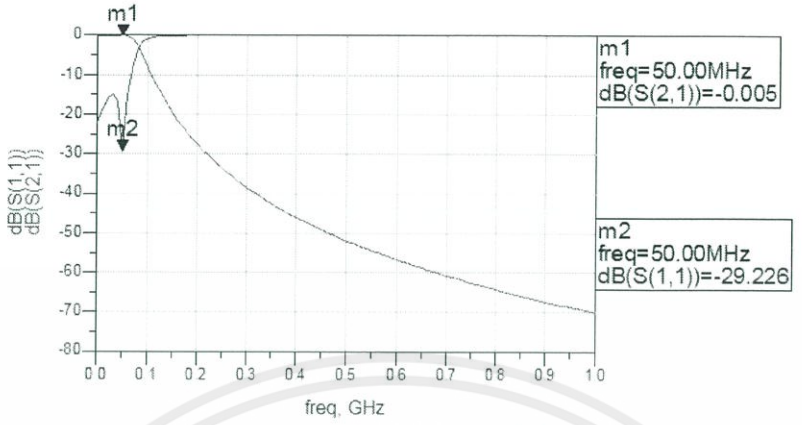
ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า L_2 และ C_2 จากสมการที่ 2.78 และ 2.79 ซึ่งได้ผลลัพธ์ คือตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่าเท่ากับ 71.9 นาโนเฮนรี และตัวเก็บประจุ C_2 มีค่าเท่ากับ 53.5 พิโกฟารัด

และสามารถคำนวณค่า L รวมในวงจรได้เท่ากับ 93.3 + 71.9 = 165.2 นาโนเฮนรี นำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่คำนวณได้ ไปจำลองการทำงานของวงจรในโปรแกรม แสดงในรูปที่ 3.31 และได้ผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงในรูปที่ 3.32 และ 3.33 ตามลำดับ

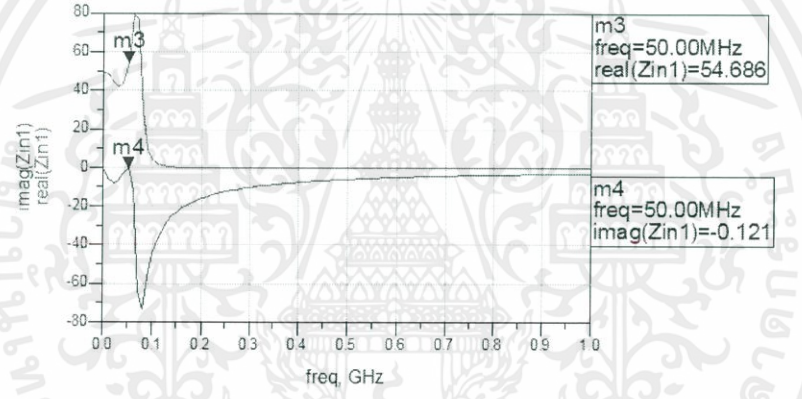


รูปที่ 3.31 วงจรแมทชิ่งรูปพาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



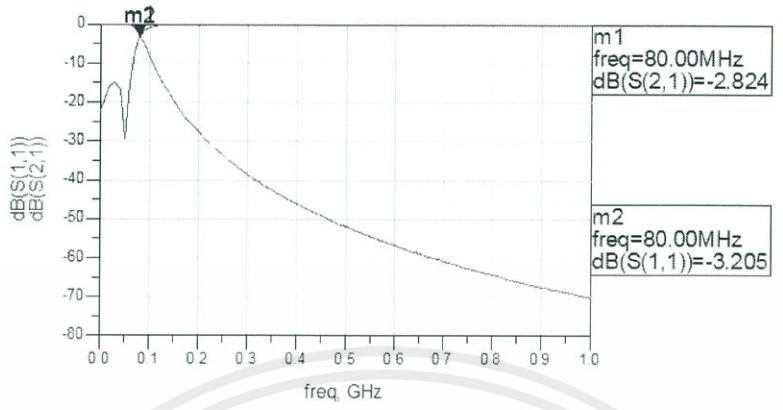
รูปที่ 3.32 ผลการจำลองการทำงานวงจรกรองความถี่ต่ำ (โดยใช้วงจรแมทชิ่งรูปพาย)



รูปที่ 3.33 ผลค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแมทชิ่งรูปพาย

จากรูปพิจารณาที่ความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์ พบว่าผลที่ได้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าอัตราการส่งผ่าน มีค่าที่เหมาะสมสามารถใช้งาน อีกทั้งค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้ก็ใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและเมื่อพิจารณาถึงคุณสมบัติที่ใช้เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน พบว่าความถี่หยุดผ่าน (ω_c) ของวงจรเกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 80 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งถือได้ว่าผลที่ได้มีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานมากกว่าวงจรแมทชิ่งรูปตัวแอล โดยจุดความถี่หยุดผ่าน (cut off) แสดงในรูปที่ 3.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.34 ตำแหน่งความถี่หยุดผ่าน (วงจรแมทชิ่งรูปพาย)

3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

1. เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย Network Analyzer : รุ่น HP 8517B 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ถึง 20 กิกะเฮิรตซ์
2. ชุดคาริเบรท 85022 B. 3.5 มิลลิเมตร
3. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal generator) : รุ่น 8648C 9 กิโลเฮิรตซ์ถึง 3200 เมกะเฮิรตซ์
4. Spectrum Analyzer : รุ่น 8596E 9 กิโลเฮิรตซ์ถึง 12.8 กิกะเฮิรตซ์
5. DC Power Supply : รุ่น E3616A 0 โวล์ตถึง35 โวล์ต และ0 แอมป์ถึง 1.7 แอมป์
6. สายอากาศแบบระนาบ

3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

3.3.1.การวัดคุณลักษณะของสายอากาศ

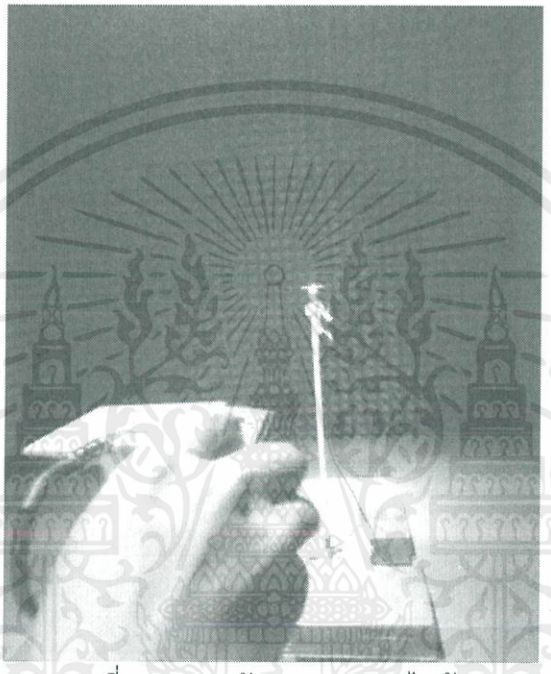
1. ทำการคาริเบรทเครื่อง Network Analyzer ด้วยชุดคาริเบรท 85022 B. 3.5 มิลลิเมตร
2. เลือกช่วงความถี่ที่ต้องการใช้วิเคราะห์โดยเริ่มต้นที่ 2 กิกะเฮิร์ตซ์ถึง 3 กิกะ-เฮิร์ตซ์
3. ทำการต่อสายอากาศแบบระนาบเข้ากับเครื่อง Network Analyzer
4. ทำการทดสอบวัดค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ
5. ทำการทดสอบวัดค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ
6. ทำการทดสอบวัดหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ทำการทดสอบวัดหาแบบรูปการแพร่พลังงานของสายอากาศโดย

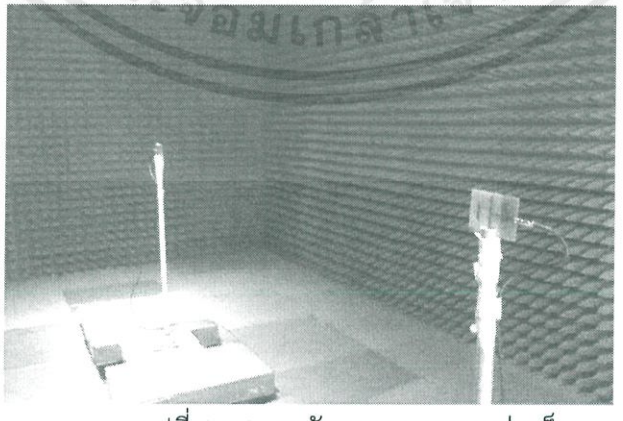
7.1 ติดตั้งสายอากาศทั้งตัวส่งและตัวรับบนแท่นหมุนที่ควบคุมด้วยเครื่องหมุนอัตโนมัติ โดยให้สายอากาศส่งอยู่บนแท่นกับที่ ส่วนสายอากาศรับอยู่บนแท่นหมุน

7.2 การวัดระนาบสนามไฟฟ้า โดยจะวางสายอากาศรับและส่งในแนวนอนขนานกับพื้นแสดงในรูปที่ 3.35



รูปที่ 3.35 การวัดระนาบสนามไฟฟ้า

7.3 การวัดระนาบสนามแม่เหล็ก โดยจะวางสายอากาศในส่วนของโพรบให้ตั้งขนานกับพื้นระนาบทั้งสายอากาศรับและสายอากาศส่งแสดงในรูปที่ 3.36



รูปที่ 3.36 การวัดระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.4 ต่อสายอากาศเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer-36.97

7.5 หมุนสายอากาศตัวรับครั้งละ 2 องศา จนครบ 360 องศา ทั้งในการวัดระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก บันทึกผลการทดสอบ

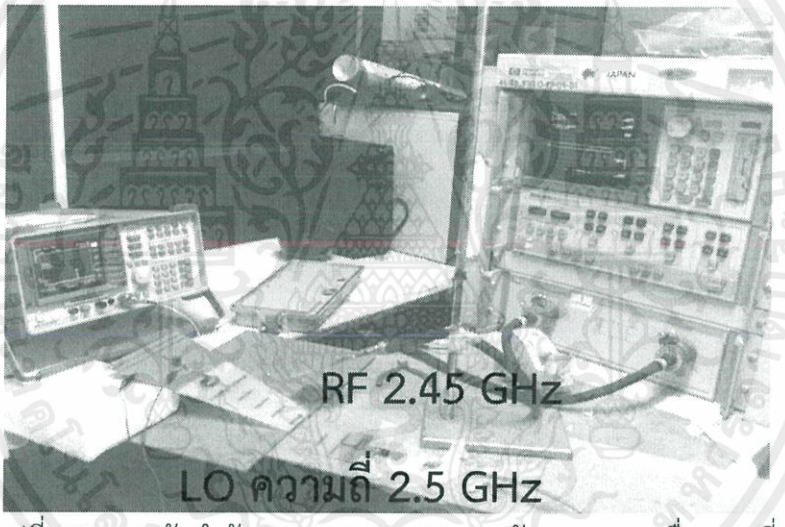
7.6 นำค่าที่ได้จากการทดสอบมาพล็อตกราฟซึ่งจากผลการทดสอบ

3.3.2 การวัดผลรวมของสายอากาศที่ต่อเข้ากับวงจรผสมสัญญาณ

1. ทำการต่อสายอากาศเข้ากับแหล่งจ่ายเพื่อให้ป้อนสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง 2.5 กิกะเฮิรตซ์

2. ทำการป้อนไฟให้กับวงจรผสมสัญญาณ

3. แล้วนำ Spectrum Analyzer มาวัดกำลังงานที่ด้านขาออกแสดงในรูปที่ 3.37



รูปที่ 3.37 การวัดกำลังงานรวมของสายอากาศกับวงจรผสมคลื่นความถี่

4. บันทึกผลการทดลอง

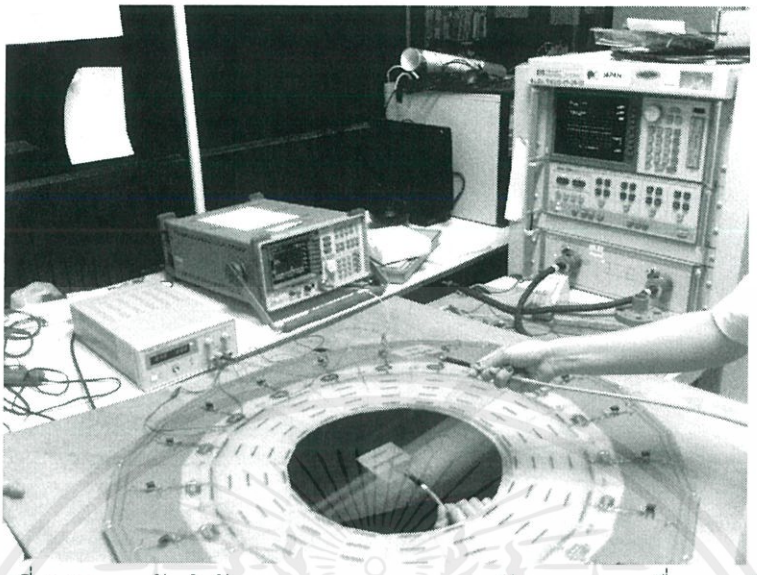
3.3.3 การวัดผลรวมของสายอากาศที่ต่อเข้ากับวงจรผสมสัญญาณ

1. ทำการต่อสายอากาศเข้ากับแหล่งจ่ายเพื่อให้ป้อนสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง 2.5 กิกะเฮิรตซ์

2. ทำการป้อนไฟให้กับวงจรผสมสัญญาณ

3. แล้วนำ Spectrum Analyzer มาวัดกำลังงานด้านขาออก แสดงในรูปที่ 3.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.38 การวัดกำลังงานรวมของสายอากาศกับวงจรผสมคลื่นความถี่

4. บันทึกผลการทดลอง

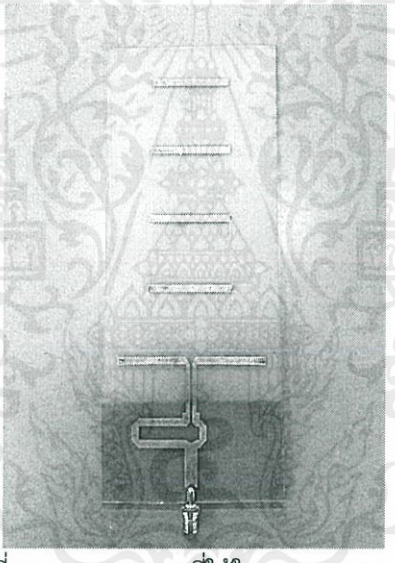
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศ

จากการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศควอไซด์ยากิด้วยโปรแกรมจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้ได้จำลองสายอากาศควอไซด์ยากิที่มีไดเรกเตอร์ 4 อิลิเมนท์ ที่สามารถรับสัญญาณย่านความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่ง สามารถนำมาใช้ในการสร้างสายอากาศจริง แสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 สายอากาศที่ใช้ในการทดลองจริง

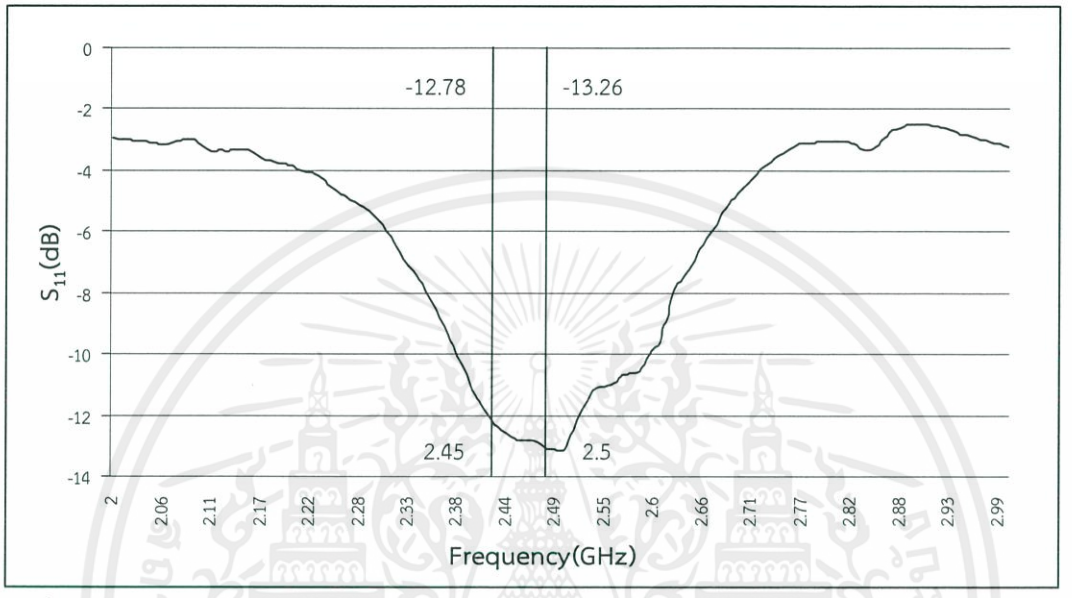
ในการทดสอบและวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เราใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer: รุ่นHP 8720C 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ถึง 20 กิกะเฮิร์ตซ์) ในการวัดซึ่งสามารถวัดและแสดงรูปสัญญาณพร้อมค่าพารามิเตอร์ต่างๆได้โดยละเอียด โดยที่ใช้สายอากาศคู่เหมือนกันเป็นสายอากาศส่งและใช้หัวคอนเน็คเตอร์ชนิด SMA เป็นหัวเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

ในการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศเพื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มาวิเคราะห์สายอากาศที่สร้างขึ้นมาว่าสามารถใช้งานได้จริงหรือไม่และมีประสิทธิภาพเพียงใด สิ่งที่ต้องทดสอบได้แก่ ทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ค่าอิมพีแดนซ์ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

จากการทดสอบพบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ -12.78 dB และความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ -13.26 dB ซึ่งมี Bandwidth แสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่4.2 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับ ($|s_{11}|$) ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

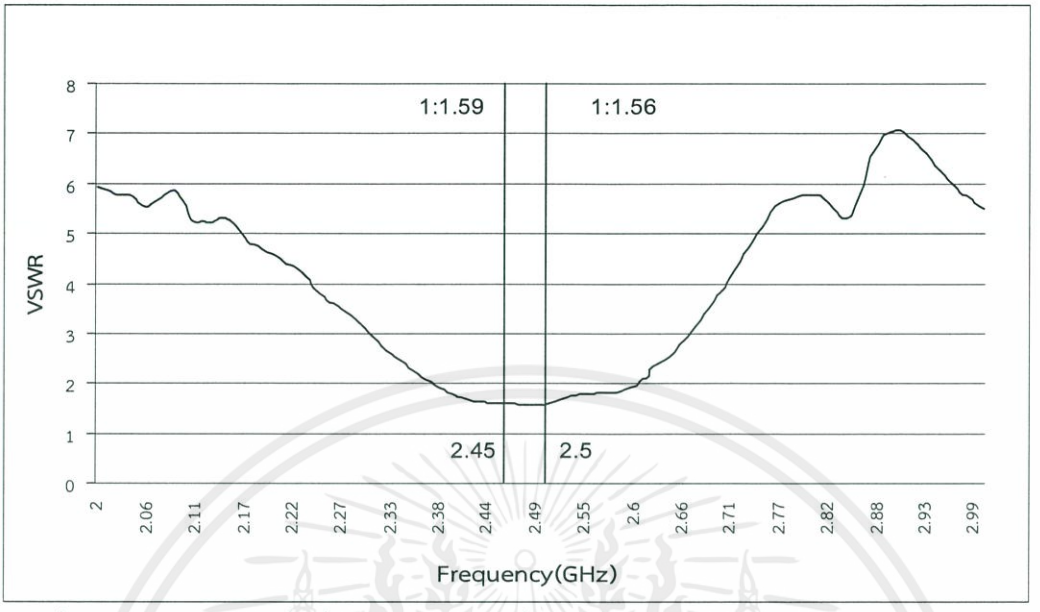
4.1.2 ค่าอิมพีแดนซ์

ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จากการทดสอบจริงที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าเท่ากับ 50.693 โอห์มและความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าเท่ากับ 62.758 โอห์ม แต่พิจารณาเป็นค่าของจำนวนเชิงซ้อนจะได้ความต้านทานเท่ากับ 50.693-j30.133 โอห์มและ 62.758-j40.094 โอห์ม

4.1.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ได้จาการทดสอบจริงมีค่าเท่ากับที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ 1.59 และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ 1.56 แสดงในรูปที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

4.1.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

การทดสอบการแพร่พลังงานของสายอากาศต้องทดสอบในห้องที่มีผลกระทบจากสภาพแวดล้อมที่น้อยที่สุด จึงได้ทดสอบในห้องสำหรับการทดสอบรูปแบบการกระจายคลื่น โดยเริ่มจากการคำนวณระยะห่างระหว่างสายอากาศรับกับสายอากาศส่งที่สนามระยะไกลจากสมการ

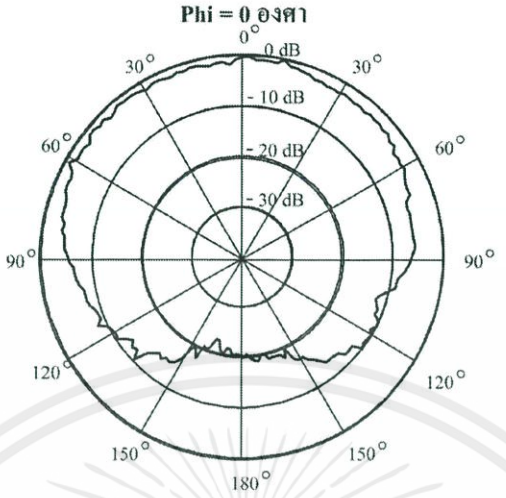
$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \tag{4.1}$$

โดยที่ R =ระยะห่างระหว่างสายอากาศรับกับสายอากาศส่ง

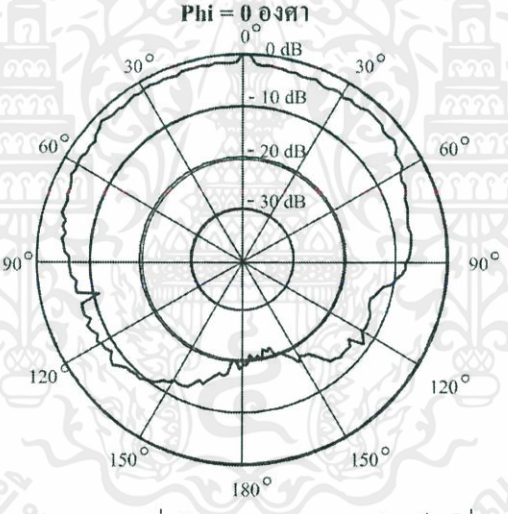
D =มิติด้านที่กว้างที่สุดของสายอากาศ

ซึ่งใช้ระยะที่ทดสอบระหว่างสายอากาศที่มากกว่าสนามระยะไกลกว่า 0.56 เมตร ซึ่งเป็นระยะที่น้อยที่สุดที่สามารถแพร่กระจายคลื่นออกไปได้ นำค่าที่ได้ไปทำการพล็อตกราฟแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบของสนามแม่เหล็ก โดยการพล็อตกราฟโพลาร์จะพบว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ จะมีอัตราการขยายเท่ากับ 6.2 dBi และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ มีอัตรา-ขยายเท่ากับ 8.5 dBi ซึ่งทำมุม 4 องศาซึ่งจากผลการทดสอบได้เป็นแสดงในรูปที่ 4.4 และ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



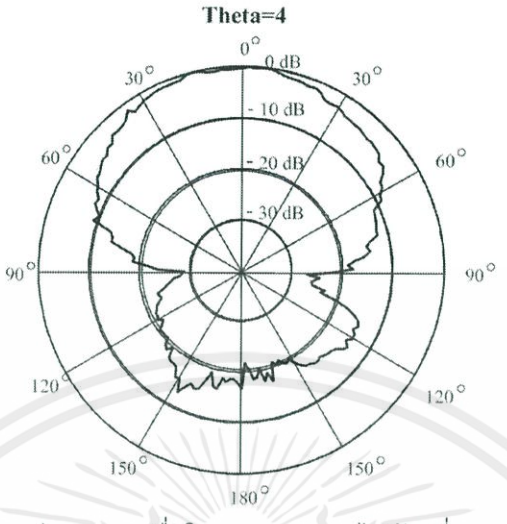
รูปที่ 4.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์



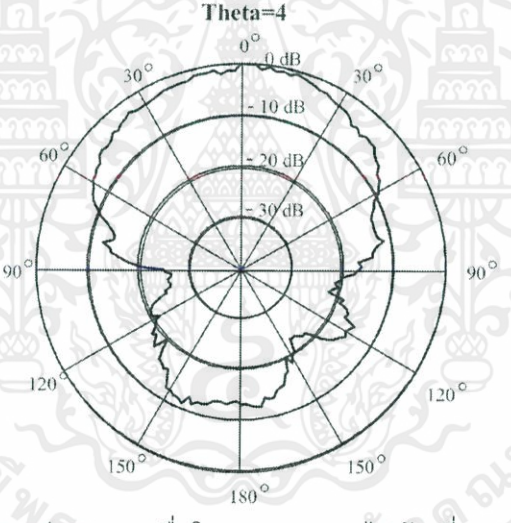
รูปที่ 4.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก ที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

เมื่อพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบของสนามไฟฟ้าโดยการพล็อตกราฟแบบโพลาร์จะพบว่า ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ จะมีลำคลื่นหลักเท่ากับ 6.2 dBi และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิร์ตซ์มีลำคลื่นเท่ากับ 8.5 dBi ทำมุม 0 องศาแสดงในรูปที่ 4.6 และ 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์

4.1.5 การหาอัตราขยายของสายอากาศ

การทดสอบหาอัตราขยายของสายอากาศ ซึ่งที่นี้ได้ใช้สายอากาศตัวรับและตัวส่งชนิดเดียวกันเป็นสายอากาศคู่เหมือนโดยนำมาวางที่ระยะที่ห่างระหว่างระยะสนามระยะไกลแล้วใช้เครื่อง Network Analyzer ช่วยในการวิเคราะห์และคำนวณ ซึ่งสัญญาณที่ได้รับนั้นจะมีค่าเท่ากับ $10\log\frac{P_r}{P_t}$ และค่าในเทอมของ $20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)$ เป็นค่าของการสูญเสียในสายอากาศ (Free Space Loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเราใช้สายอากาศตัวส่งกับตัวรับไม่เหมือนกันในการทดสอบโดยมีสายอากาศควอไซด์ยากิที่มีไดเรกเตอร์ 1 อิลิเมนท์เป็นตัวส่งโดยที่เรายังไม่ทราบอัตราขยายมีสายอากาศจำนวน 3 ตัวให้เลือกเป็นสายอากาศตัวส่ง ดังนั้นจึงใช้สูตร

$$(G_a)_{dB} + (G_b)_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log_{10} + \left(\frac{P_{rb}}{P_{ta}}\right) \quad (4.2)$$

$$(G_a)_{dB} + (G_c)_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log_{10} + \left(\frac{P_{rc}}{P_{ta}}\right) \quad (4.3)$$

$$(G_b)_{dB} + (G_c)_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log_{10} + \left(\frac{P_{rc}}{P_{tb}}\right) \quad (4.4)$$

จากสมการ 4.2 dbi

เมื่อ (G_a) คืออัตราขยายของสายอากาศตัวส่ง a (dBi)

(G_b) คืออัตราขยายของสายอากาศตัวรับ b (dBi)

จากสมการ 4.3

เมื่อ (G_a) คืออัตราขยายของสายอากาศตัวส่ง a (dBi)

(G_c) คืออัตราขยายของสายอากาศตัวรับ c (dBi)

จากสมการ 4.4

เมื่อ (G_b) คืออัตราขยายของสายอากาศตัวส่ง b (dBi)

(G_c) คืออัตราขยายของสายอากาศตัวรับ c (dBi)

การคำนวณหาค่าอัตราขยายสายอากาศตัวส่งจากสายอากาศ 3 ตัว a b และ c ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ a=44.41 dBi b=5.083 dBi c=4.218 dBi และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ a=3.809 dBi b=4.122 dBi c=3.950 dBi จึงเลือกใช้สายอากาศ b เป็นสายอากาศตัวส่งโดยที่เราต้องการทราบอัตราขยายของสายอากาศควอไซด์ยากิที่มีไดเรกเตอร์ 4 อิลิเมนท์ซึ่งเป็นสายอากาศตัวรับ ดังนี้จึงใช้สูตร

$$(G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log_{10} + \left(\frac{P_r}{P_t}\right) \quad (4.5)$$

เมื่อ G_t คืออัตราขยายของสายอากาศส่ง (dBi)

G_r คืออัตราขยายของสายอากาศรับ (dBi)

P_t คือกำลังงานด้านส่ง (dBi)

P_r คือกำลังงานด้านรับ (dBi)

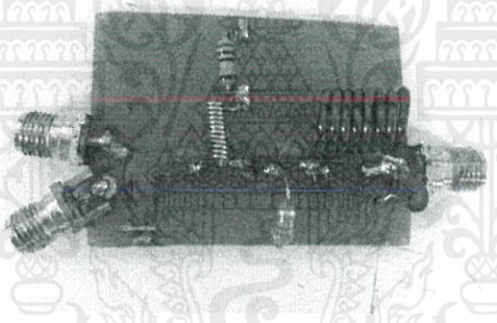
R คือระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งกับสายอากาศรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่า $10\log\frac{P_r}{P_t}$ เท่ากับ -35 dB ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ -33.805 dB ดังนั้นอัตราขยายของสายอากาศรับได้ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ 6.2 dBi และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ 8.5 dBi

4.2 ผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่

จากการวิเคราะห์และออกแบบ เพื่อสร้างวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่ทำให้ทราบถึงขนาดของสายส่งและค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร และเมื่อทำการสร้างวงจรจริงแสดงในรูปที่ 4.8

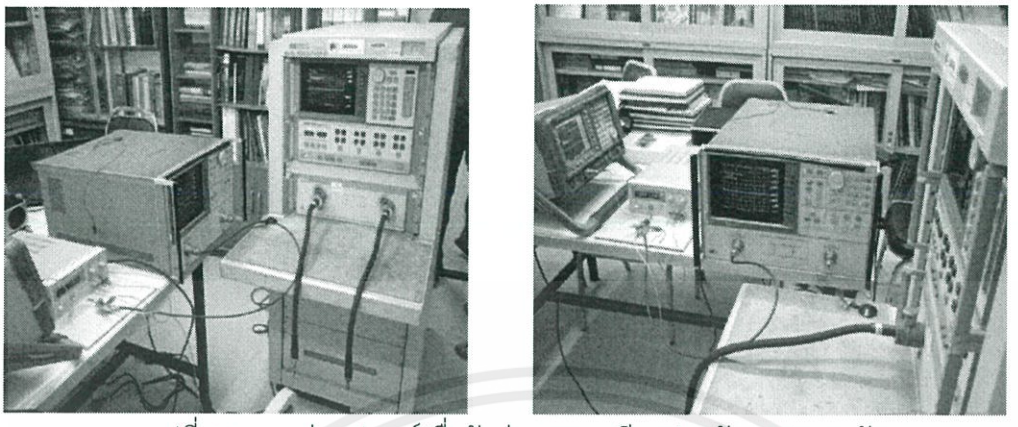


รูปที่ 4.8 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่

4.2.1 ผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่

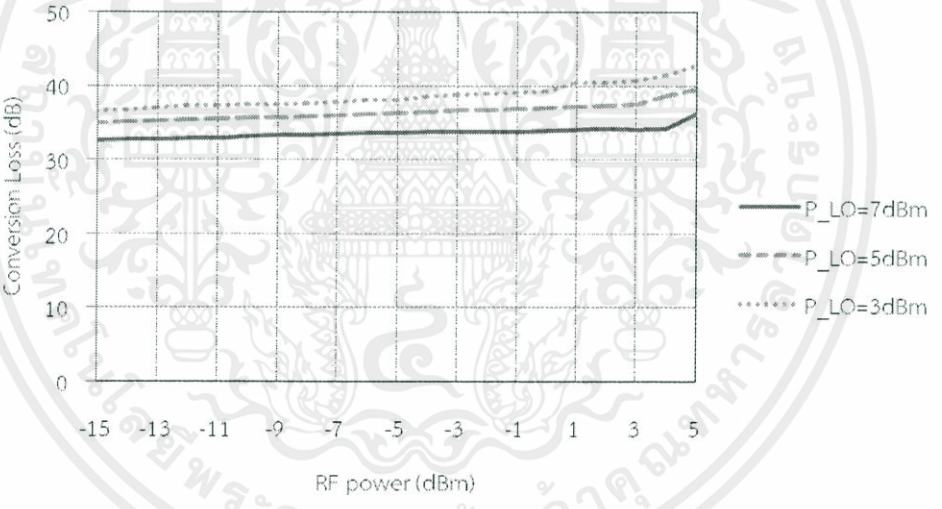
ในการทดลองจะทำการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับลดความถี่ โดยต่ออุปกรณ์การทดลองแสดงในรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 การต่ออุปกรณ์เพื่อวัดค่าการสูญเสียแปลงผันวงจรผสมสัญญาณ

เมื่อต่ออุปกรณ์ดังรูป 4.8 และทำวิธีการทดลองตามหัวข้อ 3.3.2 เก็บค่ากำลังงานที่ด้านขาออก สามารถนำผลมาพล็อตกราฟผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันได้ดังนี้



รูปที่ 4.10 กราฟผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณ

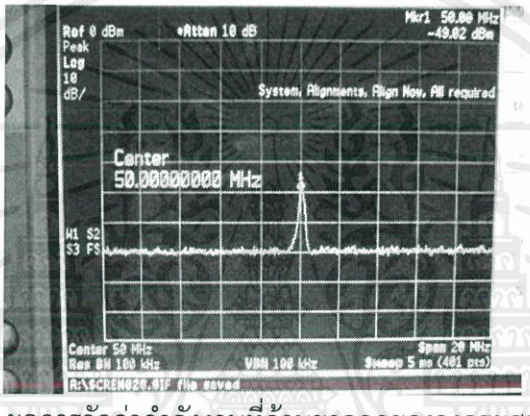
จากรูปที่ 4.10 เมื่อพิจารณาผลกราฟการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่ พบว่ากำลังงานของสัญญาณความถี่ออส-ซิเลเตอร์ประจำเครื่องมีผลต่อกำลังงานด้านขาออก ถ้ากำลังงานของสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องมาก จะทำให้ได้สัญญาณด้านขาออกมาก เกิดค่าการสูญเสียแปลงผันน้อย แต่ถ้ากำลังงานของสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องน้อย จะทำให้ได้สัญญาณด้านขาออกน้อย เกิดค่าการสูญเสียแปลงผันมาก ซึ่งจากกราฟจะพบว่าที่ความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องเท่ากับ 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dBm มีค่าการสูญเสียแปลงผันน้อยที่สุด สำหรับกำลังงานของสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุจะมีผลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น สังเกตจากกราฟที่มีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยเมื่อเปลี่ยนค่ากำลังงานที่ป้อน

เมื่อพิจารณาผลที่วัดได้จริงพบว่ามีค่าการสูญเสียแปลงผันเกินไปมาก ซึ่งอาจมีสาเหตุมาจากการถูกลดทอนของสัญญาณจากพอร์ตของเครื่องกำเนิดสัญญาณ การถูกลดทอนจากสายต่อนำสัญญาณและการถูกลดทอนโดยอากาศ จึงทำให้กำลังที่ส่งเข้าที่ด้านขาเข้าของวงจรผสมสัญญาณมีค่าไม่ตรงกับที่ป้อนทำให้ค่าการสูญเสียที่วัดได้ มีค่ามากเกินจริง

ตัวอย่างผลการวัดค่ากำลังงานที่ด้านขาออก ตำแหน่งความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์ ของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่ แสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 ผลการวัดค่ากำลังงานที่ด้านขาออกของวงจรผสมสัญญาณ

4.3 ผลการทดสอบสายอากาศและวงจรผสมสัญญาณ

4.3.1 ผลการทดสอบสายอากาศ 18 ตัว

ทำการวัดผลค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแต่ละตัว ที่ความถี่คลื่นวิทยุ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง 2.50 กิกะเฮิรตซ์ แสดงผลในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ

สายอากาศตัวที่ทำงาน	$\|S_{11}\|$ ที่ความถี่ 2.45 GHz (dB)	$\|S_{11}\|$ ที่ความถี่ 2.5 GHz (dB)
1	-17.72	-11.28
2	-15.33	-20.65
3	-18.50	-17.77
4	-11.53	-15.53
5	-12.35	-16.31
6	-15.08	-15.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ (ต่อ)

สายอากาศตัวที่ทำงาน	$\|S_{11}\|$ ที่ความถี่ 2.45 GHz (dB)	$\|S_{11}\|$ ที่ความถี่ 2.5 GHz (dB)
7	-14.41	-12.06
8	-22.07	-11.77
9	-12.43	-15.41
10	-11.56	-12.48
11	-11.16	-12.88
12	-12.94	-12.24
13	-10.95	-13.25
14	-13.83	-10.05
15	-11.02	-12.43
16	-15.11	-21.64
17	-12.77	-15.19
18	-12.07	-17.55

4.3.2 ผลการทดสอบสายอากาศต่อกับวงจรผสมสัญญาณ

เมื่อต่อวงจรผสมสัญญาณกับสายอากาศ แล้วทำการวัดผลกำลังงานที่ด้านขาออก โดยใช้ Spectrum Analyzer ดังรูปที่ 3.37 ซึ่งทำการป้อนสัญญาณคลื่นวิทยุความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีกำลังงาน -10 dBm และป้อนความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง 2.50 กิกะเฮิรตซ์ มีกำลังงาน 0 dBm และมีค่าการสูญเสียจากสายวัดสัญญาณ 3 dBm วัดผลการทดลองที่ด้านขาออกความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์ แสดงในตางรางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 กำลังงานออกจากวงจรผสมคลื่นสัญญาณและค่าการสูญเสียแปลงผัน

สายอากาศตัวที่ทำงาน	กำลังงานออกจากวงจรผสมคลื่นสัญญาณ (dBm)	ค่าการสูญเสียแปลงผัน (dB)
1	-47.20	46.20
2	-41.26	40.26
3	-45.51	44.51
4	-48.70	47.70
5	-48.47	47.47
6	-41.62	40.62
7	-47.66	46.66

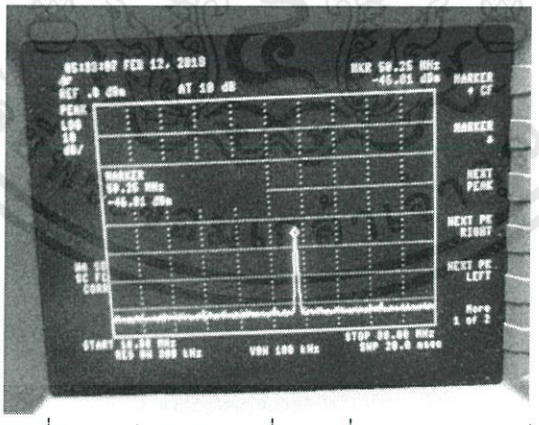
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 กำลังงานออกจากวงจรผสมคลื่นสัญญาณและค่าการสูญเสียแปลงผัน (ต่อ)

สายอากาศตัวที่ทำงาน	กำลังงานออกจากวงจรผสมคลื่นสัญญาณ (dBm)	ค่าการสูญเสียแปลงผัน (dB)
8	-53.14	52.14
9	-45.33	44.33
10	-52.46	51.46
11	-43.75	42.75
12	-50.01	49.01
13	-46.76	45.76
14	-47.86	46.86
15	-44.33	43.33
16	-55.14	54.14
17	-47.06	46.06
18	-49.03	48.03

4.3.3 ผลการทดสอบสายอากาศ

เมื่อทำการประกอบรวมวงจรผสมสัญญาณ วงจรรวมกำลังสัญญาณ และสายอากาศเข้าด้วยกัน แล้วทำการวัดสัญญาณที่ด้านขาออกแสดงได้ดังรูปที่ 3.38 ได้ผลการทดลองวัดที่ด้านขาออกดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.12 ค่ากำลังงานที่ความถี่ 50 เมกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 4.11 จะได้ค่าการสูญเสียแปลงผันเท่ากับ -45.81 dB โดยทำการป้อนสัญญาณคลื่นวิทยุความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีกำลังงาน -1 dBm ซึ่งมีค่าการสูญเสียในสายวัดสัญญาณ 3 dBm คิดค่าการสูญเสียแปลงผันจริงเท่ากับ -42.81 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

โครงงานนี้ได้ออกแบบการสร้างสายอากาศแถวลำดับยากิแบบวงกลมและวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความถี่

สายอากาศควอไซด์ยากิที่มี 4 ไดเรกเตอร์ ได้ทำการออกแบบให้สายอากาศทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบของสนามแม่เหล็กและระนาบของสนามไฟฟ้า พบว่ามีค่าอัตราขยายของสายอากาศประมาณ 6.2 dBi ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 8.5 dBi ที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งผลที่ได้จากโปรแกรมการจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ 8.3 dBi และที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ เท่ากับ 8.4 dBi โดยค่าที่วัดได้จริงจะคลาดเคลื่อนจากค่าที่จำลองทางโปรแกรม แต่สายอากาศก็สามารถใช้งานได้

ส่วนที่สอง ผลการวัดค่าในวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับผสมความ ถี่ พบว่าวงจรมีการผสมสัญญาณระหว่างสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (2.45 กิกะเฮิรตซ์) กับสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง (2.5 กิกะเฮิรตซ์) และสามารถส่งผ่านสัญญาณความถี่กลาง (50 เมกะเฮิรตซ์) ออกทางพอร์ตด้านขาออกได้ แต่เมื่อนำค่าด้านขาออกที่ได้ไปคำนวณค่าการสูญเสียแปลงผัน จะพบว่ามีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ประมาณ 32-42 dB

ส่วนที่สาม เป็นการประกอบสายอากาศควอไซด์ยากิ 4 ไดเรกเตอร์ 1 ตัว กับวงจรผสมสัญญาณและทำการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันได้ผลอยู่ในช่วง 42-55 dB และเมื่อนำสายอากาศ ควอไซด์ยากิ 4 ไดเรกเตอร์เรียงกันแบบแถวลำดับ 18 ตัว ประกอบกับวงจรผสมสัญญาณและวงจรรวมกำลังสัญญาณ โดยกำหนดให้สายอากาศเพียง 4 ตัวทำงาน ได้ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันเท่ากับ -42.81 dB จากค่าการสูญเสียแปลงผันของสายอากาศตัวที่ 1 2 3 และ 4 ได้ค่าดังนี้ 46.2 40.26 44.51 และ 47.7 ตามลำดับ จะเห็นว่าค่าการสูญเสียแปลงผันรวมของสายอากาศ 4 ตัว ทำงานทำให้ค่าการสูญเสียแปลงผันดีขึ้นเมื่อเทียบกับสายอากาศแต่ละตัวทำงาน

ซึ่งสาเหตุที่ทำให้เกิดค่าการสูญเสียแปลงผันมากอาจเกิดจากสาเหตุต่างๆ ดังนี้

1. อุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ (ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ) ไม่สามารถหาค่าที่ตรงกับการคำนวณในทฤษฎีได้จึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีค่าใกล้เคียงแทน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เส้นไมโครสตริปและเส้นลายทองแดง มีความคมชัดไม่พอซึ่งเกิดจากขั้นตอนการสร้างแผ่นพิมพ์

3. การบัดกรีอุปกรณ์ต่างๆ

4. อาจเกิดจากลายทองแดงในส่วนของแมทชิ่งที่สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิเลเตอร์ประจำเครื่องยังไม่แมตชิ่งดี

5. เกิดจากการลดทอนของอากาศ

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. จากการออกแบบและสร้างสายอากาศ พบว่าผลที่ออกมามีค่าแตกต่างกับที่ออกแบบไว้ ทั้งนี้อาจเป็นเพราะวัสดุที่ใช้ในการสร้างสายอากาศ

2. ในการออกแบบและสร้างวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบเดี่ยวสำหรับลดความถี่ ควรทำการออกแบบวงจรในส่วนต่างๆ ให้แมตชิ่งดีเพื่อลดการสูญเสียย้อนกลับในแต่ล่ะส่วน และเมื่อออกแบบส่วนต่างๆ ครบถ้วนแล้ว ควรนำวงจรทั้งหมดมาประกอบเข้าด้วยกัน แล้วทำการปรับค่าเพื่อหาค่าที่ดีที่สุดอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียแปลงผันที่ดีที่สุดโดยการจำลองผลในโปรแกรม ซึ่งในส่วนของวงจรที่ทำการหาค่าที่ดีที่สุดคือวงจรแมตชิ่งที่สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่คลื่นออสซิเลเตอร์ประจำเครื่อง และในส่วนของการสร้างวงจรจริงควรสร้างวงจรให้มีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎีมากที่สุด เพื่อไม่ให้ผลเกิดความคลาดเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

[1] David M. Pozar. *Microwave Third Edition Engineering*. John wiley & Sons, Inc., 2005

[2] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory Analysis And Design*. John wiley & Sons,Inc.,1997

[3] J. R. Brianeze, Arismar Cerqueira S.Jr. and H.E. Hernandez-Figueroa. *Modified Quasi-Yagi Antenna for Airborne Radar*. Proceedings of the IEEE

[4] J. Sor. *Analysis of the Quasi-Yagi Antenna for Phased-Array Application*. Master's dissertation. University of California – LosAngeles,2000.

[5] J.Lakshmi Narayana, Dr.K.Sri Rama Krishna and Dr.L.Pratap Reddy. *ANN Models for. Coplanar Strip Line Analysis and Synthesis*. Proceedings of the IEEE, vol. 8 No.10,October 2008

[6] Lars Josefsson and Patrik Persson. *Conformal array antenna theory and design*. Hoboken, NJ : Wiley-Interscience, c2006,

[7] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. 2nd ed. New York : Mc John & Sons, Inc.,1998.

[8] Vincent F. Fusco. *Microwave circuits*. 2nd ed. Prentice/HallInternational (UK) Ltd., 1987.

[9] พิชัย *ภักดีพาณิชเจริญ. ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ*. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2536

[10] นิรันดร์ คำประเสิรฐ. *วิศวกรรมไมโครเวฟ*. กรุงเทพฯ : พิมพ์ดี จำกัด, 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HSMS-282x

Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes

AVAGO TECHNOLOGIES

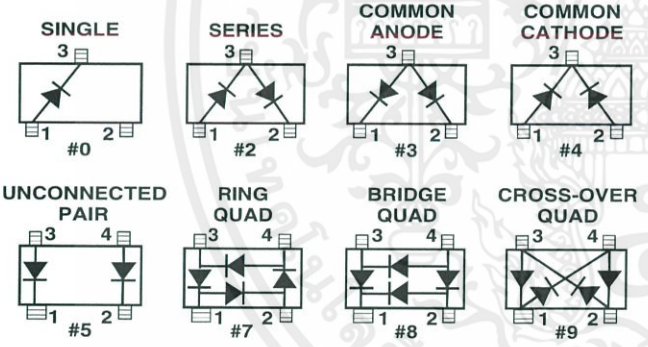
Data Sheet

Description/Applications

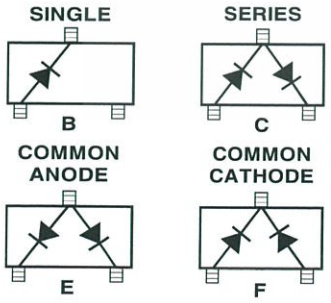
These Schottky diodes are specifically designed for both analog and digital applications. This series offers a wide range of specifications and package configurations to give the designer wide flexibility. Typical applications of these Schottky diodes are mixing, detecting, switching, sampling, clamping, and wave shaping. The HSMS-282x series of diodes is the best all-around choice for most applications, featuring low series resistance, low forward voltage at all current levels and good RF characteristics.

Note that Avago's manufacturing techniques assure that dice found in pairs and quads are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest degree of match.

Package Lead Code Identification, SOT-23/SOT-143 (Top View)



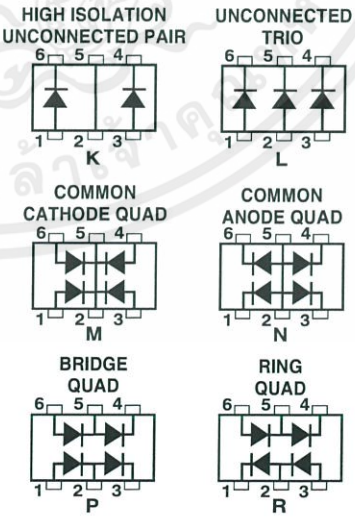
Package Lead Code Identification, SOT-323 (Top View)



Features

- Low Turn-On Voltage (As Low as 0.34 V at 1 mA)
- Low FIT (Failure in Time) Rate*
- Six-sigma Quality Level
- Single, Dual and Quad Versions
- Unique Configurations in Surface Mount SOT-363 Package
  - increase flexibility
  - save board space
  - reduce cost
- HSMS-282K Grounded Center Leads Provide up to 10 dB Higher Isolation
- Matched Diodes for Consistent Performance
- Better Thermal Conductivity for Higher Power Dissipation
- Lead-free Option Available
- For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

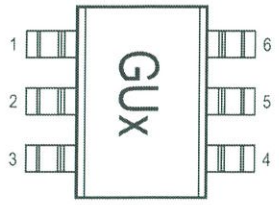
Package Lead Code Identification, SOT-363 (Top View)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

d from Elcodis.com electronic components distributor

Pin Connections and Package Marking



Notes:
1. Package marking provides orientation and identification.
2. See "Electrical Specifications" for appropriate package marking.

Absolute Maximum Ratings[1] $T_C = 25°C$

Symbol	Parameter	Unit	SOT-23/SOT-143	SOT-323/SOT-363
I_f	Forward Current (1 µs Pulse)	Amp	1	1
P_{IV}	Peak Inverse Voltage	V	15	15
T_j	Junction Temperature	°C	150	150
T_{stg}	Storage Temperature	°C	-65 to 150	-65 to 150
θ_{jc}	Thermal Resistance[2]	°C/W	500	150

Notes:
1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
2. $T_C = +25°C$, where T_C is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board.

Electrical Specifications $T_C = 25°C$, Single Diode[3]

Part Number HSMS[4]	Package Marking Code	Lead Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Maximum Forward Voltage V_F (mV)	Maximum Forward Voltage V_F (V) @ I_F (mA)	Maximum Reverse Leakage I_R (nA) @ V_R (V)	Maximum Capacitance C_T (pF)	Typical Dynamic Resistance R_D (Ω)[5]
2820	C0	0	Single	15	340	0.5 10	100 1	1.0	12
2822	C2	2	Series						
2823	C3	3	Common Anode						
2824	C4	4	Common Cathode						
2825	C5	5	Unconnected Pair						
2827	C7	7	Ring Quad[4]						
2828	C8	8	Bridge Quad[4]						
2829	C9	9	Cross-over Quad						
282B	C0	B	Single						
282C	C2	C	Series						
282E	C3	E	Common Anode						
282F	C4	F	Common Cathode						
282K	CK	K	High Isolation Unconnected Pair						
282L	CL	L	Unconnected Trio						
282M	HH	M	Common Cathode Quad						
282N	NN	N	Common Anode Quad						
282P	CP	P	Bridge Quad						
282R	OO	R	Ring Quad						
Test Conditions				$I_R = 100$ µA	$I_F = 1$ mA[1]			$V_R = 0V$[2] f = 1 MHz	$I_F = 5$ mA

Notes:
1. ΔV_F for diodes in pairs and quads in 15 mV maximum at 1 mA.
2. ΔC_{TO} for diodes in pairs and quads is 0.2 pF maximum.
3. Effective Carrier Lifetime (τ) for all these diodes is 100 ps maximum measured with Krakauer method at 5 mA.
4. See section titled "Quad Capacitance."
5. $R_D = R_S + 5.2\Omega$ at 25°C and $I_f = 5$ mA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 from Elcodis.com electronic components distributor

Quad Capacitance

Capacitance of Schottky diode quads is measured using an HP4271 LCR meter. This instrument effectively isolates individual diode branches from the others, allowing accurate capacitance measurement of each branch or each diode. The conditions are: 20 mV R.M.S. voltage at 1 MHz. Avago defines this measurement as "CM", and it is equivalent to the capacitance of the diode by itself. The equivalent diagonal and adjacent capaci-tances can then be calculated by the formulas given below.

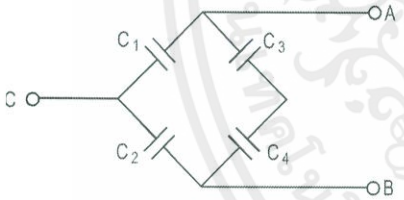
In a quad, the diagonal capacitance is the capacitance between points A and B as shown in the figure below. The diagonal capacitance is calculated using the following formula

$$C_{DIAGONAL} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 \times C_4}{C_3 + C_4}$$

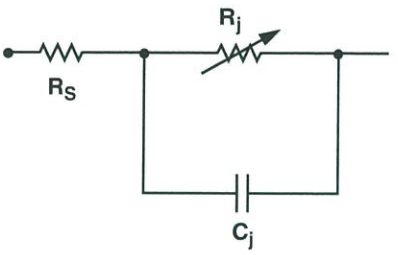
The equivalent adjacent capacitance is the capacitance between points A and C in the figure below. This capacitance is calculated using the following formula

$$C_{ADJACENT} = C_1 + \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4}}$$

This information does not apply to cross-over quad diodes.



Linear Equivalent Circuit Model Diode Chip



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)

C_j = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5}\ nT}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps

I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, °K

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:
To effectively model the packaged HSMS-282x product, please refer to Application Note AN1124.

ESD WARNING:
Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-282x
B_V	V	15
C_{J0}	pF	0.7
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	1E-4
I_S	A	2.2E-8
N		1.08
R_S	Ω	6.0
P_B	V	0.65
P_T		2
M		0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
1 from Elcodis.com electronic components distributor

Typical Performance, T_c = 25°C (unless otherwise noted), Single Diode

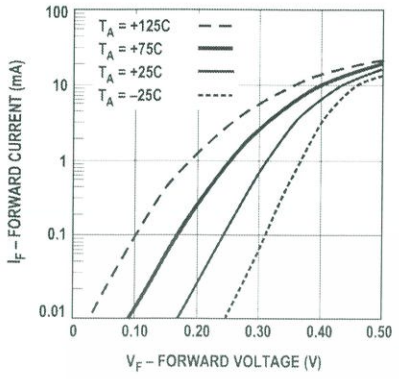


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage at Temperatures.

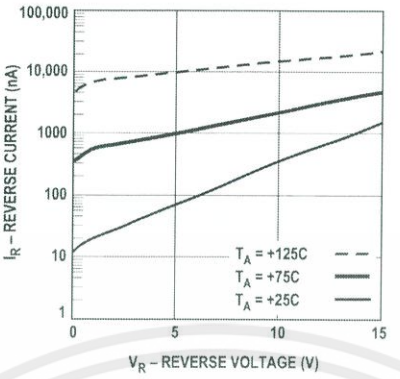


Figure 2. Reverse Current vs. Reverse Voltage at Temperatures.

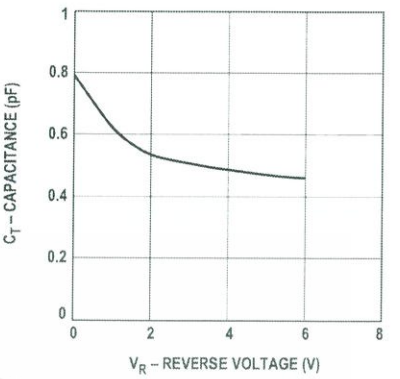


Figure 3. Total Capacitance vs. Reverse Voltage.

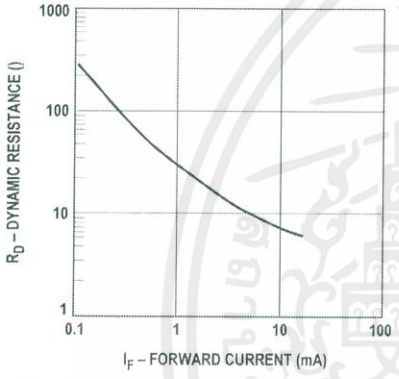


Figure 4. Dynamic Resistance vs. Forward Current.

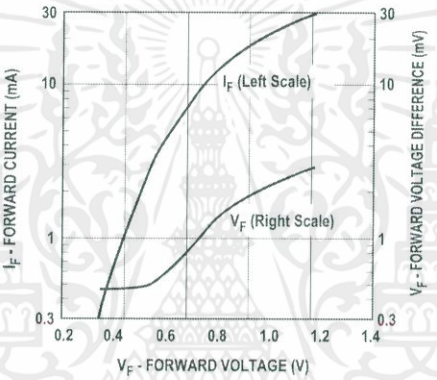


Figure 5. Typical V_f Match, Series Pairs and Quads at Mixer Bias Levels.

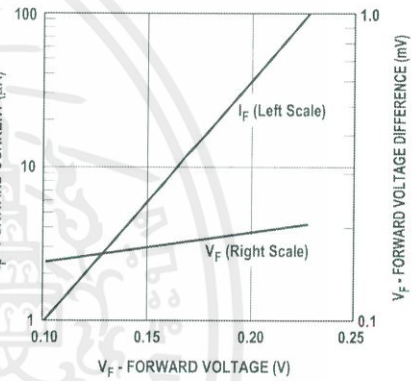


Figure 6. Typical V_f Match, Series Pairs at Detector Bias Levels.

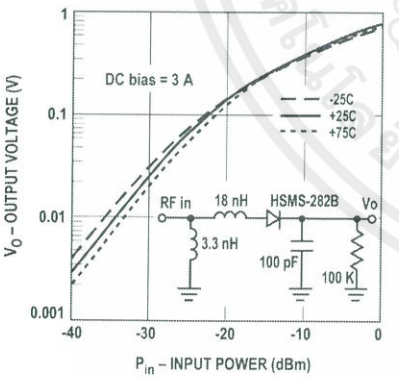


Figure 7. Typical Output Voltage vs. Input Power, Small Signal Detector Operating at 850 MHz.

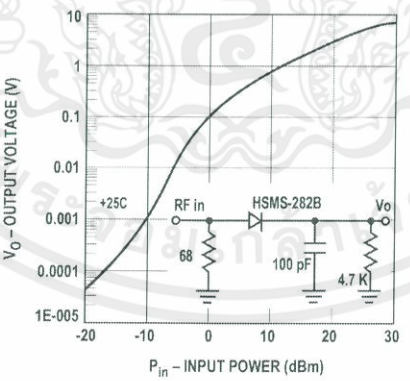


Figure 8. Typical Output Voltage vs. Input Power, Large Signal Detector Operating at 915 MHz.

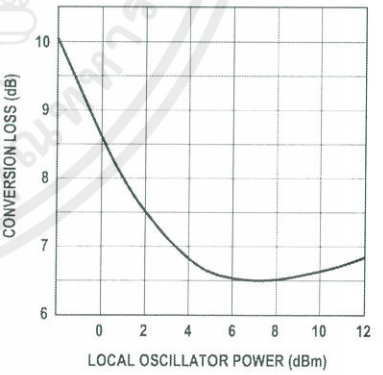


Figure 9. Typical Conversion Loss vs. L.O. Drive, 2.0 GHz (Ref AN997).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 from Elcodis.com electronic components distributor

Applications Information

Product Selection

Avago's family of surface mount Schottky diodes provide unique solutions to many design problems. Each is optimized for certain applications.

The first step in choosing the right product is to select the diode type. All of the products in the HSMS-282x family use the same diode chip–they differ only in package configuration. The same is true of the HSMS-280x, -281x, 285x, -286x and -270x families. Each family has a different set of characteristics, which can be compared most easily by consulting the SPICE parameters given on each data sheet.

The HSMS-282x family has been optimized for use in RF applications, such as

- DC biased small signal detectors to 1.5 GHz.
- Biased or unbiased large signal detectors (AGC or power monitors) to 4 GHz.
- Mixers and frequencymultipliers to 6 GHz.

The other feature of the HSMS-282x family is its unit-to-unit and lot-to-lot consistency. The silicon chip used in this series has been designed to use the fewest possible processing steps to minimize variations in diode characteristics. Statistical data on the consistency of this product, in terms of SPICE parameters, is available from Avago.

For those applications requiring very high breakdown voltage, use the HSMS-280x family of diodes. Turn to the HSMS-281x when you need very low flicker noise. The HSMS-285x is a family of zero bias detector diodes for small signal applications. For high frequency detector or mixer applications, use the HSMS-286x family. The HSMS-270x is a series of specialty diodes for ultra high speed clipping and clamping in digital circuits.

Schottky Barrier Diode Characteristics

Stripped of its package, a Schottky barrier diode chip consists of a metal-semiconductor barrier formed by deposition of a metal layer on a semiconductor. The most common of several different types, the passivated diode, is shown in Figure 10, along with its equivalent circuit.

R_S is the parasitic series resistance of the diode, the sum of the bondwire and leadframe resistance, the resistance of the bulk layer of silicon, etc. RF energy coupled into R_S is lost as heat—it does not contribute to the rectified output of the diode. C_j is parasitic junction capacitance of the diode, controlled by the thick-ness of the epitaxial layer and the diameter of the Schottky contact. R_j is the junction resistance of the diode, a function of the total current flowing through it.

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} nT}{I_S + I_b} = R_V - R_S$$

$$\approx \frac{0.026}{I_S + I_b} \text{ at } 25\,^{\circ}C$$

where

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

T = temperature in °K

I_S = saturation current (see table of SPICE parameters)

I_b = externally applied bias current in amps

R_v = sum of junction and series resistance, the slope of the V-I curve

I_S is a function of diode barrier height, and can range from picoamps for high barrier diodes to as much as 5 µA for very low barrier diodes.

The Height of the Schottky Barrier

The current-voltage characteristic of a Schottky barrier diode at room temperature is described by the following equation:

$$I = I_S \left(e^{\frac{V - IR_S}{0.026}} - 1\right)$$

On a semi-log plot (as shown in the Avago catalog) the current graph will be a straight line with inverse slope 2.3 X 0.026 = 0.060 volts per cycle (until the effect of R_S is seen in a curve that droops at high current). All Schottky diode curves have the same slope, but not necessarily the same value of current for a given voltage. This is determined by the saturation current, I_S, and is related to the barrier height of the diode.

Through the choice of p-type or n-type silicon, and the selection of metal, one can tailor the characteristics of a Schottky diode. Barrier height will be altered, and at the same time CJ and RS will be changed. In general, very low barrier height diodes (with high values of IS, suitable for zero bias applications) are realized on p-type silicon. Such diodes suffer from higher values of RS than do the n-type.

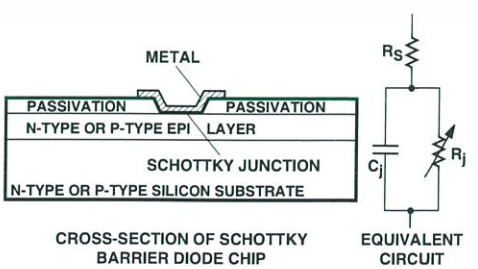


Figure 10. Schottky Diode Chip.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

from Elcodis.com electronic components distributor

Thus, p-type diodes are generally reserved for detector applications (where very high values of RV swamp out high RS) and n-type diodes such as the HSMS-282x are used for mixer applications (where high L.O. drive levels keep RV low). DC biased detectors and self-biased detectors used in gain or power control circuits.

Detector Applications

Detector circuits can be divided into two types, large signal (P_{in} > -20 dBm) and small signal (P_{in} < -20 dBm). In general, the former use resistive impedance matching at the input to improve flatness over frequency—this is possible since the input signal levels are high enough to produce adequate output voltages without the need for a high Q reactive input matching network. These circuits are self-biased (no external DC bias) and are used for gain and power control of amplifiers.

Small signal detectors are used as very low cost receivers, and require a reactive input impedance matching network to achieve adequate sensitivity and output voltage. Those operating with zero bias utilize the HSMS- 285x family of detector diodes. However, superior performance over temperature can be achieved with the use of 3 to 30 μA of DC bias. Such circuits will use the HSMS-282x family of diodes if the operating frequency is 1.5 GHz or lower.

Typical performance of single diode detectors (using HSMS-2820 or HSMS-282B) can be seen in the transfer curves given in Figures 7 and 8. Such detectors can be realized either as series or shunt circuits, as shown in Figure 11.

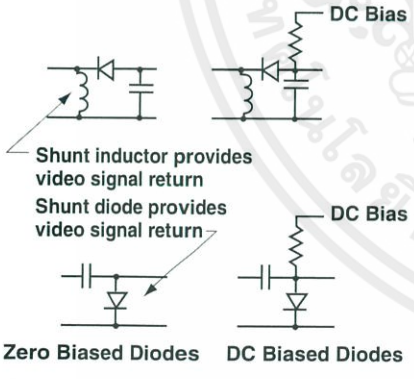


Figure 11. Single Diode Detectors.

The series and shunt circuits can be combined into a voltage doubler[1], as shown in Figure 12. The doubler offers three advantages over the single diode circuit.

- The two diodes are in parallel in the RF circuit, lowering the input impedance and making the design of the RF matching network easier.
- The two diodes are in series in the output (video) circuit, doubling the output voltage.
- Some cancellation of even-order harmonics takes place at the input.

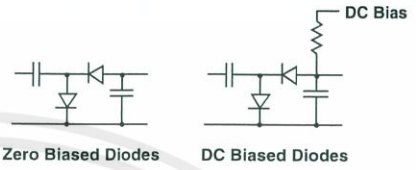


Figure 12. Voltage Doubler.

The most compact and lowest cost form of the doubler is achieved when the HSMS-2822 or HSMS-282C series pair is used.

Both the detection sensitivity and the DC forward voltage of a biased Schottky detector are temperature sensitive. Where both must be compensated over a wide range of temperatures, the differential detector[2] is often used. Such a circuit requires that the detector diode and the reference diode exhibit identical characteristics at all DC bias levels and at all temperatures. This is accomplished through the use of two diodes in one package, for example the HSMS-2825 in Figure 13. In the Avago assembly facility, the two dice in a surface mount package are taken from adjacent sites on the wafer (as illustrated in Figure 14). This assures that the characteristics of the two diodes are more highly matched than would be possible through individual testing and hand matching.

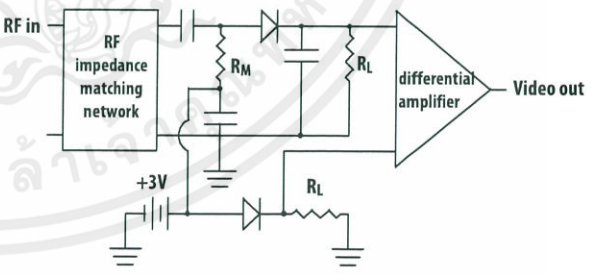


Figure 13. Differential Detector.

[1] Avago Application Note 956-4, "Schottky Diode Voltage Doubler."

[2] Raymond W. Waugh, "Designing Large-Signal Detectors for Handsets and Base Stations," Wireless Systems Design, Vol. 2, No. 7, July 1997, pp 42 – 48.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 from Elcodis.com electronic components distributor

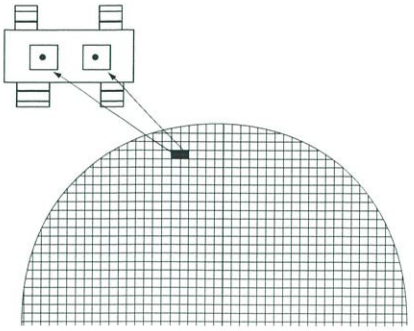


Figure 14. Fabrication of Avago Diode Pairs.

In high power applications, coupling of RF energy from the detector diode to the reference diode can introduce error in the differential detector. The HSMS-282K diode pair, in the six lead SOT-363 package, has a copper bar between the diodes that adds 10 dB of additional isolation between them. As this part is manufactured in the SOT-363 package it also provides the benefit of being 40% smaller than larger SOT-143 devices. The HSMS-282K is illustrated in Figure 15 — note that the ground connections must be made as close to the package as possible to minimize stray inductance to ground.

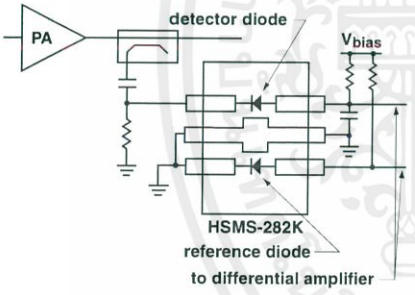


Figure 15. High Power Differential Detector.

The concept of the voltage doubler can be applied to the differential detector, permitting twice the output voltage for a given input power (as well as improving input impedance and suppressing second harmonics).

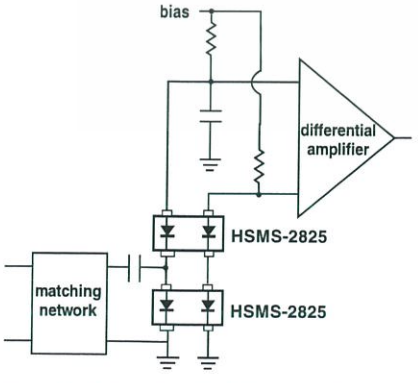


Figure 16. Voltage Doubler Differential Detector.

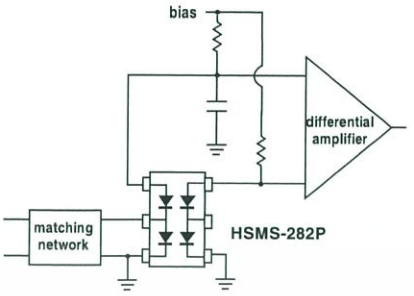


Figure 17. Voltage Doubler Differential Detector.

However, care must be taken to assure that the two reference diodes closely match the two detector diodes. One possible configuration is given in Figure 16, using two HSMS-2825. Board space can be saved through the use of the HSMS-282P open bridge quad, as shown in Figure 17.

While the differential detector works well over temperature, another design approach[3] works well for large signal detectors. See Figure 18 for the schematic and a physical layout of the circuit. In this design, the two 4.7 KΩ resistors and diode D2 act as a variable power divider, assuring constant output voltage over temperature and improving output linearity.

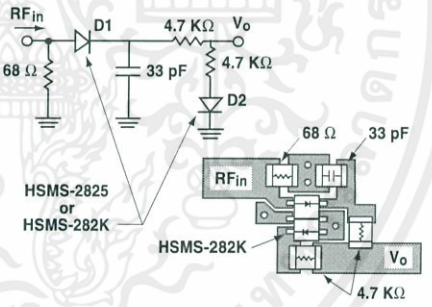
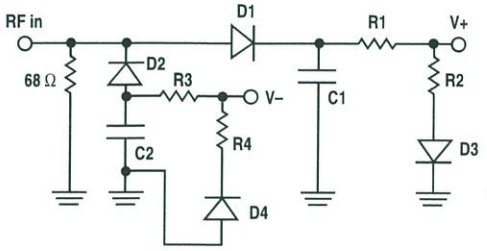


Figure 18. Temperature Compensated Detector.

In certain applications, such as a dual-band cellphone handset operating at both 900 and 1800 MHz, the second harmonics generated in the power control output detector when the handset is working at 900 MHz can cause problems. A filter at the output can reduce unwanted emissions at 1800 MHz in this case, but a lower cost solution is available[4]. Illustrated schematically in Figure 19, this circuit uses diode D2 and its associated passive components to cancel all even order harmonics at the detector's RF input. Diodes D3 and D4 provide temperature compensation as described above. All four diodes are contained in a single HSMS- 282R package, as illustrated in the layout shown in Figure 20.

[3] Hans Eriksson and Raymond W. Waugh, "A Temperature Compensated Linear Diode Detector," to be published.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
d from Elcodis.com electronic components distributor



C1 = C2 ≈ 100 pF
R1 = R2 = R3 = R4 = 4.7 KΩ
D1 & D2 & D3 & D4 = HSMS-282R

Figure 19. Schematic of Suppressed Harmonic Detector.

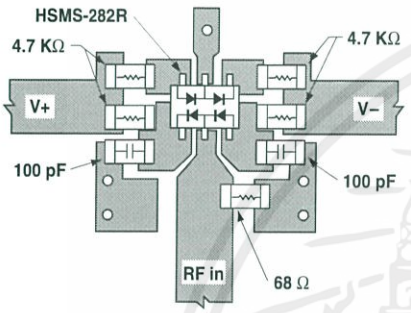


Figure 20. Layout of Suppressed Harmonic Detector.

Note that the forgoing discussion refers to the output voltage being extracted at point V+ with respect to ground. If a differential output is taken at V+ with respect to V-, the circuit acts as a voltage doubler.

Mixer applications

The HSMS-282x family, with its wide variety of packaging, can be used to make excellent mixers at frequencies up to 6 GHz.

The HSMS-2827 ring quad of matched diodes (in the SOT-143 package) has been designed for double balanced mixers. The smaller (SOT-363) HSMS-282R ring quad can similarly be used, if the quad is closed with external connections as shown in Figure 21.

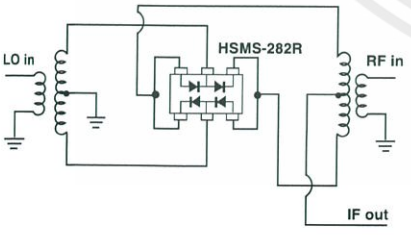


Figure 21. Double Balanced Mixer.

Both of these networks require a crossover or a three dimensional circuit. A planar mixer can be made using the SOT-143 crossover quad, HSMS-2829, as shown in Figure 22. In this product, a special lead frame permits the crossover to be placed inside the plastic package itself, eliminating the need for via holes (or other measures) in the RF portion of the circuit itself.

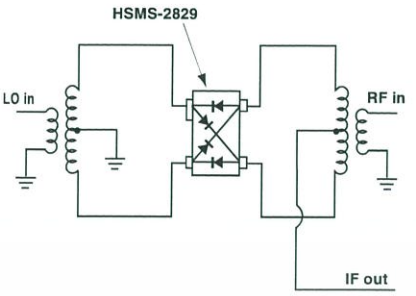


Figure 22. Planar Double Balanced Mixer.

A review of Figure 21 may lead to the question as to why the HSMS-282R ring quad is open on the ends. Distortion in double balanced mixers can be reduced if LO drive is increased, up to the point where the Schottky diodes are driven into saturation. Above this point, increased LO drive will not result in improvements in distortion. The use of expensive high barrier diodes (such as those fabricated on GaAs) can take advantage of higher LO drive power, but a lower cost solution is to use a eight (or twelve) diode ring quad. The open design of the HSMS-282R permits this to easily be done, as shown in Figure 23.

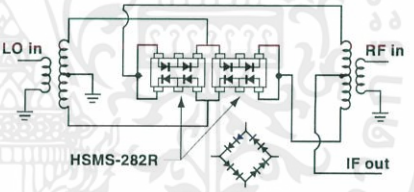


Figure 23. Low Distortion Double Balanced Mixer.

This same technique can be used in the single-balanced mixer. Figure 24 shows such a mixer, with two diodes in each spot normally occupied by one. This mixer, with a sufficiently high LO drive level, will display low distortion.

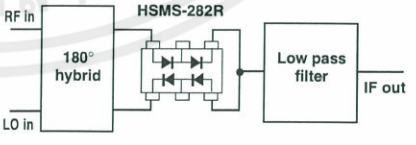


Figure 24. Low Distortion Balanced Mixer.

[4] Alan Rixon and Raymond W. Waugh, "A Suppressed Harmonic Power Detector for Dual Band 'Phones," to be published.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
d from Elcodis.com electronic components distributor

Sampling Applications

The six lead HSMS-282P can be used in a sampling circuit, as shown in Figure 25. As was the case with the six lead HSMS-282R in the mixer, the open bridge quad is closed with traces on the circuit board. The quad was not closed internally so that it could be used in other applications, such as illustrated in Figure 17.

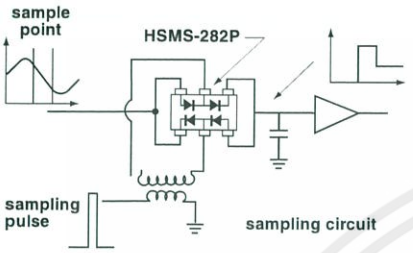


Figure 25. Sampling Circuit.

Thermal Considerations

The obvious advantage of the SOT-323 and SOT-363 over the SOT-23 and SOT-142 is combination of smaller size and extra leads. However, the copper leadframe in the SOT-3x3 has a thermal conductivity four times higher than the Alloy 42 leadframe of the SOT-23 and SOT-143, which enables the smaller packages to dissipate more power.

The maximum junction temperature for these three families of Schottky diodes is 150°C under all operating conditions. The following equation applies to the thermal analysis of diodes:

$$Tj = (V_f I_f + P_{RF})\,\theta_{jc} + T_a \qquad (1)$$

where

T_j = junction temperature

T_a = diode case temperature

θ_{jc} = thermal resistance

$V_f I_f$ = DC power dissipated

P_{RF} = RF power dissipated

Note that θ_{jc}, the thermal resistance from diode junction to the foot of the leads, is the sum of two component resistances,

$$\theta_{jc} = \theta_{pkg} + \theta_{chip} \qquad (2)$$

Package thermal resistance for the SOT-3x3 package is approximately 100°C/W, and the chip thermal resistance for the HSMS-282x family of diodes is approximately 40°C/W. The designer will have to add in the thermal resistance from diode case to ambient—a poor choice of circuit board material or heat sink design can make this number very high.

Equation (1) would be straightforward to solve but for the fact that diode forward voltage is a function of temperature as well as forward current. The equation for V_f is:

$$I_f = I_S \left[e^{\frac{11600\,(V_f - I_f R_s)}{nT}} - 1 \right] \qquad (3)$$

where

n = ideality factor

T = temperature in °K

R_s = diode series resistance

and I_s (diode saturation current) is given by

$$I_s = I_0 \left(\frac{T}{298} \right)^{\frac{2}{n}} e^{-4060\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298}\right)} \qquad (4)$$

Equation (4) is substituted into equation (3), and equations (1) and (3) are solved simultaneously to obtain the value of junction temperature for given values of diode case temperature, DC power dissipation and RF power dissipation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 from Elcodis.com electronic components distributor

Diode Burnout

Any Schottky junction, be it an RF diode or the gate of a MESFET, is relatively delicate and can be burned out with excessive RF power. Many crystal video receivers used in RFID (tag) applications find themselves in poorly controlled environments where high power sources may be present. Examples are the areas around airport and FAA radars, nearby ham radio operators, the vicinity of a broadcast band transmitter, etc. In such environments, the Schottky diodes of the receiver can be protected by a device known as a limiter diode.[5] Formerly available only in radar warning receivers and other high cost electronic warfare applications, these diodes have been adapted to commercial and consumer circuits.

Avago offers a complete line of surface mountable PIN limiter diodes. Most notably, our HSMP-4820 (SOT-23) can act as a very fast (nanosecond) power-sensitive switch when placed between the antenna and the Schottky diode, shorting out the RF circuit temporarily and reflecting the excessive RF energy back out the antenna.

[5] Avago Application Note 1050, "Low Cost, Surface Mount Power Limiters."

Assembly Instructions

SOT-3x3 PCB Footprint

Recommended PCB pad layouts for the miniature SOT-3x3 (SC-70) packages are shown in Figures 26 and 27 (dimensions are in inches). These layouts provide ample allowance for package placement by automated assembly equipment without adding parasitics that could impair the performance.

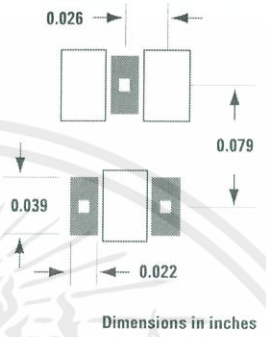


Figure 26. Recommended PCB Pad Layout for Avago's SC70 3L/SOT-323 Products.

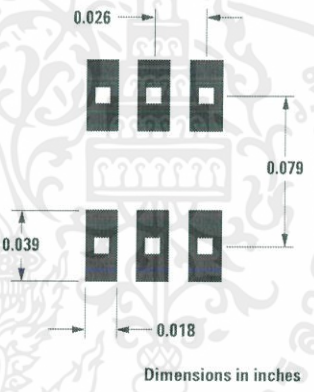


Figure 27. Recommended PCB Pad Layout for Avago's SC70 6L/SOT-363 Products.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
1 from Elcodis.com electronic components distributor

SMT Assembly

Reliable assembly of surface mount components is a complex process that involves many material, process, and equipment factors, including: method of heating (e.g., IR or vapor phase reflow, wave soldering, etc.) circuit board material, conductor thickness and pattern, type of solder alloy, and the thermal conductivity and thermal mass of components. Components with a low mass, such as the SOT packages, will reach solder reflow temperatures faster than those with a greater mass.

Avago's diodes have been qualified to the time-temperature profile shown in Figure 28. This profile is representative of an IR reflow type of surface mount assembly process.

After ramping up from room temperature, the circuit board with components attached to it (held in place with solder paste) passes through one or more preheat zones. The preheat zones increase the temperature of the board and components to prevent thermal shock and begin evaporating solvents from the solder paste. The reflow zone briefly elevates the temperature sufficiently to produce a reflow of the solder.

The rates of change of temperature for the ramp-up and cool-down zones are chosen to be low enough to not cause deformation of the board or damage to components due to thermal shock. The maximum temperature in the reflow zone (T_{MAX}) should not exceed 260°C.

These parameters are typical for a surface mount assembly process for Avago diodes. As a general guideline, the circuit board and components should be exposed only to the minimum temperatures and times necessary to achieve a uniform reflow of solder.

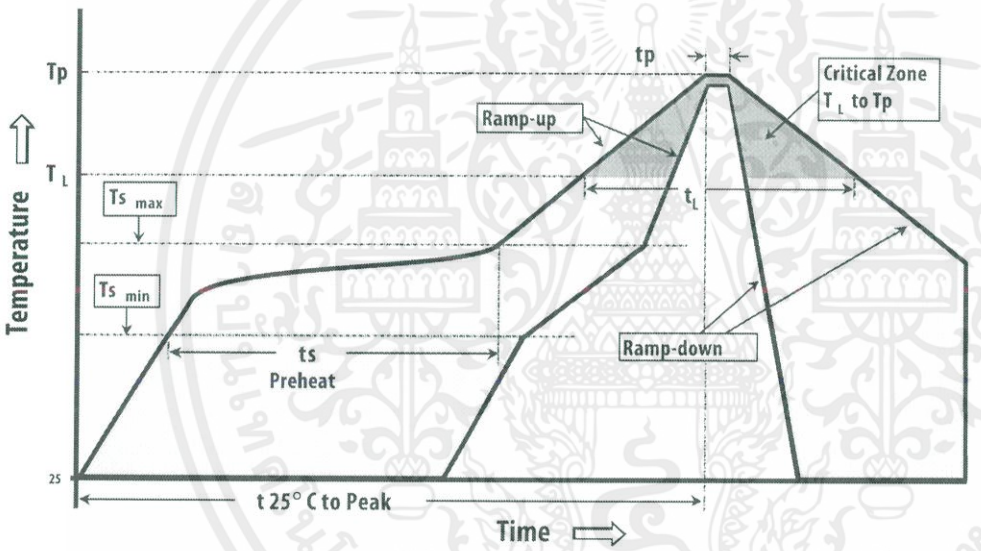


Figure 28. Surface Mount Assembly Profile.

Lead-Free Reflow Profile Recommendation (IPC/JEDEC J-STD-020C)

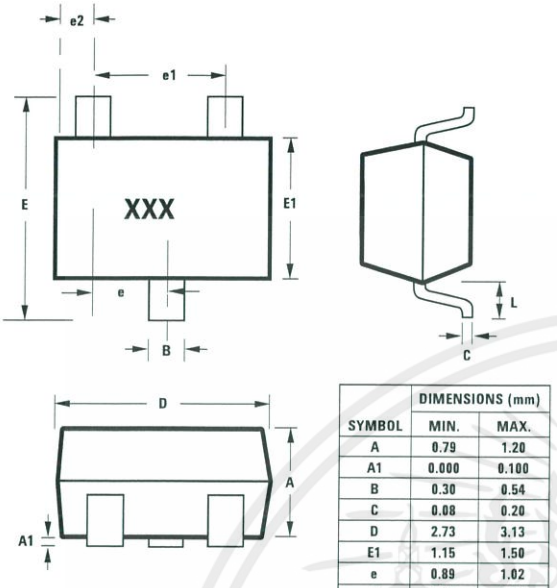
Reflow Parameter		Lead-Free Assembly
Average ramp-up rate (Liquidus Temperature ($T_{S(max)}$ to Peak)		3°C/ second max
Preheat	Temperature Min ($T_{S(min)}$)	150°C
	Temperature Max ($T_{S(max)}$)	200°C
	Time (min to max) (t_S)	60-180 seconds
Ts(max) to TL Ramp-up Rate		3°C/second max
Time maintained above:	Temperature (T_L)	217°C
	Time (t_L)	60-150 seconds
Peak Temperature (T_p)		260 +0/-5°C
Time within 5 °C of actual Peak temperature (t_p)		20-40 seconds
Ramp-down Rate		6°C/second max
Time 25 °C to Peak Temperature		8 minutes max

Note 1: All temperatures refer to topside of the package, measured on the package body surface

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
1 from Elcodis.com electronic components distributor

Package Dimensions

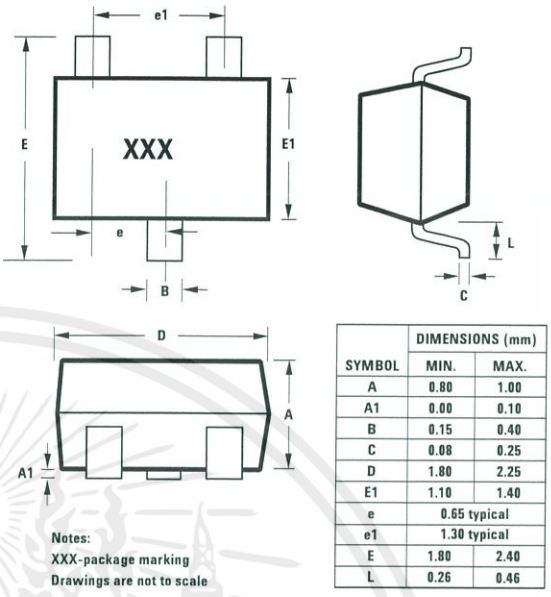
Outline 23 (SOT-23)



SYMBOL	DIMENSIONS (mm) MIN.	MAX.
A	0.79	1.20
A1	0.000	0.100
B	0.30	0.54
C	0.08	0.20
D	2.73	3.13
E1	1.15	1.50
e	0.89	1.02
e1	1.78	2.04
e2	0.45	0.60
E	2.10	2.70
L	0.45	0.69

Notes:
XXX-package marking
Drawings are not to scale

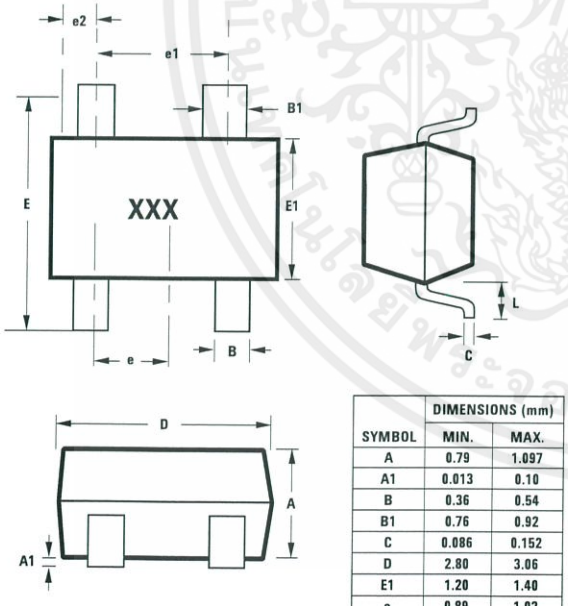
Outline SOT-323 (SC-70 3 Lead)



SYMBOL	DIMENSIONS (mm) MIN.	MAX.
A	0.80	1.00
A1	0.00	0.10
B	0.15	0.40
C	0.08	0.25
D	1.80	2.25
E1	1.10	1.40
e	0.65 typical	
e1	1.30 typical	
E	1.80	2.40
L	0.26	0.46

Notes:
XXX-package marking
Drawings are not to scale

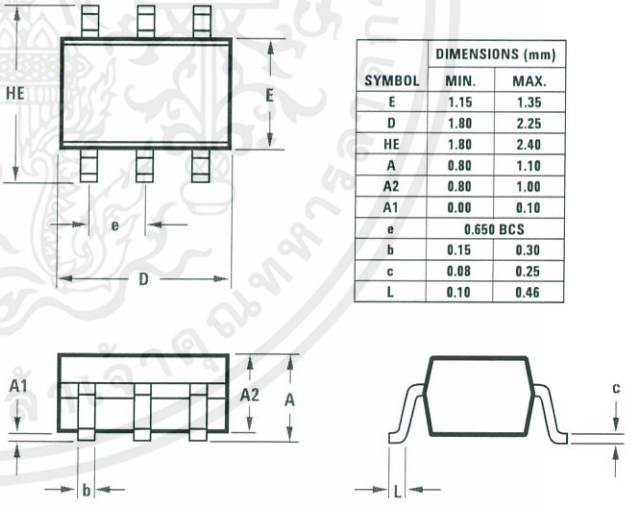
Outline 143 (SOT-143)



SYMBOL	DIMENSIONS (mm) MIN.	MAX.
A	0.79	1.097
A1	0.013	0.10
B	0.36	0.54
B1	0.76	0.92
C	0.086	0.152
D	2.80	3.06
E1	1.20	1.40
e	0.89	1.02
e1	1.78	2.04
e2	0.45	0.60
E	2.10	2.65
L	0.45	0.69

Notes:
XXX-package marking
Drawings are not to scale

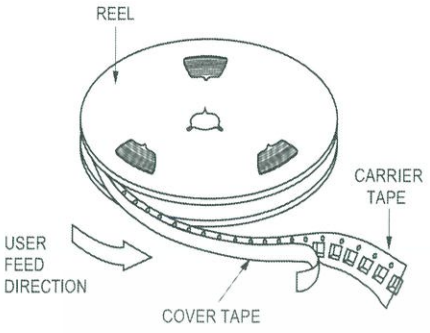
Outline SOT-363 (SC-70 6 Lead)



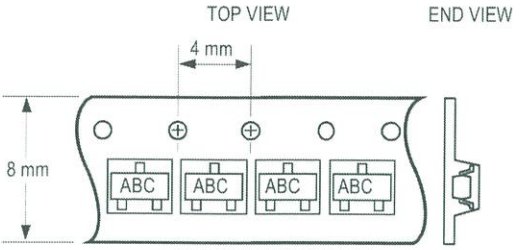
SYMBOL	DIMENSIONS (mm) MIN.	MAX.
E	1.15	1.35
D	1.80	2.25
HE	1.80	2.40
A	0.80	1.10
A2	0.80	1.00
A1	0.00	0.10
e	0.650 BCS	
b	0.15	0.30
c	0.08	0.25
L	0.10	0.46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
d from Elcodis.com electronic components distributor

Device Orientation

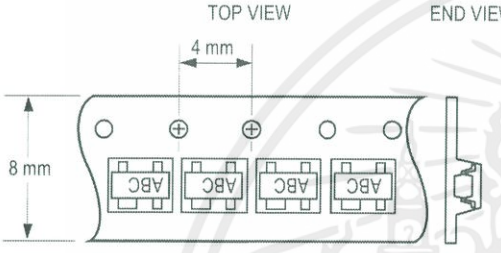


For Outlines SOT-23, -323



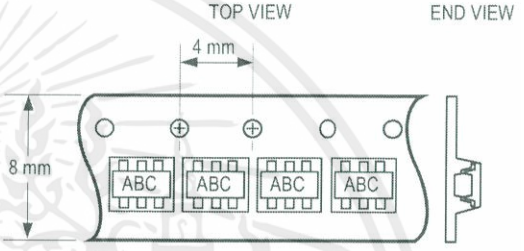
Note: "AB" represents package marking code.
"C" represents date code.

For Outline SOT-143



Note: "AB" represents package marking code.
"C" re presents date code.

For Outline SOT-363

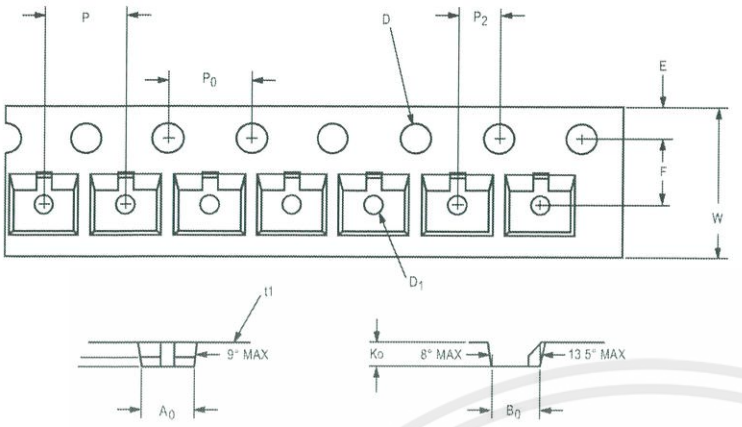


Note: "AB" represents package marking code.
"C" represents date code.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

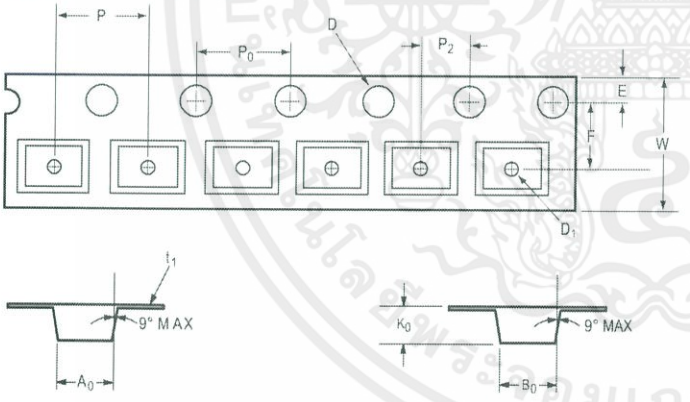
d from Elcodis.com electronic components distributor

Tape Dimensions and Product Orientation For Outline SOT-23



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A_0	3.15 ± 0.10	0.124 ± 0.004
	WIDTH	B_0	2.77 ± 0.10	0.109 ± 0.004
	DEPTH	K_0	1.22 ± 0.10	0.048 ± 0.004
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D_1	1.00 + 0.05	0.039 ± 0.002
PERFORATION	DIAMETER	D	1.50 + 0.10	0.059 + 0.004
	PITCH	P_0	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	8.00+0.30 −0.10	0.315+0.012 −0.004
	THICKNESS	t1	0.229 ± 0.013	0.009 ± 0.0005
DISTANCE BETWEEN CENTERLINE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P_2	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002

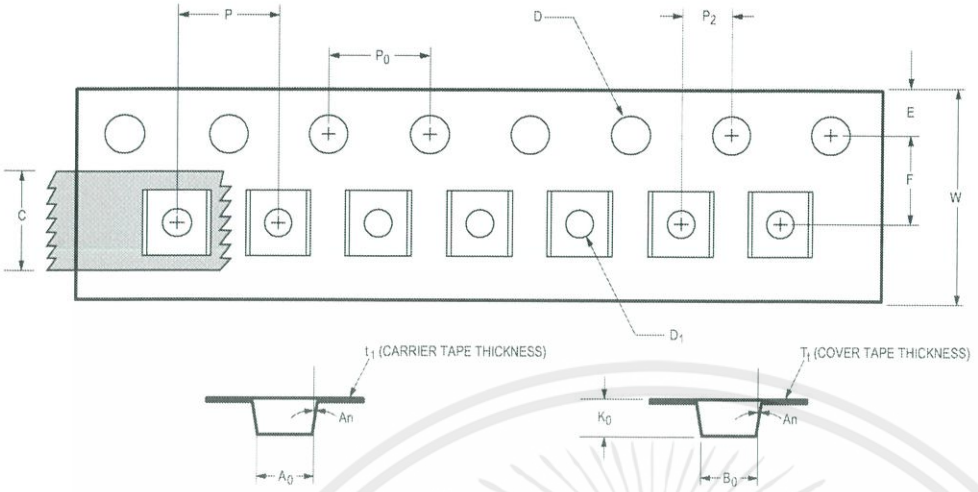
For Outline SOT-143



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A_0	3.19 ± 0.10	0.126 ± 0.004
	WIDTH	B_0	2.80 ± 0.10	0.110 ± 0.004
	DEPTH	K_0	1.31 ± 0.10	0.052 ± 0.004
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D_1	1.00 + 0.25	0.039 + 0.010
PERFORATION	DIAMETER	D	1.50 + 0.10	0.059 + 0.004
	PITCH	P_0	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	8.00 +0.30 −0.10	0.315+0.012 −0.004
	THICKNESS	t1	0.254 ± 0.013	0.0100 ± 0.0005
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P_2	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
d from Elcodis.com electronic components distributor

Tape Dimensions and Product Orientation For Outlines SOT-323, -363



DESCRIPTION		SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A_0	2.40 ± 0.10	0.094 ± 0.004
	WIDTH	B_0	2.40 ± 0.10	0.094 ± 0.004
	DEPTH	K_0	1.20 ± 0.10	0.047 ± 0.004
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D_1	1.00 + 0.25	0.039 + 0.010
PERFORATION	DIAMETER	D	1.55 ± 0.05	0.061 ± 0.002
	PITCH	P_0	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	8.00 ± 0.30	0.315 ± 0.012
	THICKNESS	t_1	0.254 ± 0.02	0.0100 ± 0.0008
COVER TAPE	WIDTH	C	5.4 ± 0.10	0.205 ± 0.004
	TAPE THICKNESS	T_t	0.062 ± 0.001	0.0025 ± 0.00004
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P_2	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002
ANGLE	FOR SOT-323 (SC70-3 LEAD)	An	8 °C MAX	
	FOR SOT-363 (SC70-6 LEAD)		10 °C MAX	

Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
HSMS-282x-TR2G	10000	13" Reel
HSMS-282x-TR1G	3000	7" Reel
HSMS-282x-BLKG	100	antistatic bag

x = 0, 2, 3, 4, 5, 7, 8, 9, B, C, E, F, K, L, M, N, P or R

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site: **www.avagotech.com**

Avago, Avago Technologies, and the A logo are trademarks of Avago Technologies in the United States and other countries.
Data subject to change. Copyright © 2005-2009 Avago Technologies. All rights reserved. Obsoletes 5989-4030EN
AV02-1320EN - May 28, 2009

AVAGO TECHNOLOGIES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

d from Elcodis.com electronic components distributor

Agilent Technologies
Innovating the HP Way

Linear Models for Diode Surface Mount Packages

Application Note 1124

Introduction

When linear or non-linear analyses are performed on diode circuits, both the diode chip and its package must be accurately modeled. The diode chip or die itself may be modeled using SPICE parameters, or by a three element linear model as shown in Figure 1.

The three-lead SOT-23 and SOT-323 packages may be modeled as shown in Figure 2. The element values are given in Table 1.

The four-lead SOT-143 package is modeled as shown in Figure 3, with circuit element values given in Table 1.

The six-lead SOT-363 package is described in Figure 4 with element values specified in Table 1.

Note that two package linear equivalent circuits exist for the SOT-3x3 packages. One provides accurate modeling from DC to 3 GHz, while the other can be used at frequencies as high as 6 GHz.

These data are subject to change without notice. Please contact your Agilent Component salesperson for the latest revision of this application note.

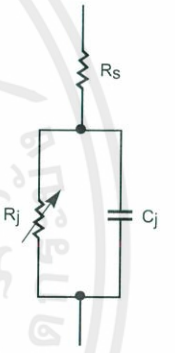


Figure 1. Linear model of a diode chip

Table 1.

	Element:	L_L	C_L	C_P	C_C	L_B
	Description:	**Leadframe Inductance**	**Leadframe Capacitance**	**Package Capacitance**	**Coupling Capacitance**	**Bondwire Inductance**
	Units:	**nH**	**pF**	**pF**	**pF**	**nH**
SOT-23/SOT-143	to 3 GHz	0.50	0	0.080	0.060	1.0
SOT-3x3	to 3 GHz	0.40	0	0.030	0.035	0.70
SOT-3x3	to 6 GHz	0.80	0.050	0.030	0.035	0.70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

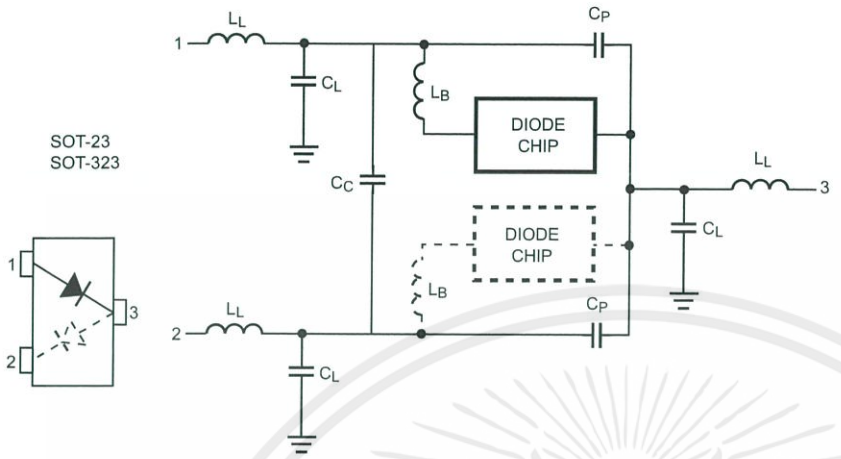


Figure 2. Model of the SOT-23 and SOT-323 packages

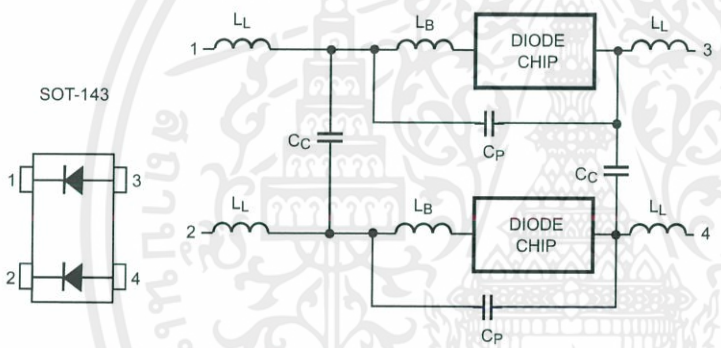


Figure 3. Model of the SOT-143 package

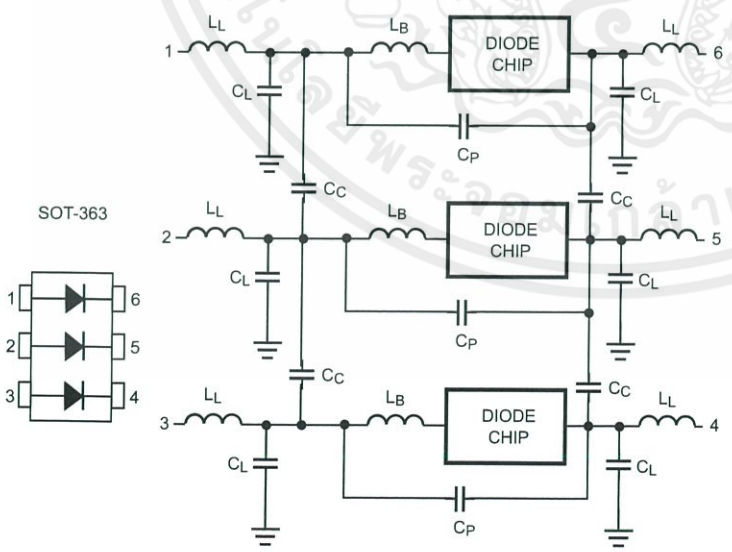


Figure 4. Model of the SOT-363 package

Data subject to change.
Copyright © 1999 Agilent Technologies, Inc.
5966-0399E (11/99)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้