

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุโดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ต
ที่หามาจากแบบจำลอง SPICE

DESIGNING RF AMPLIFIERS USING TWO-PORT PARAMETERS
EXTRACTED FROM SPICE MODEL

สันติ ชวนนกก
SANTI CHUANNOK

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-712-2

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุโดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ต
ที่หามาจากแบบจำลอง SPICE

DESIGNING RF AMPLIFIERS USING TWO-PORT PARAMETERS
EXTRACTED FROM SPICE MODEL



สันติ ชวนนอก

SANTI CHUANNOK

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 47605
วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

ISBN 974-324-712-2

**DESIGNING RF AMPLIFIERS USING TWO-PORT PARAMETERS
EXTRACTED FROM SPICE MODEL**

SANTI CHUANNOK

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT ' S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2003

ISBN 974-324-712-2

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุโดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ตที่หา
มาจากแบบจำลอง SPICE
DESIGNING RF AMPLIFIERS USING TWO-PORT PARAMETERS
EXTRACTED FROM SPICE MODEL

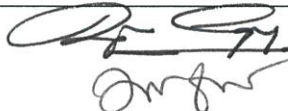
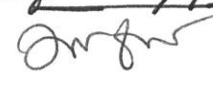


ชื่อนักศึกษา นายสันติ ชวนนอก

รหัสประจำตัว 41061090

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ประภากร สุวรรณะ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.พลผลุง	ผลุงกุล	
ผศ.ดร.อภิรักษ์	ชนชานนท์	
ผศ.ดร.วรากร	เกษมสุวรรณ	ว.ก. เกษมสุวรรณ
รศ.ดร.มนัส	สังวรศิลป์	
ผศ.ประภากร	สุวรรณะ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 19 พฤษภาคม 2546 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว


(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัครฐ)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....30.....เดือน.....กรกฎาคม.....พ.ศ.....๒546.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุโดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ตที่หามาจากแบบจำลอง SPICE
นักศึกษา	นายสันติ ชวนนอก
รหัสนักศึกษา	41061090
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. ประภากร สุวรรณะ

บทคัดย่อ

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กย่านความถี่วิทยุ (Small-signal RF Amplifiers) สามารถทำได้อย่างเป็นระบบมีขั้นตอนที่แน่นอน [1] โดยใช้ทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ต โดยมีพารามิเตอร์สองพอร์ตอยู่ 2 ชนิดที่ใช้งานกันอย่างกว้างขวางคือ Y พารามิเตอร์ (Y-parameter) และ S พารามิเตอร์ (S-parameter) ซึ่งพารามิเตอร์ทั้ง 2 ชนิดต่างก็มีข้อได้เปรียบและเสียเปรียบในแง่ของวิธีการวัดหาค่าพารามิเตอร์และการใช้งาน แต่ทว่าก็ไม่สำคัญเท่ากับว่า เราจะได้พารามิเตอร์ดังกล่าวมาได้อย่างไรและมีความถูกต้องแม่นยำเพียงใดหรือว่าหาข้อมูลได้ตรงกับความต้องการหรือไม่ เพราะนั่นจะส่งผลโดยตรงต่อคุณสมบัติต่างๆของวงจรที่เราทำการออกแบบว่าตรงกับเป้าหมายของการออกแบบที่กำหนดเอาไว้หรือไม่ ด้วยเหตุที่ในปัจจุบันรวมทั้งแนวโน้มในอนาคตทางด้านผู้ผลิตอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำส่วนใหญ่จะเผยแพร่แบบจำลอง SPICE ของอุปกรณ์ชนิดต่างๆมาในรูปแบบของแผ่นข้อมูล (Data sheet) [2] หรือหนังสือข้อมูล (Databook) [3] ของอุปกรณ์นั้นๆรวมทั้งเปิดโอกาสให้ดาวน์โหลดข้อมูลได้ทางเว็บไซต์ (Web site) [4] จึงทำให้ข้อมูลแบบจำลอง SPICE ของอุปกรณ์สามารถหาได้ง่ายมากขึ้น จากเหตุผลดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวิธีการนำเอาแบบจำลอง SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตโดยโปรแกรมที่เขียนขึ้นเองในรูปแบบของ Script file ของโปรแกรม MATLAB เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำกว่าย่าน UHF โดยใช้ S พารามิเตอร์ ซึ่งพารามิเตอร์สองพอร์ตที่ได้จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำนายอัตราขยายกำลังได้ใกล้เคียงกับพารามิเตอร์ที่ทำโดยใช้โปรแกรม PSpice® และจากการทดลองวัดค่าอัตราขยายกำลังของอุปกรณ์และอัตราขยายกำลังของวงจรที่ออกแบบโดยค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตที่หามา ค่าอัตราขยายกำลังของอุปกรณ์และอัตราขยายกำลังของวงจรมีผลต่างกับค่าที่ได้จากการคำนวณไม่เกิน 2 เดซิเบล

Thesis Title	Designing RF Amplifiers Using Two-Port Parameters Extracted From SPICE Model
Student	Mr. Santi Chuannok
Student ID.	41061090
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Asst. Prof. Prapakorn Suwanna

ABSTRACT

Using two-port network theory , we can systemize [1] the small-signal RF amplifiers design. There are two types of two-port parameters widely used for this purpose, those are S-parameter and Y-parameter. In the use and measurement point of view, the two possess different advantages over each other. However, this is not as important as how we can get them, their accuracy and does it serve our design targets. Because these will affect the design results directly. Incidentally, Information from the semiconductor device manufacturers in the present and trend in the future will include the SPICE model of their devices in the published datasheet[2] and databook[3]. In addition, the SPICE model can be easily downloaded from the semiconductor device manufacturer's website[4], so the SPICE model of a device is easy available. Because of all the reasons mentioned, this thesis presents how to extract two-port parameters of the bipolar transistors from their SPICE model, without entering SPICE simulator as usual, but with the developed program in form of Scrip files of MATLAB, so as to use the extracted parameters for designing the small-signal RF amplifier operating at frequencies lower UHF range using S-parameters. The two-port parameters extracted with the developed program are able to predict the power gain of the transistors with acceptable difference compare to the one extracted with PSpice®. Based on experimentations, the transducer power gain of the transistors and that of the implemented amplifiers differ from the calculated one less than 2 dB.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ผู้เขียนขอขอบพระคุณทุกท่านดังต่อไปนี้

ผศ. ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษาที่กรุณาชี้แนวทาง ให้คำแนะนำและความคิดเห็นที่เป็นประโยชน์ต่อการวิจัย ทั้งเรื่องอำนวยความสะดวกและสถานที่ รวมทั้งการให้กำลังใจและจัดอุปสรรคต่างๆที่เกิดขึ้นในระหว่างการศึกษาด้วยความเมตตาเสมอมา

รศ.ดร. สุรพันธ์ เอื้อไพบูลย์ และ ดร. ยุทธนา ทิศจิตใจเดียว ผู้ที่ให้ความอนุเคราะห์ช่วยจัดปัญหาในการศึกษาภาควิชาบรรยายทั่วไป ช่วยให้ผู้เขียนสามารถสำเร็จการศึกษาได้

ผศ. พลผดุง ผดุงกุล และ ผศ.ดร. อภินันท์ ธนชยานนท์ ซึ่งให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ในการสอบเค้าโครงวิทยานิพนธ์

คุณ เศรษฐศักดิ์ บุญเทียม และคุณ ประพัศ ชุ่มชัยรัตน์ เพื่อนนักศึกษาร่วมอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ซึ่งให้ความช่วยเหลือและคำติชม รวมทั้งตำราที่เป็นประโยชน์ต่อการศึกษามาของข้าพเจ้า

เจ้าหน้าที่บัณฑิตวิทยาลัยและเจ้าหน้าที่ห้องสมุดทุกท่านผู้ซึ่งอยู่เบื้องหลังความสำเร็จของนักศึกษา ณ สถาบันแห่งนี้

คุณแม่ พี่สาวและหลานๆผู้ซึ่งคอยให้กำลังใจอย่างเต็มกำลัง

คุณพรทิพย์ ทองคำ ผู้ซึ่งช่วยพิมพ์เนื้อหาวิทยานิพนธ์

สันติ ชนวนนอก

สารบัญ

	หน้า	
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II	
กิตติกรรมประกาศ.....	III	
สารบัญ.....	IV	
สารบัญตาราง.....	VI	
สารบัญรูป.....	VII	
บทที่ 1 บทนำ		
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1	
1.1.1 ความเป็นมาของปัญหา	1	
1.1.2 ความสำคัญของปัญหา	3	
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3	
1.3 สมมติฐานของการวิจัย.....	4	
1.4 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4	
1.5 ขอบเขตการวิจัย	4	
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	4	
1.7 เค้าโครงของวิทยานิพนธ์.....	5	
บทที่ 2 ทฤษฎีสายส่งสำหรับการออกแบบวงจรขยาย		7
2.1 ความรู้พื้นฐานสำหรับการใช้งานสายส่ง	7	
2.2 สมิทชาร์ต (Smith Chart)	16	
2.3 การใช้สมิทชาร์ตในการออกแบบวงจรขยาย	25	
2.3.1 การใช้สมิทชาร์ตในการออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมตชิง	26	
2.3.2 หลักการและหน้าที่ของวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์	26	
2.3.3 หลักการคำนวณหาค่าองค์ประกอบวงจรชนิดตัวแอล	29	
2.3.4 วิธีการหาค่าองค์ประกอบของวงจรชนิดตัวทีและไพ	32	
2.3.5 การออกแบบวงจรแมตชิงโดยใช้สมิทชาร์ต	35	

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ต	40
3.1 Y พารามิเตอร์	40
3.2 ค่าเสถียรภาพของ Linvill และ Stern	41
3.3 การปรับปรุงค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์.....	46
3.3.1 วิธี Shunt feedback	46
3.3.2 วิธี Resistive Loading	47
3.3.3 วิธีดีเจนเนอเรชัน	47
3.4 ความเข้าใจเกี่ยวกับ S พารามิเตอร์	48
3.5 ความรู้พื้นฐานสำหรับการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ	
ขนาดเล็กน้อยความถี่วิทยุโดยใช้ S พารามิเตอร์	52
3.5.1 การตรวจสอบค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์	56
3.5.1.1 $K > 1$ และ $\Delta < 1$	57
3.5.1.2 $K < 1$ และ $\Delta < 1$	57
3.5.2 เลือกค่า Γ_S และ Γ_L เพื่อให้วงจรทำงานตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการ	57
3.5.2.1 ในกรณีที่ $K > 1$ และ $\Delta < 1$	57
3.5.2.2 ในกรณีที่ $K < 1$ และ $\Delta < 1$	58
3.6 ตัวอย่างการคำนวณ	58
บทที่ 4 การหาพารามิเตอร์สองพอร์ตจากแบบจำลอง SPICE	61
4.1 การจำลองพฤติกรรมของไดโอดด้วยแบบจำลอง SPICE	61
4.1.1 สถานะสมดุลอุณหภูมิจาก SPICE	61
4.1.2 สถานะไบแอสกลับ	63
4.1.3 สถานะไบแอสเดินหน้า	64
4.1.4 ปรากฏการณ์ทุติยภูมิในไดโอด	65
4.1.4.1 การรวมตัวกันใหม่ของพาหะและผลของพาหะ	
ที่ถูกลดข้ามรอยต่อปริมาณสูง	66

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.1.4.2 ความต้านทานแฝง	67
4.1.5 แบบจำลอง SPICE ของไดโอด	68
4.1.5.1 ค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ ได้รับไบแอสกลับ	69
4.1.5.2 แบบจำลอง SPICE ของค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ ได้รับไบแอสกลับ	73
4.1.5.3 ค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ ได้รับไบแอสตรง	74
4.2 แบบจำลอง SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	77
4.2.1 หลักการทำงานของ BJT	77
4.2.2 แบบจำลอง Ebers-Moll	81
4.2.2.1 แบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินжекชัน	82
4.2.2.2 แบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันทรานส์พอร์ต	84
4.2.2.3 แบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชัน SPICE	86
4.2.2.4 ปรากฏการณ์ทุติยภูมิในแบบจำลอง Ebers-Moll	88
4.2.2.5 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่และสัญญาณขนาดเล็ก	91
4.2.3 แบบจำลองของ Gummel-Poon	93
4.2.4 สรุปความหมายของ SPICE พารามิเตอร์	95
4.3 สมการและวิธีการหาจุดการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	100
4.4 สมการหาค่าประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ	102
4.5 ขอบเขตความสามารถของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ	103
4.6 สมการหา Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ	104
บทที่ 5 ขั้นตอนและวิธีการออกแบบวงจรขยายโดยใช้โปรแกรม MATLAB [®]	106
5.1 ส่วนที่รับข้อมูลจากผู้ใช้	108
5.2 ส่วนตรวจสอบและปรับค่าเสถียรภาพ	118
5.2.1 การใช้สมิทชาร์ตในการพิจารณาค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์	122
5.2.2 การหาค่าตัวต้านทานโหลดดึง	125
5.3 ส่วนของการคำนวณอัตราขยายกำลัง	134

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3.1 การออกแบบโดยอาศัยสมการ G_p	135
5.3.2 การออกแบบโดยอาศัยสมการ G_A	136
5.4 ส่วนของการคำนวณหาองค์ประกอบปรับค่าแบนด์วิดท์และแมตริงอิมพีแดนซ์	144
5.4.1 ส่วนของการคำนวณหาองค์ประกอบปรับค่าแบนด์	144
5.4.2 การคำนวณหาองค์ประกอบวงจรแมตริง	147
5.5 ส่วนของการคำนวณหาองค์ประกอบสำหรับการจัดไบแอสทรานซิสเตอร์	155
บทที่ 6 ผลการทดลองหรือการวิเคราะห์	158
6.1 วิธีการทดลอง	158
6.1.1 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	158
6.1.2 วิธีการทดลอง	158
6.1.3 การหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์	159
6.1.4 การหา Y พารามิเตอร์	160
6.1.5 การวัดค่าอัตราขยายกำลัง	162
6.2 ผลการทดลอง	166
6.2.1 ผลการหาจุดการทำงาน	166
6.2.2 ผลการคำนวณค่า Y พารามิเตอร์	169
6.2.3 ผลการวัดอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์	171
6.2.4 ผลการวัดค่าอัตราขยายกำลังวงจรขยาย	174
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	179
7.1 สรุปผลการวิจัย	179
7.2 ประโยชน์ที่จะได้รับ	180
7.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต	181
เอกสารอ้างอิง	183

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก	186
ก. การแปลงค่า S และ Y พารามิเตอร์.....	186
ก.1 การแปลง S พารามิเตอร์เป็น Y พารามิเตอร์	186
ก.2 การแปลง Y พารามิเตอร์เป็น S พารามิเตอร์	188
ข. การหาผลเฉลยของสมการปัวซอง(Poisson)สำหรับ Depletion- Layer Capacitance	189
ข.1 ผลเฉลยสมการปัวซองสำหรับรอยต่อชนิดชั้นบันได	189
ข.2 ผลเฉลยของสมการปัวซองสำหรับรอยต่อชนิดลาด	196
ค. ตัวอย่างการออกแบบ	200
ประวัติผู้เขียน.....	213

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์ที่จำเป็นสำหรับ การหาพารามิเตอร์สองพอร์ตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	100
6.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N5179 และ MPS5179 ที่ใช้ในการทดลอง	158
6.2 เปรียบเทียบค่าไบแอสที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม AmpDe.m กับค่าที่ได้จากการจำลองโดยใช้โปรแกรม OrCAD PSpice® เวอร์ชัน 9.1	166
6.3 เปรียบเทียบค่าไบแอสที่ได้จากการจำลองผลและผลการทดลองเมื่อให้ทรานซิสเตอร์ ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ โดยมีส่วนประกอบวงจรดังรูปที่ 6.8	167
6.4 เปรียบเทียบค่าไบแอสที่ได้จากการจำลองผลและผลการทดลองเมื่อให้ทรานซิสเตอร์ ทำงานที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ โดยมีส่วนประกอบวงจรดังรูปที่ 6.9.....	167
6.5 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice® กับค่าที่ได้จากการ คำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และค่าความถี่ 27 MHz	169
6.6 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice® กับค่าที่ได้จากการ คำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และค่าความถี่ 150 MHz	169
6.7 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice® กับค่าที่ได้จากการ คำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และค่าความถี่ 27 MHz	170
6.8 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice® กับค่าที่ได้จากการ คำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และค่าความถี่ 150 MHz	170
6.9 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ($ S_{21} $)จากการคำนวณกับผลการ ทดลองที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz และ 150 MHz	171
6.10 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ($ S_{21} $ และ $ S_{12} $)จากการคำนวณ กับผลการทดลองที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 M.....	173

สารบัญตาราง(ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.11 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ($ S_{21} $)จากการคำนวณ กับผลการทดลองที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CC} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz	173
6.12 แสดงค่าตัวแปรในการออกแบบวงจรให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz ดังรูปที่ 6.15.....	174
6.13 แสดงค่าตัวแปรในการออกแบบวงจรให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz ดังรูปที่ 6.17.....	176
6.14 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของวงจรที่ได้จากการคำนวณกับผลการ ทดลองเมื่อวงจรถูกออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz ดังวงจรในรูปที่ 6.18	176
6.15 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของวงจรที่ได้จากการคำนวณกับผลการ ทดลองเมื่อวงจรถูกออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz ดังวงจรในรูปที่ 6.20	178

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงโครงสร้างของสายส่งชนิดโคแอกเซียล	7
2.2 แสดงวงจรสมมูลที่เกิดจากโครงสร้างของสายส่งชนิดโคแอกเซียล	8
2.3 แสดงวงจรสมมูลทั่วไปที่เกิดจากโครงสร้างของสายส่ง	9
2.4 แสดงการต่อโหลดและแหล่งกำเนิดสัญญาณโดยใช้สายส่ง	13
2.5 แสดงการต่อโหลดที่ปลายสายส่งและหาค่า Γ_0 ที่โหลด	15
2.6 แสดงวงกลมค่ารีแอกแตนซ์คงที่บนสมิทชาร์ต	18
2.7 แสดงวงกลมค่าความต้านทานคงที่บนสมิทชาร์ต	19
2.8 เปรียบเทียบโครงสร้างของ Z-Smith chart กับ Y-Smith chart	20
2.9 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปเชิงขั้วบนสมิทชาร์ต.....	21
2.10 แสดงโครงสร้างโดยรวมของสมิทชาร์ต	22
2.11 แสดงการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ ที่มองเข้าไปยังสายส่ง ณ ตำแหน่ง z ใดๆ โดยใช้สมิทชาร์ตในตัวอย่าง 2.1.....	25
2.12 แสดงแหล่งกำเนิดและโหลดที่ต่อกัน โดยไม่มีวงจรแมตชิง	26
2.13 แสดงแหล่งกำเนิดและโหลดที่ต่อกัน โดยมีวงจรแมตชิง เพื่อให้เกิดการถ่ายโอนกำลังสูงสุด.....	28
2.14 แสดงวงจรแมตชิงชนิดตัวแอล วงจรชนิดตัวที และชนิดตัวไพ	28
2.15 แสดงการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้าน R_{HIGH} และ R_{LOW}	29
2.16 แสดงการพิจารณาว่าด้านใดเป็น R_{HIGH} และ R_{LOW} ในตัวอย่าง 2.2	30
2.17 แสดงการแปลงจากวงจรอนุกรมเป็นวงจรขนานในตัวอย่าง 2.2	30
2.18 แสดงผลจากการแปลงจากวงจรอนุกรมเป็นวงจรขนานในตัวอย่าง 2.2	31
2.19 แสดงการนำ X_p ต่อขนานกับ R_{HIGH} และการนำ X_s ต่ออนุกรมกับ R_{LOW}	31
2.20 แสดงวงจรแมตชิงที่ออกแบบได้ในตัวอย่าง 2.2	32
2.21 แสดงการสร้างวงจรแมตชิงชนิดตัวทีและไพจากวงจรชนิดตัวแอล	32
2.21(ต่อ) แสดงการสร้างวงจรแมตชิงชนิดตัวทีและไพจากวงจรชนิดตัวแอล	33
2.22 แสดงการกำหนดค่า Q ของวงจรแมตชิงชนิดตัวทีและไพโดยใช้ R_{in}	33
2.23 รูปประกอบการพิจารณาเลือกส่วนประกอบของวงจรชนิดตัวทีในตัวอย่าง 2.3.....	34

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.24 แสดงการเลือกให้ส่วนประกอบของวงจรชนิดตัวที่ทางขวามือเป็น ตัวเหนี่ยวนำเพื่อให้ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่มากขึ้นและง่ายต่อการสร้างจริง	34
2.25 แสดงวงจรแมตริงชนิดตัวที่ได้จากการออกแบบตามตัวอย่าง 2.3.....	35
2.26 แสดงผลของการต่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแบบอนุกรม หรือขนานกับค่าอิมิตแดนซ์ใดๆบนสมิทชาร์ต	36
2.27 แสดงการทำอิมพีแดนซ์แมตริงโดยใช้สมิทชาร์ต.....	38
3.1 โคจรข่ายสองพอร์ตโดยทั่วไป	39
3.2 แสดงองค์ประกอบวงจรขยายโดยทั่วไปในรูปของ Y พารามิเตอร์	41
3.3 แบบจำลองที่ใช้ในการหาค่า Stern's k factor	44
3.4 แสดงการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธี Shunt feedback	46
3.5 แสดงการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธี Resistive Loading	47
3.6 แสดงการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธีดีเจนเนอเรชัน	47
3.7(ก) โคจรข่ายสองพอร์ตโดยทั่วไป	48
3.7(ข) โคจรข่ายสองพอร์ตที่แทนด้วย S พารามิเตอร์	49
3.7(ค) นิยามของโคจรข่ายสองพอร์ตที่แทนด้วย S พารามิเตอร์.....	49
3.8(ก) แสดงหลักการวัดค่า S_{11} และ S_{21}	51
3.8(ข) แสดงหลักการวัดค่า S_{12} และ S_{22}	52
3.9 แสดงองค์ประกอบของวงจรขยายย่านความถี่วิทยุ	52
3.10 แสดงองค์ประกอบวงจรขยายด้วยตัวแปรในรูป ของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ	53
3.11 แสดงองค์ประกอบวงจรขยายเฉพาะส่วนที่เกี่ยวกับสัญญาณ (ไม่รวมวงจรไบแอส)ที่ได้จากตัวอย่างการคำนวณ	60
4.1 แสดงการไบแอสรอยต่อพี-เอ็นแบบต่างๆ	62
4.2 แสดงค่าความต้านทานแฝงที่เกิดในโครงสร้างของไดโอด.....	68
4.3 แสดงแบบจำลอง SPICE ของไดโอดสำหรับไฟฟ้ากระแสตรง	68
4.4 แสดงความกว้างของบริเวณปลอดพาหะในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับ.....	70

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 แสดงโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็น	71
4.6 แสดงความหนาแน่นฟลักซ์ในบริเวณปลอดพาหะที่ตำแหน่ง x และตำแหน่ง $x + \Delta x$	73
4.7 แสดงให้เห็นประจุของพาหะส่วนน้อย ณ ตำแหน่งขอบของบริเวณปลอดพาหะ	75
4.8 แสดงแบบจำลอง SPICE ของไดโอดที่รวมค่าความจุในรอยต่อ $C_D = C_S + C_d$	76
4.9 แสดงแนวคิดในการสร้างและโครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพี	78
4.10 แสดงกลไกการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น	79
4.11 แสดงแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินжекชัน	83
4.12 แสดงแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันทรานส์พอร์ต	85
4.13 แสดงแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชัน SPICE	86
4.14 แสดงแรงดันไบแอสกลับของรอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ที่ทำให้เกิด Early effect	89
4.15 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์	92
4.16 แสดงข้อของแรงดันและทิศทางการเสถียรภาพที่ขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์	100
4.17 แสดงวงจรสมมูลไฮบริด-ไพของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	102
4.18 แสดงวงจรในการหาค่า y_{11} และ y_{21} ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ	104
4.19 แสดงวงจรในการหาค่า y_{12} และ y_{22} ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ	104
5.1 แสดงส่วนประกอบหลักของโปรแกรม AmpDe.m	107
5.2 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมน้อย Data_Entry.m	109
5.3 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมน้อย SPICE.m	114
5.4 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมน้อย DC.m	115
5.5 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมน้อย Hybrid_PI.m	116
5.6 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมน้อย hybrid_pi2y.m	117
5.7 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมน้อย IAM.m	118
5.8 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมน้อย Stability.m	120
5.9 แสดง Stability circle	124
5.10 แสดง Stability circle ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข	124
5.11 แสดงการเพิ่มตัวต้านทาน โหลดคิงเพื่อปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์	125

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 แสดงการหาค่าความต้านทาน โหลดคิงโดยอาศัย Stability circle	126
5.13 แสดงส่วนประกอบที่ใช้ในการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์	127
5.14 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Shunt.m	128
5.15 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย R1.m	129
5.15 (ต่อ)	130
5.16 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย R2.m	131
5.16 (ต่อ).....	132
5.17 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย COMPOSITE.m	133
5.18 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย GAIN.m	138
5.18 (ต่อ)	139
5.19 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย GP.m	140
5.19 (ต่อ)	141
5.20 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย GA.m	142
5.20 (ต่อ)	143
5.21 แสดงค่าแอดมิตแดนซ์ของวงจรถายทางด้านอินพุตเมื่อเกิดเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์.....	144
5.22 แสดงการเพิ่มตัวเก็บประจุเพื่อปรับเบนคิวิตที่ทางด้านอินพุต	146
5.23 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย BW.m	149
5.23 (ต่อ)	150
5.24 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Matching.m	151
5.24 (ต่อ)	152
5.24 (ต่อ)	153
5.24 (ต่อ)	154
5.25 แสดงวงจรแอกทีฟไบแอส	155
5.26 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย BIAS.m	157
6.1 แสดงวงจรสำหรับหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่สามารถกำหนดค่า V_{CE} และ I_C ได้	159
6.2 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้ทรานซิสเตอร์โดยใช้วงจรแอกทีฟไบแอส.....	160

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3 แสดงวงจรที่ใช้หาค่า y_{12} และ y_{22} ของทรานซิสเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSpice®	161
6.4 แสดงวงจรที่ใช้หาค่า y_{11} และ y_{21} ของทรานซิสเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSpice®	161
6.5 แสดงการแยกสมการของ Transducer power gain ออกเป็น 3 ส่วน	162
6.6 แสดงวงจรถยายสัญญาณที่ไม่มีการทำอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง	163
6.7 แสดงหลักการต่อวงจรเพื่อวัดอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์	164
6.8 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$	168
6.9 แสดงวงจรถยายความถี่ 27 MHz ที่ใช้ในการวัดจุดการทำงาน ของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$	168
6.10 แสดงแหล่งกำเนิดสัญญาณและ Spectrum Analyzer ที่ใช้วัด Transducer power gain ของทรานซิสเตอร์และวงจรถยาย	171
6.11 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz ดังผลในตารางที่ 6.9	172
6.12 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 150 MHz ดังผลในตารางที่ 6.9	172
6.13 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 MHz ดังผลในตารางที่ 6.10	173
6.14 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz ดังผลในตารางที่ 6.11	174
6.15 แสดงวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 MHz	175
6.16 แสดงวงจรจริงที่สร้างจากวงจรรูปที่ 6.15	175
6.17 แสดงวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 MHz	176
6.18 แสดงวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz	177
6.19 แสดงวงจรจริงที่สร้างจากวงจรรูปที่ 6.18	177

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.20 แสดงวงจรรขยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz	178

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

1.1.1 ความเป็นมาของปัญหา

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่า การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กย่านความถี่วิทยุ (Small-signal RF amplifiers) นั้นจะใช้ทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ต (Two-port network theory) เข้ามาช่วย ไม่ว่าจะเป็น Y พารามิเตอร์หรือ S พารามิเตอร์ก็ตาม [1] ซึ่งช่วยให้ขั้นตอนต่างๆ ในการออกแบบวงจรง่ายขึ้นมากทั้งการวิเคราะห์หรือตรวจสอบความมีเสถียรภาพ (Stability) ของทรานซิสเตอร์หรือวงจร การหาค่าอัตราขยายกำลัง (Power gain) ของวงจร ค่าอิมพีแดนซ์ ทางด้านเข้าและขาออก ตลอดจนประสิทธิภาพเชิงสัญญาณรบกวน (Noise performance) [5] นอกจากนี้ หากมีการป้อนกลับ (Feedback) สัญญาณในรูปแบบต่างๆ ถูกรวมเข้าไปในวงจร จะด้วยจุดประสงค์เพื่อปรับปรุงค่าเสถียรภาพของวงจรหรือเพื่อขยายแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของวงจรหรือแม้กระทั่งเพื่อปรับค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้าหรือขาออกก็ตาม องค์ประกอบ สำหรับการป้อนกลับที่เพิ่มเข้าไปเหล่านั้นก็สามารถถูกมองให้อยู่ในรูปของ โครงข่ายสอง พอร์ตได้ทั้งสิ้น [6] จากเหตุข้างต้นจึงทำให้การออกแบบวงจรและผลของการออกแบบขึ้นอยู่กับ ความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์สองพอร์ต (Two-port parameters) ของอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการ ออกแบบ รวมทั้งประสบการณ์ทางด้านปฏิบัติของผู้ออกแบบวงจร เช่น การจัดวาง อุปกรณ์ในวงจรและการเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมเป็นสำคัญ

โดยส่วนใหญ่พารามิเตอร์สองพอร์ตของอุปกรณ์จะได้อามาจากสองทางคือ 1. ข้อมูลจากผู้ผลิตอุปกรณ์ที่ให้ข้อมูลเหล่านั้นมาในรูปของแผ่นข้อมูล (Data sheet) และ 2. ได้จากการวัดค่า พารามิเตอร์จากอุปกรณ์ที่จะใช้ในการออกแบบโดยตรง ซึ่งข้อมูลที่ได้มาจากผู้ผลิตอาจอยู่ใน รูปของ Y หรือ S พารามิเตอร์ก็ได้ แต่ก็จะมีข้อแตกต่างกันในแง่ของความสะดวกในการใช้ งานและความยุ่งยากในขบวนการวัดค่า ทั้งนี้เนื่องจากในขบวนการวัดหาค่า Y พารามิเตอร์จะ ต้องมีการลัดวงจร (Shorted-circuit) เพื่อวัดค่ากระแส ทำให้มีความยุ่งยากมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้น เพราะการจัดวางอุปกรณ์แต่ละตัวในวงจรให้เหมาะสมเพื่อลดผลของ อุปกรณ์แฝง (Parasitic) เป็นสิ่งจำเป็น แต่ทว่าการที่ต้องนำโพรบ (Probe) วัดกระแสเข้าไปต่อ รวมในวงจรเพื่อวัดค่า Y พารามิเตอร์จะทำให้การจัดวางอุปกรณ์มีความยากลำบาก ส่งผลให้ ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดไม่มีความเที่ยงตรง ขณะที่ S พารามิเตอร์จะมีความได้เปรียบในแง่ดังกล่าวและเป็นที่ยอมรับใช้งานและเผยแพร่มาในรูปของแผ่นข้อมูลมากกว่า Y พารามิเตอร์ เนื่องจากในขบวนการวัดค่าพารามิเตอร์ไม่ต้องการการลัดวงจร แต่จะใช้วิธีการต่อค่าความ

ด้านทานค่า 50 โอห์ม(ในระบบ 50 โอห์ม)เข้าไปที่พอร์ตของอุปกรณ์ ซึ่งทำได้ง่ายกว่ารวมทั้งค่าความต้านทาน 50 โอห์มนี้ก็ยังมีความที่แน่นอนแม้ความถี่จะสูงถึงย่านไมโครเวฟ[7]ทำให้การวัดค่า S พารามิเตอร์มีความแม่นยำสูงกว่าการวัดค่า Y พารามิเตอร์ แต่ว่าการออกแบบวงจรโดยใช้ S พารามิเตอร์นั้น เราจะทำความเข้าใจยากกว่าเพราะตัวแปรต่างๆจะอยู่ในรูปของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(Reflection coefficient)ซึ่งเราไม่คุ้นเคยเหมือนกับค่าตัวแปรของ Y พารามิเตอร์ที่อยู่ในรูปของค่าความนำ(Conductance)และค่าซัสเซปแตนซ์(Susceptance)

แต่อย่างไรก็ตาม ข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตที่ได้มาจาก 2 แหล่งดังกล่าวก็อาจจะยังไม่สามารถตอบสนองต่อเป้าหมายการออกแบบของเราได้สูงสุด ด้วยเหตุที่ว่า หากเรามีความจำเป็นต้องการออกแบบวงจรให้ทำงานในจุดการทำงานที่แตกต่างไปจากข้อมูลที่ได้มาจากผู้ผลิต จะด้วยเหตุใดๆก็ตาม เช่น มีข้อจำกัดของแหล่งจ่ายไฟหรือค่าความถี่ไม่ตรงกัน เป็นต้น ส่วนข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตที่ได้มาจากการวัดจากตัวอุปกรณ์โดยตรงนั้น หากทำการวัดจากอุปกรณ์ตัวอย่างจำนวนน้อยและไม่ได้ผ่านขบวนการทางสถิติก็จะทำให้ผลผลิต(Yield) ที่ได้จากการออกแบบโดยอาศัยข้อมูลเหล่านั้นมีค่าต่ำ ยิ่งไปกว่านั้น เครื่องมือที่ใช้วัดค่าพารามิเตอร์ เช่น Vector Network Analyzer ยังมีราคาสูงมาก ไม่คุ้มค่ากับการนำมาใช้งานเพื่อออกแบบวงจรที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำกว่า UHF เป็นต้น

จากเหตุผลข้างต้น จะเห็นว่าจะเป็นการเป็นประโยชน์มากถ้าหากเราสามารถหาข้อมูลของพารามิเตอร์สองพอร์ตมาได้ด้วยวิธีการอื่น ประจวบกับการที่แผ่นข้อมูล[2]และเว็บไซต์(Web site)ของผู้ผลิตอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในปัจจุบันที่มีแนวโน้มจะเผยแพร่แบบจำลอง SPICE ของอุปกรณ์มาให้ จึงได้มีการนำเอาแบบจำลอง SPICE มาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรที่ทำงานในย่านความถี่วิทยุ ตัวอย่างเช่น การใช้โปรแกรม PSpice® เพื่อจำลองระบบการวัดค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากแบบจำลอง SPICE โดยอาศัยการสร้าง Directional coupler จากแบบจำลองสายส่ง[8] นอกจากนั้น เรายังสามารถหาค่า Y และ S พารามิเตอร์ได้โดยการใช้ฟังก์ชัน AC SWEEP ของโปรแกรมในตระกูล SPICE Simulator ได้โดยตรง[9] ทว่าการออกแบบวงจรขยายก็ยังไม่มีความสะดวกเท่าที่ควร ทั้งนี้เนื่องจากเราไม่สามารถใช้โปรแกรมในตระกูล SPICE Simulator ในการคำนวณออกแบบวงจรขยาย เช่น การหาค่าเสถียรภาพ(Stability)ของอุปกรณ์ได้ จึงจำเป็นต้องใช้เครื่องมือช่วยคำนวณชนิดอื่น เช่น โปรแกรม MATLAB เข้าช่วย[8][10] จึงเป็นการใช้โปรแกรมประยุกต์สองโปรแกรม ซึ่งวิธีการดังกล่าวจะไม่สะดวกอย่างมาก ถ้าหากเราต้องการเปลี่ยนเงื่อนไขในการออกแบบบ่อยครั้ง

จึงเห็นได้ว่าจะเป็นการเป็นประโยชน์อย่างมาก ถ้าหากเราจะนำเอาค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง SPICE มาใช้เพื่อหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ค่าความถี่และจุดการทำงานใดๆในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟ(Forward active mode)โดยไม่ต้องใช้โปรแกรม

SPICE simulator ซึ่งจะทำให้การออกแบบวงจรขยายมีความสะดวกมากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีการเขียนโปรแกรมเข้ามาช่วยในการคำนวณ

1.1.2 ความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากในปัจจุบันบุคลากรที่ความรู้และประสบการณ์เกี่ยวกับการออกแบบวงจรชนิดต่างๆ ที่ทำงานในย่านความถี่วิทยุ เช่น วงจรขยาย วงจรออสซิลเลเตอร์ ตลอดจนระบบที่มีความซับซ้อนมีความจำเป็นและเป็นที่ต้องการ แต่ทว่า การศึกษาและทดลองเกี่ยวกับวงจรเหล่านี้ในประเทศของเรายังไม่เป็นที่แพร่หลายเท่าที่ควรเมื่อเทียบกับสาขาอื่นๆ เช่น ไมโครคอนโทรลเลอร์ ทักษะการเขียนโปรแกรม เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจาก

- 1.1.2.1 หาซื้ออุปกรณ์ที่ตรงกับความต้องการออกแบบไม่ได้ หรือในทางกลับกันอุปกรณ์ที่ซื้อหาได้มักไม่มีข้อมูลทางเทคนิคมาให้ อีกทั้งมีราคาแพง ทำให้การออกแบบและทดลองสร้างวงจรโดยส่วนใหญ่ ซึ่งพบในวงการนักวิทยุสมัครเล่นจึงต้องใช้เวลาและประสบการณ์ลองผิดลองถูกค่อนข้างมาก
- 1.1.2.2 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของอุปกรณ์ เช่น Vector network analyzer และเครื่องมือวัดทดสอบที่ใช้กับงานย่านความถี่วิทยุเช่น Spectrum Analyzer มีราคาแพงมาก ซึ่งผู้ที่มีศักยภาพที่จะจัดหามาใช้ได้ก็คือ แวดวงอุตสาหกรรมหรือสถานการศึกษาใหญ่ๆ เท่านั้น แต่ผู้ที่สนใจทั่วไปไม่สามารถจัดซื้อหามาใช้งานได้

จากเหตุผลข้างต้น ถ้าหากเราสามารถที่จะใช้สมการของโปรแกรม SPICE ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตได้จากแบบจำลอง SPICE ของอุปกรณ์บวกกับในปัจจุบันความสามารถด้านการใช้คอมพิวเตอร์ในการพัฒนาโปรแกรมที่มีมากขึ้น สามารถที่จะช่วยให้ปัญหาที่กล่าวถึงข้างต้นลดลงไปได้ อันจะส่งผลให้การออกแบบวงจรขยายทำได้สะดวกยิ่งขึ้น สามารถนำทักษะและประสบการณ์ที่ได้นี้ไปขยายผลเพื่อที่จะใช้ในการออกแบบวงจรที่มีความยุ่งยากซับซ้อนกว่าได้ต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

เขียนโปรแกรมในรูปแบบของ Script file ของโปรแกรม MATLAB เพื่อช่วยในการคำนวณออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กย่านความถี่วิทยุในขั้นตอนต่างๆ ตั้งแต่การหาพารามิเตอร์สองพอร์ตจากแบบจำลอง SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ตลอดจนการออกแบบวงจรโดยอาศัย S พารามิเตอร์ แล้วทดลองสร้างวงจรจริงที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำกว่า UHF เพื่อวัดค่าอัตราขยายกำลังของวงจรเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณจากพารามิเตอร์สองพอร์ตซึ่งหามาจาก

โปรแกรมที่เขียนขึ้นเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ โดยการหาพารามิเตอร์สองพอร์ตโดยใช้โปรแกรม SPICE

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

แบบจำลอง SPICE ของอุปกรณ์ที่เผยแพร่จากผู้ผลิตอุปกรณ์นั้นๆ ส่วนมากจะจำลองการทำงานของอุปกรณ์ได้ดีเนื่องจาก ได้ผ่านขบวนการรวบรวมข้อมูลจากการวัดและทดสอบค่าคุณสมบัติต่างๆ แล้วนำมาผ่านกระบวนการทางสถิติ อีกทั้งคุณสมบัติเบี่ยงเบนที่เกี่ยวข้องกับขบวนการและเทคโนโลยีในการผลิตอุปกรณ์ก็ได้ถูกสะท้อนออกมาในรูปของแบบจำลอง SPICE ด้วย จึงทำให้การนำแบบจำลอง SPICE มาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตน่าจะทำให้ผลที่ได้เป็นค่ากลาง (Typical value)[2] ซึ่งจะส่งผลให้ค่าอัตราขยายกำลังที่คำนวณได้สอดคล้องกับการทำงานของอุปกรณ์จริง

1.4 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

สืบเนื่องจากโปรแกรมตระกูล SPICE ใช้วงจรสมมูลไฮบริด-ไพ(Hybrid- π) ในการจำลองการตอบสนองความถี่(AC SWEEP)ของอุปกรณ์[11] ฉะนั้น เราน่าจะหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตได้โดยหาค่าประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไพจากแบบจำลอง SPICE จากนั้นหา Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพโดยใช้การวิเคราะห์โหนด(Node analysis) และแปลงต่อเป็น S พารามิเตอร์เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรขยาย ซึ่งวิธีการนี้จะทำให้เราไม่จำเป็นต้องใช้โปรแกรม SPICE simulator ในการหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตจากแบบจำลอง SPICE อีกต่อไป ส่วนสาเหตุของการเลือกใช้ S พารามิเตอร์ในการวิเคราะห์ออกแบบก็เนื่องจาก แนวโน้มในอนาคตที่จะมีการใช้ประโยชน์จากควมถี่วิทยุในย่านที่สูงขึ้นเรื่อยๆ ผู้ผลิตอุปกรณ์หรือเครื่องมือต่างๆ ที่เกี่ยวข้องจึงมักจะใช้ S พารามิเตอร์ในการบอกคุณสมบัติของอุปกรณ์หรือเครื่องมือเหล่านั้น จึงทำให้การศึกษาและทำความเข้าใจเกี่ยวกับ S พารามิเตอร์เป็นสิ่งจำเป็น

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 วิเคราะห์และออกแบบวงจรขยายโดยอาศัยพารามิเตอร์สองพอร์ตที่หามาจากแบบจำลอง SPICE ที่ค่าความถี่ในย่าน 150 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 200 เมกะเฮิร์ตซ์

1.5.2 เขียน Script file ของโปรแกรม MATLAB เพื่อช่วยในการวิเคราะห์ออกแบบวงจรขยาย

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

1.6.1 ศึกษาทฤษฎีการออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก โดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ต

- 1.6.2 ศึกษาคุณสมบัติของโปรแกรม SPICE ในส่วนของการหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ (Operating point) และฟังก์ชัน AC sweep
- 1.6.3 ศึกษาสมการที่ใช้ในการหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์จากแบบจำลอง SPICE เมื่อกำหนดค่า I_C และ V_{CE}
- 1.6.4 ศึกษากลไกการทำงานของทรานซิสเตอร์และความหมายของพารามิเตอร์แต่ละตัวในแบบจำลอง SPICE
- 1.6.5 ศึกษาสมการสำหรับหาค่าประกอบของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพจากแบบจำลอง SPICE และหาค่า Y พารามิเตอร์
- 1.6.6 ศึกษาทฤษฎีสายส่งและการใช้เครื่องมือวัดในงานความถี่วิทยุ เช่น Spectrum Analyzer
- 1.6.7 เขียนโปรแกรม MATLAB เพื่อช่วยในการวิเคราะห์ห่ออกแบบ
- 1.6.8 ทดลองต่อวงจรและวัดผล
- 1.6.9 เขียนโปรแกรมเพิ่มเติม
- 1.6.10 เรียบเรียงวิทยานิพนธ์

1.7 คำโครงวิทยานิพนธ์

- บทที่ 1 บทนำซึ่งจะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่ได้ศึกษาวิจัย ตลอดจนทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัยรวมถึงขอบเขตและขั้นตอนของการวิจัย
- บทที่ 2 ว่าด้วยทฤษฎีสายส่งที่จำเป็นสำหรับการออกแบบวงจรขยายย่านความถี่วิทยุ เช่น สมการคลื่นที่ใช้ในการอธิบายพฤติกรรมของกระแสและแรงดันของสัญญาณที่เดินทางภายในสายส่ง ซึ่งจะเป็นพื้นฐานไปสู่การทำความเข้าใจเกี่ยวกับ S พารามิเตอร์ในบทที่ 3 ต่อไป นอกจากนี้จะกล่าวถึงสมิทชาร์ตและการประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรขยายและส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงทฤษฎีและการออกแบบวงจรแมตริงอิมพีแดนซ์
- บทที่ 3 ว่าด้วยทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ตโดยเริ่มจากนิยามของ Y พารามิเตอร์และการตรวจสอบค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยใช้ Linvill และ Stern factor ตลอดจนถึงการปรับปรุงค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ และส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงนิยามของ S พารามิเตอร์และการออกแบบวงขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์พร้อมทั้งตัวอย่างการคำนวณ
- บทที่ 4 ว่าด้วยเรื่องการหาพารามิเตอร์สองพอร์ตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จากแบบจำลอง SPICE โดยจะกล่าวถึงการทำงานและแบบจำลอง SPICE ของไดโอดตามด้วยหลักการทำงานและแบบจำลอง SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยจะแสดงให้เห็นพัฒนาการของแบบจำลองจากแบบจำลอง Ebers-Moll ไปสู่แบบจำลองของ Gummel-Poon ซึ่งจะช่วยในการทำความเข้าใจความหมายและความสำคัญของพารามิเตอร์ของแบบจำลองแต่ละตัว

และส่วนสุดท้ายจะเป็นการนำแบบจำลอง SPICE ไปใช้ในการหา Y พารามิเตอร์ โดยมีขั้นตอนตั้งแต่การหาจุดการทำงานจนกระทั่งได้วงจรสมมูลไฮบริด-ไพเพื่อใช้ในการคำนวณค่า Y พารามิเตอร์ในที่สุด

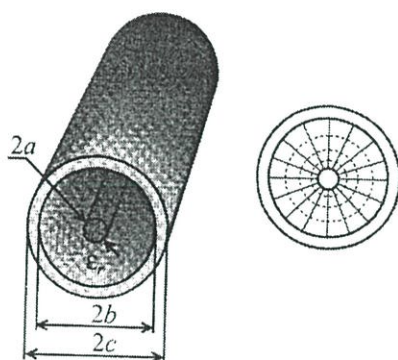
- บทที่ 5 กล่าวถึงโครงสร้างโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์ห่ออกแบบวงจรขยายเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์และอัตราขยายกำลังตามที่ต้องการ โดยจะแสดงแนวคิดและแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อยที่ใช้ในการคำนวณต่างๆในการวิเคราะห์ห่ออกแบบวงจรขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์ ตั้งแต่ส่วนที่รับข้อมูลจากผู้ใช้ ส่วนตรวจสอบค่าเสถียรภาพ ส่วนของการคำนวณอัตราขยายกำลัง ส่วนของการคำนวณอัตราขยายกำลัง การคำนวณหาค่าอุปกรณ์แมตซิง และส่วนของการคำนวณหาองค์ประกอบสำหรับการจัดไบแอสให้กับทรานซิสเตอร์
- บทที่ 6 ว่าด้วยวิธีการทดลองและผลการทดลองซึ่งจะประกอบด้วย เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง วิธีการและผลการทดลองหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ วิธีการและผลการหา Y พารามิเตอร์และส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงวิธีการและผลการทดลองวัดค่าอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์และวงจรถอดจนวนวงจรขยายที่ใช้ในการทดลอง
- บทที่ 7. สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีสายส่งสำหรับการออกแบบวงจรขยาย

2.1 ความรู้พื้นฐานสำหรับการใช้งานสายส่ง

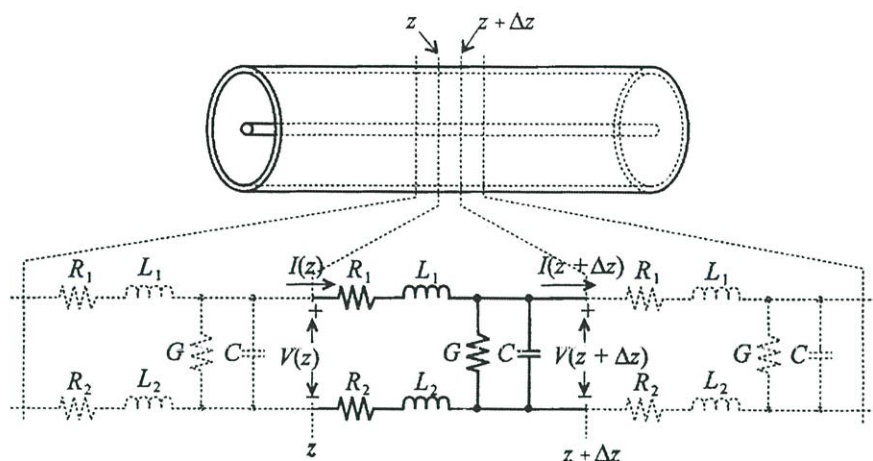
ในงานที่เกี่ยวข้องกับวงจรความถี่สูงเรามักจะต้องมีการนำสายส่ง(Transmission line) มาใช้งานร่วมด้วยเสมอ เพราะนอกจากเราจะใช้สายส่งเพื่อการเชื่อมต่อหรือส่งผ่านสัญญาณความถี่สูงภายในระบบเพื่อให้มีการสูญเสียที่น้อยที่สุดแล้ว เรายังสามารถใช้สายส่งที่มีปลายเปิด(Opened circuit) หรือลัดวงจร(Shorted circuit) ที่ปลายข้างใดข้างหนึ่งมาัดคให้มีความยาวสัมพันธ์กับความยาวคลื่นของสัญญาณเพื่อให้ชิ้นส่วนของสายส่งนั้นมีคุณสมบัติเป็นตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำค่าต่างๆ ตามที่ต้องการ และในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาสายส่งที่เราคุ้นเคยมากที่สุดคือ ชนิดโคแอกเซียล(Coaxial) ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของสายส่งชนิดโคแอกเซียล

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าโครงสร้างของสายส่งชนิดโคแอกเซียลประกอบด้วยตัวนำด้านใน(Inner conductor) ซึ่งมีรัศมีเท่ากับ a และตัวนำด้านนอก(Outer conductor) ซึ่งมีรัศมีเท่ากับ b โดยมีวัสดุไดอิเล็กตริกกั้นระหว่างตัวนำทั้งสอง สำหรับวัสดุไดอิเล็กตริกที่นิยมใช้โดยทั่วไป ได้แก่ โพลิสไตรีน (Polystyrene) โพลีเอทิลีน(Polyethylene) หรือ เทฟลอน(Teflon) เป็นต้น การใช้งานสายส่งโดยทั่วไป เรามักให้ตัวนำด้านนอกต่ออยู่กับกราวด์ ส่วนตัวนำด้านในมักถูกใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ จากลักษณะการใช้งานดังกล่าว จึงทำให้ตัวนำด้านนอกทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้สัญญาณที่เดินทางผ่านสายส่งออกไปรบกวนอุปกรณ์ที่อยู่รอบๆ และในขณะเดียวกันก็ป้องกันไม่ให้สัญญาณจากภายนอกเข้ามารบกวนสัญญาณภายในสายส่งที่เราเรียกว่า การชีลด์(Sheilding)ไปในตัวอีกด้วย

จากรูปที่ 2.1 เราพิจารณาได้ว่า ส่วน(Segment)ของสายส่งซึ่งมีความยาวเท่ากับ Δz จะประกอบด้วยองค์ประกอบวงจรซึ่งสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลที่เกิดจากโครงสร้างของสายส่งชนิดโคแอกเซียล

จากรูปที่ 2.2 ตัวเก็บประจุซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ C เกิดจากการพิจารณาตัวนำทั้งสองซึ่งถูกแยกจากกันด้วยวัสดุไดอิเล็กตริกจึงทำให้เกิดเป็นโครงสร้างของตัวเก็บประจุขึ้น ส่วนค่าความนำ (Conductance) G เกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของวัสดุไดอิเล็กตริก จึงทำให้เกิดกระแสรั่วไหลระหว่างตัวนำทั้งสองได้ ส่วนตัวต้านทาน R_1 และ R_2 สามารถอธิบายได้ว่า ตัวนำ(Conductor)ทุกชนิดมีค่าความต้านทานอยู่เสมอโดยค่าความต้านทานดังกล่าวจะประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ความต้านทานของตัวนำต่อไฟฟ้ากระแสตรง R_{DC} และความต้านทานของตัวนำต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ R_{ac} ซึ่งความต้านทานของตัวนำต่อไฟฟ้ากระแสตรง R_{DC} เราจะหาได้จาก

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{A} \quad (2.1)$$

เมื่อ

ρ หมายถึง ค่าความต้านทานจำเพาะของวัสดุตัวนำชนิดนั้นๆ

l หมายถึง ความยาวของตัวนำ

A หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของตัวนำ

ค่าความต้านทานของตัวนำต่อไฟฟ้ากระแสตรงมักบอกมาในรูปของโอห์มต่อหน่วยความยาว เช่น ลวดทองแดงเบอร์ 22 AWG(American Wire Gauge) จะมีความต้านทานเท่ากับ 16.2 โอห์มต่อ 1000 ฟุต[12] เป็นต้น แต่ทว่าความต้านทานที่มีอิทธิพลต่อคุณสมบัติของตัวนำเมื่อใช้งานในย่านความถี่วิทยุก็คือ ความต้านทานของตัวนำต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ R_{ac} ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความลึกผิว(Skin depth)ของตัวนำ[10]และค่าความลึกผิวดังกล่าวจะลดลงเมื่อความถี่ของสัญญาณมีค่าสูงขึ้น นั่นหมายความว่า กระแสจะเดินทางที่ผิวของตัวนำเท่านั้น โดยค่าความต้านทานของตัวนำต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจะมีความสัมพันธ์กับค่าความลึกผิวดังสมการต่อไปนี้

$$R_{ac} = R_{DC} \frac{a}{2\delta} \quad (2.2)$$

เมื่อ δ หมายถึง ค่าความลึกผิว มีหน่วยเป็นเมตร

a หมายถึง รัศมีของตัวนำหน้าตัดกลม มีหน่วยเป็นเมตร

และค่าความลึกผิวมีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ดังสมการ

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.3)$$

σ หมายถึง ค่าความนำของวัสดุตัวนำ มีหน่วยเป็นซีเมน(Siemen)ต่อเมตร

μ เท่ากับ $\mu_r \mu_0$

μ_r หมายถึง ค่าความซึมซาบได้สัมพัทธ์(Relative permeability)ของวัสดุตัวนำ

μ_0 หมายถึง ค่าความซึมซาบได้ของสุญญากาศมีค่าเท่ากับ $4\pi \cdot 10^{-7}$ เฮนรีต่อเมตร

f เท่ากับ ค่าความถี่ของสัญญาณ มีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์

ส่วนตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 เกิดจากความเหนี่ยวนำตัวเอง(Self-inductance)ซึ่งต้านการไหลของกระแสในตัวนำที่เป็นเส้นตรง และสามารถหาค่าได้จากสมการต่อไปนี้[12]

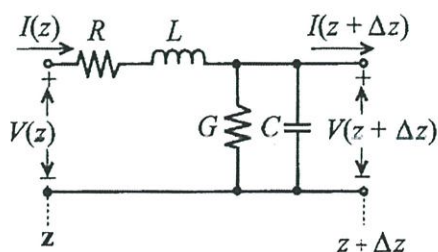
$$L = 0.002 \ell \left[2.3 \log \left(\frac{4\ell}{d} \right) - 0.75 \right] \quad (2.4)$$

L หมายถึง ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง มีหน่วยเป็นไมโครเฮนรี

ℓ หมายถึง ความยาวของตัวนำ มีหน่วยเป็นเซนติเมตร

d หมายถึง ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของตัวนำ มีหน่วยเป็นเซนติเมตร

จากรูปที่ 2.2 จะพบว่าวงจรสมมูลประกอบไปด้วย R_1 , L_1 และ R_2 , L_2 โดย R_1 และ L_1 เกิดขึ้นจากตัวนำด้านใน ส่วน R_2 และ L_2 จะเกิดขึ้นจากตัวนำด้านนอก เมื่อเรานำค่า R_1 , R_2 และ L_1 , L_2 รวมกันจะได้วงจรสมมูลทั่วไปของสายส่งดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลทั่วไปที่เกิดจากโครงสร้างของสายส่ง

โดยที่ค่าขององค์ประกอบวงจร R L C และ G ในรูปที่ 2.3 จะหาได้จากสมการต่อไปนี้ [13]

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}} \quad \text{ฟารัดต่อเมตร} \quad (2.5)$$

เมื่อ

 ϵ เท่ากับ $\epsilon_r \epsilon_0$ ϵ_r หมายถึง ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ (Relative permittivity) ของวัสดุไดอิเล็กตริก ϵ_0 หมายถึง ค่าสภาพยอม (Permittivity) ของสุญญากาศมีค่าเท่ากับ $8.854 \cdot 10^{-12}$ ฟา
รัดต่อเมตร

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad \text{เฮนรีต่อเมตร} \quad (2.6)$$

เมื่อ

 μ เท่ากับ $\mu_r \mu_0$ μ_r หมายถึง ค่าความซึมซาบได้สัมพัทธ์ (Relative permeability) ของวัสดุตัวนำ μ_0 หมายถึง ค่าความซึมซาบได้ของสุญญากาศมีค่าเท่ากับ $4\pi \cdot 10^{-7}$ เฮนรีต่อเมตร

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma\delta} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad \text{โอห์มต่อเมตร} \quad (2.7)$$

เมื่อ

 σ หมายถึง ค่าความนำของวัสดุตัวนำมีหน่วยเป็น ซีเมนต่อเมตร δ หมายถึง ค่าความลึกผิวของตัวนำซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ดังสมการ (2.3)

$$G = \omega C \cdot (d.f.) \quad \text{ซีเมนต่อเมตร} \quad (2.8)$$

เมื่อ

d.f. หมายถึง ตัวประกอบการสูญเสียเป็นความร้อน (Dissipation factor) ของวัสดุได
อิเล็กตริก

เนื่องจากค่าขององค์ประกอบ R L C และ G ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของสายส่งถูกจัดว่าเป็นองค์ประกอบแบบกระจาย (Distributed element) จึงต้องมีหน่วยเป็นค่าต่อหน่วยความยาว

เมื่อเราใช้สายส่งในการเชื่อมต่อหรือส่งผ่านสัญญาณ ค่าแรงดันและกระแสของสัญญาณที่เดินทางในสายส่งจะแปรเปลี่ยนตามระยะทางและเวลา ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับวงจรสมมูลทั่วไปของสายส่งในรูปที่ 2.3 ดังนั้น การหาคุณสมบัติต่างๆของสายส่ง เช่น ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) ของสายส่งจึงอาศัยค่าแรงดันและกระแสดังกล่าว ดังนี้

จากรูปที่ 2.3 เราให้ค่าอิมพีแดนซ์ Z และค่าแอดมิตแตนซ์ Y ต่อหน่วยความยาวเป็น

$$Z = R + j\omega L \quad (2.9)$$

$$Y = G + j\omega C \quad (2.10)$$

ให้แรงดันและกระแสเป็นเฟสเซอร์และใช้ทิศทางการไหลของกระแส $I(z)$ เป็นตัวอ้างอิงจะได้

$$V(z) = (R + j\omega L) I(z) \Delta z + V(z + \Delta z) \quad (2.11)$$

หาอนุพันธ์แรงดัน $V(z)$ เทียบกับระยะทาง z จะได้

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left(\frac{V(z + \Delta z) - V(z)}{\Delta z} \right) = -(R + j\omega L) I(z)$$

หรือ

$$-\frac{dV(z)}{dz} = (R + j\omega L) I(z) = ZI \quad (2.12)$$

มีข้อสังเกตว่า $V(z + \Delta z)$ มีค่าน้อยกว่า $V(z)$ ฉะนั้น $\frac{dV(z)}{dz}$ จึงมีค่าเป็นลบ

และหาอนุพันธ์ $I(z)$ เทียบกับ z จะได้

$$\frac{dI}{dz} = -YV \quad (2.13)$$

จากสมการ(2.12)และ(2.13)หาอนุพันธ์ทั้งสองข้างจะได้

$$\frac{d^2V}{dz^2} = -Z \frac{dI}{dz} \quad (2.14)$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} = -Y \frac{dV}{dz} \quad (2.15)$$

นำสมการ (2.12) แทนใน(2.15) จะได้

$$\frac{d^2I}{dz^2} = YZI \text{ หรือ } \frac{d^2I}{dz^2} - YZI = 0 \quad (2.16)$$

นำสมการ (2.13) แทนใน(2.14) จะได้

$$\frac{d^2V}{dz^2} = YZV \text{ หรือ } \frac{d^2V}{dz^2} - YZV = 0 \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.16) และ (2.17) จัดรูปให้เข้ารูปแบบมาตรฐานของสมการอนุพันธ์อันดับสอง
จะได้

$$\frac{d^2I}{dz^2} - \gamma^2 I = 0 \quad (2.18)$$

$$\frac{d^2V}{dz^2} - \gamma^2 V = 0 \quad (2.19)$$

เมื่อ

$$\gamma^2 = YZ = (G + j\omega C)(R + j\omega L)$$

$$\gamma = \sqrt{YZ} = \alpha + j\beta = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)} \quad (2.20)$$

คำตอบของสมการ (2.18)และ (2.19) จะอยู่ในรูป[13]

$$I = I^+ e^{-\gamma z} - I^- e^{\gamma z} \quad (2.21)$$

และ

$$V = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (2.22)$$

ถ้านำสมการ (2.22) ไปแทนค่าในสมการ(2.12) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz}(V^+e^{-\gamma z} + V^-e^{\gamma z}) &= -ZI \\ \frac{\sqrt{Y}}{\sqrt{Z}}(V^+e^{-\gamma z} - V^-e^{\gamma z}) &= I \end{aligned} \quad (2.23)$$

เทียบสมการ (2.21) และ (2.23) จะเห็นว่า

$$I^+ = V^+ \left(\frac{\sqrt{Y}}{\sqrt{Z}} \right) \quad (2.24)$$

$$I^- = V^- \left(\frac{\sqrt{Y}}{\sqrt{Z}} \right) \quad (2.25)$$

แต่ทว่าโดยทั่วไป เราจะโยงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสด้วยค่าอิมพีแดนซ์ซึ่งต้องมีการกำหนดให้

$$I^+ = \frac{V^+}{Z_0} \quad (2.26)$$

$$I^- = \frac{V^-}{Z_0} \quad (2.27)$$

เมื่อ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.28)$$

โดยเราจะเรียก Z_0 ว่า ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ทั้งนี้เพราะค่า Z_0 หาได้จากองค์ประกอบ R L C และ G ที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างทางกายภาพของสายส่ง ซึ่งจะมีค่าจำเพาะสำหรับสายส่งที่มีโครงสร้างหนึ่งๆเท่านั้น

โดยทั่วไปแล้วเราจะพิจารณาให้ $R \ll \omega L$ และ $G \ll \omega C$ ซึ่งถือว่าเป็นสายส่งแบบไม่มีการสูญเสีย(Lossless) จึงทำให้ได้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.29)$$

และจากกรณีเดียวกันนำไปใช้พิจารณาสมการ (2.20) จะได้

$$\gamma = \sqrt{(j\omega C)(j\omega L)} = j\omega\sqrt{LC} = j\beta$$

นั่นคือ

$$\alpha = 0$$

และ

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC}$$

หรือ

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.30)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่น λ ความถี่ f และ ความเร็วเฟส (Phase velocity; V_p)
 ดังสมการ

$$\lambda = V_p / f \quad \text{เมตร} \quad (2.31)$$

เราจะได้

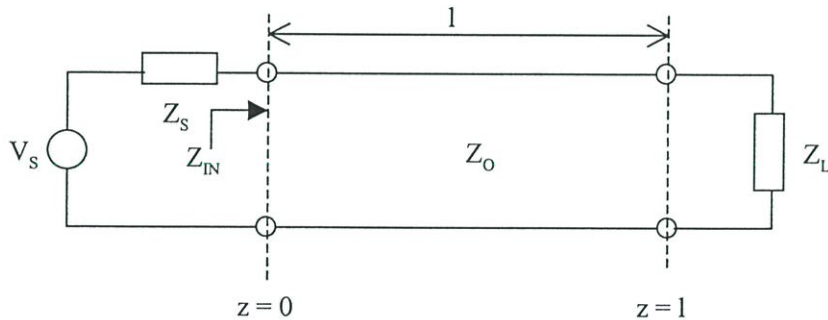
$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.32)$$

และความสัมพันธ์ระหว่างค่า wave number (β) และ V_p เป็น

$$\beta = \frac{\omega}{V_p} \quad \text{เรเดียนต่อเมตร} \quad (2.33)$$

อนึ่ง สายส่งที่ใช้งานโดยทั่วไปสร้างจากวัสดุไดอิเล็กตริกที่ไม่ใช่อากาศ จึงมีคุณสมบัติตัวหนึ่งที่ต้องนำมาพิจารณาคือ ค่าตัวประกอบความเร็ว (Velocity factor) ซึ่งจะเป็นตัวบอกค่าความเร็วเฟสของคลื่นที่เดินทางในสายส่งนั้นๆ เทียบกับการเดินทางของคลื่นผ่านสุญญากาศ โดยที่ค่าตัวประกอบความเร็วของสายส่งจะบอกเป็นค่าเปอร์เซ็นต์เทียบกับความเร็วแสงในสุญญากาศ เช่น 0.5C หรือ 50 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วแสง เราต้องนำค่านี้คูณกับค่า V_p ก่อนการนำไปแทนค่าในสมการ(2.33)เพื่อหาค่า β

เพื่อที่จะอธิบายพฤติกรรมของสัญญาณที่เดินทางในสายส่ง เราจะพิจารณาระบบที่ประกอบด้วยสายส่งซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 และมีความยาวเท่ากับ l เชื่อมต่อสัญญาณระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณที่มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ Z_S ไปยัง โหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ Z_L ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงการต่อโหลดและแหล่งกำเนิดสัญญาณโดยใช้สายส่ง

พิจารณาการถ่ายโอนกำลัง (Power transfer) จากแหล่งกำเนิดลงสู่สายส่ง ณ ตำแหน่ง $z = 0$ โดยอาศัยทฤษฎีการถ่ายโอนกำลังสูงสุดที่ว่า กำลังจะถูกถ่ายโอนได้สูงสุดก็ต่อเมื่อเกิดสภาวะแมตช์อย่างสมบูรณ์ระหว่างค่า Z_S ของแหล่งกำเนิดและค่า Z_{IN} ที่มองเข้าไปในสายส่ง ณ ตำแหน่ง $z = 0$ และเราสมมติว่าการถ่ายโอนกำลังไปได้ค่าหนึ่งซึ่งกำลังไฟฟ้าค่าดังกล่าวที่อยู่ในรูปของคลื่นกำลัง (Power wave) จะเดินทางตามสายส่งไปยัง โหลดซึ่งถือว่าเป็นคลื่นเดินทางหน้า (Incident wave)

และเมื่อคลื่นดังกล่าวเดินทางไปถึงโหลดที่ตำแหน่ง $z = l$ เราก็จะใช้หลักการพิจารณาเดียวกันคือ กำลังจะถ่ายโอนจากสายส่งไปสู่โหลดได้มากน้อยเพียงใดก็ขึ้นอยู่กับความแมตซ์กันระหว่างค่า Z_0 ของสายส่งและค่า Z_L ของโหลด และถ้าเกิดสถานะแมตซ์ไม่สมบูรณ์ขึ้นก็จะทำให้มีคลื่นกำลังส่วนหนึ่งสะท้อนกลับมายังแหล่งกำเนิด ซึ่งเราเรียกว่า คลื่นสะท้อนกลับ(Reflected wave) เมื่อคลื่นดังกล่าวเดินทางมาถึงแหล่งกำเนิด ณ ตำแหน่ง $z = 0$ และมีสถานะความไม่แมตซ์ระหว่างค่า Z_S ของแหล่งกำเนิดและค่า Z_0 ของสายส่งก็จะทำให้มีคลื่นบางส่วนสะท้อนกลับอีกครั้ง(Re-reflected wave)กลับไปยังโหลดและจะเกิดเหตุการณ์เช่นนี้ไปเรื่อยๆ และในขณะที่คลื่นส่วนหนึ่งกำลังมีการสะท้อนกลับไปมาอยู่ในสายส่งนั้นก็จะมีคลื่นกำลังอีกส่วนหนึ่งถูกถ่ายโอนจากแหล่งกำเนิดเพิ่มมาอีกซึ่งก็จะมีการทำงานปฏิริยากัน(หักล้างและเสริมกัน)เกิดขึ้น ส่งผลให้เกิดเป็นคลื่นนิ่ง(Standing wave) ขึ้นในสายส่ง ซึ่งถ้าหากกำลังที่ส่งผ่านสายส่งมีค่าสูงก็จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นในสายส่งได้

สำหรับค่าที่เราใช้ในการชี้ว่าจะมีการสะท้อนกลับของคลื่นมากน้อยเพียงใดหรืออีกนัยหนึ่งก็คือ เกิดสถานะการแมตซ์สมบูรณ์เพียงใดก็คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(Reflection coefficient) แทนด้วยสัญลักษณ์ Γ และเพื่อที่จะหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเราจะอาศัยผลเฉลย(Solution) ของสมการคลื่น(Wave equation) ที่อยู่ในรูปของค่าแรงดันและกระแส ณ ตำแหน่ง z ใดๆ บนสายส่งดังสมการ(2.21) และ (2.22) ดังนี้

$$I(z) = I^+ e^{-\gamma z} - I^- e^{\gamma z}$$

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z}$$

เมื่อ

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

γ หมายถึง ค่าคงตัวการแพร่กระจาย(Propagation constant)

α หมายถึง ค่าคงตัวลดทอน(Attenuation constant)

β หมายถึง ค่าคงตัวเฟส(Phase constant)

ในการใช้งานส่วนใหญ่ที่สายส่งมีความยาวไม่มากนัก เราสามารถพิจารณาให้สายส่งเป็นชนิดที่ไม่มีการสูญเสียทำได้

$$\gamma = j\beta \quad (2.30)$$

ทำให้สมการ (2.21) และ (2.22) มีค่าเป็น

$$I(z) = I^+ e^{-j\beta z} - I^- e^{j\beta z} \quad (2.34)$$

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z} \quad (2.35)$$

ซึ่งเทอม $V^+ e^{-j\beta z}$ และ $I^+ e^{-j\beta z}$ หมายถึง คลื่นเดินทางซึ่งจะเดินทางในสายส่งในทิศทาง $+z$ และเทอม $V^- e^{j\beta z}$ กับ $I^- e^{j\beta z}$ หมายถึง คลื่นสะท้อนกลับซึ่งเดินทางในสายส่งในทิศทาง $-z$

จากนิยามของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับซึ่งเท่ากับอัตราส่วนของคลื่นสะท้อนกลับต่อคลื่นเดินทางหน้าจะได้

$$\Gamma(z) = \frac{V^- e^{j\beta z}}{V^+ e^{-j\beta z}} \quad (2.36)$$

พิจารณาที่ตำแหน่ง $z = 0$ จะได้

$$\Gamma(0) = \Gamma_0 = \frac{V^-}{V^+} \quad (2.37)$$

แทนค่าสมการ (2.37) ลงในสมการ (2.36) จะได้

$$\Gamma(z) = \Gamma_0 \cdot e^{j2\beta z} \quad (2.38)$$

จากความสัมพันธ์ $I^+ = \frac{V^+}{Z_0}$ และ $I^- = \frac{V^-}{Z_0}$

แทนค่าลงในสมการ (2.34) และ (2.35) แล้วนำมาหารกันจะได้

$$\frac{V(z)}{I(z)} = Z(z) = Z_0 \left(\frac{e^{-j\beta z} + \Gamma_0 \cdot e^{j\beta z}}{e^{-j\beta z} - \Gamma_0 \cdot e^{j\beta z}} \right) \quad (2.39)$$

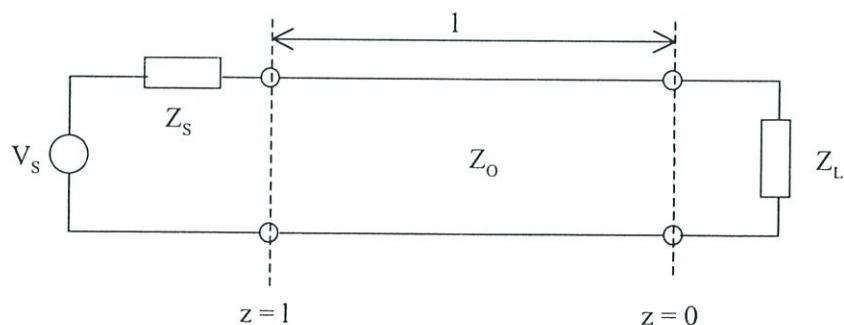
จากสมการ (2.39) และรูปที่ 2.4 เราพิจารณาที่ตำแหน่ง $z = 0$ จะได้

$$Z(0) = Z_S = Z_0 \left(\frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \right) \quad (2.40)$$

ทำให้ได้

$$\Gamma_0 = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2.41)$$

จากสมการ(2.38)และ(2.41) จะเห็นว่าเราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ตำแหน่ง z ใดๆ จาก $z = 0$ ถึง $z = l$ จากค่า Z_0 และ Z_S โดยไม่จำเป็นต้องทำการวัดค่าของแรงดันและกระแสแต่อย่างใด แต่อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติเรามักจะสนใจการสะท้อนกลับของสัญญาณทางด้านโหลดมากกว่าทางด้านแหล่งกำเนิด เช่น การหาค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปในสายส่งที่ต่ออยู่กับโหลดซึ่งจะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามค่าความยาวของสายส่ง เป็นต้น ดังนั้น เราจึงต้องมีการกำหนดรูปแบบวงจรใหม่ โดยให้ตำแหน่ง $z = 0$ อยู่ทางด้านโหลดดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงการต่อโหลดที่ปลายสายส่งและหาค่า Γ_0 ที่โหลด

จากรูปที่ 2.5 เราใช้หลักการพิจารณาเช่นเดียวกับรูปที่ 2.4 จะทำให้ได้

$$\Gamma(z) = \Gamma_0 \cdot e^{-j2\beta z} \quad (2.42)$$

เมื่อ

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.43)$$

ซึ่งสมการ (2.42) เราถือว่าเป็น “Smith chart equation” [6] นั่นเอง

2.2 สมิทชาร์ต (Smith Chart)

ในการคำนวณต่างๆที่เกี่ยวกับการใช้งานสายส่ง เช่น หาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ การหาค่า SWR การหาค่า Return Loss ล้วนเป็นการคำนวณที่มีตัวแปรที่อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนทั้งสิ้นและถือว่ามีคามยุ่งยากเนื่องจาก เมื่อก่อนเครื่องมือช่วยในการคำนวณยังมีน้อย ในปี ค.ศ. 1939 วิศวกรของ Bell Laboratories ชื่อ Philips Smith [6] ได้คิดค้นและนำเสนอเครื่องมือช่วยในการคำนวณเหล่านั้นจนได้รับความนิยมและต่อมาได้เรียกชื่อเครื่องมือดังกล่าวเพื่อเป็นเกียรติแก่ผู้คิดค้นว่า "Smith Chart" ประโยชน์ของสมิทชาร์ตที่นอกเหนือจากตัวอย่างที่ได้กล่าวถึงในตอนต้นก็อย่างเช่น ใช้ในการแปลงค่าอิมพีแดนซ์(Z)ให้เป็นค่าแอดมิตแตนซ์(Y)หรือกลับกัน ใช้ในการคำนวณหาค่าองค์ประกอบวงจรสำหรับการทำอิมพีแดนซ์แมตชิง เป็นต้น และเหตุผลว่า สมิทชาร์ตสามารถถูกนำมาใช้ในการหาค่าคุณสมบัติต่างๆเกี่ยวกับการใช้งานสายส่งได้อย่างไรนั้น เราจะอธิบายได้โดยอาศัยสมการ (2.42) ในหัวข้อที่ผ่านมาดังนี้

จากรูปที่ 2.5 แสดงการต่อโหลดที่ปลายสายส่งและหาค่า Γ_0 ที่โหลด และสมการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่มองเข้าไปในสายส่งที่ตำแหน่งความยาว z ใดๆ

$$\Gamma(z) = \Gamma_0 \cdot e^{-j2\beta z} \quad (2.42)$$

เมื่อ

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.43)$$

พิจารณากรณีที่ต่อโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ $Z_L (R \pm jX)$ ใดๆเข้ากับสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ Z_0 ซึ่งค่า Z_0 ของสายส่งต่างๆไปจะมีค่าเป็นจำนวนจริง เช่น 50 โอห์มและ 75 โอห์ม เป็นต้น และเนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L จะมีค่าเป็นได้ทั้งจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อน เช่น $(25+j0)$ โอห์มและ $(25+j30)$ โอห์ม จึงทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโหลดที่คำนวณจากสมการ(2.43)ได้ผลลัพธ์ที่เป็นทั้งจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อนเช่นกัน และมีข้อสังเกตว่า เมื่อนำอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟมาต่อกันในลักษณะใด ๆ เราจะได้วงจรรวมที่มีอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่งซึ่งส่วนจริง(Real part)ของอิมพีแดนซ์ค่าดังกล่าวจะเป็นจำนวนบวกเสมอ และเมื่อนำอิมพีแดนซ์ดังกล่าวไปต่อกับสายส่งแล้วหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของอิมพีแดนซ์ค่านั้น โดยสมการ (2.43)จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่มีขนาด(Magnitude)น้อยกว่า 1 เสมอ แต่ในทาง

กลับกันถ้าอิมพีแดนซ์ค่าใดๆ ที่มีส่วนจริงเป็นจำนวนลบมาต่อเข้ากับสายส่งที่มีค่า Z_0 เป็นจำนวนจริงจะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่มีขนาดมากกว่า 1 กล่าวโดยรวมก็คือ อิมพีแดนซ์ Z_L ใดๆ จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ Γ_0 ค่าหนึ่งที่เป็นสมาชิกของเซต(Set) จำนวนเชิงซ้อนจึงทำให้ระนาบเชิงซ้อนของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i = |\Gamma|\angle\phi$ สามารถที่จะแมป(Map)กับอิมพีแดนซ์ใดๆ ได้ทุกค่าและระนาบเชิงซ้อนของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนี้เองที่เป็น โครงสร้างพื้นฐานของสมิทชาร์ตดังจะแสดงให้เห็นดังต่อไปนี้

จากสมการ(2.41)และ(2.43) เขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปจะได้

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.44)$$

เมื่อ

$$Z = R + jX$$

และ

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i = |\Gamma|\angle\phi$$

เรานำ Z_0 หารด้านขวาของสมการ (2.44) ทั้งเศษและส่วน จะได้

$$\Gamma = \frac{\zeta - 1}{\zeta + 1} \quad (2.45)$$

เมื่อ

$$\zeta = \frac{Z}{Z_0} = r + jx \quad (2.46)$$

จากสมการ (2.45) จัดรูปใหม่ จะได้

$$\zeta = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.47)$$

แทนค่า $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$ ในสมการ (2.47)

$$\zeta = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (2.48)$$

นำค่า คอนจูเกต ของส่วนทางขวามือในสมการ (2.48) คูณทั้งเศษและส่วน

$$\zeta = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2 + j2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.49)$$

เทียบสมการ (2.46) และ สมการ (2.49) จะได้

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.50)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.51)$$

นำสมการ (2.51) มาจัดรูปใหม่ จะได้

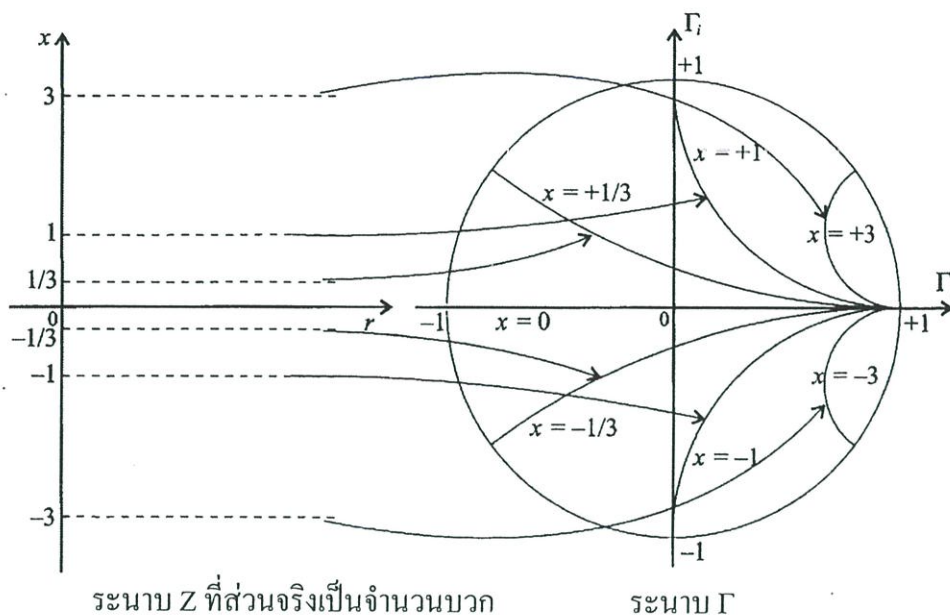
$$x\Gamma_r^2 - 2x\Gamma_r + x + x\Gamma_i^2 - 2\Gamma_i = 0 \quad (2.52)$$

นำ x หารทุกพจน์

$$\Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + 1 + \Gamma_i^2 - \frac{2\Gamma_i}{x} = 0$$

$$\left(\Gamma_r - 1\right)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.53)$$

พิจารณาสมการ (2.53) จะได้ สมการวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ $(1, \frac{1}{x})$ และมีรัศมีเท่ากับ $\frac{1}{x}$ ซึ่งการสร้างวงกลมเหล่านี้บนระนาบเชิงซ้อนของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ($\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$) จะทำให้ได้วงกลมค่ารีแอกแตนซ์คงที่(Constant reactance circle) ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงวงกลมค่ารีแอกแตนซ์คงที่บนสมิทชาร์ต

จากระนาบเชิงซ้อนของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปที่ 2.6 เราสามารถวาดวงกลมของค่ารีแอกแตนซ์ใดๆได้ เช่น คาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์เท่ากับ $-j50$ โอห์ม เมื่อถูกนอร์มัลไลซ์ (Normalized) ด้วยค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์มจะทำให้ได้ $x_c = -1$ ดังนั้น วงกลมที่ใช้แทนคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์ดังกล่าวจะมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่พิกัด (Γ_r, Γ_i) เท่ากับ $(1, -1)$ และมีรัศมีเท่ากับ 1 ดังเส้น $x = -1$ ในรูปที่ 2.6 และในทำนองเดียวกันถ้าเรามีอินดักทีฟรีแอกแตนซ์เท่ากับ $+j50$ โอห์ม เราจะได้วงกลมที่ใช้แทนอินดักทีฟรีแอกแตนซ์ค่านี้เป็นวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่พิกัด (Γ_r, Γ_i) เท่ากับ $(1, 1)$ และมีรัศมีเท่ากับ 1 ดังเส้น $x = +1$ ในรูปที่ 2.6 และมีข้อสังเกตว่า วงกลมที่ใช้แทนคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์จะอยู่ซีกล่างของสมิทชาร์ตในขณะที่วงกลมที่ใช้แทนอินดักทีฟรีแอกแตนซ์จะอยู่ซีกบนของสมิทชาร์ต โดยที่มีเส้นแกนกลางคือ Γ_r เป็นเส้นแบ่ง

สำหรับการหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและส่วนจริงของค่าอิมพีแดนซ์ใดๆ จะทำได้ในทำนองเดียวกันดังนี้

นำสมการ (2.50) มาจัดรูปใหม่ จะได้

$$r(1 - \Gamma_r)^2 + r\Gamma_i = 1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2$$

$$\Gamma_r^2(r + 1) - 2r\Gamma_r + \Gamma_i^2(r + 1) = 1 - r$$

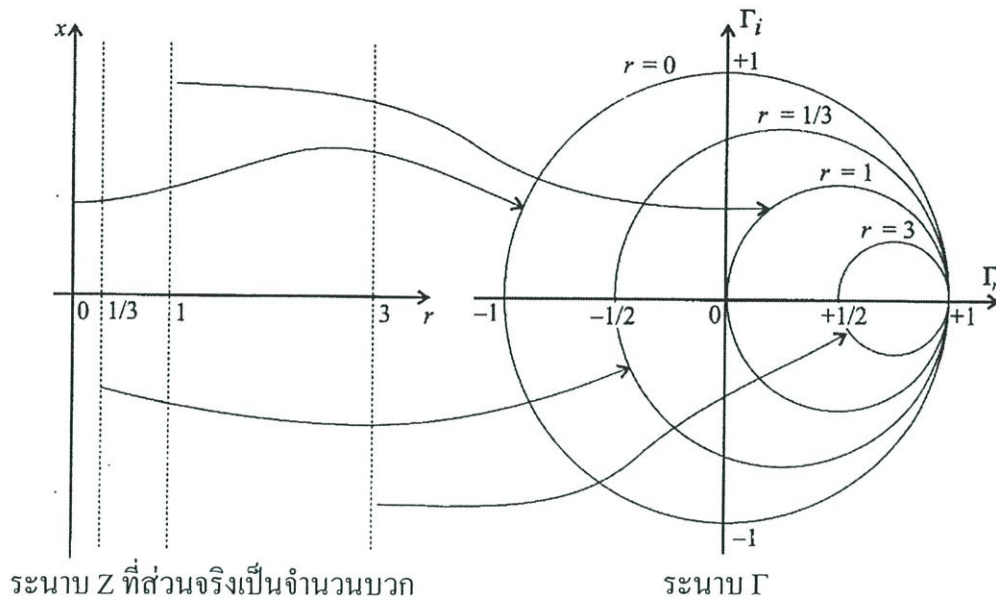
นำ $r+1$ หารทุกพจน์

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (2.54)$$

พิจารณาสมการ (2.54) จะได้ สมการวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ $\left(\frac{r}{r+1}, 0\right)$ และมีรัศมีเท่ากับ

$$\frac{1}{r+1}$$

ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงวงกลมค่าความต้านทานคงที่บนสมิทซาร์ต

ข้อสังเกต

- 1) จากสมการ(2.44)จะเห็นได้ว่า ค่าอิมพีแดนซ์ Z ที่มีค่าเท่ากับ Z_0 เช่น 50 โอห์ม จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับศูนย์ ($\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i = 0 + j0$) ซึ่งเป็นจุดศูนย์กลางของสมิทซาร์ตหรือเป็นจุดกำเนิดของระนาบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$
- 2) ขอบเขตของสมิทซาร์ตคือวงกลมซึ่งมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ (Γ_r, Γ_i) เท่ากับ $(0, 0)$ และมีรัศมีเท่ากับ 1 หน่วย
- 3) พื้นที่ภายในเส้นขอบของสมิทซาร์ตสามารถแมปได้กับอิมพีแดนซ์ค่าใดๆซึ่งมีส่วนจริงเป็นจำนวนบวก ซึ่งโดยทั่วไปก็จะหมายถึงอิมพีแดนซ์ที่เกิดจากอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ ส่วนพื้นที่ภายนอกเส้นขอบของสมิทซาร์ตจะแมปได้กับค่าอิมพีแดนซ์ใดๆที่มีส่วนจริงเป็นจำนวนเต็มลบเช่น $(-25+j50)$ โอห์ม ซึ่งโดยทั่วไปเราเรียกว่า ความต้านทานลบ(Negative resistance)และจะเกิดจากอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ เช่น อินพุตหรือเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ

อุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ โดยที่ค่าความต้านทานลบดังกล่าวนี้ จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีขนาดมากกว่า 1 เสมอ

ในอันที่จริงสมิทชาร์ตจะมีอยู่ 2 ชนิด คือ Z-Smith chart ที่เกิดจากการนำเอารูปที่ 2.6 และ 2.7 มาทับรวมกัน และ Y-smith chart ซึ่งมีวิธีการสร้างทำนองเดียวกันกับ Z-Smith Chart เพียงแต่แทนค่า ζ ในสมการ (2.48) ด้วย y

เมื่อ
$$y = g \pm jb = \frac{Y}{Y_0} = \frac{G \pm jB}{Y_0}$$

และ
$$Y_0 = \frac{1}{Z_0}$$

สุดท้ายจะได้

$$\left(\Gamma_r + \frac{g}{g+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{g+1}\right)^2 \quad (2.55)$$

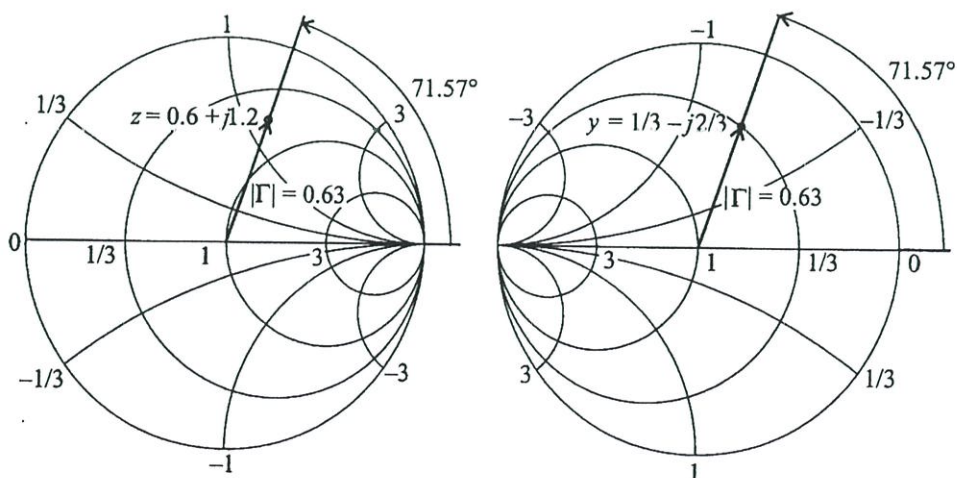
ซึ่งเป็นสมการของวงกลมซึ่งมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ (Γ_r, Γ_i) เท่ากับ $\left(\frac{-g}{g+1}, 0\right)$ และมีรัศมีเท่ากับ $\frac{1}{g+1}$ โดยวงกลมเหล่านี้เรียกว่า วงกลมค่าความนำคงที่ (Constant conductance circle)

ส่วนวงกลมค่าซัสเซปแตนซ์คงที่ (Constant susceptance circle) นั้นจะหาได้จากสมการ

$$(\Gamma_r + 1)^2 + \left(\Gamma_i + \frac{1}{b}\right)^2 = \left(\frac{1}{b}\right)^2 \quad (2.56)$$

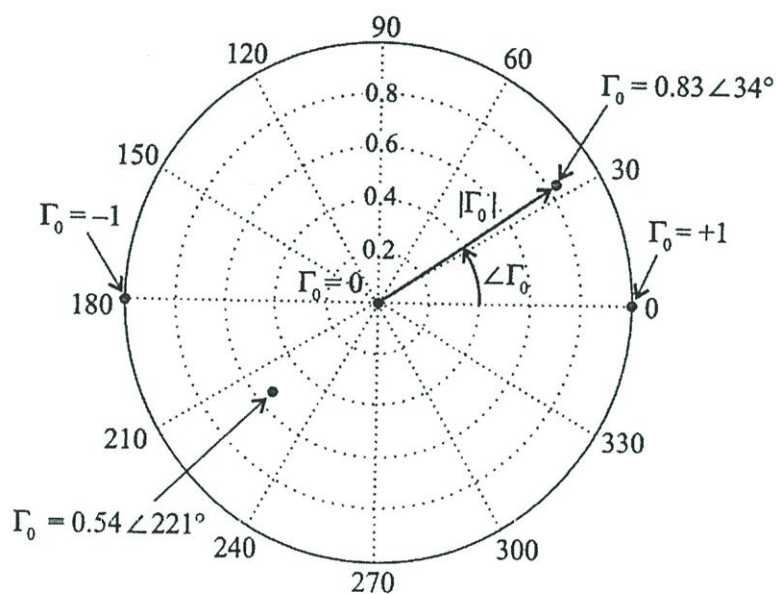
ซึ่งเป็นสมการวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ (Γ_r, Γ_i) เท่ากับ $\left(-1, -\frac{1}{b}\right)$ และมีรัศมีเท่ากับ $\frac{1}{b}$

จากการเปรียบเทียบสมการ(2.53) (2.54) (2.55) และ (2.56) จะเห็นว่า Y-Smith chart มีโครงสร้างเหมือนกันกับ Z-Smith chart แต่ตำแหน่งของจุดศูนย์กลางของวงกลมค่าความนำคงที่และวงกลมค่าซัสเซปแตนซ์คงที่จะอยู่ทางซ้ายของจุดกำเนิด (Γ_r, Γ_i) เท่ากับ $(0, 0)$ โดยรูปที่ 2.8 แสดงการเปรียบเทียบให้เห็น โครงสร้างของ Z-Smith chart กับ Y-Smith chart



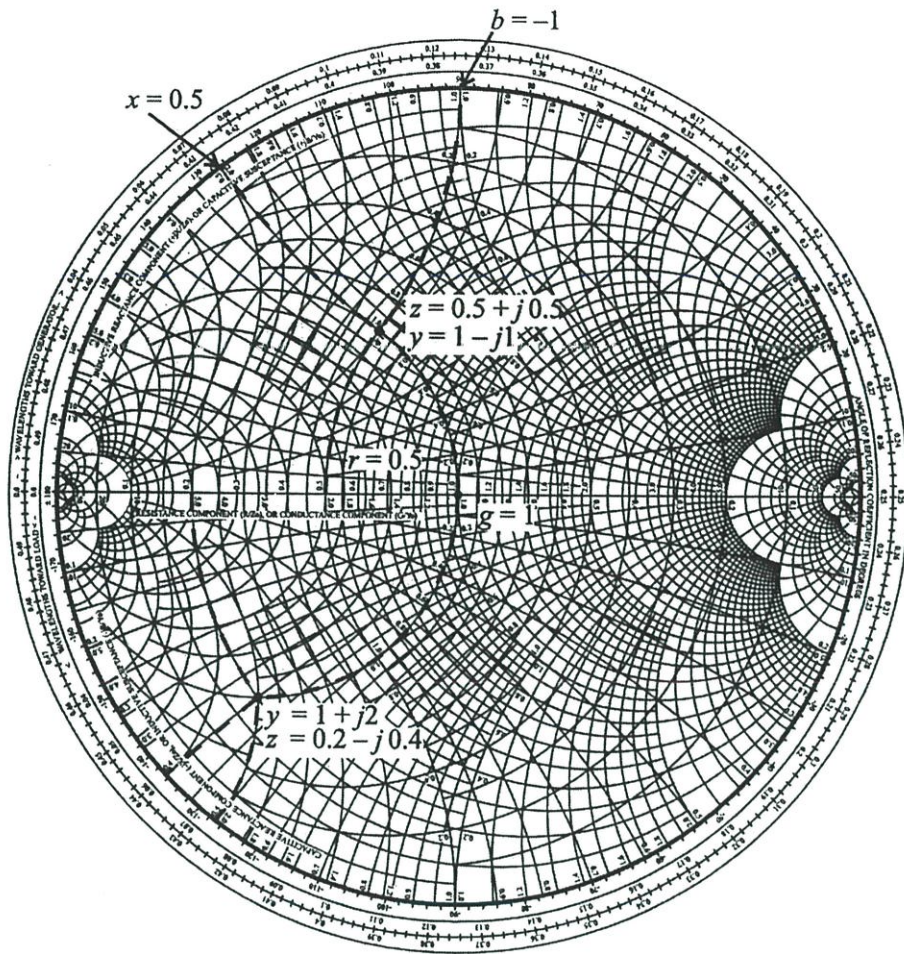
รูปที่ 2.8 เปรียบเทียบโครงสร้างของ Z-Smith chart กับ Y-Smith chart

นอกจากนั้น พื้นที่ของสมิทชาร์ตยังสามารถแทนค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปแบบเชิงขั้ว(Polar form) โดยมีค่ามุมเท่ากับศูนย์นับจากแกนของสมิทชาร์ตทางขวามือ และถ้าเคลื่อนที่จากจุดดังกล่าวไปตามทิศทางทวนเข็มนาฬิกาจะได้ค่ามุมเป็นบวก แต่ถ้าเคลื่อนที่จากจุดดังกล่าวตามทิศทางตามเข็มนาฬิกาจะได้ค่ามุมเป็นลบ โดยขนาด(Modulus)ของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ณ จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ต จากรูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นว่า z ซึ่งเป็นค่านอร์มัลไลซ์ด้วยค่า Z_0 มีค่าเท่ากับ $(0.6+j1.2)$ และ y ซึ่งเป็นส่วนกลับของ z ทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่มีขนาดเท่ากับ 0.63 และค่ามุมเท่ากับ 71.57 องศา รูปที่ 2.9 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปแบบเชิงขั้วที่แทนได้ด้วยจุดต่างๆบนสมิทชาร์ต



รูปที่ 2.9 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปแบบเชิงขั้วบนสมิทชาร์ต

สมิทชาร์ตที่สะดวกต่อการใช้งานจริงๆมักจะสร้างให้ Y-Smith chart และ Z-Smith chart ทับกัน โดยให้สีของเส้นแตกต่างกัน นอกจากนั้นจะมีตัวเลขเพื่อบอกค่ามุมของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปแบบเชิงขั้วอยู่โดยรอบสมิทชาร์ต ทำให้ได้สมิทชาร์ตที่มีส่วนประกอบโดยรวมดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างโดยรวมของสมิทชาร์ต

จากที่กล่าวในตอนท้ายของหัวข้อ 2.1 ว่าสมการ(2.42)ถือว่าเป็น “Smith chart equation” นั้น เราสามารถขยายความให้ชัดเจนยิ่งขึ้นได้ดังนี้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นว่าเราสามารถ หาค่า $\Gamma(z)$ ได้จากสมการ (2.42) โดยเริ่มจากการหาค่า Γ_0 โดยสมการ (2.43) จากนั้นเราจะทราบค่า $\Gamma(z)$ ที่ตำแหน่ง z ใดๆ ได้จากการแทนค่าความยาว z และ Γ_0 ลงในสมการ(2.42) โดยจะต้องหาค่า β จากสมการ (2.31) และสมการ (2.33) ก่อน ทำให้ได้ $\beta = 2\pi/\lambda$ และเขียนสมการ (2.42) ใหม่เป็น

$$\Gamma(z) = \Gamma_0 \cdot e^{-j4\pi z/\lambda} \quad (2.57)$$

ซึ่งสมการ (2.57)แสดงให้เห็นว่าเราสามารถเปลี่ยนความยาวของสายส่ง z ซึ่งนับจาก $z = 0$ ณ จุดต่อของสายส่งและไหลมายังตำแหน่งที่เรากำลังพิจารณาให้อยู่ในรูปของความยาวคลื่นแล้วนำ

มาแทนค่าในสมการ(2.57) สุดท้ายจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในสายส่ง ณ ตำแหน่ง z นั้นๆ และถ้าเราอยากทราบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปยังสายส่งที่ตำแหน่งนั้นมีค่าเท่าใด ก็ สามารถหาได้โดยสมการ(2.46) และ (2.47) ซึ่งจะเห็นว่าเป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปยังสายส่งโดยอาศัยสมการและสมการ(2.57) นี้เองที่บ่งชี้ถึง ประโยชน์ของสมิทชาร์ตว่าสามารถใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอิมพีแดนซ์ที่ มองเข้าไปในสายส่ง ณ ตำแหน่ง z ใดๆได้ ทั้งนี้เนื่องจาก เราสามารถหาค่าดังกล่าวได้จากการอ่าน ค่าบนสมิทชาร์ตโดยตรง กล่าวคือ ที่บริเวณขอบนอกสุดของสมิทชาร์ตจะมีสเกลที่บอกค่า ความยาวคลื่น โดยความยาวคลื่นจะเริ่มต้นโดยมีค่าเท่ากับศูนย์ที่แกนของสมิทชาร์ตทางซ้ายมือและ ถ้าเคลื่อนที่จากจุดดังกล่าวในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาซึ่งเขียนว่า “Wavelength Toward Load” หรือ WTL จะใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่ง z ใดๆดังรูปที่ 2.4 และถ้าเคลื่อนที่ตามเข็มนาฬิกาจะเขียนว่า “Wavelength Toward Source” หรือ WTS จะใช้ใน การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่ง z ใดๆดังรูปที่ 2.5 ซึ่งการหาค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปยังสายส่ง ณ ตำแหน่ง z ใดๆ โดยใช้ สมิทชาร์ตจะเริ่มต้นจาก

- 1) นอร์มัลไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดด้วยค่า Z_0 แล้วทำเครื่องหมายของค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้บนสมิทชาร์ต
- 2) ไขว้งเวียนวาดวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ต และกวาดให้วงกลมนั้นตัดผ่านจุดที่เราทำเครื่องหมายไว้ จากนั้นลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางสมิทชาร์ต ไปยังจุดๆนั้นแล้วให้เส้นตรงดังกล่าวเลยไปตัดเส้นขอบของสมิทชาร์ตเพื่อดูว่าค่าความยาวคลื่น ณ จุดตัดนั้นเท่ากับเท่าใดและให้มีค่าเท่ากับ λ_1
- 3) จากนั้นนำค่าความยาวสายส่ง z ไปคำนวณหาค่าความยาวคลื่นที่ค่าความถี่ที่เรากำลังพิจารณาจากสมการ (2.31) โดยต้องนำค่าตัวประกอบความเร็วของสายส่งคูณกับค่า V_p ในสมการดังกล่าวก่อน จากนั้นนำค่า λ ที่ได้บวกเข้ากับค่า λ_1 โดยเคลื่อนที่ตามเข็มนาฬิกา คือ Wavelength Toward Source แล้วทำเครื่องหมายไว้ที่ขอบของสมิทชาร์ตที่จุดๆ นั้น
- 4) ลากเส้นจากจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตมายังจุดที่ทำเครื่องหมายไว้ในข้อ 3) และจะได้จุดตัดของเส้นที่ลากขึ้นกับวงกลมที่สร้างขึ้นจากวงเวียนในข้อ 2) ซึ่งถ้าเราอ่านค่าจากสมิทชาร์ตโดยตรงจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปในสายส่ง ณ ตำแหน่งความยาวสายส่ง z ค่า นั้น แต่ค่าดังกล่าวเป็นค่านอร์มัลไลซ์ จึงต้องนำค่า Z_0 คูณจะได้เป็นค่าอิมพีแดนซ์จริง และในขณะเดียวกันเราจะได้อ่านค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ณ ตำแหน่งนั้น โดยการอ่านค่ามุมจากขอบของสมิทชาร์ตและค่าขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน

กลับจะหาได้จาก การนำค่าความยาวรัศมีของสมิทชาร์ตหารรัศมีของวงกลมที่เราสร้าง
ขึ้นในข้อ 2)

นอกจากนั้น เราสามารถเปลี่ยนความยาวของสายส่งให้อยู่ในรูปของค่ามุมบนสมิทชาร์ตได้โดย
อาศัยความสัมพันธ์ 2π เรเดียน เท่ากับ 1 ความยาวคลื่น ทำให้เขียนสมการ(2.42) ใหม่ได้เป็น

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 \cdot e^{-j2\theta} \quad (2.58)$$

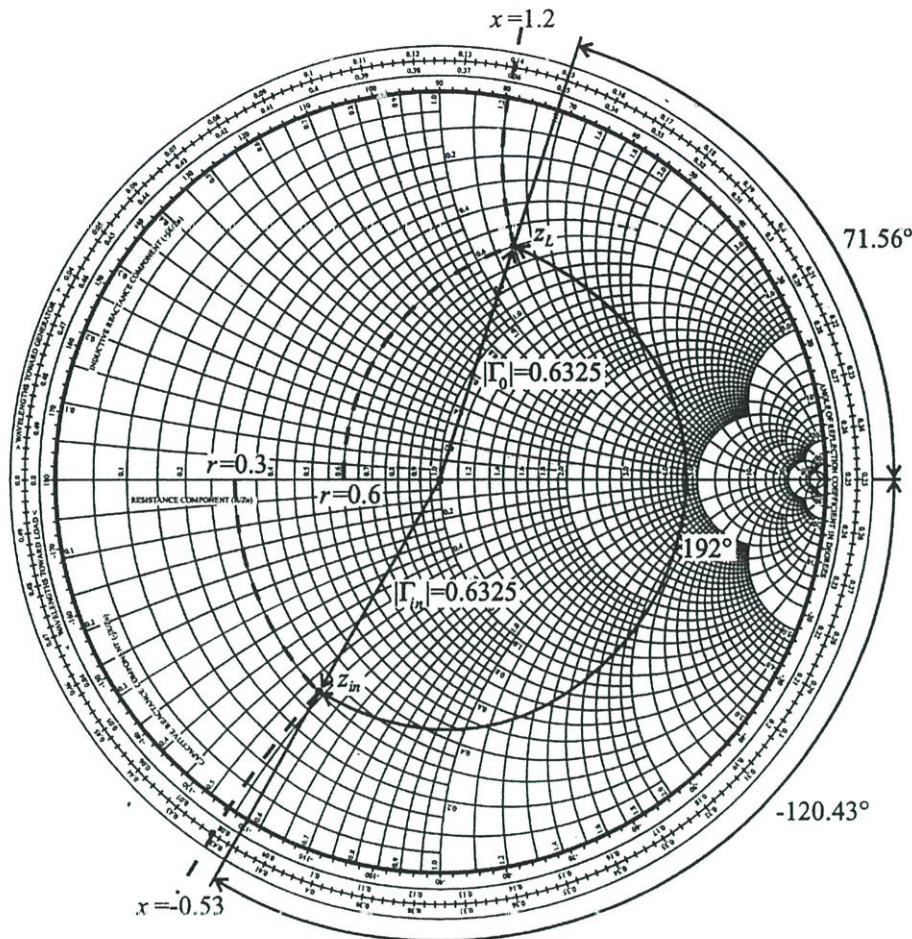
พิจารณาสมการ(2.57)และ(2.58)จะพบว่าค่าความยาวคลื่นและค่ามุมในสมการหาค่า
สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะเป็น 2 เท่าของค่าความยาวคลื่นและค่ามุมที่คำนวณได้จากความยาว
ของสายส่ง จึงทำให้ค่าความยาวคลื่นที่ขอบของสมิทชาร์ตใน 1 รอบ มีค่าเท่ากับ $\lambda/2$ ทั้งนี้สาเหตุ
มาจากปฏิกริยาระหว่างคลื่นเดินทางและคลื่นสะท้อนกลับที่ทำให้เกิดคลื่นนิ่งภายในสายส่งที่มี
ความถี่เป็น 2 เท่าของคลื่นเดินทางนั่นเอง จากหลักการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอิม
พีแดนซ์ บนสายส่ง ณ ตำแหน่งความยาว z ใดๆ โดยใช้สมิทชาร์ตดังกล่าวสามารถแสดงให้เห็นได้
ด้วยตัวอย่างต่อไปนี้

ตัวอย่าง 2.1 พิจารณารูปที่ 2.5 ในกรณีที่ต้องโหลดซึ่งมีค่านอร์แมลไลซ์อิมพีแดนซ์เท่ากับ
 $0.6 + j1.2$ เข้ากับสายส่งและต้องการหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่
มองเข้าไปในสายส่ง ณ ตำแหน่งห่างจากโหลดด้วยระยะทางเท่ากับ 2 เซนติเมตร เมื่อให้ค่าตัว
ประกอบความเร็วของสายส่งมีค่าเท่ากับ 0.5 เท่าของค่าความเร็วแสงและค่าความถี่ที่กำลังพิจารณา
มีค่าเท่ากับ 2 จิกะเฮิร์ตซ์

วิธีทำ

- 1) ทำเครื่องหมายของค่า z_L เท่ากับ $0.6 + j1.2$ ลงบนสมิทชาร์ต
- 2) สร้างวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตและตัดผ่านจุดที่ทำเครื่องหมายไว้
ในข้อ 1)
- 3) ลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางสมิทชาร์ตไปตัดผ่านจุดในข้อ 1) และขอบของสมิทชาร์ต
แล้วอ่านค่ามุมออกมาจะได้ 71.56 องศา
- 4) แปลงค่าความยาวของสายส่งให้อยู่ในรูปของค่ามุมจะได้เท่ากับ 192 องศา
- 5) กวาดมุมโดยเริ่มจากจุดในข้อ 1) ในทิศทางตามเข็มนาฬิกาด้วยมุมเท่ากับ 192 องศาแล้ว
ทำเครื่องหมายไว้ ณ จุดสิ้นสุด
- 6) ลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตมายังจุดที่ทำเครื่องหมายไว้ในข้อ 5) จะเห็น
ว่าจุดที่เส้นตรงนี้ตัดกับวงกลมที่สร้างในข้อ 2) ก็คือค่า อินพุตอิมพีแดนซ์ที่เราต้องการ
หาซึ่งมีค่าเท่ากับ $0.3 - j0.53$ และเราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูป
เชิงขั้วได้โดยอ่านค่ามุมจากขอบของสมิทชาร์ต ส่วนขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน

กลับจะหาได้จาก การนำค่าความยาวรัศมีของสมิทชาร์ตหารค่ารัศมีของวงกลมที่เรากำลังขึ้นในข้อ 2) ซึ่งภาพประกอบตัวอย่างแสดงได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปยังสายส่ง ณ ตำแหน่ง z ใดๆ โดยใช้สมิทชาร์ตในตัวอย่าง 2.1

2.3 การใช้สมิทชาร์ตในการออกแบบวงจรขยาย

เนื่องจากพื้นที่ด้านในของสมิทชาร์ตสามารถแมปกับค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์หรือที่เรียกรวมกันว่า อิมมิตแตนซ์ (Impedance) [6] ที่เกิดจากการต่อกันในรูปแบบใดๆของอุปกรณ์พาสซีฟได้ทุกค่า และจากการที่ขั้นตอนต่างๆในการออกแบบวงจรขยายจะต้องมีการคำนวณและยุ่งเกี่ยวกับค่าอิมมิตแตนซ์เหล่านั้นอยู่เสมอ ในหัวข้อนี้จึงจะกล่าวถึงการนำสมิทชาร์ตมาช่วยในการออกแบบวงจรขยาย ดังนี้

- 1) การหาค่าองค์ประกอบวงจรเมตซิงอิมพีแดนซ์
- 2) การหา Stability circle

3) การหา Constant gain circle

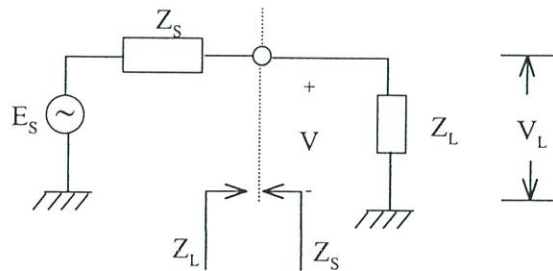
โดยหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเฉพาะการหาค่าองค์ประกอบวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์เท่านั้น ส่วนการหา Stability circle และ Constant gain circle ซึ่งใช้ S พารามิเตอร์จะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 5.2 และ 5.3 ตามลำดับ

2.3.1 การใช้สมิทชาร์ตในการออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมตชิง

จากทฤษฎีวงจรไฟฟ้าเรื่องการส่งถ่ายกำลังสูงสุดทำให้เราทราบว่า กำลังงานจะถูกถ่ายโอนจากแหล่งกำเนิดไปสู่โหลดได้สูงสุดเมื่อโหลด R_L มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่าย R_S ในแง่ของวงจรขยายซึ่งจะต้องมีการถ่ายโอนกำลัง 2 ส่วนคือ จากแหล่งกำเนิดเข้าสู่อินพุตของวงจรขยายและจากเอาต์พุตของวงจรขยายไปสู่โหลด และโดยส่วนใหญ่เราจะพบว่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายจะมีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อนและมักมีค่าไม่เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลด ทำให้เงื่อนไขของการส่งถ่ายกำลังสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ อิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L จะต้องมามีค่าเท่ากับค่าคอนจูเกตของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย Z_S กล่าวคือ $Z_L = Z_S^*$ ซึ่งเราเรียกเงื่อนไขดังกล่าวนี้ว่า คอนจูเกตแมตซ์ (Conjugate Match) และวงจรที่เพิ่มเข้ามาในวงจรขยายเพื่อทำหน้าที่ดังกล่าวนี้เรียกว่า วงจรแมตชิงหรือ โครจข่ายแมตชิง (Matching Network) ซึ่งมีหลักการการทำงานแสดงได้ต่อไปนี้

2.3.2 หลักการและหน้าที่ของวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์

พิจารณาไดอะแกรมดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.12 แสดงแหล่งกำเนิดและโหลดที่ต่อกันโดยไม่มีวงจรแมตชิง

จากรูปที่ 2.12 กำลังที่โหลด P_L เมื่อแรงดันและกระแสอยู่ในรูปเฟสเซอร์มีค่าเท่ากับ

$$P_L = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ V \left(\frac{V^*}{Z_L^*} \right) \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ V I_L^* \} \quad (2.59)$$

เมื่อ Re หมายถึงส่วนจริงและค่าแรงดันและค่ากระแสเป็นค่ายอด (Peak Value)

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{|E_S|^2}{\operatorname{Re}(Z_L^*)} \left| \frac{Z_L}{Z_S + Z_L} \right|^2 \quad (2.60)$$

เมื่อ

$$Z_S = R_S + jX_S \quad \text{ซึ่งมีค่าคงที่}$$

$$Z_L = R_L + jX_L$$

เพื่อที่จะหาค่า Z_L ที่ทำให้ P_L มีค่าสูงสุดเราจะหาค่าอนุพันธ์ย่อย (Partial derivative) ของค่า P_L เทียบกับ R_L และ X_L แล้วให้มีเท่ากับศูนย์

$$\frac{\partial P_L}{\partial R_L} = \frac{\partial P_L}{\partial X_L} = 0 \quad (2.61)$$

ทำให้ได้

$$R_S^2 - R_L^2 + (X_S^2 + 2X_S X_L + X_L^2) = 0 \quad (2.62)$$

และ

$$X_L(X_S + X_L) = 0 \quad (2.63)$$

จากสมการ (2.63) จะได้

$$X_L = -X_S \quad (2.64)$$

นำไปแทนค่าลงในสมการ (2.62) จะได้

$$R_L = R_S \quad (2.65)$$

นั่นหมายความว่า

$$Z_L = Z_S^* \quad (2.66)$$

นอกจากเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์นี้จะทำให้เกิดการถ่ายโอนกำลังสูงสุดจากแหล่งกำเนิดไปโหลดแล้ว เรายังได้ค่ากำลังสูงสุดที่จะเป็นไปได้จากแหล่งกำเนิดที่เรียกว่า Power Available from Source หรือ P_{AVS} ซึ่งมีค่าเป็น

$$P_{AVS} = \frac{|E_S|^2}{8\operatorname{Re}(Z_S)} \quad (2.67)$$

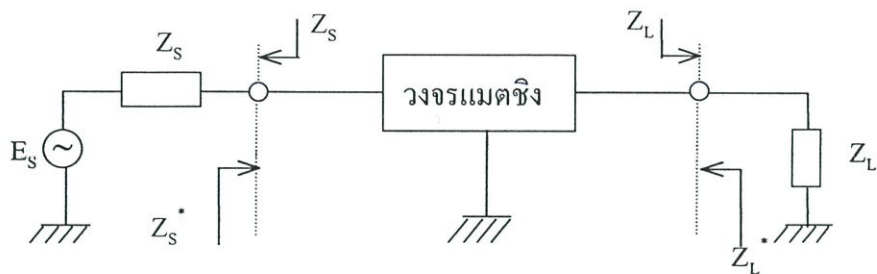
หรือ

$$P_{AVS} = \frac{|E_{S,rms}|^2}{4\operatorname{Re}(Z_S)} \quad (2.68)$$

ซึ่งคำจำกัดความดังกล่าวนี้จะถูกนำไปใช้ในการให้คำจำกัดความของอัตราขยายกำลังต่อไป

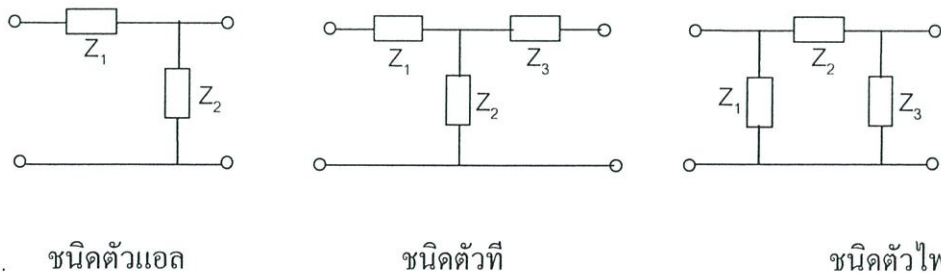
พิจารณารูปที่ 2.12 ในกรณีที่ $Z_L \neq Z_S^*$ เช่น เมื่อเราป้อนสัญญาณจากแหล่งกำเนิดที่มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $(50 + j0)$ โอห์ม เข้าอินพุตของวงจรขยายซึ่งปกติจะมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากับ $(50 + j0)$ โอห์ม เราจึงต้องมีวงจรแมตซ์ชิงเข้ามาทำหน้าที่เพื่อแปลงค่าอิมพีแดนซ์ทำให้เกิดเงื่อนไขของสภาวะคอนจูเกตแมตซ์ดังแสดงในรูปที่ 2.13 สำหรับวงจรแมตซ์ชิงที่ใช้งานอย่างแพร่หลายจะมีอยู่ 3 ชนิดคือ

- 1) วงจรชนิดตัวแอล (L)
- 2) วงจรชนิดตัวที(T)
- 3) วงจรชนิดตัวไพ (π)



รูปที่ 2.13 แสดงแหล่งกำเนิดและโหลดที่ต่อกัน โดยมีวงจรแมตซิงเพื่อให้เกิดการถ่ายโอนกำลังสูงสุด

วงจรแมตซิงทั้ง 3 ชนิดจะมีคุณสมบัติแตกต่างกันไป เช่น วงจรชนิดตัวแอล จะใช้อุปกรณ์เพียง 2 ตัว แต่มีข้อด้อย คือไม่สามารถเลือกหรือกำหนดค่า Q ของวงจรได้ ส่วนวงจรชนิดตัวทีและชนิดตัวไพ จะสามารถกำหนดค่า Q ของวงจรได้ แต่จะต้องใช้อุปกรณ์ 3 ตัว โดยที่วงจรชนิดตัวทีจะเหมาะกับการแมตซิงอิมพีแดนซ์ค่าต่ำกับอิมพีแดนซ์ค่าต่ำ ส่วนวงจรชนิดตัวไพ จะเหมาะกับการแมตซิงอิมพีแดนซ์ค่าสูงไปยังค่าสูง ซึ่งถ้าหากเราเลือกใช้ชนิดของวงจรไม่เหมาะสมจะทำให้ได้ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรแมตซิงทำได้ยากในทางปฏิบัติ เช่น อาจทำให้ได้ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อยเกินกว่าจะหาได้ เป็นต้น วงจรแมตซิงทั้ง 3 ชนิดมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.14



ชนิดตัวแอล

ชนิดตัวที

ชนิดตัวไพ

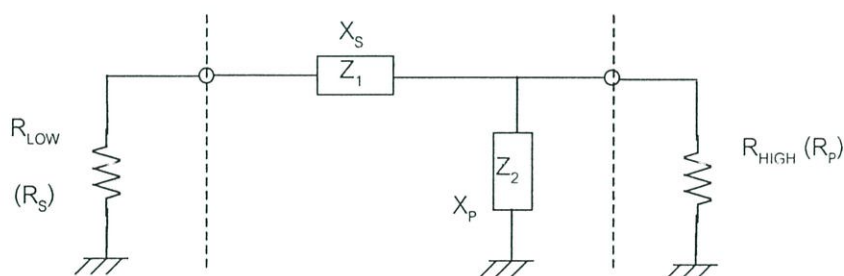
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรแมตซิงชนิดตัวแอล วงจรชนิดตัวที และชนิดตัวไพ

ข้อสังเกต

- 1) จะสังเกตเห็นว่าวงจรเมตซิงชนิดตัวที่และชนิดตัวไฟจะเกิดจากการนำวงจรชนิดตัวแอลมาต่อกันในลักษณะต่างๆ ดังนั้น เราจึงสามารถใช้หลักการคำนวณของวงจรชนิดตัวแอลมาใช้ในการคำนวณหาค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรชนิดตัวที่และชนิดตัวไฟได้
- 2) ส่วนประกอบของวงจรชนิดตัวแอล คือ Z_1 และ Z_2 สามารถเลือกได้ว่าจะให้ตัวใดเป็นตัวเหนี่ยวนำ L หรือตัวเก็บประจุ C แต่จะต้องไม่เป็นตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุพร้อมกันทั้งสองตัว ส่วนการที่เราจะเลือกให้ตัวใดเป็น L หรือ C ก็ขึ้นอยู่กับเหตุผลประกอบ เช่น การไบแอสเพื่อกำหนดจุดการทำงานให้ทรานซิสเตอร์ทำได้ง่ายหรือไม่ เป็นต้น และเมื่อเราอาศัยหลักการของวงจรชนิดตัวแอลในการหาค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรชนิดตัวที่และชนิดตัวไฟก็จะใช้หลักในการพิจารณาเหมือนกัน

2.3.3 หลักการคำนวณหาค่าองค์ประกอบวงจรชนิดตัวแอล

พิจารณาส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ที่ต้องการเมตซ์เข้าด้วยกันและอาศัยหลักการแปลงค่าอิมพีแดนซ์จากวงจรขนานเป็นอนุกรมหรือจากวงจรอนุกรมเป็นขนานจะทำให้สามารถเขียนวงจรดังรูปที่ 2.15 ได้เสมอ



รูปที่ 2.15 แสดงการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้าน R_{HIGH} และ R_{LOW}

- 1) จากรูปที่ 2.15 จะเห็นว่าทางด้าน R_{HIGH} จะต้องถูกต่อขนานด้วย X_P ส่วนทางด้าน R_{LOW} จะต้องต่ออนุกรมด้วย X_S เสมอ
- 2) หาค่า Q ของวงจรจากสมการ

$$Q = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} = \sqrt{\frac{R_{HIGH}}{R_{LOW}} - 1}$$

เมื่อ

$$Q = Q_S = Q_P$$

- 3) หาค่ารีแอกแตนซ์ของ X_S และ X_P จากสมการ

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} = \frac{X_S}{R_{LOW}}$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} = \frac{R_{HIGH}}{X_P}$$

4) จากค่า X_S และ X_P และความถี่ที่ใช้งาน f นำไปหาค่าอุปกรณ์จากสมการ

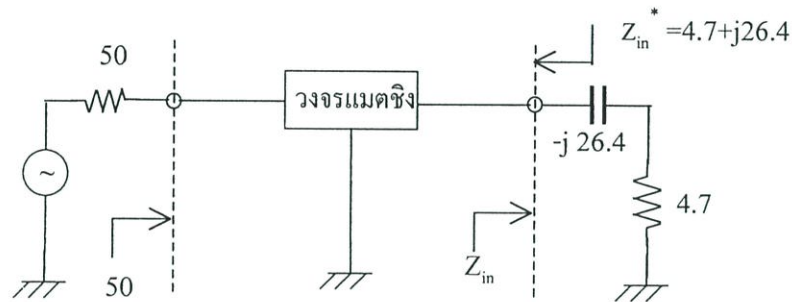
$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

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

ตัวอย่าง 2.2 ออกแบบวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์ระหว่างแหล่งกำเนิดซึ่งมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $(50 + j0)$ โอห์มกับอินพุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ซึ่งมีค่า Z_{in} เท่ากับ $(4.7 - j26.4)$ โอห์ม ที่ค่าความถี่ 150 เมกะเฮิร์ตซ์

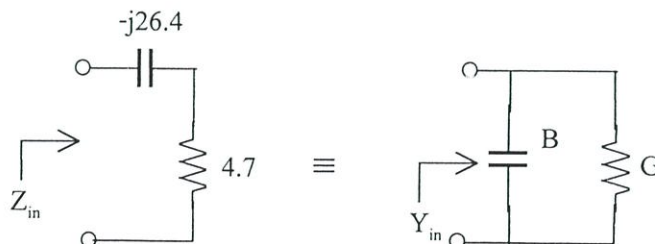
วิธีทำ

เขียนรูปวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 2.16 แสดงการพิจารณาว่าด้านใดเป็น R_{HIGH} และ R_{LOW} ในตัวอย่าง 2.2

จากรูปที่ 2.16 จะเห็นว่าเราต้องทำการแปลงวงจรที่อยู่ในรูปของอนุกรม $(4.7 - j26.4)$ โอห์มให้เป็นวงจรขนานเสียก่อนจะได้



รูปที่ 2.17 แสดงการแปลงจากวงจรอนุกรมเป็นวงจรขนานในตัวอย่าง 2.2

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{4.7 - j26.4} = (6.61 * 10^{-3} + j0.0366) \frac{1}{\Omega}$$

$$= G + jB = 6.61 * 10^{-3} + j0.0366$$

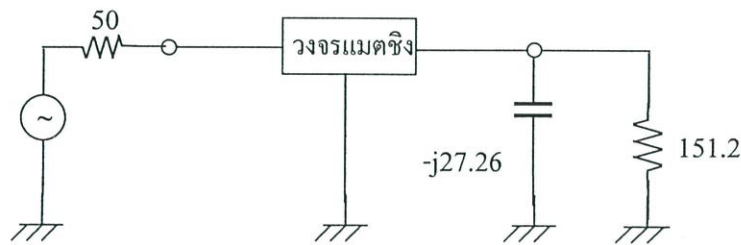
จากความสัมพันธ์

$$G = \frac{1}{R} \quad \text{และ} \quad B = \frac{1}{X}$$

จะได้

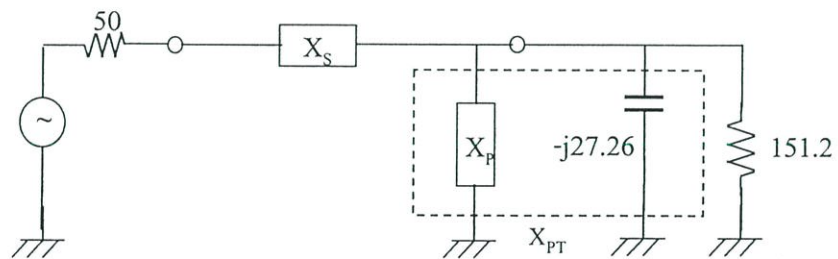
$$R = \frac{1}{G} = \frac{1}{6.61 * 10^{-3}} = 151.2 \quad \Omega$$

$$X = \frac{1}{B} = \frac{1}{0.0366} = 27.26 \quad \Omega$$



รูปที่ 2.18 แสดงผลจากการแปลงจากวงจรอนุกรมเป็นวงจรขนานในตัวอย่าง 2.2

- 1) จากวงจรในรูปที่ 2.18 จะเห็นว่า R_{LOW} เท่ากับ 50 โอห์ม และ R_{HIGH} เท่ากับ 151.2 โอห์ม เขียนวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงการนำ X_P ต่อขนานกับ R_{HIGH} และการนำ X_S ต่ออนุกรมกับ R_{LOW}

- 2) จากวงจรในรูปที่ 2.19 จะเห็นว่าเราต้องเลือกให้ X_P เป็นตัวเหนี่ยวนำเพื่อกำจัดคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์ $-j27.26$ โอห์ม ทิ้งทำให้ได้

$$X_P = X_L$$

$$X_S = X_C$$

- 3) หาค่า

$$Q = Q_S = Q_{PT} = \sqrt{\frac{151.2}{50} - 1} = 1.42$$

4) หาค่า X_{pT} และ X_s จะได้

$$X_s = R_s Q_s = 50 (1.42) = 70 \text{ โอห์ม}$$

$$X_{pT} = R_p / Q_p = 151.2 / 1.42 = 106.47 \text{ โอห์ม}$$

แต่ $X_{pT} = X_C // X_L = j 106.47$ โอห์ม (ให้ผลสุทธิเป็นอินดักทีฟรีแอกแตนซ์)

เราหา X_p จาก $\frac{(jX_p)(-j27.26)}{jX_p - j27.26} = j106.47$

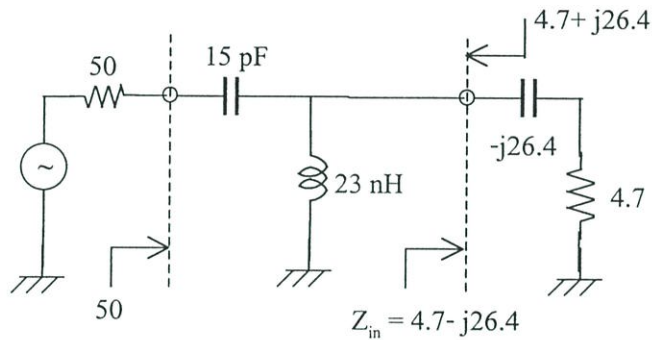
$$X_p = 21.7 \text{ โอห์ม}$$

5) หาค่า L และ C ที่ค่าความถี่ 150 เมกะเฮิร์ตซ์จะได้

$$L = \frac{21.7}{2\pi(150 * 10^6)} = 23 * 10^{-9}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi(150 * 10^6)(70)} = 15.15 * 10^{-12}$$

ทำให้ได้วงจรดังนี้

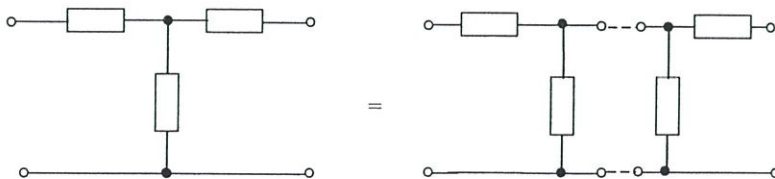


รูปที่ 2.20 แสดงวงจรแมตริงที่ออกแบบได้ในตัวอย่าง 2.2

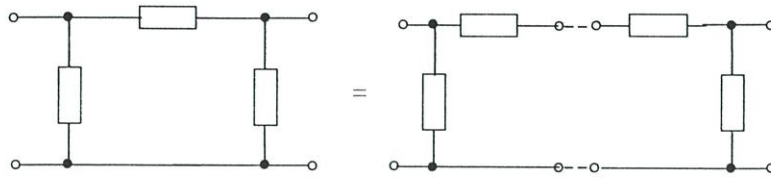
2.3.4 วิธีการหาค่าองค์ประกอบของวงจรชนิดตัวที่และไฟ

สำหรับวิธีการหาค่าองค์ประกอบของวงจรชนิดตัวที่และไฟจะอาศัยพื้นฐานของวิธีการที่ใช้ในการหาค่าองค์ประกอบของวงจรชนิดตัวแอล กล่าวคือ

1) จากโครงสร้างของวงจรชนิดตัวที่และไฟ เขียนใหม่ได้ดังนี้

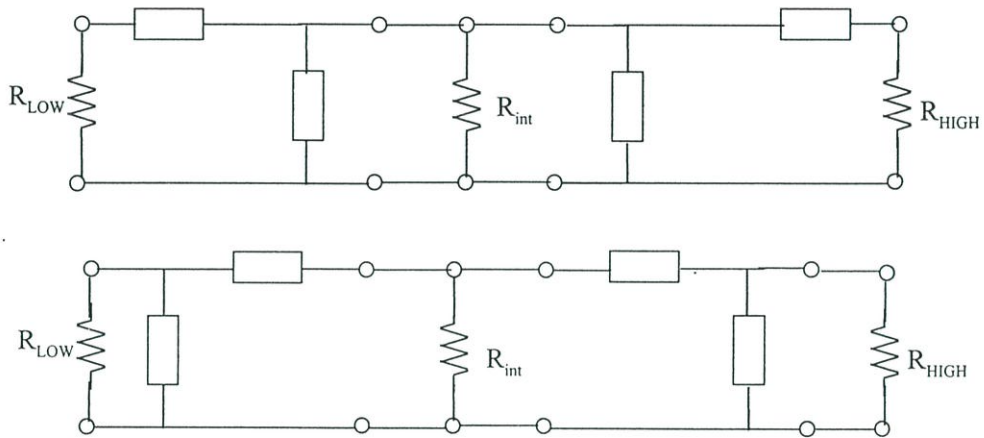


รูปที่ 2.21 แสดงการสร้างวงจรแมตริงชนิดตัวที่และไฟจากวงจรชนิดตัวแอล



รูปที่ 2.21 (ต่อ) แสดงการสร้างวงจรเมตซิงชนิดตัวที่และไฟจากวงจรชนิดตัวแอล

- 2) จากรูปที่ 2.21 เราจะต้องกำหนดค่า R_{int} ขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งจะใช้ค่าเท่าใดก็ขึ้นอยู่กับว่าเราต้องการค่า Q ของวงจรเท่าใด ซึ่งจุดนี้เองที่ทำให้วงจรชนิดตัวที่และไฟมีข้อได้เปรียบวงจรชนิดตัวแอล



รูปที่ 2.22 แสดงการกำหนดค่า Q ของวงจรเมตซิงชนิดตัวที่และไฟโดยใช้ R_{int}

จากการกำหนดค่า Q ของวงจรจะทำให้ได้ค่า R_{int} แยกเป็น 2 กรณี คือ
วงจรชนิดตัวที่จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{R_{int}}{R_{Low}} - 1} \quad (2.69)$$

วงจรชนิดตัวไฟ จะได้

$$Q = \sqrt{\frac{R_{Low}}{R_{int}} - 1} \quad (2.70)$$

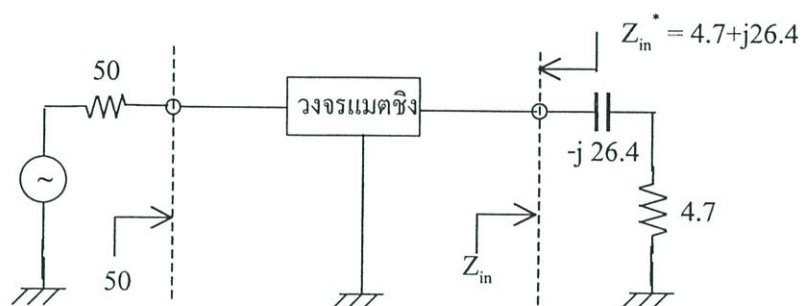
- 3) นำค่า R_{int} ที่ได้ไปใช้ในการหาค่า X_p และ X_s ของวงจรแต่ละอันตามวิธีการของการออกแบบวงจรชนิดตัวแอล
- 4) นำค่าของ X_s และ X_p ในวงจรแต่ละส่วนมารวมกัน ได้เป็นวงจรชนิดตัวที่และไฟ

ตัวอย่าง 2.3 ออกแบบวงจรแมตซ์ชนิดตัวสำหรับแมตซ์ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่เดียวกันกับตัวอย่าง 2.2 โดยกำหนดให้ค่า Q ของวงจรเป็น 4 เท่าของค่า Q ในตัวอย่าง 2.2

วิธีทำ

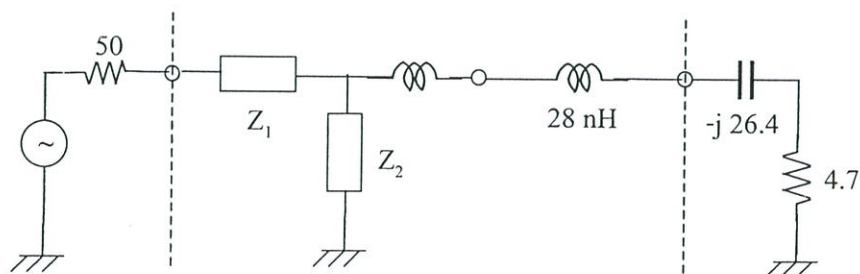
จากตัวอย่าง 2.2 จะเห็นว่าค่าตัวเหนี่ยวนำ L ที่ได้มีค่าเท่ากับ 23 นาโนเฮนรี ซึ่งมีค่าน้อยและลำบากในการสร้างจริง โดยการนำวงจรชนิดตัวที่มาใช้แทนวงจรชนิดตัวแอลจะช่วยให้เราได้ตัวเหนี่ยวนำค่ามากขึ้นและสร้างจริงได้ง่ายกว่า

เขียนวงจรใหม่ดังรูปที่ 2.23



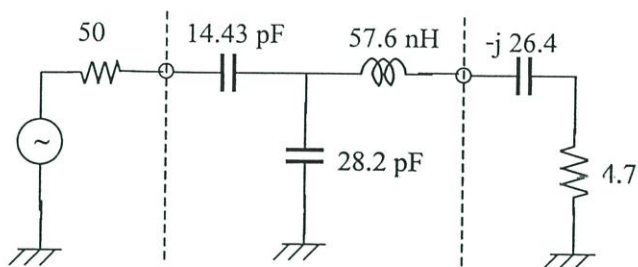
รูปที่ 2.23 รูปประกอบการพิจารณาเลือกส่วนประกอบของวงจรชนิดตัวที่ในตัวอย่าง 2.3

- 1) จากรูปที่ 2.23 ต่อตัวเหนี่ยวนำ L อนุกรมเข้าไปกับตัวเก็บประจุ C ซึ่งมีค่ารีแอคแตนซ์เท่ากับ $-j26.4$ โอห์ม โดยจะต้องใช้ ตัวเหนี่ยวนำค่าเท่ากับ 28 นาโนเฮนรี ดังรูปที่ 2.24
- 2) เลือกให้ส่วนประกอบของวงจรชนิดตัวที่ทางขวามือเป็นตัวเหนี่ยวนำ เพื่อที่จะนำเอาค่า L ที่จะหาได้รวมเข้ากับตัวเหนี่ยวนำ 28 นาโนเฮนรีที่หาได้ในข้อ 1) ซึ่งวิธีการนี้จะทำให้ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำรวมที่มากขึ้น(เมื่อเทียบกับตัวอย่าง 2.2)และง่ายต่อการสร้างจริง จากนั้นเลือกให้ Z_1 ในรูปที่ 2.24 เป็นตัวเก็บประจุ เพื่อกันแรงดันไฟตรงจากวงจรไบแอสไม่ให้ไหลเข้าสู่แหล่งกำเนิดดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.24 แสดงการเลือกให้ส่วนประกอบของวงจรชนิดตัวที่ทางขวามือเป็นตัวเหนี่ยวนำเพื่อให้ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่มากขึ้นและง่ายต่อการสร้างจริง

- 3) ผลที่ได้จากการคำนวณโดยกำหนดค่า Q ของวงจรเท่ากับ 5.68 จะทำให้ได้ R_{in} เท่ากับ 158.25 โอห์ม และได้ส่วนประกอบวงจรเมตซิงดังรูปที่ 2.25

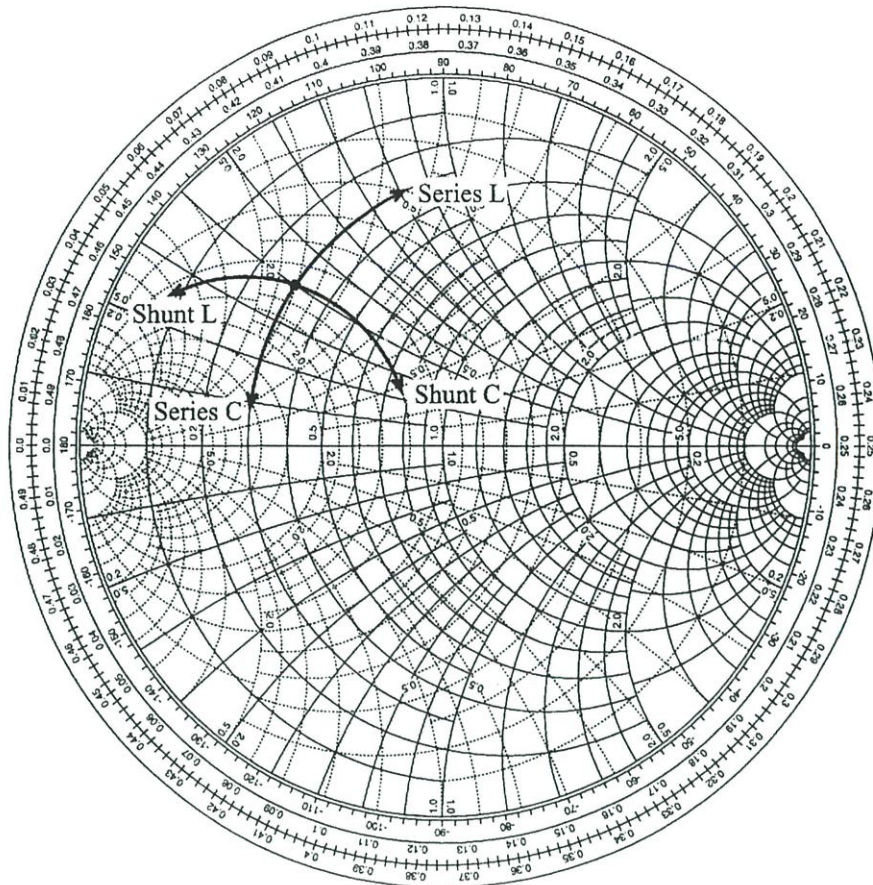


รูปที่ 2.25 แสดงวงจรเมตซิงชนิดตัวที่ที่ได้จากการออกแบบตามตัวอย่าง 2.3

2.3.5 การออกแบบวงจรเมตซิงโดยใช้สมิทชาร์ต

ในการออกแบบวงจรขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์ที่จะกล่าวถึงในบทที่ 3 และบทที่ 5 นั้นจะบอกค่าตัวแปรต่างๆในการออกแบบมาในรูปของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เช่น ถ้าต้องการให้วงจรมีอัตราขยายกำลังค่าหนึ่งเราต้องให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่มองจากทรานซิสเตอร์มายังแหล่งกำเนิด Γ_S มีค่าเท่ากับ $A + jB$ เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตาม จากค่า Γ_S ดังกล่าวเราสามารถเปลี่ยนให้เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากทรานซิสเตอร์มายังแหล่งกำเนิด Z_S ได้ แต่ทั้งนี้ การที่จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากทรานซิสเตอร์มายังแหล่งกำเนิดมีค่าตามที่เรารต้องการได้นั้นจะต้องอาศัยวงจรเมตซิงเข้ามาช่วยดังกล่าวแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา ประกอบกับคุณสมบัติของสมิทชาร์ตที่เป็นการแมประหว่างค่าอิมพีแดนซ์ใดๆกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจึงทำให้ไม่ว่าเราจะบอกค่าตัวแปรในรูปของอิมพีแดนซ์หรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เราก็สามารถออกแบบวงจรเมตซิงโดยอาศัยสมิทชาร์ตได้ดังจะกล่าวต่อไปนี้

จากการออกแบบวงจรเมตซิงชนิดตัวแอล ตัวที และตัวไพในหัวข้อที่แล้วจะเห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรเมตซิงเหล่านี้เกิดจากการนำตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมาต่อกันในลักษณะแลดเดอร์(Ladder)[6]กล่าวคือ เป็นการนำอุปกรณ์มาต่อขนานหรืออนุกรมกันทีละตัว ซึ่งการต่อกันของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในลักษณะนี้สามารถกระทำบนสมิทชาร์ตได้เช่นกันดังแสดงในรูปที่ 2.26[10]



รูปที่ 2.26 แสดงผลของการต่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแบบอนุกรมหรือขนานกับค่าอิมิตแดนซ์ใดๆบนสมิทชาร์ต[10]

จากรูปที่ 2.26 จะพบว่าถ้าเรานำตัวเก็บประจุมาต่อแบบอนุกรมเข้ากับค่าอิมิตแดนซ์ใดๆบนสมิทชาร์ต เราจะทราบค่าอิมิตแดนซ์ผลลัพธ์ได้จากการลากเส้นตามแนวของวงกลมค่าความต้านทานคงที่บนสมิทชาร์ตในทิศทางไปสู่ครึ่งล่างของสมิทชาร์ต โดยที่ความยาวของเส้นที่ลากจะสัมพันธ์กับค่าปาสซีทีฟรีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุที่นำมาต่อและค่าอิมิตแดนซ์ผลลัพธ์จะอ่านได้จากสมิทชาร์ต ณ จุดซึ่งเส้นที่ลากสิ้นสุดนั่นเอง ส่วนการนำตัวเหนี่ยวนำมาต่ออนุกรมเข้ากับอิมิตแดนซ์ใดๆก็ทำได้ในทำนองเดียวกัน แต่ทิศทางการลากเส้นจะตรงกันข้าม กล่าวคือ จะมีทิศทางพุ่งไปสู่ครึ่งบนของสมิทชาร์ต ซึ่งหมายถึง มีค่าอินดักทีฟรีแอคแตนซ์เพิ่มขึ้น ส่วนการนำตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมาต่อขนานเข้ากับค่าอิมิตแดนซ์ใดๆเราจะอาศัย Y-smith chart เพื่อที่จะลากเส้นไปตามแนวของวงกลมค่าความนำคงที่ดังรูปที่ 2.26

จากหลักการที่กล่าวแล้วเราสามารถใช้อิมิตแดนซ์ในการหาค่าอุปกรณ์ของวงจรเรโซแนนซ์ได้ โดยจะเริ่มต้นจากการนอร์มัลไลซ์ค่าอิมิตแดนซ์หรือแอดมิตแดนซ์ที่ต้องการเมตซ์เข้าด้วยกัน

ด้วยค่า Z_0 ก่อน จากนั้นหาตำแหน่งของค่าอิมพีแดนซ์หรือแอดมิตแดนซ์ดังกล่าวบนสมิทชาร์ต และลากเส้นเพื่อเชื่อมจุดทั้งสองเข้าด้วยกัน โดยให้อิมพีแดนซ์ค่าใดค่าหนึ่งเป็นจุดเริ่มต้น โดยมีเงื่อนไขว่าเส้นที่ลากเพื่อเชื่อมระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองจะต้องเดินไปตามเส้นทางของวงกลมค่าความนำคงที่หรือวงกลมค่าความต้านทานคงที่บนสมิทชาร์ตเท่านั้น ซึ่งหมายความว่าถึงเป็นการนำตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำมาต่อขนานหรืออนุกรมในลักษณะแลคเคอร์กับค่าอิมพีแดนซ์ที่เราพิจารณาให้เป็นจุดเริ่มต้นจนได้ค่าอิมพีแดนซ์ปลายทางที่เราต้องการ และเมื่อนำความรู้ที่ได้จากการออกแบบวงจรแมตชิ่งชนิดตัวแยกที่กล่าวในตอนต้นมาประกอบการพิจารณาจะทำให้เราทราบว่าเส้นที่ลากเพื่อเชื่อมระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ใดๆ 2 ค่าบนสมิทชาร์ตจะเป็นไปได้ 2 เส้นทางซึ่งเกิดจากการสลับตำแหน่งของค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ นั่นเอง ส่วนการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำที่แทนเส้นทางแต่ละส่วนบน สมิทชาร์ตว่ามีค่าเท่าใด สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้[12]

ตัวเก็บประจุที่ต่อแบบอนุกรม

$$C = \frac{1}{\omega \times C \times Z_0} \quad (2.71)$$

ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อแบบอนุกรม

$$L = \frac{X_L Z_0}{\omega} \quad (2.72)$$

ตัวเก็บประจุที่ต่อแบบขนาน

$$C = \frac{b_C}{\omega Z_0} \quad (2.73)$$

ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อแบบขนาน

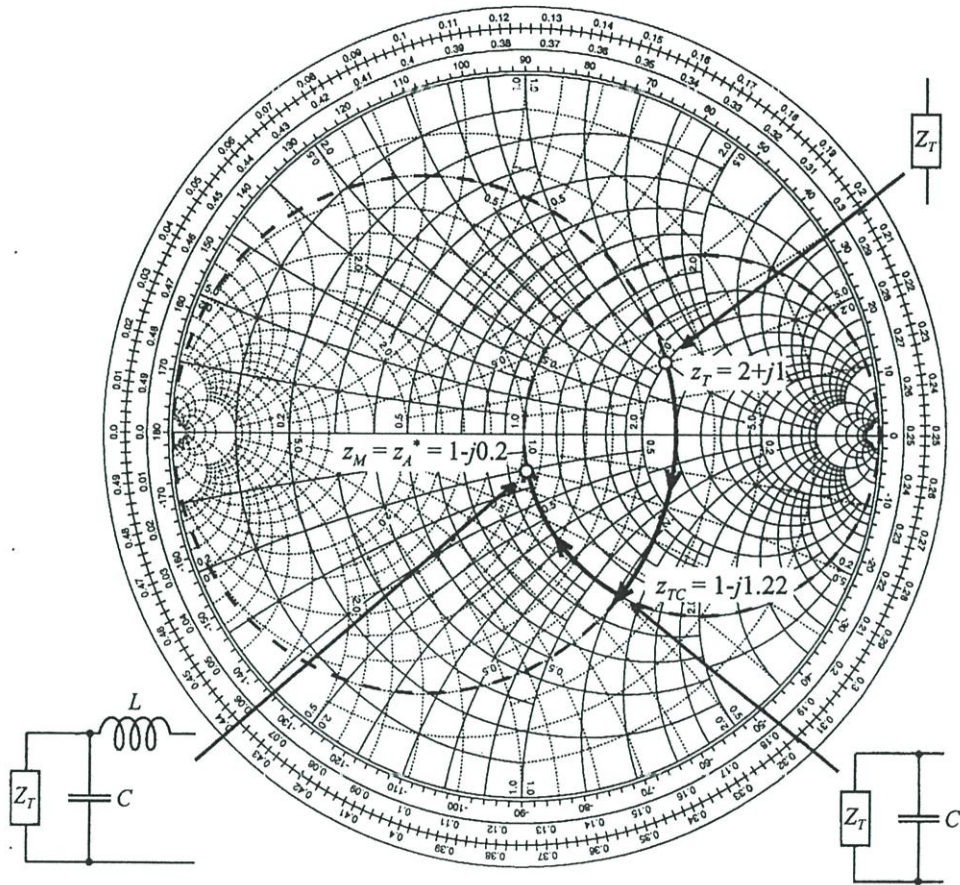
$$L = \frac{Z_0}{\omega b_L} \quad (2.74)$$

เมื่อ x และ b คือ ค่ารีแอกแตนซ์และค่าซัสเซปแตนซ์ซึ่งขึ้นอยู่กับความยาวของเส้นทางที่ลากบนสมิทชาร์ต

รูปที่ 2.27 แสดงการทำอิมพีแดนซ์แมตชิ่งโดยใช้สมิทชาร์ต โดยเป็นการทำอิมพีแดนซ์แมตชิ่งระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ที่นอร์มัลไลซ์ด้วย Z_0 แล้วคือ Z_T เท่ากับ $\omega + j$ กับอิมพีแดนซ์ Z_A เท่ากับ $1 + j0.2$ โดยมีข้อสังเกตว่า จากค่าอิมพีแดนซ์ 2 ค่าที่เราต้องการแมตชิ่งเข้าด้วยกัน เราต้องเลือกให้ค่าหนึ่งเป็นจุดเริ่มต้นบนสมิทชาร์ตและค่าที่เหลือเป็นจุดปลายทาง โดยที่ตำแหน่งของจุดปลายทางบนสมิทชาร์ตในตัวอย่างนี้จะป็นตำแหน่งของค่าอิมพีแดนซ์ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าคอนจูเกตของอิมพีแดนซ์ที่เราเลือกให้เป็นค่าปลายทาง(ซึ่งหมายถึง ค่า Z_A^* ในรูปที่ 2.27)นั่นเอง

พิจารณารูปที่ 2.27 จะพบว่าเรานำตัวเก็บประจุต่อขนานกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_T ทำให้ได้ค่าอิมิตแดนซ์รวมเท่ากับ Z_{TC} ซึ่งค่าของตัวเก็บประจุจะหาได้โดยการหาค่า b_C บนสมิทชาร์ตซึ่งมีค่าเท่ากับ $j0.5 - (-j0.2)$ หรือ $j0.7$ แล้วนำไปแทนค่าในสมการ (2.73) ต่อจากนั้นต่อตัวเหนี่ยวนำ

อนุกรมเข้ากับ Z_{TC} จะทำให้ได้ผลลัพธ์คือ ค่าอิมพีแดนซ์ Z_A^* เท่ากับ $1-j0.2$ ซึ่งค่าของตัวเหนี่ยวนำที่นำมาต่ออนุกรมหาได้จาก x_c ซึ่งมีค่าเท่ากับ $-j0.2(-j1.22)$ หรือ $j1.02$ โดยนำไปแทนค่าในสมการ(2.72)



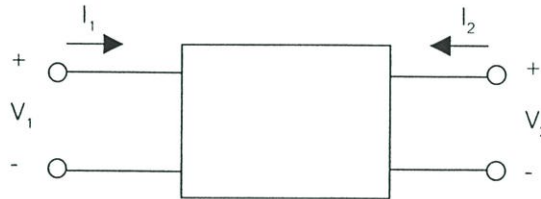
รูปที่ 2.27 แสดงการทำอิมพีแดนซ์แมตชิงโดยใช้สมิทชาร์ต

อนึ่ง ถ้าสังเกตรูปที่ 2.27 อีกครั้งจะพบว่าเส้นทางที่เชื่อมระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ Z_T กับ Z_A^* จะมีอีกหนึ่งเส้นทางคือ เกิดจากการต่อตัวเหนี่ยวนำขนานกับ Z_T แล้วตามด้วยการต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรม ซึ่งจะทำได้ผลลัพธ์คือ Z_A^* เป็นค่าอิมพีแดนซ์ปลายทางเช่นกัน และจะเห็นว่าสอดคล้องกับการออกแบบวงจรแมตชิงชนิดตัวแอลที่กล่าวในตอนต้นว่า วงจรแมตชิงที่ได้จะมี 2 ลักษณะที่เกิดจากการสลับตำแหน่งของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำนั่นเอง

บทที่ 3

ทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ต

โครงข่ายสองพอร์ตหมายถึง โครงข่ายที่มีสี่ขั้ว (Four poles) ขั้วทั้งสี่ถูกจัดให้เป็นสองคู่ ซึ่งแต่ละคู่เราจะเรียกว่า หนึ่งพอร์ต โดยลักษณะทั่วไปของ โครงข่ายสองพอร์ตแสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงข่ายสองพอร์ตโดยทั่วไป

ในการอธิบายคุณสมบัติของโครงข่ายเราจะใช้แรงดัน V_1 และกระแส I_1 ในการอธิบายคุณสมบัติทางด้านอินพุตของโครงข่าย ส่วนแรงดัน V_2 และแรงดัน I_2 จะใช้ในการอธิบายคุณสมบัติของโครงข่ายทางด้านเอาต์พุต ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันทางเอาต์พุตกับทางอินพุตจะอธิบายด้วยพารามิเตอร์สองพอร์ต(Two-port parameter) โดยมีข้อสังเกตว่า การกำหนดทิศทางกระแสของกระแสจะต้องพุ่งเข้าสู่โครงข่ายเสมอ โดยทั่วไปเราสามารถใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้ทั้งประเภทพาสซีฟและแอคทีฟ เช่น เมื่อเราไบแอส(Bias)หรือตั้งจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ให้อยู่ใน โมดฟอร์เวิร์ดแอคทีฟแล้วจะทำให้เราสามารถพิจารณาให้ทรานซิสเตอร์เป็น โครงข่ายสองพอร์ตและอธิบายคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ดังกล่าวด้วยพารามิเตอร์สองพอร์ตได้

ข้อสังเกตที่สำคัญประการหนึ่งคือ ค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตจะอธิบายคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ได้ถูกต้องก็ต่อเมื่อสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับทรานซิสเตอร์มีขนาดเล็กเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจาก เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่ามากขึ้นจะทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตไม่เป็นเชิงเส้น เราจึงไม่สามารถใช้พารามิเตอร์สองพอร์ตในการอธิบายคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ได้อีกต่อไป

สำหรับสัญญาณอินพุตของไบ โพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในลักษณะของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม และวงจรเบสร่วมก็คือ v_{bc} ซึ่งเกณฑ์ที่ใช้ในการพิจารณาว่า v_{bc} ขนาดเท่าใดจึงจะถือว่ามีความเล็กพอสำหรับการขยายสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้นนั้น เราจะพิจารณาเทียบกับค่า Thermal voltage V_T ซึ่ง ณ ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส V_T จะมีค่าประมาณ 26 มิลลิโวลต์ และโดยทั่วไปเราจะถือว่าแรงดัน

v_{bc} ค่าประมาณ 10 มิลลิโวลต์[6]เป็นขนาดของสัญญาณอินพุตที่เล็กพอที่จะประมาณได้ว่าทรานซิสเตอร์จะขยายสัญญาณได้อย่างเป็นเชิงเส้น ทำให้เราสามารถแทนทรานซิสเตอร์ได้ด้วยพารามิเตอร์สองพอร์ต ซึ่งพารามิเตอร์สองพอร์ตจะมีอยู่หลายชนิดที่เหมาะสมกับการใช้งานแตกต่างกัน เช่น ในย่านความถี่เสียงเราจะแทนทรานซิสเตอร์ได้ด้วยไฮบริด(Hybrid) หรือ h พารามิเตอร์ และเมื่อความถี่สูงขึ้นไป ในย่านความถี่วิทยุ เราจะใช้ Y หรือ S พารามิเตอร์อธิบายคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ โดยที่พารามิเตอร์สองพอร์ตทั้งสองชนิดจะมีข้อแตกต่างกันในแง่ของย่านความถี่ที่ใช้งานและความยุ่งยากในขบวนการวัดค่า กล่าวคือ ในขบวนการวัดหาค่า Y พารามิเตอร์จะต้องมีการลัดวงจร(Shorted-circuit)ที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งเพื่อวัดค่ากระแส รวมทั้งการจัดวางอุปกรณ์แต่ละตัวในวงจรให้เหมาะสมเพื่อลดผลของอุปกรณ์แฝง(Parasitic)เป็นสิ่งจำเป็น แต่ทว่าการนำโพรบ(Probe)วัดกระแสเข้าไปต่อรวมในวงจรเพื่อวัดค่า Y พารามิเตอร์จะทำให้การจัดวางอุปกรณ์มีความยากลำบากโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อค่าความถี่สูงขึ้น เป็นผลให้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดไม่มีความแม่นยำ ขณะที่ S พารามิเตอร์มีความได้เปรียบในแง่ดังกล่าวและเป็นที่ยอมรับใช้งานและเผยแพร่มาในรูปของแผ่นข้อมูลมากกว่า Y พารามิเตอร์ เนื่องจากในขบวนการวัดหาค่าพารามิเตอร์ไม่ต้องการการลัดวงจร แต่จะใช้วิธีการต่อค่าความต้านทาน 50 โอห์ม (ในระบบ 50 โอห์ม) เข้าไปที่พอร์ตของอุปกรณ์ซึ่งทำได้ง่ายกว่าและค่าความต้านทาน 50 โอห์มนี้ก็ยังมีค่าคงที่แน่นอน แม้ความถี่จะสูงขึ้นถึงย่านจิกะเฮิรตซ์ก็ตาม ทำให้การวัดค่า S พารามิเตอร์มีความแม่นยำสูงกว่าการวัดค่า Y พารามิเตอร์

นอกจาก Y และ S พารามิเตอร์ที่ได้กล่าวถึงแล้วนั้นยังมีพารามิเตอร์สองพอร์ตชนิดอื่นๆอีก เช่น ABCD และ Z พารามิเตอร์ ซึ่งเราสามารถนำคุณสมบัติของพารามิเตอร์สองพอร์ตเหล่านี้มาใช้ในการจัดรูปโครงข่ายที่มีความซับซ้อนให้ต่อการคำนวณมากขึ้นได้ เช่น ถ้าเราพิจารณาได้ว่าโครงข่ายที่มีความซับซ้อนเกิดจากโครงข่ายสอง โครงข่ายต่อกันแบบคาสเคด จะทำให้เราสามารถหาผลลัพธ์ของพารามิเตอร์สองพอร์ตรวมได้จากการนำค่า ABCD พารามิเตอร์ของสองโครงข่ายคูณกันได้เป็นค่า ABCD พารามิเตอร์รวม จากนั้นก็ทำการแปลงค่า ABCD พารามิเตอร์รวมที่ได้ให้เป็นพารามิเตอร์ชนิดที่เราต้องการ เป็นต้น

3.1 Y พารามิเตอร์

จากรูปที่ 3.1 เมื่อเราให้แรงดัน V_1 และ V_2 เป็นตัวแปรอิสระ จะทำให้ได้กระแสที่ขึ้นอยู่กับแรงดันดังสมการ

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

หรือ

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_i V_1 + Y_r V_2 \\ I_2 &= Y_f V_1 + Y_o V_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

เมื่อ

$$Y_i = Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = \text{short-circuit input admittance} \quad (3.3)$$

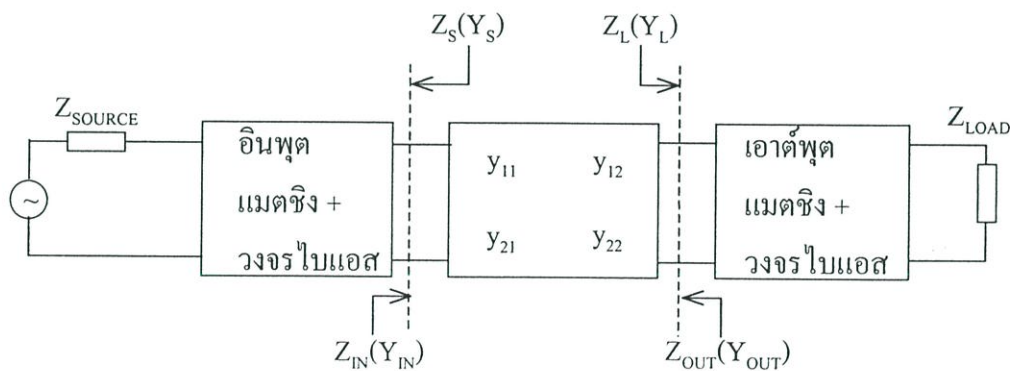
$$Y_r = Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = \text{short-circuit reverse transfer admittance} \quad (3.4)$$

$$Y_f = Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = \text{short-circuit forward transfer admittance} \quad (3.5)$$

$$Y_o = Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = \text{short-circuit output admittance} \quad (3.6)$$

จากสมการ (3.3) ถึง (3.6) จะเห็นได้ว่าเมื่อเราต้องการวัดค่า Y พารามิเตอร์ของโครงข่ายสองพอร์ตใดๆ เราจะต้องทำการลัดวงจรที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งของโครงข่ายสองพอร์ตเพื่อให้แรงดันที่พอร์ตนั้นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์

3.2 ค่าเสถียรภาพของ Linvill และ Stern



รูปที่ 3.2 แสดงองค์ประกอบวงจรขยายโดยทั่วไปในรูปของ Y พารามิเตอร์

สิ่งสำคัญที่เราจะต้องพิจารณาเป็นอันดับแรกในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณคือ วงจรขยายจะต้องไม่เกิดการออสซิลเลต ซึ่งหลักเกณฑ์ที่ใช้ในการพิจารณาว่า วงจรขยายจะเกิดการออสซิลเลตหรือไม่คือ ค่าเสถียรภาพ(Stability factor) ซึ่งมีอยู่หลายตัว เช่น Linvill factor ซึ่งแทนด้วยอักษร C Stern factor ซึ่งแทนด้วยอักษร k และ Rollet's factor ซึ่งแทนด้วยอักษร K สำหรับหัวข้อนี้จะกล่าวถึง Linvill และ Stern factor เท่านั้น ส่วน Rollet's factor จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

เมื่อเรามีข้อมูล Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่จุดการทำงานและความถี่ใดๆ เราสามารถหาค่า C ได้จากสมการ

$$C = \frac{|Y_{12}Y_{21}|}{2\text{Re}(y_{11})\text{Re}(y_{22}) - \text{Re}(y_{12}y_{21})} \quad (3.7)$$

ซึ่งหลักเกณฑ์ในการพิจารณาค่าเสถียรภาพจะเป็นดังนี้

$C < 1$ แสดงว่า ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข (Unconditionally stable)

กล่าวคือ เราสามารถนำค่าอิมพีแดนซ์ใดๆที่เกิดจากอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟมาต่อที่พอร์ตของทรานซิสเตอร์โดยจะไม่ทำให้วงจรขยายที่เกิดการออสซิลเลตเลย

$C > 1$ แสดงว่า ทรานซิสเตอร์มีโอกาสดังกล่าวเกิดการออสซิลเลต (Potentially unstable) กล่าวคือ จะ

มีค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดจากอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟบางค่า ซึ่งถ้านำมาต่อที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งของทรานซิสเตอร์แล้วจะส่งผลให้วงจรขยายที่สร้างจากทรานซิสเตอร์และอิมพีแดนซ์ค่าดังกล่าวเกิดการออสซิลเลตได้

การออกแบบวงจรขยายในขั้นตอนนี้ต่อไปจะขึ้นอยู่กับผลของการตรวจสอบค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ เช่น ถ้าค่า C มีค่าน้อยกว่า 1 จะทำให้เราสามารถออกแบบวงจรขยายให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneous conjugate match” ได้ แต่ถ้าหากค่า C ของทรานซิสเตอร์มีค่ามากกว่า 1 เราสามารถออกแบบวงจรขยายจากทรานซิสเตอร์ดังกล่าวได้โดยปรับค่าเสถียรภาพเพื่อให้ค่า C น้อยกว่า 1 ก่อน จากนั้นออกแบบวงจรขยายให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneous conjugate match” ได้เช่นกัน ซึ่งวิธีการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์จะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป หรือถ้าเราเลือกที่จะไม่ปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์เลย เราก็สามารถที่จะออกแบบวงจรขยายที่ไม่ออสซิลเลตได้โดยการเลือกค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่เหมาะสม(หมายถึง วงจรขยายที่สร้างจากทรานซิสเตอร์และค่าอิมพีแดนซ์ที่เลือกนั้นจะต้องไม่เกิดการออสซิลเลต) ซึ่งการตรวจสอบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่เราเลือกนั้นจะทำให้เกิดการออสซิลเลตหรือไม่ สามารถทำได้โดยใช้ Stern factor ดังสมการ

$$k = \frac{2(g_{11} + G_S)(g_{22} + G_L)}{|Y_{12}Y_{21}| + \text{Re}(Y_{12}Y_{21})} \quad (3.8)$$

เมื่อ

G_S หมายถึง ส่วนจริงของค่าแอดมิตแดนซ์ที่มองจากทรานซิสเตอร์ไปยังแหล่งกำเนิด(Y_S)

ซึ่งเป็นผลรวมของวงจรทุกส่วนทางด้านอินพุต

G_L หมายถึง ส่วนจริงของค่าแอดมิตแดนซ์ที่มองจากทรานซิสเตอร์ไปยังโหลด(Y_L) ซึ่ง

เป็นผลรวมของวงจรทุกส่วนทางด้านเอาต์พุต

หลักเกณฑ์ในการพิจารณาค่าเสถียรภาพ คือ ถ้า k มีค่ามากกว่า 1 แสดงว่าวงจรถยายที่ประกอบ ด้วยทรานซิสเตอร์และค่าอิมพีแดนซ์นั้นๆ จะไม่เกิดการออสซิลเลต

ในทางปฏิบัติ เราจะออกแบบวงจรถยายให้มีค่า Stern factor มากกว่า 4 เพื่อเป็นการชดเชยการ แปรผันของค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ ซึ่งเป็นผลมาจากการ กระจายทางสถิติ(Spreading)ของทรานซิสเตอร์ในขบวนการผลิตและจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ เปลี่ยนไป[14] ตามสภาพแวดล้อม เช่น อุณหภูมิ เป็นต้น

อนึ่ง พิจารณาสมการ(3.8)จะพบว่า Stern factor ไม่ได้มีส่วนจินตภาพของค่าแอดมิตแดนซ์ ของแหล่งกำเนิดและโหลดมาคำนวณด้วย จึงไม่สามารถรับประกันได้ว่าวงจรถยายจะไม่เกิดการ ออสซิลเลต ดังนั้น เราจึงต้องใช้การตรวจสอบค่า Y_{IN} และ Y_{OUT} ในรูปที่ 3.2 เข้ามาช่วย กล่าวคือ วง จรขยายจะไม่เกิดการออสซิลเลตก็ต่อเมื่อส่วนจริงของ Y_{IN} และ Y_{OUT} เป็นจำนวนบวกหรือเขียนใน รูปสมการได้เป็น

$$\text{Re}(Y_{IN}) > 0 \text{ และ } \text{Re}(Y_{OUT}) > 0 \quad (3.9)$$

หรือ

$$\text{Re}(Z_{IN}) > 0 \text{ และ } \text{Re}(Z_{OUT}) > 0 \quad (3.10)$$

จากที่กล่าวมาทั้งหมดในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์และวงจรถยายโดยใช้ Linvill และ Stern factor ซึ่งต่อจากนี้จะเป็นการแสดงที่มาของค่า factor ทั้งสองโดย สั้นๆโดยเริ่มจาก Linvill factor ก่อน ดังนี้

พิจารณาสมการที่ทำให้อุปกรณ์แอกทีฟมีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข[15]คือ

$$2\text{Re}(y_{11})\text{Re}(y_{22}) - \text{Re}(y_{12}y_{21}) > |y_{12}y_{21}| \quad (3.11)$$

นำเทอม $|y_{12}y_{21}|$ หารทั้งสองข้างและกลับเศษส่วนทั้งสองด้านจะได้

$$C = \frac{|y_{12}y_{21}|}{2\text{Re}(y_{11})\text{Re}(y_{22}) - \text{Re}(y_{12}y_{21})} \quad (3.7)$$

เหตุผลที่สนับสนุนสมการ(3.11)จะพิจารณาจากค่าส่วนจริงของค่าอิมิตแดนซ์ทางด้านแหล่ง กำเนิดที่ทำให้ได้อัตราขยายกำลังมากที่สุดคือ

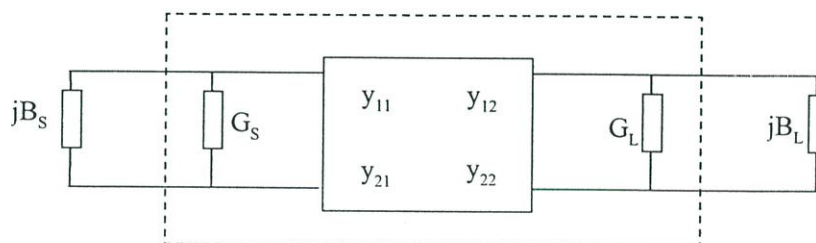
$$\text{Re}(Z_S) = \frac{1}{2\text{Re}(y_{22})} \left\{ [2\text{Re}(y_{11})\text{Re}(y_{22}) - \text{Re}(y_{12}y_{21})]^2 - |y_{12}y_{21}|^2 \right\}^{1/2} \quad (3.12)$$

พิจารณาเทอมภายในวงเล็บปีกกาจะเห็นว่า ถ้า

$$|y_{12}y_{21}| > 2\text{Re}(y_{11})\text{Re}(y_{22}) - \text{Re}(y_{12}y_{21}) \quad (3.13)$$

จะทำให้ผลรวมของเทอมในวงเล็บปีกกามีค่าติดลบทำให้ไม่สามารถถอดรากที่สองออกมาเป็นจำนวนจริงได้

Stern ได้ทำการนิยามค่าเสถียรภาพ โดยรวมเอาส่วนจริงของค่าแอดมิตแดนซ์ทางด้านแหล่งกำเนิดและโหลดเข้าไปด้วยดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แบบจำลองที่ใช้ในการหาค่า Stern's k factor

พิจารณารูปที่ 3.3 เมื่อ

$$Y_s = G_s + j B_s \text{ และ } Y_L = G_L + j B_L \quad (3.14)$$

ทำให้ได้ Y พารามิเตอร์รวมมีค่าเป็น

$$y = \begin{vmatrix} y_{11} + Y_s & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} + Y_L \end{vmatrix} \quad (3.15)$$

อสมการ(3.11)จึงมีค่าเป็น

$$2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L) - \text{Re}(y_{12}y_{21}) > |y_{12}y_{21}| \quad (3.16)$$

และเรากำหนดให้

$$L = |y_{12}y_{21}| \quad (3.17)$$

$$M = \text{Re}(y_{12}y_{21}) \quad (3.18)$$

จัดรูปอสมการ(3.16) ใหม่จะได้

$$2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L) - M > L \quad (3.19)$$

$$(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L) > \frac{L+M}{2} \quad (3.20)$$

นำ 2 คูณทั้งสองข้างจากนั้นนำ L+Mหารทั้งสองด้านจะได้

$$\frac{2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L)}{|y_{12}y_{21}| + \text{Re}(y_{12}y_{21})} > 1 \quad (3.21)$$

และสุดท้าย เปลี่ยนเครื่องหมายมากกว่าเป็นเครื่องหมายเท่ากับและแทน 1 ด้วย k จะได้

$$k = \frac{2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L)}{|y_{12}y_{21}| + \text{Re}(y_{12}y_{21})} \quad (3.8)$$

จากสมการ(3.8)เมื่อดังเกณฑ์ในการพิจารณาว่า ถ้า k มีค่ามากกว่า 1 แสดงว่าวงจรขยายที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์และค่าแอดมิตแดนซ์นั้นๆ จะไม่เกิดการออสซิลเลต ซึ่งจะทำให้มีความหมายสอดคล้องกับอสมการ(3.21) นั่นเอง

จากการที่ Linvill stability factor ถูกนิยามภายใต้เงื่อนไขที่ไม่มีอิมิตแดนซ์ใดๆต่อกับอินพุตและเอาต์พอร์ทของทรานซิสเตอร์เลย ซึ่งหมายถึง อินพุตและเอาต์พอร์ทของทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะเปิดวงจรซึ่งเงื่อนไขเปิดวงจรนี้ถือว่าเป็นเงื่อนไขที่เลวร้ายที่สุด(Worse case)[1]ที่จะเกิดการออสซิลเลต ดังนั้นเมื่อผลการคำนวณหา Linvill stability factor ออกมาว่าทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพ จึงเป็นเหตุให้ไม่มีอิมิตแดนซ์ที่เกิดจากอุปกรณ์พาสซีฟค่าใดที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดการออสซิลเลต จึงกล่าวได้ว่า ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข (Unconditionally stable)

ส่วนกรณีของ Stern stability factor จะพบว่าได้นำเอาค่าความนำของวงจรรายนอกทางด้านอินพุต (G_s) และค่าความนำของวงจรรายนอกทางด้านเอาต์พุต(G_L)เข้าไปด้วย โดยที่ค่าความนำ(G_s)ดังกล่าวจะรวมผลของวงจรมัดชิงทางอินพุต ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด ส่วนประกอบของวงจรไบแอสเข้าไป และค่า G_L ก็พิจารณาในทำนองเดียวกัน จากเหตุดังกล่าวจึงทำให้เป็นไปได้ว่าวงจรขยายจะสามารถออสซิลเลตได้ ถ้าหากมีการปลดแหล่งกำเนิดหรือโหลดของวงจรออกไป ซึ่งเป็นข้อที่พึงระวัง

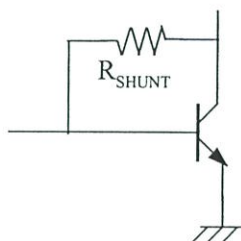
3.3 การปรับเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์

การปรับเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์เราสามารถแยกออกได้เป็น 2 กรณีคือ

- 1) ในกรณีของวงจรขยายซึ่งเราไม่ต้องการให้วงจรเกิดการออสซิลเลต การปรับเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์จึงหมายถึง การทำให้มั่นใจว่าวงจรจะไม่เกิดการออสซิลเลต
- 2) ในกรณีของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเราต้องการให้วงจรขาดเสถียรภาพเพื่อให้มั่นใจว่าวงจรจะไม่หยุดออสซิลเลต การปรับเสถียรภาพจึงเป็นการทำให้วงจรขาดเสถียรภาพ เช่น การใส่ตัวเหนี่ยวนำระหว่างขาเบสและกราวด์ในวงจรเบสร่วม เป็นต้น

จากความหมายของการปรับเสถียรภาพของวงจรทั้งสองกรณี เราจะมีวิธีการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์อยู่ 3 วิธี [6] คือ

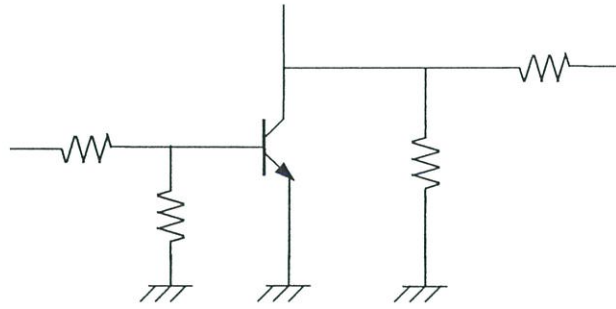
3.3.1 วิธี Shunt feedback



รูปที่ 3.4 แสดงการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธี Shunt feedback

วิธีการนี้อาศัยหลักการป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตมาสู่อินพุตของวงจร ที่พบมากที่สุดคือ การป้อนกลับจากขาคอลเลกเตอร์มาสู่ขาเบสในวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมดังรูปที่ 3.4 ซึ่งเราถือว่าเป็นการป้อนกลับแบบลบ (Negative feedback) เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต ผลลัพธ์ของวิธีการนี้จึงทำให้วงจรมีเสถียรภาพสูงขึ้น แต่ทำให้อัตราขยายลดลง ส่วนข้อดีอีกประการหนึ่งก็คือ ทำให้การบิดเบี้ยว (Distortion) ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ลดลงด้วย ซึ่งเหตุผลที่ว่าวิธี Shunt feedback สามารถปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ได้นั้น อาจอธิบายได้โดยผลของมิลเลอร์ (Miller effect) ประกอบกับสมการหาค่า Stern factor(k) กล่าวคือ ผลของมิลเลอร์จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่ระหว่างเอาต์พุตและอินพุตถูกแยกออกเป็น 2 ส่วนคือ ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ดังกล่าวนี้จะทำให้ค่า G_s และ G_L ในสมการของ Stern factor(k) มีค่าสูงขึ้น ส่งผลให้ค่า k สูงขึ้นในที่สุด แต่มีข้อควรระวังคือ วิธีการนี้ไม่สามารถใช้ได้กับวงจรขยายเบสร่วม

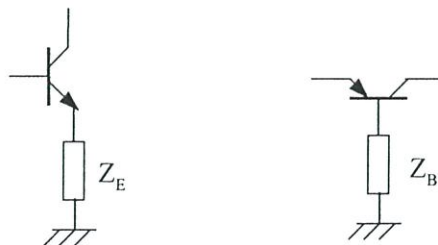
3.3.2 วิธี Resistive Loading



รูปที่ 3.5 แสดงการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธี Resistive Loading

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธี Resistive Loading เป็นการนำค่าความต้านทานมาต่ออนุกรมหรือขนานเข้ากับอินพุตหรือเอาต์พุตพอร์ตของทรานซิสเตอร์ ซึ่งการนำค่าความต้านทานมาต่อเพิ่มเข้ากับทรานซิสเตอร์สามารถกระทำได้ 4 ลักษณะดังรูป แต่ในทางปฏิบัติเราเลือกใช้เพียง 1 ลักษณะก็สามารถปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์จากสถานะที่มีโอกาสเกิดการออสซิลเลตให้มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขได้ และโดยทั่วไป การปรับค่าเสถียรภาพที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งของอุปกรณ์จะทำให้พอร์ตหนึ่งมีเสถียรภาพตามไปด้วย [6] สำหรับเหตุผลว่า วิธีการนี้สามารถปรับค่าเสถียรภาพของอุปกรณ์ได้อย่างไร ขอให้พิจารณาสมการหาค่า Stern factor(k)จะพบว่า เมื่อต่อตัวต้านทานขนานเข้าไปทางด้านอินพุตพอร์ตของอุปกรณ์จะทำให้ค่า G_S มีค่าเพิ่มขึ้นหรือเมื่อต่อตัวต้านทานขนานเข้าไปทางด้านเอาต์พุตพอร์ตของอุปกรณ์จะส่งผลให้ G_L มีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกัน ซึ่งไม่ว่าจะเป็น G_S หรือ G_L มีค่าเพิ่มขึ้นก็จะส่งผลให้ค่า k มีค่าเพิ่มขึ้นนั่นเอง ในทางปฏิบัติเรามักจะเลือกการใส่ตัวต้านทานขนานเข้าไปทางด้านเอาต์พุตพอร์ตของวงจร เนื่องจากถ้าเราใส่ทางด้านอินพุตพอร์ตจะทำให้ประสิทธิภาพเชิงสัญญาณรบกวนของวงจรรขยายด้อยลงไปมากกว่า [16]

3.3.3 วิธีดีเจเนอเรชัน (Degeneration)



รูปที่ 3.6 แสดงการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธีดีเจเนอเรชัน

จากรูปที่ 3.6 จะพบว่าการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์โดยวิธีดีเจเนอเรชันเป็นการนำค่าอิมพีแดนซ์มาต่อกันระหว่างขาที่ใช้เป็นขาร่วม(Common) เช่น ขาอิมิตเตอร์หรือขาเบสของทรานซิสเตอร์กับกราวด์ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะทำให้เสถียรภาพของวงจรด้อยลง กล่าวคือมีโอกาสที่จะเกิดการออสซิลเลตสูงขึ้น ตัวอย่างที่เห็นได้ชัด คือ ผลของอุปกรณ์แฝงในตัวเก็บประจุบายพาสส์(Bypass capacitor)ที่ขาอิมิตเตอร์ในวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่อาจทำให้เกิดผลของอิมิตเตอร์ดีเจเนอเรชันโดยไม่ตั้งใจ[17]เป็นต้น แต่ทว่าจุดประสงค์ของการใช้วิธีการนี้โดยส่วนใหญ่ก็คือ จะทำเพื่อปรับค่าแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้นหรือปรับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายให้อยู่ในระดับที่ง่ายต่อการทำแมตชิง และ ใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น

ในทางปฏิบัติเราอาจเลือกใช้วิธีการปรับเสถียรภาพวิธีใดวิธีหนึ่งหรือร่วมกันก็ได้ เช่น ในการออกแบบวงจรขยายแบนด์กว้าง (Boardband amplifier)แบบอิมิตเตอร์ร่วม เราอาจเลือกใช้ทั้งวิธีการ Resistive loading โดยการต่อตัวต้านทานจากขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ลงกราวด์และวิธีการ Shunt feedback ร่วมกันเพื่อปรับค่าเสถียรภาพไม่ให้ออสซิลเลตที่ความถี่ใดๆ ภายในแถบความถี่ที่เราต้องการ[6] ส่วนวิธีอิมิตเตอร์ดีเจเนอเรชันใช้เพื่อปรับค่าแบนด์วิดท์วงจรให้กว้างขึ้น เป็นต้น สำหรับวงจรขยายทั่วไปๆ เราจะใช้วิธีการ Shunt feedback และ Resistive loading เท่านั้น

3.4 ความเข้าใจเกี่ยวกับ S พารามิเตอร์

ในปัจจุบันแผ่นข้อมูลของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำสำหรับความถี่สูงจะเผยแพร่ข้อมูลที่แสดงคุณลักษณะ (Characteristics) ของอุปกรณ์มาในรูปของ S พารามิเตอร์ที่อาจอยู่ในรูปแบบที่แตกต่างกัน เช่น Polar plot สมิทชาร์ตหรือให้มาเป็นตารางข้อมูล เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจากเราสามารถทำการวัดค่า S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์ได้สะดวกและแม่นยำกว่าการวัดค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตชนิดอื่น ซึ่งจะต้องมีการลัดวงจรหรือเปิดวงจรที่พอร์ตข้างใดข้างหนึ่งของอุปกรณ์ในขณะที่ทำการวัด ซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในทางปฏิบัติเมื่อค่าความถี่มีค่าสูงขึ้น

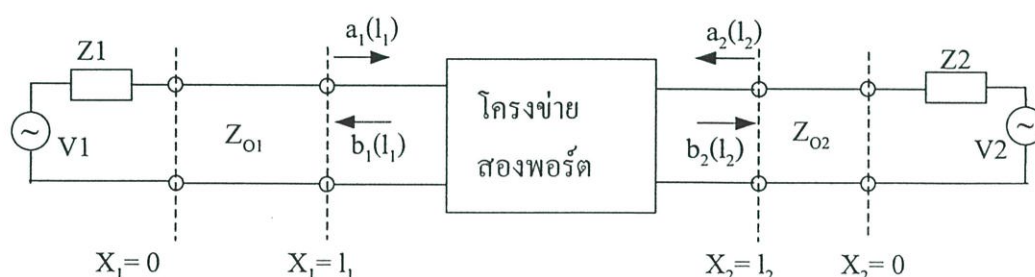
เพื่อที่จะทำความเข้าใจเกี่ยวกับคุณสมบัติของ S พารามิเตอร์เราจะพิจารณารูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7(ก) โครงข่ายสองพอร์ตโดยทั่วไป



รูปที่ 3.7(ข) โครงข่ายสองพอร์ตที่แทนด้วย S พารามิเตอร์



รูปที่ 3.7(ค) นิยามของโครงข่ายสองพอร์ตที่แทนด้วย S พารามิเตอร์

พิจารณาจากรูปที่ 3.7 (ก) และสมการ(3.1)จะเห็นว่าพารามิเตอร์สองพอร์ตชนิดอื่น เช่น Y หรือ h พารามิเตอร์จะเป็นเมตริกซ์ที่อธิบายความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างปริมาณกระแสหรือแรงดันที่เข้าออกพอร์ตของโครงข่าย แต่จากรูปที่ 3.7(ข) จะเห็นว่า S พารามิเตอร์มีความแตกต่างไปจากพารามิเตอร์สองพอร์ตชนิดอื่นตรงที่ว่า แทนที่จะเป็นการวัดค่ากระแสหรือแรงดันที่เข้าออกพอร์ตของโครงข่ายโดยตรง แต่กลับเป็นการวัดค่าเพื่อหาอัตราส่วนระหว่างปริมาณของสัญญาณสะท้อนกลับ (Reflected signal) ออกมาจากพอร์ตของโครงข่ายต่อปริมาณของสัญญาณเดินทางเข้า (Incident signal) เข้าสู่พอร์ตของโครงข่าย[9] ซึ่งจากรูปเราจะแทนด้วยสัญลักษณ์ b และ a ตามลำดับ ส่วนคำว่า “ปริมาณของสัญญาณ” นั้นจะมีความหมายได้ทั้งค่ากระแส ค่าแรงดัน หรือค่ากำลังก็ได้ ดังนั้น การหาค่า S พารามิเตอร์ ของโครงข่ายสองพอร์ตใดๆ จึงเป็นการหาค่า a และ b นั้นเอง

จากรูปที่ 3.7 (ค) จะเห็นว่า S พารามิเตอร์ ถูกนิยามและวัดค่าภายใต้สภาพแวดล้อมของสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะค่าหนึ่ง (ซึ่งจากรูปที่ 3.7 (ค) จะหมายถึง Z_{O1} หรือ Z_{O2} และส่วนมากจะมีค่าเท่ากับ Z_{out} ของแหล่งกำเนิด ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z_L) หรือ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของเครื่องมือวัด) ซึ่งเราเรียกว่า ค่าอิมพีแดนซ์ระบบ(System impedance)[18] โดยอาจมีค่าเท่ากับ 50 โอห์มหรือ 75 โอห์ม ก็ได้ ดังนั้นการอธิบายที่มาของ S พารามิเตอร์จึงทำได้โดยอาศัยสมการของกระแสและแรงดัน ณ ตำแหน่งใดๆ บนสายส่งดังต่อไปนี้

จากสมการ (2.21) และ (2.22) ในบทที่ 2 เราเปลี่ยนสัญลักษณ์ที่ใช้แทนความยาวของสายส่ง จาก z เป็น x เพื่อให้สอดคล้องกับรูปที่ 3.7(ค)จะได้

$$V_i(x) = V_i^+(x) + V_i^-(x) \quad (3.22)$$

$$I_i(x) = I_i^+(x) - I_i^-(x) \quad (3.23)$$

$$= \frac{V_i^+(x) - V_i^-(x)}{Z_0} \quad (3.24)$$

เมื่อ

$$i = 1 \text{ หรือ } 2$$

$$V^+(x) = V^+ e^{-j\beta x}, I^+(x) = I^+ e^{-j\beta x}$$

$$V^-(x) = V^- e^{j\beta x}, I^-(x) = I^- e^{j\beta x}$$

จากนั้นกำหนดค่าที่เรียกว่า Normalized notation [16] ดังต่อไปนี้

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.25)$$

$$i(x) = \sqrt{Z_0} \cdot I(x) \quad (3.26)$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.27)$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.28)$$

ทำให้เราสามารถเขียนสมการ (3.22) (3.23) และ สมการ (2.37) ให้อยู่ในรูป

$$v(x) = a(x) + b(x) \quad (3.29)$$

$$i(x) = a(x) - b(x) \quad (3.30)$$

และ

$$b(x) = \Gamma(x) \cdot a(x) \quad (3.31)$$

นอกจากนั้นเรายังสามารถเขียนสมการ (3.27) และ (3.28) ในรูปของ $V(x)$ และ $I(x)$ ได้ค่าดังนี้

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) + Z_0 I(x)] \quad (3.32)$$

$$b(x) = \frac{1}{2} [v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) - Z_0 I(x)] \quad (3.33)$$

จากสมการ (3.31) จะเห็นว่าสัญญาณสะท้อนกลับมีค่าเท่ากับสัญญาณเดินทางเข้าคู่กับ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนั่นเอง และเนื่องจากเรากำลังพิจารณาโครงข่ายสองพอร์ตที่ตำแหน่ง $X_1 = l_1$ และ $X_2 = l_2$ (ดูรูปที่ 3.7 (ก)) ซึ่งจะมีค่าคลื่นเดินทางเข้า $a_1(l_1)$ และคลื่นสะท้อนกลับ $b_1(l_1)$ ที่ พอร์ต 1 และมีค่า $a_2(l_2)$ กับ $b_2(l_2)$ ที่พอร์ต 2 เราจึงเขียนสมการ (3.31) ให้อยู่ในรูปทั่วไปโดย

$$b_1(l_1) = s_{11}a_1(l_1) + s_{12}a_2(l_2) \quad (3.34)$$

$$b_2(l_2) = s_{21}a_1(l_1) + s_{22}a_2(l_2) \quad (3.35)$$

และเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

หรือ

$$[b] = [S][a] \quad (3.37)$$

ค่าพารามิเตอร์ S_{11} , S_{12} , S_{21} และ S_{22} ซึ่งเป็น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient) จึงถูกเรียกว่า สแคตเตอริงพารามิเตอร์ (Scattering parameter) หรือ S พารามิเตอร์ นั่นเอง

ส่วนการหาค่าหรือวัดค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวนั้นเราจะอาศัยสมการดังต่อไปนี้

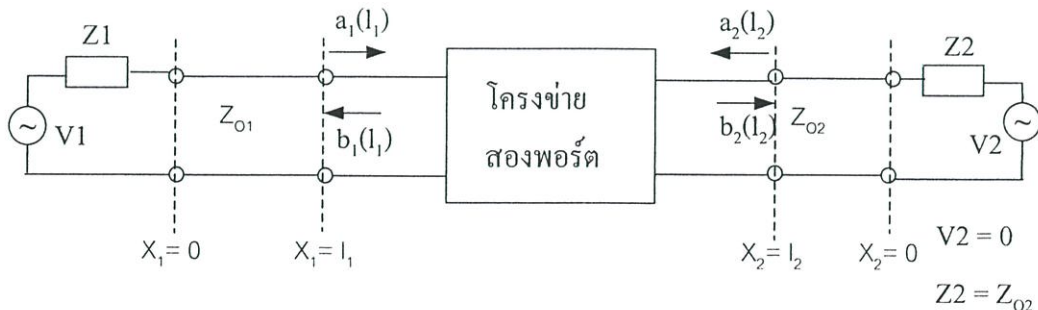
$$S_{11} = \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)} \Big|_{a_2(l_2)=0} \quad (3.38)$$

$$S_{12} = \frac{b_1(l_1)}{a_2(l_2)} \Big|_{a_1(l_1)=0} \quad (3.39)$$

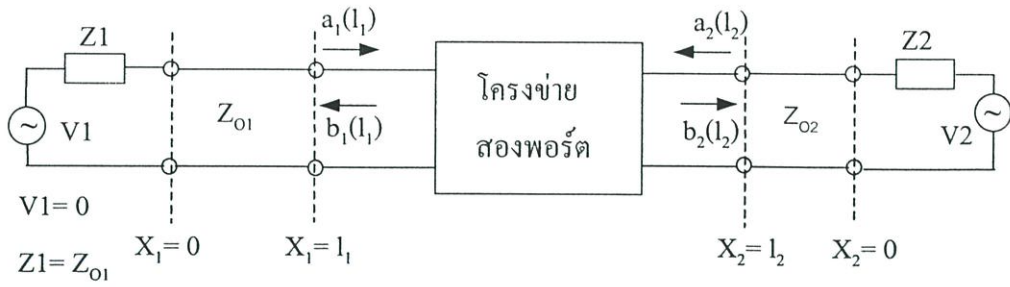
$$S_{21} = \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)} \Big|_{a_2(l_2)=0} \quad (3.40)$$

$$S_{22} = \frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)} \Big|_{a_1(l_1)=0} \quad (3.41)$$

โดยมีวงจรที่แสดงเงื่อนไขการวัดค่าที่สอดคล้องกับนิยามดังนี้



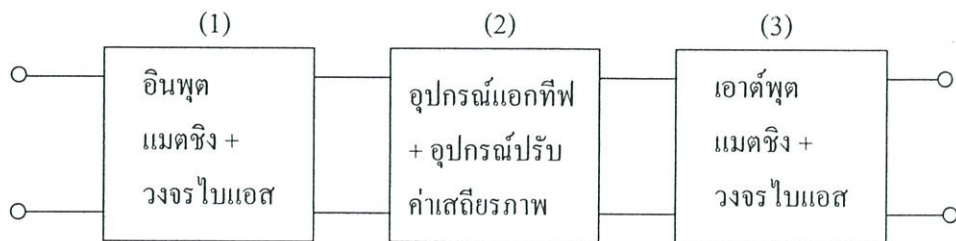
รูปที่ 3.8(ก) แสดงหลักการวัดค่า S_{11} และ S_{21}



รูปที่ 3.8(ข) แสดงหลักการวัดค่า S_{12} และ S_{22}

มีข้อสังเกตประการหนึ่งคือ การวัดค่า a และ b ตามสมการ(3.38) ถึงสมการ(3.41) นั้นค่าตัวแปร a และ b ที่เราต้องการทราบค่าจะต้องเป็นค่า ณ ตำแหน่งอินพุตพอร์ตและ เอาต์พอร์ตของโครงข่ายสองพอร์ต ซึ่งหมายถึงค่า a และ b ณ ตำแหน่ง $x_1 = l_1$ และ $x_2 = l_2$ ในรูปที่ 3.8 แต่จากโครงสร้างทางกายภาพของระบบการวัดจะเห็นว่าค่า a และ b ที่ปรากฏจริง ณ ภาคอินพุตของเครื่องมือวัดไม่ใช่ค่าที่เราต้องการวัด เนื่องจากเป็นส่วนของสัญญาณที่ต้องผ่านสายส่งและอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างๆ ในระบบของเครื่องมือวัดนั้นๆ แต่ทว่าค่าที่อ่านได้จากส่วนแสดงผลของเครื่องมือวัดก็เป็นค่าที่ถูกต้อง เนื่องจากเครื่องมือวัดได้อาศัยวิธีการที่เรียกว่า การเลื่อนระนาบ (Shifting Reference Plane)[10][16] ในการคำนวณหาค่า a และ b ที่ถูกต้องภายใต้โครงสร้างทางกายภาพของเครื่องมือวัดนั้นโดยอัตโนมัติ ดังนั้นในการใช้งานเครื่องมือวัดเหล่านี้เราควรต้องมีความระมัดระวังในการเปลี่ยน ซ่อมหรือตัดแปลงอุปกรณ์ร่วม (Accessories) ที่มากับเครื่องมือวัด เนื่องจากอุปกรณ์เหล่านี้มีความสำคัญโดยตรงต่อผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ที่เราต้องการ

3.5 ความรู้พื้นฐานสำหรับการออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กย่านความถี่วิทยุ โดยใช้ S พารามิเตอร์

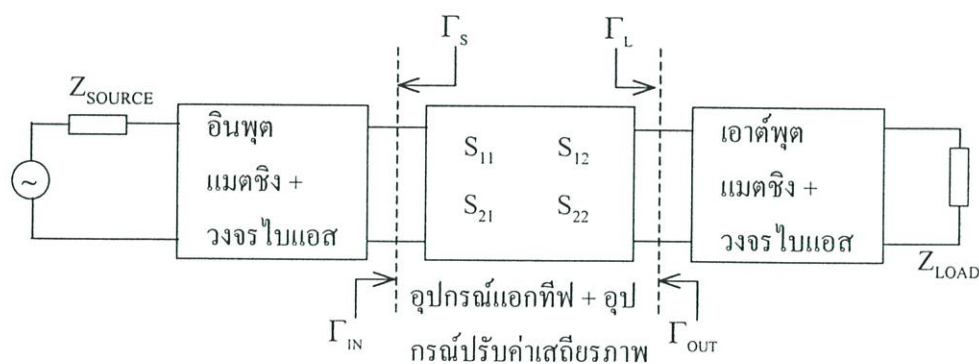


รูปที่ 3.9 แสดงองค์ประกอบของวงจรขยายย่านความถี่วิทยุ

โดยทั่วไปแล้ววงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กย่านความถี่วิทยุจะมีองค์ประกอบดังรูปที่ 3.9 ซึ่งแต่ละส่วนประกอบจะมีหน้าที่ดังต่อไปนี้

- ก. ส่วนที่ 1 และ 3 คือ วงจรไบแอส เพื่อกำหนดหรือตั้งจุดการทำงาน (Operating point) ให้กับอุปกรณ์ขยายสัญญาณในส่วนที่ 2 และต้องรักษาจุดการทำงานนั้นเอาไว้ (Bias Stabilization) เนื่องจากคุณสมบัติของอุปกรณ์ขยายสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงตามจุดการทำงานของอุปกรณ์ ส่วนอีกหน้าที่หนึ่งคือ หน้าที่ในการทำอิมพีแดนซ์แมตชิงเพื่อให้ได้คุณสมบัติของวงจร เช่น อัตราขยายกำลังตามที่เรต้องการ ซึ่งองค์ประกอบของวงจรขยายบางตัวอาจทำหน้าที่สองอย่างนี้พร้อมกันก็ได้ กล่าวคือ จะทำหน้าที่สำหรับการกำหนดจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์และการแมตชิงด้วย
- ข. ส่วนที่ 2 คือ อุปกรณ์ที่เป็นตัวขยายสัญญาณ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active devices) โดยอาจเป็นทรานซิสเตอร์หรือหลอดสูญญากาศก็ได้ ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวจะถูกพิจารณาให้เป็นโครงข่ายสองพอร์ตเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และออกแบบวงจร โดยจะถูกแทนด้วย S พารามิเตอร์หรือ Y พารามิเตอร์ก็ได้ แต่ในที่นี้ เราจะแทนอุปกรณ์ดังกล่าวด้วยค่า S พารามิเตอร์

ในการออกแบบวงจรขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์เราจะแทนองค์ประกอบของวงจรในรูปที่ 3.9 ด้วยตัวแปรต่างๆที่อยู่ในรูปของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงองค์ประกอบวงจรขยายด้วยตัวแปรในรูปของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

จากรูปที่ 3.10 จะเห็นว่ามีส่วนประ 2 ส่วน สำหรับใช้แบ่งขอบเขตของตัวแปรแต่ละตัว ว่าเราได้พิจารณาตัวแปรนั้นๆ โดยการรวมเอาองค์ประกอบวงจรส่วนใดเข้าไว้บ้างดังนี้

Γ_S หมายถึง สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแหล่งจ่าย ซึ่งคำนวณจาก Z_S ตามสมการ(2.44) คือ $\Gamma_S = (Z_S - Z_0) / (Z_S + Z_0)$ โดยที่ Z_S คือ ค่าอิมพีแดนซ์ซึ่งคิดรวมเอาองค์ประกอบวงจรต่างๆทางด้านอินพุต เช่น วงจรแมตชิงทางอินพุต วงจรไบแอส รวมไปถึงค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของแหล่ง

กำเนิด ซึ่งในกรณีนี้ที่วงจรขยายต่อกันแบบคาสเคด เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดจะหมายถึง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายที่อยู่ก่อนหน้า

Γ_L หมายถึง สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโหลด ซึ่งคำนวณจาก Z_L โดยที่ Z_L คืออิมพีแดนซ์ ซึ่งคิดรวมเอาองค์ประกอบวงจรต่างๆ ทางด้านเอาต์พุต เช่น วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุต วงจรไบแอส รวมไปถึงค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด

[S] หมายถึง S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ ซึ่งมีรายละเอียดดังกล่าวในหัวข้อที่แล้ว โดย S พารามิเตอร์นี้จะรวมองค์ประกอบวงจรที่ทำหน้าที่ปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ ในรูปแบบต่างๆ เช่น ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่ระหว่างขาเบสและคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์หรืออิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่กับขาอิมิตเตอร์ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วมเป็นต้น ซึ่งการที่พิจารณาให้ S พารามิเตอร์รวมเอาองค์ประกอบสำหรับปรับค่าเสถียรภาพต่างๆ เข้าไว้แล้วคิดเป็น S พารามิเตอร์รวมสุดท้าย (Composite S-parameters) นี้จะทำให้สะดวกในการพิจารณาค่าเสถียรภาพและการปรับค่าเสถียรภาพของอุปกรณ์

Γ_{IN} ซึ่งสอดคล้องกับค่า Z_{IN} โดยที่ Z_{IN} คือ อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปทางอินพุตพอร์ตของทรานซิสเตอร์ ซึ่งการพิจารณาอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์ ดังกล่าวจะต้องนำตัวแปรของโหลด คือ $\Gamma_L(Z_L)$ มาพิจารณาดังสมการ

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.42)$$

Γ_{OUT} ซึ่งสอดคล้องกับค่า Z_{OUT} โดยที่ Z_{OUT} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปยังเอาต์พุตพอร์ตของทรานซิสเตอร์และจะต้องนำเอาตัวแปรทางด้านอินพุตคือ $\Gamma_S(Z_S)$ มาพิจารณาดังสมการ

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.43)$$

ข้อสังเกต

- 1) จากสมการของ Γ_{IN} และ Γ_{OUT} จะเห็นว่าการเชื่อมโยงกันระหว่างตัวแปรทางด้านอินพุตพอร์ตคือ Γ_{IN} และ Γ_S กับตัวแปรทางด้านเอาต์พุตพอร์ตคือ Γ_{OUT} และ Γ_L ผ่าน S_{12} ทั้งนี้เนื่องจากเราทราบจากหัวข้อที่ผ่านมาแล้วว่า S_{12} หมายถึง การป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตมาสู่อินพุตและเป็นตัวเชื่อมโยงระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของอุปกรณ์ในวงจรขยาย ซึ่งในทางกายภาพแล้ว S_{12} ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะเกิดจากตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแฝงหรือองค์ประกอบการป้อนกลับภายนอกที่ต่อจากขาเบสกับขาคอลเล็กเตอร์ ในวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม นั่นเอง

- 2) ถ้าพิจารณาให้ S_{12} มีค่าเท่ากับศูนย์จะทำให้ Γ_{IN} เท่ากับ S_{11} และ Γ_{OUT} เท่ากับ S_{22} ซึ่งส่งผลให้การออกแบบวงจรทำได้ง่ายขึ้น แต่ทว่าก็ต้องแลกกับค่าผิดพลาดของผลการออกแบบที่ได้ โดยมีสมการที่ใช้ในการคำนวณถึงความคลาดเคลื่อนดังต่อไปนี้

$$U = \frac{S_{11}S_{12}S_{21}S_{22}}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (3.44)$$

U หมายถึง Unilateral figure of merit

ซึ่งถ้าค่า U ที่คำนวณได้น้อยกว่า 0.1 จะทำให้ค่าอัตราขยายกำลังที่ได้จากการออกแบบวงจรโดยการกำหนดให้ S_{12} เท่ากับศูนย์มีค่าแตกต่างไปจากผลจริงไม่เกิน 1 เดซิเบล[6]

- 3) อุปกรณ์ขยายสัญญาณที่ต่อกันในบางลักษณะเช่น ทรานซิสเตอร์ที่ต่อกันแบบคาสโคด (Cascode) จะมีคุณสมบัติที่ทำให้ได้ S_{12} เข้าใกล้ศูนย์มากขึ้นและเราอาจเรียก อุปกรณ์ในลักษณะดังกล่าวว่า Unilateral devices ได้ ทั้งนี้จะเห็นได้ว่าการต่อวงจรในลักษณะคาสโคดจะทำให้การป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตมาสู่อินพุตน้อยลงนั่นเอง นอกจากนั้นเรายังสามารถทำให้ S_{12} ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ด้วยวิธีการที่เรียกว่า Neutralization [12] ซึ่งโดยหลักการแล้ววิธีการนี้จะเป็นการทำให้ค่าส่วนจินตภาพของ S_{12} มีค่าเท่ากับศูนย์โดยอาศัยวงจรจูน (Tuned circuit) จึงทำให้วิธีการดังกล่าวเหมาะกับการใช้งานในวงจรแบนด์แคบ (Narrow band) เท่านั้น เพราะวงจรจูนสามารถทำให้ส่วนจินตภาพของ $S_{12} = 0$ ได้จริงที่ค่าความถี่เดียวเท่านั้น ยิ่งกว่านั้น หากจุดการทำงานของอุปกรณ์ขยายสัญญาณเปลี่ยนไปเราก็จะไม่ได้คุณสมบัติของ Neutralization อีกต่อไป

คุณสมบัติของวงจรขยายย่านความถี่วิทยุที่เราสนใจเป็นอันดับแรกก็คือ อัตราขยายกำลังของวงจรซึ่งมีอยู่หลายตัว เช่น Operating power gain (G_p) Available power gain (G_A) และ Transducer power gain (G_T) ซึ่งนิยามของอัตราขยายแต่ละตัวจะเป็นดังนี้คือ [16]

$$\text{Operating power gain} = G_p = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (3.45)$$

$$\text{Available power gain} = G_A = \frac{P_{AVL}}{P_{AVS}} \quad (3.46)$$

$$\text{Transducer power gain} = G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (3.47)$$

ความหมายของตัวแปรในสมการอัตราขยายกำลัง จะเป็น

P_L หมายถึง กำลังจริงที่ปรากฏที่โหลด

P_{OUT} หมายถึง กำลังจริงที่ปรากฏที่เอาต์พุตพอร์ตของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ

P_{IN} หมายถึง กำลังจริงที่ปรากฏที่อินพุตพอร์ตของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ

P_{AVL} หมายถึง ค่ากำลังที่สูงที่สุดที่สามารถจะปรากฏที่โหลด

P_{AVS} หมายถึง ค่ากำลังที่สูงที่สุดที่สามารถจะได้จากแหล่งกำเนิด

จากนิยามของอัตราขยายเหล่านี้ค่าอัตราขยายกำลังที่เรียกว่า Transducer power gain จะถูกใช้งานแพร่หลายมากกว่าค่าอัตราขยายตัวอื่น เนื่องจากสามารถทำการวัดและหาค่าได้จากการใช้เพียง Spectrum analyzer และแหล่งกำเนิด(Signal generator) เท่านั้น จากนิยามของ Transducer power gain ในสมการ(3.47) เราอาจเลือกใช้เทคนิคที่เรียกว่า Signal flow graph หรือวิธีการคำนวณโดยตรงจาก S พารามิเตอร์[16] เพื่อให้ได้สมการทั่วไปของ Transducer power gain ดังนี้

$$G_T = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (3.48)$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.49)$$

หรือ

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (3.50)$$

จากนิยามของอัตราขยายในสมการ (3.42)(3.43)(3.49) และ (3.50) จะเห็นได้ว่า Transducer power gain จะเป็นฟังก์ชันของ Γ_S Γ_L และค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์(ซึ่งอาจรวมผลของอุปกรณ์ปรับค่าเสถียรภาพด้วย) ดังนั้นการออกแบบวงจรขยายจึงเป็นการเลือกค่าตัวแปรทั้ง 3 นี้เพื่อให้ได้คุณสมบัติของวงจรตามที่เรต้องการ โดยจะมีขั้นตอนสำคัญๆ ดังต่อไปนี้

- 1) ตรวจสอบและปรับค่าเสถียรภาพ (Stability)ของทรานซิสเตอร์
- 2) เลือกค่า Γ_S และ Γ_L เพื่อให้ได้คุณสมบัติของวงจรที่ต้องการ
- 3) ตั้งจุดทำงานให้ทรานซิสเตอร์และรักษาเสถียรภาพของจุดทำงานนั้นไว้ (Bias Stabilization) ซึ่งจะไม่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้

3.5.1 การตรวจสอบค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์

จากข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์(S พารามิเตอร์)เราทำการตรวจสอบค่าเสถียรภาพของอุปกรณ์ได้จากสมการต่อไปนี้ [16]

$$K = \frac{1-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2+|\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.51)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.52)$$

K หมายถึง Rollete Stability Factor

ซึ่งจะมีความหมายดังนี้

3.5.1.1 $K > 1$ และ $\Delta < 1$

แสดงว่าทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข(Unconditionally stable)ทำให้สามารถเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ใดๆ ก็ได้ที่ขนาดมีค่าน้อยกว่า 1 ($|\Gamma| < 1$) มาต่อเข้าที่อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของอุปกรณ์เพื่อให้ได้คุณสมบัติของวงจร เช่น อัตราขยายกำลังประสิทธิภาพเชิงสัญญาณรบกวนตามที่เราต้องการ โดยจะไม่ทำให้วงจรรายยที่เกิดขึ้นเกิดการออสซิลเลต(อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟเมื่อนำมาต่อกันเป็นวงจรในลักษณะใดๆก็ตาม ค่า $|\Gamma|$ ที่ได้จะมีค่าน้อยกว่า 1 เสมอ)

3.5.1.2 $K < 1$ และ $\Delta < 1$

แสดงว่าทรานซิสเตอร์มีโอกาสจะเกิดการออสซิลเลตได้ (Potentially unstable) หากเราเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ที่ไม่เหมาะสม แต่เราสามารถเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ที่เหมาะสม(ได้ค่าอัตราขยายกำลังหรือคุณสมบัติอื่นตามที่ต้องการและทรานซิสเตอร์ไม่เกิดการออสซิลเลต) ได้โดยการวาด Stability circle[16] ซึ่งจะมีอยู่ 2 วงคือ Input stability circle และ Output stability circle ลงบนสมิทชาร์ต จากนั้นเราก็เลือกค่า Γ_S และ Γ_L ที่อยู่ใน สมิทชาร์ตแต่อยู่นอกพื้นที่ของ Stability circle ซึ่งการออกแบบโดยวิธีนี้จะกล่าวถึงในบทที่ 5

ข้อสังเกต ในกรณีที่ $K < 1$ และ $\Delta < 1$ จะทำให้ Stability circle ทั้งสองมีพื้นที่เหลื่อมเข้ามาทับกับพื้นที่ของสมิทชาร์ต แต่ในกรณีที่ $K > 1$ และ $\Delta < 1$ จะทำให้ Stability circle ทั้งสองอยู่นอกพื้นที่ของสมิทชาร์ตโดยสมบูรณ์

3.5.2 เลือกค่า Γ_S และ Γ_L เพื่อให้วงจรถ่างานตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการ

โดยทั่วไปจะมีคุณสมบัติ 2 อย่างที่เราต้องเลือกว่าจะให้ความสำคัญกับตัวใดมากกว่า นั่นก็คือ อัตราการขยายและ noise figure (โดยเฉพาะอย่างยิ่งการเลือกค่า Γ_S) เพราะโดยส่วนใหญ่แล้วไม่มีค่า Γ_S ที่จะทำให้ได้คุณสมบัติสองอย่างนี้ได้ดีพร้อมกัน เราจึงต้องเลือกเอาอย่างใดอย่างหนึ่งหรือพยายามให้ได้ทั้งคู่แต่ไม่ดีที่สุด ซึ่งการเลือก Γ_S และ Γ_L นั้นจะมีความสัมพันธ์กับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วย กล่าวคือ

3.5.2.1 ในกรณีที่ $K > 1$ และ $\Delta < 1$

เราสามารถที่จะหาค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้ได้อัตราขยายกำลังสูงสุดจากสมการต่อไปนี่

$$\Gamma_{MS} = B_1 \pm \frac{\sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (3.53)$$

$$\Gamma_{ML} = B_2 \pm \frac{\sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (3.54)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.55)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.56)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (3.57)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.58)$$

ซึ่งค่า Γ_{MS} และ Γ_{ML} ดังกล่าวจะทำให้เกิดเงื่อนไขที่เรียกว่า “Simultaneously conjugate match” จึงทำให้ได้อัตราขยายกำลังสูงสุดโดยที่วงจรขยายไม่มีโอกาสที่จะเกิดการออสซิลเลต และบางครั้งเราอาจให้สัญลักษณ์เฉพาะสำหรับค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้เกิดเงื่อนไขดังกล่าว เป็น $\Gamma_S(\text{opt})$ และ $\Gamma_L(\text{opt})$ แทน Γ_{MS} และ Γ_{ML} ตามลำดับ โดยมีข้อสังเกตว่าค่า $\Gamma_S(\text{opt})$ และ $\Gamma_L(\text{opt})$ ดังกล่าวนี้จะทำให้ค่าอัตราขยายจากนิยามของอัตราขยายกำลังในสมการ(3.45) (3.46) และ (3.47) มีค่าเท่ากัน[6]

3.5.2.2 ในกรณีที่ $K < 1$ และ $\Delta < 1$

แสดงว่าทรานซิสเตอร์มีโอกาสที่จะออสซิลเลต เรามีทางเลือกในการออกแบบวงจร 2 ทางคือ

- ก. ปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ให้มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข ($K > 1$ และ $\Delta < 1$) เสียก่อน แล้วกลับไปทำตามหัวข้อ 3.5.2.1 ซึ่งการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์จะสามารถเลือกได้ 3 วิธี ดังที่กล่าวในหัวข้อ 3.3
- ข. ออกแบบวงจรโดยเลือกค่า Γ_S และ Γ_L โดยใช้หลักการเดียวกับหัวข้อ 3.5.1.2 โดยเราสามารถเลือกค่าอัตราขยายกำลังที่ต้องการได้โดยอาศัยการวาด Constant gain circle และ Stability circle [16] ลงบนสมิทชาร์ตแล้วเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ซึ่งอยู่บนเส้นรอบวงของ Constant gain circle แต่อยู่นอกพื้นที่ของ Stability circle

3.6 ตัวอย่างการคำนวณ

ออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบอิมิตเตอร์ร่วม เพื่อขยายสัญญาณที่ความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อกำหนดให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม โดยใช้ข้อมูล S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต่อไปนี้

$$I_C = 5\text{mA} \quad V_{CE} = 6\text{V}$$

$$S_{11} = 0.8931 \angle -37.6^\circ$$

$$S_{12} = 0.0182 \angle -70.1^\circ$$

$$S_{21} = 12.7745 \angle 159.7^\circ$$

$$S_{22} = 0.9546 \angle -9.1^\circ$$

และออกแบบให้วงจรขยายเกิดเงื่อนไข “Simultaneous conjugate match”

ขั้นตอนการคำนวณ

- 1) ตรวจสอบค่าเสถียรภาพโดยสมการ (3.51) และ (3.52) จะได้

$$K = 0.059$$

$$\Delta = 0.858$$

ซึ่งจะพบว่าทรานซิสเตอร์มีโอกาสออสซิลเลต จึงต้องทำการปรับค่าเสถียรภาพก่อน

- 2) จากวิธีการปรับค่าเสถียรภาพที่กล่าวในหัวข้อ 3.3 เลือกใช้วิธี Shunt feedback โดยจะต้องคำนวณหาค่าความต้านทานที่นำมาต่อชั้นที่กับทรานซิสเตอร์แล้ว ทำให้ได้

$$K > 1 \text{ และ } \Delta < 1$$

ซึ่งถ้าเราใช้ตัวต้านทานเท่ากับ 1 กิโลโอห์มต่อชั้นที่เข้ากับทรานซิสเตอร์จะทำให้ได้ค่า S พารามิเตอร์รวมดังนี้ (วิธีการคำนวณหาค่าความต้านทานจะกล่าวถึงในหัวข้อ 5.2)

$$S_{11} = 0.429 \angle -42.6^\circ$$

$$S_{12} = 0.066 \angle 1.9^\circ$$

$$S_{21} = 9.082 \angle 165^\circ$$

$$S_{22} = 0.457 \angle 0.6^\circ$$

จากค่า S พารามิเตอร์รวมเมื่อนำมาคำนวณค่าเสถียรภาพอีกครั้งจะได้

$$K = 1.017 \text{ และ } \Delta = 0.778$$

ซึ่งหมายถึง ทรานซิสเตอร์(ที่ต่ออยู่กับตัวต้านทาน)มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข

- 3) จากเหตุที่เราปรับให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขนั้น ทำให้สามารถออกแบบให้วงจรขยายเกิดเงื่อนไข “Simultaneous conjugate match” ได้โดยอาศัยสมการ (3.53) ถึง (3.58) ทำให้ได้

$$\Gamma_{S(\text{opt})} = -0.0334 + j 0.4999$$

$$\Gamma_{L(\text{opt})} = -0.4447 + j 0.3335$$

หรือ

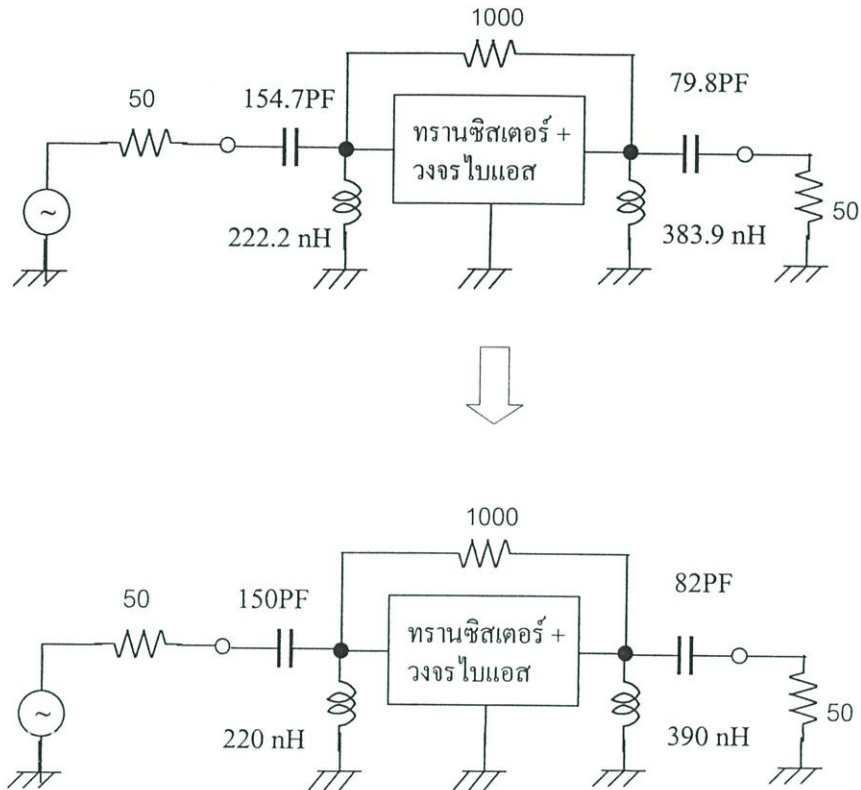
$$Z_{S(\text{pot})} = 28.4 + j 37.9$$

$$Z_{L(\text{pot})} = 28.3 + j 79.4$$

เมื่อ Z_0 เท่ากับ 50 โอห์ม

ซึ่งค่า $Z_{S(\text{opt})}$ และ $Z_{L(\text{opt})}$ ดังกล่าวนี้อาจทำให้ได้ $G_{T(\text{opt})}$ เท่ากับ 20.6 เดซิเบล

- 4) ออกแบบวงจรแมตซิงเพื่อให้ได้ค่า $Z_{S(\text{opt})}$ และ $Z_{L(\text{opt})}$ โดยที่อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม และเลือกใช้วงจรแมตซิงชนิดตัวแอล จะได้วงจรที่แสดงเฉพาะส่วนประกอบวงจรที่เกี่ยวกับสัญญาณ(ไม่รวมวงจรไบแอส)ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงองค์ประกอบวงจรขยายเฉพาะส่วนที่เกี่ยวกับสัญญาณ(ไม่รวมวงจรไบแอส)ที่ได้จากตัวอย่างการคำนวณ

บทที่ 4

การหาพารามิเตอร์สองพอร์ตจากแบบจำลอง SPICE

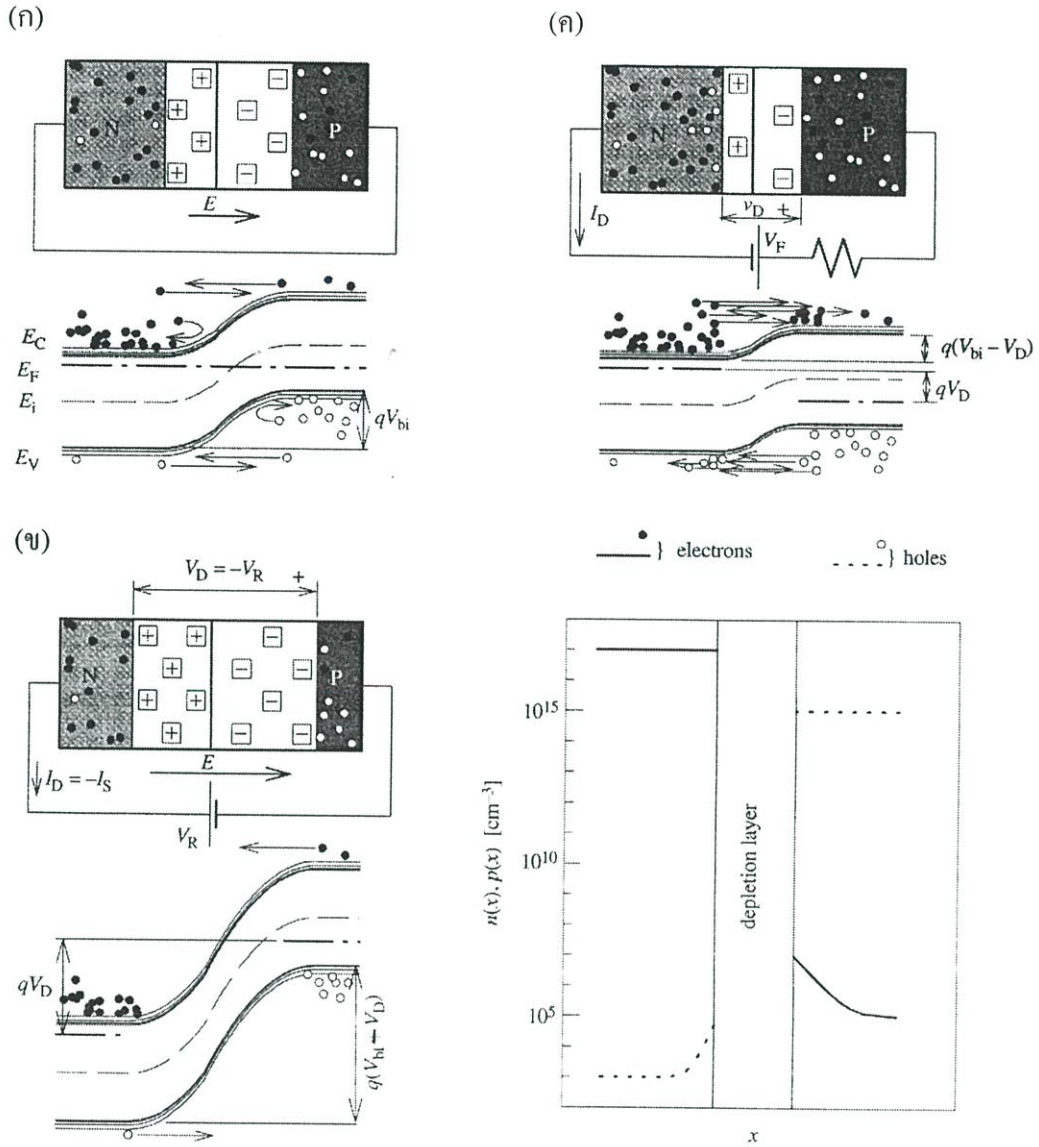
4.1 การจำลองพฤติกรรมของไดโอดด้วยแบบจำลอง SPICE[19]

เนื่องจากโครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยรอยต่อพี-เอ็น 2 รอยต่อ ดังนั้นเพื่อที่จะศึกษาหรืออธิบายการทำงานของทรานซิสเตอร์เราจำเป็นต้องเข้าใจการทำงานหรือพฤติกรรมของรอยต่อพี-เอ็นเสียก่อน โดยจะเริ่มจากไดโอดซึ่งประกอบขึ้นจากรอยต่อพี-เอ็นหนึ่งรอยต่อเสียก่อน และเครื่องมือที่จะช่วยในการอธิบายการทำงานของรอยต่อพี-เอ็นหรือไดโอดได้ก็คือ ไดอะแกรมแถบพลังงาน(Energy-band diagram) ของรอยต่อที่ได้รับการไบแอสแบบต่างๆ ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจะมีพฤติกรรมแตกต่างกัน ดังนี้

4.1.1 สภาวะสมดุลอุณหภูมิจึง (Thermal Equilibrium)

การอธิบายพฤติกรรมของรอยต่อพี-เอ็นภายใต้สภาวะสมดุลอุณหภูมิจึงสามารถทำได้ 2 ลักษณะคือ การอธิบายด้วยรอยต่อพี-เอ็นที่เปิดวงจรและรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสด้วยแรงดันศูนย์(Zero-bias)หรือลัดวงจร โดยกรณีของการไบแอสด้วยแรงดันศูนย์แสดงดังรูปที่ 4.1(ก) ถ้าพิจารณาจากรูปจะพบว่า จะมีรอยต่อเกิดขึ้น 2 ชนิด คือ รอยต่อพี-เอ็นที่เกิดจากขบวนการสร้างรอยต่อและรอยต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำและโลหะที่เกิดจากการที่มีตัวนำต่อเชื่อมแท่งสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและพีเข้าด้วยกัน ซึ่งรอยต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำและโลหะที่เกิดขึ้นดังกล่าวจะไม่ทำให้พฤติกรรมของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสด้วยแรงดันศูนย์แตกต่างไปจากกรณีของรอยต่อพี-เอ็นที่เปิดวงจรแต่อย่างใด นั่นคือ พฤติกรรมของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสด้วยแรงดันศูนย์จะเหมือนกันกับรอยต่อพี-เอ็นที่เปิดวงจร[19]และสามารถอธิบายได้ดังนี้

เมื่อรอยต่อพี-เอ็นเกิดขึ้นจะทำให้มีความแตกต่างของความหนาแน่นพาหะระหว่างแท่งสารกึ่งตัวนำทั้งสองชนิดซึ่งมีสาเหตุมาจากโฮลทางด้านพีมากกว่าโฮลทางด้านเอ็นและอิเล็กตรอนทางด้านเอ็นมากกว่าอิเล็กตรอนทางด้านพี และนี่เองที่เป็นสาเหตุให้เกิดมีแรงกระทำต่อพาหะให้เคลื่อนที่ข้ามรอยต่อเพื่อที่จะทำให้ด้านทั้งสองของรอยต่อมีพาหะเท่ากัน ดังนั้นพาหะจากด้านที่มีความหนาแน่นสูงกว่าจะแพร่ไปสู่ด้านที่มีความหนาแน่นน้อยกว่า นั่นคือ โฮลจากทางด้านพีจะแพร่ข้ามรอยต่อเข้าไปทางด้านเอ็นและอิเล็กตรอนทางด้านเอ็นจะแพร่ข้ามรอยต่อเข้ามาสู่ด้านพี ซึ่งการแพร่ของพาหะข้ามรอยต่อนี้จะเกิดขึ้นที่บริเวณใกล้เคียงกับรอยต่อเป็นอันดับแรก ผลจากการแพร่ของอิเล็กตรอนและโฮลที่บริเวณรอยต่อจะทำให้เกิดไอออนบวกขึ้นภายในอะตอมสารเจือผู้ให้ในแท่งสารชนิดเอ็นและเกิดไอออนลบขึ้นภายในอะตอมสารเจือผู้รับในแท่งสารชนิดพีในบริเวณใกล้เคียงกับรอยต่อ โดยประจุไฟฟ้าของไอออนดังกล่าวจะทำให้เริ่มเกิด



- ⊕ หมายถึง ไอออนบวก
- ⊖ หมายถึง ไอออนลบ
- หมายถึง อิเล็กตรอน
- หมายถึง โฮล
- หมายถึง ระดับความเข้มข้นของโฮล
- E_C หมายถึง ระดับพลังงานต่ำสุดของแถบนำ
- E_V หมายถึง ระดับพลังงานสูงสุดของแถบวาเลนซ์
- E_i หมายถึง ระดับเฟอร์มิของแท่งสารพีและแท่งสารเอ็น
- E_F หมายถึง ระดับเฟอร์มิของรอยต่อ
- หมายถึง ระดับความเข้มข้นของอิเล็กตรอน

รูปที่ 4.1 แสดงการไบแอสรอยต่อพี-เอ็นแบบต่างๆ[19] (ก) สภาวะลัดวงจรสมดุลอุณหภูมิตั้ง (จ) สภาวะไบแอสกลับ (ค) สภาวะไบแอสเดินหน้า

สนามไฟฟ้า E ขึ้นที่บริเวณรอยต่อซึ่งเราเรียกว่า สนามไฟฟ้าภายใน และสนามไฟฟ้าภายในที่เกิดขึ้นนี้จะต่อต้านการเคลื่อนที่ของโฮลจากด้านพีและอิเล็กตรอนจากด้านเอ็นไม่ให้เคลื่อนที่ข้ามรอยต่อ แต่ถึงกระนั้น การแพร่ข้ามรอยต่อของพาหะก็จะยังสามารถดำเนินต่อไปได้จนกระทั่งสนามไฟฟ้าภายในที่เกิดขึ้นมีผลพอดีทำให้โฮลและอิเล็กตรอนไม่สามารถแพร่ข้ามรอยต่อได้อีก ดังนั้นในสภาวะนี้จึงไม่มีกระแสของพาหะส่วนมากไหลผ่านรอยต่อเลย และที่บริเวณรอยต่อซึ่งมีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นจะเป็นบริเวณที่ไม่พาหะอยู่ เนื่องจากพาหะจะถูกอิทธิพลของสนามไฟฟ้ากระทำให้ออกไปนอกบริเวณนี้ เราจึงเรียกบริเวณนี้ว่า บริเวณปลอดพาหะ (Depletion region) และจากการที่มีสนามไฟฟ้าเกิดภายในรอยต่อพี-เอ็นในบริเวณปลอดพาหะนี้เองจึงทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างด้านพีและด้านเอ็นขึ้นซึ่งเราเรียกว่า แรงดันภายใน V_{bi} (Built-in voltage) และส่งผลให้เกิดกำแพงศักย์ (Potential barrier) มีค่าเท่ากับ qV_{bi} ขึ้นในแถบพลังงานของรอยต่อพี-เอ็นดังรูปที่ 4.1(ก) และเมื่อพิจารณาผลของสนามไฟฟ้าภายในต่อพาหะส่วนน้อยในแท่งสารชนิดพีและเอ็นจะพบว่า สนามไฟฟ้างกล่าวจะช่วยพาหะส่วนน้อยสามารถเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อด้วยความเร็วครีฟท์ (Drift velocity) ส่งผลให้เกิดกระแสจากการเคลื่อนที่ของพาหะดังกล่าวขึ้นซึ่งเราเรียกว่า กระแสครีฟท์ (Drift current) และถ้าหาก ไม่มีพาหะใดๆเคลื่อนที่ผ่านรอยต่อเลยจะทำให้กระแสที่เกิดจากการแพร่และกระแสที่เกิดจากการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วครีฟท์ภายใต้อิทธิพลของสนามไฟฟ้าภายในมีค่าเท่ากับศูนย์ทำให้กระแสไหลผ่านรอยต่อมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งเราจะเรียกเหตุการณ์เช่นนี้ว่า สภาวะสมดุลอุณหภูมิจึงจะเกิดขึ้นที่อุณหภูมิค่าหนึ่งๆเท่านั้น และถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเกิดขึ้น จะทำให้มีพาหะส่วนมากจำนวนหนึ่งมีพลังงานเพียงพอสำหรับการเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อและเกิดเป็นกระแสไหลได้ แต่กระแสที่เกิดขึ้นจะถูกหักล้างโดยกระแสของพาหะส่วนน้อยจนมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้เกิดสภาวะสมดุลอุณหภูมิจึง อุณหภูมิค่าใหม่ได้อีกครั้ง

4.1.2 สภาวะไบแอสกลับ (Reverse Bias)

ผลที่เกิดขึ้นในรอยต่อพี-เอ็นเมื่อได้รับไบแอสกลับอริบายได้ดังรูปที่ 4.1(ข) โดยแรงดันไบแอสกลับจะตกคร่อมที่บริเวณปลอดพาหะของรอยต่อ ซึ่งขณะนี้จะกว้างขึ้นเมื่อเทียบกับตอนที่ได้รับไบแอสด้วยแรงดันศูนย์ ระดับเฟอร์มิ (Fermi-level) ในแท่งสารชนิดเอ็นและแท่งสารชนิดพีจะแยกจากกันด้วยค่า qV_D ทำให้กำแพงศักย์เพิ่มขึ้นจาก qV_{bi} เป็น $q(V_{bi} + V_R)$ ซึ่งส่งผลให้พาหะส่วนมากจำนวนน้อยบางส่วนที่เคยข้ามบริเวณปลอดพาหะไปได้ในกรณีได้รับไบแอสด้วยแรงดันศูนย์ (เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ) ไม่สามารถผ่านไปได้อีกแล้ว จึงทำให้กระแสที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็นในสภาวะนี้เป็นเพียงกระแสที่เกิดจากพาหะส่วนน้อยเท่านั้น

การเพิ่มขึ้นของแรงดันไบแอสกลับก็ยิ่งจะทำให้ระดับเฟอร์มิของสารกึ่งตัวนำห่างกันมากยิ่งขึ้นและเป็นการเพิ่มความชันของแถบพลังงาน ซึ่งสะท้อนการเพิ่มขึ้นของสนามไฟฟ้าใน

บริเวณปลอดพาหะนั้นเอง และผลจากการที่ระดับเฟอร์มิมีความแตกต่างกันมากขึ้นดังกล่าว จึงทำให้พาหะส่วนน้อยคือ อิเล็กตรอนในแท่งสารกึ่งตัวนำชนิดพีและโฮลในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นสามารถเคลื่อนที่ไปสู่ฝั่งตรงข้ามได้ง่ายยิ่งขึ้น

อย่างไรก็ตาม ความชันของแถบพลังงานในบริเวณปลอดพาหะไม่ได้เป็นตัวกำหนดจำนวนของอิเล็กตรอนและโฮลที่จะสามารถเคลื่อนที่ไปสู่ฝั่งตรงข้าม แต่ทว่าจำนวนอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำชนิดพีและโฮลในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเป็นตัวกำหนดจำนวนของพาหะและค่ากระแสที่เกิดจากพาหะส่วนน้อยเหล่านั้น กล่าวคือ จำนวนของอิเล็กตรอนที่ปรากฏอยู่ในตำแหน่งต่ำสุดของแถบนำในแท่งสารพีและจำนวนโฮลที่อยู่ในตำแหน่งบนสุดของแถบวาเลนซ์ในแท่งสารเอ็นจะเป็นตัวกำหนดกระแสที่เกิดจากพาหะส่วนน้อย นั่นเอง

การอธิบายปรากฏการณ์ดังกล่าวก็เพื่อที่จะแสดงให้เห็นว่ากระแสของพาหะส่วนน้อยที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าแรงดันที่ไบแอสกลับนั้น ซึ่งทำให้กล่าวได้ว่า รอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับมีพฤติกรรมเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแสเอ็นจะนำไปสู่การอธิบายพฤติกรรมของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ต่อไป

4.1.3 สภาวะไบแอสเดินหน้า (Forward Bias)

รูปที่ 4.1(ค) แสดงให้เห็นว่า ความสูงของกำแพงศักย์จะลดลงเมื่อรอยต่อพี-เอ็นได้รับไบแอสเดินหน้าด้วยแรงดันเท่ากับ V_D ซึ่งจะตรงกันข้ามกับกรณีการไบแอสกลับ กล่าวคือ การแยกจากกันของระดับเฟอร์มิจะเป็นไปในทิศทางตรงกันข้าม ทำให้กำแพงศักย์ลดลงจาก $q(V_{bi} + V_D)$ เป็น $q(V_{bi} - V_D)$ ส่งผลให้จำนวนของอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและโฮลในสารกึ่งตัวนำชนิดพีที่มีระดับพลังงานสูงกว่ากำแพงศักย์มีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างมหาศาล ทำให้อิเล็กตรอนในแท่งสารชนิดเอ็นและโฮลในแท่งสารชนิดพีสามารถเคลื่อนที่ข้ามบริเวณปลอดพาหะไปปรากฏเป็นพาหะส่วนน้อยในฝั่งตรงข้ามได้เป็นจำนวนมาก ส่งผลให้จำนวนของพาหะส่วนน้อยที่อยู่ใกล้กับขอบของบริเวณปลอดพาหะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 4.1(ค)รูปล่าง อิเล็กตรอนที่เพิ่มเข้ามาในสารกึ่งตัวนำชนิดพีดังกล่าวจึงพยายามที่จะพบกับโฮลเพื่อรวมตัวกันใหม่(Recombine) และทำนองเดียวกันคือ โฮลที่เพิ่มเข้ามาในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นก็จะรวมตัวกันใหม่กับอิเล็กตรอน ซึ่งการรวมตัวกันใหม่ของพาหะดังกล่าวจะทำให้ความหนาแน่นของพาหะส่วนน้อยลดลงจากที่มีค่ามากที่สุดที่บริเวณขอบของบริเวณปลอดพาหะไปสู่ระดับสมดุล (Equilibrium level) ดังรูปที่ 4.1(ค)รูปล่าง ส่วนความหนาแน่นของพาหะส่วนมากในแท่งสารที่ห่างออกไปจากรอยต่อจะเปลี่ยนแปลงน้อยมาก เนื่องจาก พาหะที่หายไปเนื่องจากการรวมกันใหม่จะถูกทดแทนจากแหล่งจ่ายไฟอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะพิจารณาได้จากอิเล็กตรอนที่เกิดจากขั้วลบของแบตเตอรี่ซึ่งจะเคลื่อนที่เข้ามายังสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นปรากฏเป็นพาหะส่วนมาก และถ้าอิเล็กตรอนดังกล่าวเคลื่อนที่เข้าไปถึงขอบของบริเวณปลอดพาหะและมีพลังงานมากพอก็จะ

สามารถข้ามบริเวณปลอดพาหะไปสู่ฝั่งสารกึ่งตัวนำชนิดพีปรากฏเป็นพาหะส่วนน้อยและรวมตัวกันใหม่กับโฮลได้ในที่สุด โดยโฮลที่หายไปจากการรวมตัวกันใหม่นี้จะต้องถูกชดเชยเข้ามาใหม่จากแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนผ่านทะเลบอนด์(Bond)ของอะตอมสารกึ่งตัวนำในแถบวาเลนซ์(Valence band)ไปสู่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟจะเสมือนกับเป็นการเคลื่อนที่ของโฮลจากขั้วบวกของแบตเตอรี่มาสู่จุดที่รวมตัวกันใหม่ดังกล่าว ดังนั้น จึงเห็นได้ว่าไฟฟ้าสามารถไหลครบวงจรได้และการรวมตัวกันใหม่ของพาหะไม่ได้เป็นสาเหตุให้ไฟฟ้าไหลไม่ครบวงจร แต่ทว่า วงจรไฟฟ้าส่วนหนึ่งเกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและส่วนหนึ่งจะเกิดจากการเคลื่อนที่ของโฮล นั่นเอง

จำนวนของพาหะส่วนมากที่สามารถเอาชนะกำแพงศักย์ได้จะมีจำนวนเพิ่มมากขึ้นอีก ถ้ากำแพงศักย์ $q(V_{bi} - V_D)$ มีค่าลดลงจากการเพิ่มขึ้นของแรงดันไบแอสเดิโนหน้า V_D ซึ่งจะทำให้กระแสการแพร่ของพาหะส่วนมากมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อ V_D มีค่าเพิ่มขึ้น

และเพื่อที่จะแสดงให้เห็นว่า กระแสการแพร่ขึ้นอยู่กับแรงดันไบแอส V_D อย่างไร เราจะอาศัยฟังก์ชันการกระจายแบบเฟอร์มีดิเรก(Fermi-Dirac distribution)[19]ซึ่งอธิบายว่า การกระจายตัวของอิเล็กตรอนและโฮลที่ระดับพลังงานต่างๆ ในแถบนำและแถบวาเลนซ์หรือโอกาสที่จะพบอิเล็กตรอนและโฮลที่ระดับพลังงานต่างๆ ในแถบนำแถบวาเลนซ์มีลักษณะเป็นเอกซ์โพเนนเชียล ดังนั้น เมื่อกำแพงศักย์มีค่าต่ำลงจากการเพิ่มขึ้นของ V_D จึงทำให้จำนวนของพาหะส่วนมากที่มีพลังงานพอที่จะข้ามกำแพงศักย์ได้มีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเอกซ์โพเนนเชียล ด้วยเช่นกัน ซึ่งสุดท้ายทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$I_D \propto e^{V_D/V_T} \quad (4.1)$$

จากสมการ(4.1)นำมาสู่รูปทั่วไปของสมการกระแสไดโอด $I_D = I_S [\exp(V_D/V_T) - 1]$ และเมื่อพิจารณาสมการดังกล่าว ณ อุณหภูมิห้องเท่ากับ 25 องศาเซลเซียส จะได้ Thermal voltage V_T มีค่าประมาณ 0.02585 โวลต์ ประกอบกับ V_D จะมีค่ามากกว่า 0.02585 โวลต์อย่างมากเมื่อไดโอดได้รับไบแอสเดิโนหน้า ทำให้เทอม $\exp(V_D/V_T)$ มีค่ามากกว่า 1 จนสามารถตัด 1 ทิ้งได้ จึงทำให้ I_D มีค่าเท่ากับ $I_S \exp(V_D/V_T)$ โดยประมาณ ส่วนกรณีการไบแอสกลับซึ่ง เทอม $\exp(V_D/V_T)$ มีค่าน้อยกว่า 1 มากๆ จึงส่งผลให้ค่า I_D มีค่าเท่ากับ $-I_S$ โดยประมาณและแสดงให้เห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านรอยต่อที่ได้รับไบแอสกลับจะไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่ไบแอสกลับนั้น เราจึงเรียกกระแส I_S ว่า กระแสอิ่มตัว(Saturation current)

4.1.4 ปรากฏการณ์ทุติยภูมิในไดโอด (Second Order Effects)

สมการ(4.1)แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่านและแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด แต่ทว่าสมการดังกล่าวไม่ได้รวมเอาผลหรือปรากฏการณ์ทุติยภูมิที่เกิดขึ้นในไดโอดจริงเข้าไป จึงส่งผลให้ค่ากระแสที่คำนวณจากสมการดังกล่าวไม่สอดคล้องกับผลการทดลองวัดค่าจากได

โอตจริง ๆ ดังนั้น หัวข้อนี้จึงจะกล่าวถึงปรากฏการณ์ทุติยภูมิที่สำคัญคือ การรวมตัวกันใหม่ของ อิเล็กตรอน-โฮลในบริเวณปลอดพาหะ ผลของพาหะที่ถูกฉีดข้ามรอยต่อปริมาณสูง(High-level injection)และผลของความต้านทานแฝง(Parasitic resistance) แต่จะไม่กล่าวถึงปรากฏการณ์พังทะลาย (Breakdown characteristic)

4.1.4.1 การรวมตัวกันใหม่ของพาหะและผลของพาหะที่ถูกฉีดข้ามรอยต่อปริมาณสูง

สมมติฐาน 2 ข้อ[19]ที่ถูกใช้ในการหาสมการ(4.1)ในหัวข้อที่ผ่านมาก็คือ

- 1) ไม่มีการรวมตัวกันใหม่ของอิเล็กตรอน-โฮลในบริเวณปลอดพาหะ
- 2) สนามไฟฟ้าในบริเวณนิวทรัล(Neutral region)มีค่าน้อยจนสามารถตัดทิ้งได้ นั่นหมายถึง แรงดันไบแอสไดโอดจะตกคร่อมบริเวณปลอดพาหะทั้งหมด

ถึงแม้การนำสมมติฐานทั้ง 2 ข้อมาใช้จะช่วยให้การหาสมการแบบจำลองของไดโอดง่ายขึ้น แต่ในขณะเดียวกันก็ทำให้ความแม่นยำของแบบจำลองด้อยลงไปด้วย ดังนั้น ถ้าเราต้องการจะปรับปรุงแบบจำลองให้มีความแม่นยำมากขึ้นเราจึงต้องนำผลของการรวมตัวกันใหม่ของอิเล็กตรอน-โฮลในบริเวณปลอดพาหะและผลของพาหะที่ถูกฉีดข้ามรอยต่อปริมาณสูงมาพิจารณาด้วย โดยจะเริ่มจากผลของการรวมตัวกันใหม่ของอิเล็กตรอน-โฮลในบริเวณปลอดพาหะ ดังนี้

การรวมตัวกันใหม่ของอิเล็กตรอน-โฮลในบริเวณปลอดพาหะจะเกิดเมื่ออิเล็กตรอนและโฮลพบกันในช่วงที่มันเคลื่อนที่ผ่านบริเวณปลอดพาหะและเกิดการรวมตัวกันใหม่ ณ ตำแหน่งนั้นๆ ส่งผลให้อิเล็กตรอนและโฮลจำนวนหนึ่งซึ่งมีพลังงานไม่เพียงพอที่จะข้ามกำแพงศักย์ของบริเวณปลอดพาหะได้เกิดการรวมตัวกัน ผลของการรวมตัวกันใหม่ดังกล่าวทำให้เกิดการไหลของกระแสและทำให้กระแสไดโอดมีค่าเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 4.1(ค) จะพบว่ากำแพงศักย์ในขณะไดโอดได้รับไบแอสเดิบนามีค่าเท่ากับ $q(V_{bi} - V_D)$ ทำให้ได้เงื่อนไขที่ว่า อิเล็กตรอนและโฮลที่มีพลังงานจลน์รวมกันแล้วมีค่าเท่ากับ $q(V_{bi} - V_D)$ สามารถที่จะรวมตัวกันใหม่ได้ ส่งผลให้อิเล็กตรอนและโฮลที่มีพลังงานจลน์ต่ำเพียงแค่ $q(V_{bi} - V_D)/2$ สามารถที่จะมาพบกันในบริเวณปลอดพาหะและรวมตัวกันใหม่ได้และถ้าการรวมตัวกันใหม่เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าวจะทำให้กระแสที่เกิดจากการรวมตัวกันใหม่มีค่าเป็นสัดส่วนกับ $\exp[-(V_{bi} - V_D)/(2V_T)]$ และจะมีค่าสูงสุดเมื่อเทอม $\exp[-(V_{bi} - V_D)/(2V_T)]$ มีค่าเท่ากับ $\exp[V_D/(2V_T)]$ จากผลที่ได้นี้นำมาพิจารณาประกอบกับสมการกระแสการแพร่ซึ่งเป็นสัดส่วนกับเทอม $\exp[V_D/V_T]$ จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ากระแสการแพร่และกระแสรวมตัวกันใหม่สูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับแรงดัน V_D อย่างเป็นเอกซ์โพเนนเชียลเหมือนกัน ทำให้สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$I_D \propto e^{V_D/nV_T} \quad (4.2)$$

เมื่อ

n เท่ากับ 1 สำหรับกระแสการแพร่

n เท่ากับ 2 สำหรับกระแสการรวมตัวกันใหม่สูงสุด

ทำให้ได้ข้อสรุปว่า การปรับค่าสัมประสิทธิ์ n ในสมการ(4.2)ให้มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 2 จะทำให้ได้แบบจำลองที่สามารถจำลองผลของกระแสการแพร่และกระแสการรวมตัวกันใหม่ได้ อันจะทำให้ผลการคำนวณค่ากระแสไดโอดโดยใช้สมการดังกล่าวสอดคล้องกับผลการทดลองวัดค่าจากไดโอดจริงมากขึ้น

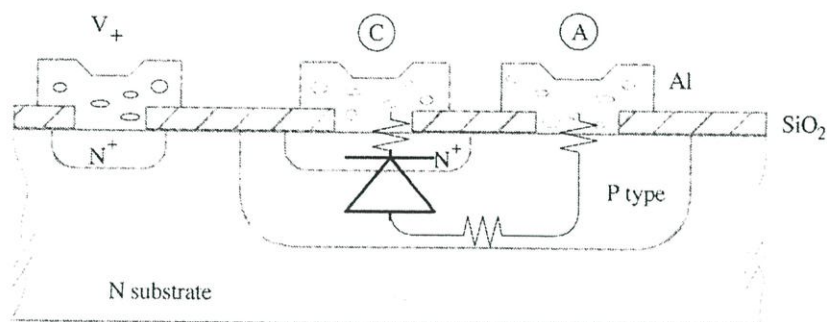
นอกจากนั้น การเพิ่มสัมประสิทธิ์ n เข้ามาในสมการแบบจำลองของไดโอดดังสมการ (4.2) ยังส่งผลให้เราสามารถจำลองผลของพาหะที่ถูกฉีดข้ามรอยต่อปริมาณสูงได้อีกด้วย กล่าวคือ เมื่อรอยต่อได้รับแรงดันไบแอสเดินหน้าสูงขึ้น แรงดันตกคร่อมในบริเวณนิวทรัลเนื่องจากสนามไฟฟ้าดังกล่าวไม่สามารถถูกตัดทิ้งได้ ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อมีสนามไฟฟ้าในบริเวณนิวทรัลจะส่งผลให้มีแรงดัน V_n ตกคร่อมระหว่างขอบของบริเวณปลอดพาหะและแท่งสารชนิดเอ็นและมีแรงดัน V_p ตกคร่อมระหว่างแท่งสารชนิดพีและขอบของบริเวณปลอดพาหะทางด้านแท่งสารชนิดพี ดังนั้นจากแรงดัน V_D ที่ป้อนให้กับรอยต่อจะถูกแบ่งเป็น $V_n + V_{depl} + V_p$ เมื่อ V_{depl} คือ แรงดันตกคร่อมบริเวณปลอดพาหะ ซึ่งแรงดันค่านี้อาจทำให้กำแพงศักย์เปลี่ยนแปลงจริงๆด้วยสมการ $q(V_{bi} - V_{depl})$ จึงส่งผลให้สมการ $I_D = I_S(e^{V_D/V_T} - 1)$ ทำนายกระแสไดโอดมากเกินไปเกินความจริง ทั้งนี้ เนื่องจาก เมื่อรอยต่อได้รับไบแอสแรงดันสูงขึ้น แรงดันที่ตกคร่อมบริเวณนิวทรัลจะมีค่ามากขึ้นและกำแพงศักย์จะลดลงจริงเพียงบางส่วนของค่า qV_D ทำให้ผลของแรงดันตกคร่อมบริเวณนิวทรัลดังกล่าวสามารถจำลองได้ด้วยค่า qV_D/n เมื่อ n มีค่ามากกว่า 1 ซึ่งสอดคล้องกับสมการ(4.2)ข้างต้น ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ n ถูกเรียกว่า emission coefficient และจะได้อธิบายรูปทั่วไปของสมการกระแสไดโอดเป็น

$$I_D = I_S \left[\exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right) - 1 \right] \quad (4.3)$$

4.1.4.2 ความต้านทานแฝง (Parasitic Resistance)

รูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าในโครงสร้างของไดโอดนั้นมีความต้านทานแฝงเกิดขึ้นได้อย่างไร โดยจะพบว่าความต้านทานแฝงจะเกิดจากหน้าสัมผัสระหว่างสารกึ่งตัวนำกับโลหะที่ใช้ในการเชื่อมไดโอดเข้ากับวงจรส่วนอื่นและเกิดจากความต้านทานของสารกึ่งตัวนำเอง โดยที่ผลของความต้านทานแฝงดังกล่าวสามารถแทนได้ด้วย r_s ที่ต่ออนุกรมอยู่กับไดโอด ซึ่งค่าความต้านทานแฝง r_s นี้จะส่งผลให้กระแสไดโอดที่คำนวณจากสมการ(4.3)มีค่าที่สอดคล้องกับค่าที่ได้จากการทดลองในช่วงที่ค่ากระแสไดโอดมีค่าต่ำเท่านั้น แต่เมื่อกระแส

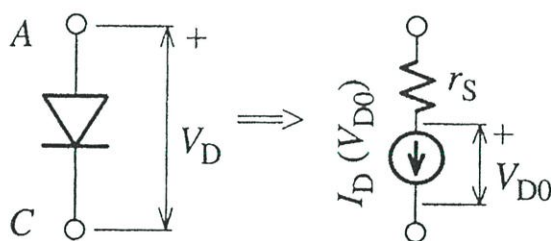
ไดโอดมีค่าสูงขึ้นกระแสที่คำนวณได้จะมีค่าสูงกว่าค่าที่ได้จากการทดลอง นั่นหมายความว่าในช่วงที่กระแสไดโอดมีค่าต่ำ แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแฝงจะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับค่าแรงดันคร่อมไดโอด V_D ทั้งหมดแต่เมื่อ I_D มีค่าเพิ่มขึ้นผลของแรงดันตกคร่อมความต้านทานแฝงดังกล่าวจะมีอิทธิพลอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้น เพื่อให้แบบจำลองสามารถจำลองพฤติกรรมของไดโอดได้แม่นยำขึ้น เราจึงต้องเพิ่มค่าความต้านทานแฝง r_s เข้าไปด้วยดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 แสดงค่าความต้านทานแฝงที่เกิดในโครงสร้างของไดโอด

4.1.5 แบบจำลอง SPICE ของไดโอด

แบบจำลอง SPICE ของไดโอดสำหรับไฟฟ้ากระแสตรงแสดงไว้ในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงแบบจำลอง SPICE ของไดโอดสำหรับไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 4.3 ไดโอดถูกจำลองด้วยแหล่งจ่ายกระแสซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน r_s โดยที่ตัวต้านทาน r_s หมายถึง ความต้านทานแฝง แหล่งจ่ายกระแสในแบบจำลองจะถูกควบคุมด้วยแรงดันตกคร่อมรอยต่อ V_{D0} จึงทำให้ได้สมการกระแสไดโอดที่เป็นฟังก์ชันของแรงดันตกคร่อมรอยต่อคือ $I_D(V_{D0})$ โดยที่สมการแบบจำลองที่ใช้ในการอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดันของไดโอดจะต้องสามารถจำลองการทำงานของไดโอดได้ 3 โมด กล่าวคือ เมื่อ

ไดโอดได้รับไบแอสเดินหน้า ไบแอสกลับและช่วงแรงดันพังทลาย ซึ่งช่วงแรงดันพังทลายจะไม่กล่าวถึงในที่นี้

พิจารณาสมการ(4.3)ประกอบกับรูปที่ 4.3 ซึ่งมีความต้านทานแฝงต่ออนุกรมอยู่จะทำให้ได้สมการกระแสของไดโอดที่มีความแตกต่างไปจากสมการที่หามาได้ในหัวข้อที่แล้ว กล่าวคือ เราใช้แรงดันตกคร่อมรอยต่อ V_{D0} แทนแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาทั้งสองของไดโอด V_D ทำให้ได้สมการแบบจำลองของไดโอดเป็น

$$I_D(V_{D0}) = I_S \left(e^{V_{D0} / nV_T} - 1 \right) + V_{D0} G_{MIN} \quad (4.4)$$

ซึ่งสมการ(4.4) ถือเป็นสมการแบบจำลอง SPICE ของไดโอดที่สามารถจะจำลองการทำงานของไดโอดได้ทั้งกรณีไบแอสเดินหน้าและไบแอสกลับเช่นเดียวกับสมการ(4.3) แต่มีความแม่นยำสูงกว่าและมี SPICE พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องอยู่ 3 ตัวคือ

I_S = Saturation current (IS)

n = Emission coefficient (N)

r_s = Parasitic resistance (RS)

ซึ่งค่า GMIN เป็นค่าความนำที่ต่อคร่อมรอยต่อเพื่อให้การคำนวณเชิงเลขในโปรแกรม SPICE ไม่เกิดการหารด้วยศูนย์ โดยทั่วไปจะมีค่าเท่ากับ 10^{-12} ซีเมน ทำให้เทอม $V_{D0} G_{MIN}$ ที่เพิ่มเข้ามามีค่าน้อยมากจนไม่กระทบต่อความแม่นยำของแบบจำลองและค่า GMIN นี้เราจัดได้ว่าเป็นพารามิเตอร์ของโปรแกรม SPICE ไม่ใช่ SPICE พารามิเตอร์ของไดโอด อีกทั้งยังสามารถเปลี่ยนค่าได้โดยผู้ใช้

4.1.5.1 ค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับ(Depletion layer capacitance)

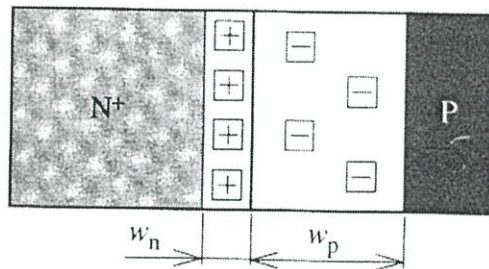
จากโครงสร้างพื้นฐานของตัวเก็บประจุที่ประกอบด้วยแผ่นตัวนำที่มีพื้นที่ A วางแยกจากกันด้วยระยะทาง d โดยมีวัสดุประเภทฉนวนหรือวัสดุไดอิเล็กตริกที่มีค่าสภาพยอม (Permittivity) ϵ กั้นอยู่ตรงกลางทำให้ได้ตัวเก็บประจุซึ่งมีค่าความจุตั้งสมการ

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (4.5)$$

จากการที่บริเวณปลดพาหะที่เกิดขึ้นในรอยต่อพี-เอ็นเมื่อรอยต่อนั้นได้รับไบแอสกลับสามารถที่จะแสดงคุณสมบัติของวัสดุประเภทไดอิเล็กตริกที่มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ค่าหนึ่งได้โดยที่ค่าสภาพยอมดังกล่าวก็คือ ค่าสภาพยอมของซิลิคอน(ในกรณีที่ย่อต่อสร้างจากซิลิคอน) เมื่อพิจารณาโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็นโดยรวมเทียบกับโครงสร้างพื้นฐานของตัวเก็บประจุและสมการ(4.5)จะพบว่าโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็นดังกล่าวจะทำให้

เกิดตัวเก็บประจุ C ขึ้นได้โดยมีค่าพื้นที่ A_j หมายถึง พื้นที่ของรอยต่อ มีระยะห่าง d_j หมายถึง ความกว้างของบริเวณปลอดพาหะและมีค่าสภาพยอมเท่ากับค่าสภาพยอมของซิลิคอน ($\epsilon_{\text{Silicon}}$) คูณกับค่าสภาพยอมของอากาศ (ϵ_{Air}) นั่นเอง

อนึ่งการใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เพื่อขยายสัญญาณจะต้องตั้งจุดทำงานให้อยู่ในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟ กล่าวคือ จะต้องให้ไบแอสกลับแก่รอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ซึ่งทำให้เกิดตัวเก็บประจุขึ้นในรอยต่อดังกล่าว เราจึงมีความจำเป็นต้องเข้าใจโครงสร้างของตัวเก็บประจุที่จะเกิดขึ้นพร้อมทั้งสมการที่ใช้ในการหาค่าตัวเก็บประจุนี้ ทั้งนี้เนื่องจากในวงจขยายสัญญาณที่ทำงานในลักษณะวงจรอิมิตเตอร์ร่วม ผลของตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์จะทำให้เกิดการป้อนกลับสัญญาณลบ (Negative Feedback) ซึ่งส่งผลให้อัตราขยายของวงจรลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรที่ทำงานในย่านความถี่วิทยุ จึงเห็นได้ว่าจะเป็นประโยชน์มากถ้าเราทราบความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบแอสกลับกับค่าความจุที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็นดังกล่าว โดยเราจะศึกษาโครงสร้างของตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อ พี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับดังต่อไปนี้



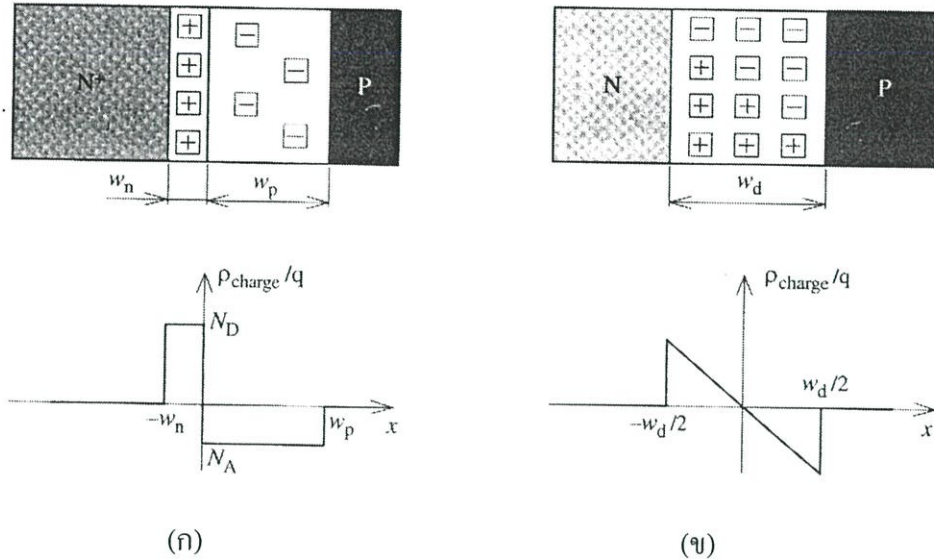
รูปที่ 4.4 แสดงความกว้างของบริเวณปลอดพาหะในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับ

จากรูปที่ 4.4 จะได้ความกว้างของบริเวณปลอดพาหะในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับเป็น

$$W_d = W_n + W_p \quad (4.6)$$

สิ่งที่เราต้องการคือ หาความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของบริเวณปลอดพาหะ W_d และแรงดันไบแอสกลับที่ป้อนให้รอยต่อ V_R ซึ่งทำได้โดยอาศัยสมการที่อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างศักย์ไฟฟ้าและประจุที่อยู่ในตัวกลางที่เป็นวัสดุไดอิเล็กตริก(คำว่า ประจุในที่นี้หมายถึง ประจุของไอออนบวกที่เกิดจากสารเจือผู้ให้ (Positive donor ion) และประจุของไอออนลบที่เกิดจากสารเจือผู้รับ (Negative acceptor ion) ในบริเวณปลอดพาหะ) ซึ่งสมการดังกล่าวคือ สมการปัวซง (Poisson Equation) และผลเฉลยของสมการดังกล่าวจะแสดงให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบแอสกลับกับค่าความจุของรอยต่อ ซึ่งในที่นี้เราจะ

พิจารณารอยต่อพี-เอ็น 2 ชนิดโดยแบ่งตามลักษณะการกระจายตัวของความหนาแน่นของอะตอมสารเจือคือ รอยต่อชนิดขั้นบันได(Abrupt junction)และรอยต่อชนิดลาด(Linear junction) ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็นชนิดขั้นบันได (ก) และ รอยต่อชนิดลาด (ข)

เราจะเริ่มจากการพิจารณาให้บริเวณปลอดพาหะของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับเป็นวัสดุไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุโดยอาศัยคุณสมบัติของรอยต่อที่ได้กล่าวในหัวข้อ 4.1.2 แล้วว่า อิเล็กตรอนและโฮลที่เป็นพาหะส่วนมากของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและพีไม่สามารถที่จะเดินทางข้ามบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับได้ โดยมีประเด็นที่เราสนใจคือ ถึงแม้ว่าอิเล็กตรอนและโฮลจะไม่สามารถเดินทางข้ามบริเวณปลอดพาหะได้ แต่ว่า สนามไฟฟ้าที่เกิดจากอิเล็กตรอนและโฮลดังกล่าวกลับสามารถที่จะซึมผ่าน(Penetrates)บริเวณปลอดพาหะ(วัสดุไดอิเล็กตริก)ได้ เราจึงจะศึกษาถึงความคล้ายคลึงกันระหว่างการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลซึ่งทำให้เกิดการไหลของกระแสกับผลของการซึมผ่านวัสดุไดอิเล็กตริกได้ของสนามไฟฟ้า โดยเริ่มจะจากการพิจารณาสนามไฟฟ้าที่ป้อนให้กับตัวนำหรือสารกึ่งตัวนำ(ที่มีพาหะอิสระอยู่ภายใน)ซึ่งทำให้เกิดกระแส j ที่เป็นสัดส่วนกับความเข้มของสนามไฟฟ้า E ดังสมการ

$$j = \sigma E \tag{4.7}$$

แต่ในวัสดุไดอิเล็กตริกซึ่งกระแสไม่สามารถไหลผ่านได้ เราจึงต้องมีตัวบอกปริมาณตัวหนึ่งที่มีพฤติกรรมคล้ายกับความหนาแน่นกระแส j มาใช้แทน นั่นก็คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ D ซึ่งเป็นสัดส่วนกับความเข้มสนามไฟฟ้า ดังสมการ

$$D = \epsilon_d E \quad (4.8)$$

เมื่อ

ϵ_d คือ ค่าสภาพยอมของวัสดุไดอิเล็กตริก

โดยมีข้อควรระวังคือ สมการ(4.8)จะไม่เป็นจริงเมื่อสนามไฟฟ้ามีค่าสูงๆ เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่าง D และ E ไม่เป็นเชิงเส้น[19] และสิ่งที่เราใช้ในการพิจารณาต่อไปก็คือ ความหนาแน่นฟลักซ์จะไม่เปลี่ยนตามระยะทาง ดังสมการ

$$\frac{\partial D}{\partial x} = 0 \quad (4.9)$$

เราสามารถอธิบายความหมายทางกายภาพของสมการ(4.9)ได้โดยอาศัยรูปที่ 4.6กล่าวคือ ฟลักซ์ที่เข้าไปยังกรอบสี่เหลี่ยมซึ่งเราวาดในวัสดุไดอิเล็กตริกในตำแหน่ง x และตั้งฉากกับทิศทางการจัดของฟลักซ์จะมีค่าเท่ากับฟลักซ์ที่ออกจากกรอบสี่เหลี่ยมที่เราวาดในวัสดุไดอิเล็กตริกที่ตำแหน่ง $x + \Delta x$ จึงทำให้ $\frac{\partial D}{\partial x} = 0$ ซึ่งจะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อไม่มีประจุอยู่ในรูปทรงสี่เหลี่ยมที่เรากำลังพิจารณา แต่ทว่าคุณสมบัติของบริเวณปลอดพาหะจะไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขดังกล่าวนี้ เนื่องจากมีประจุของไอออนบวกที่เกิดจากสารเจือผู้ให้และประจุของไอออนลบที่เกิดจากสารเจือผู้รับจำนวนมากอยู่ในบริเวณปลอดพาหะ ดังนั้นเพื่อให้สมการ $\frac{\partial D}{\partial x} = 0$ สามารถนำมาพิจารณาผลของประจุเหล่านี้ได้รวมทั้งทำให้สามารถใช้งานได้ทั่วไป(Generalize) เราจะพิจารณารูปที่ 4.6 อีกครั้งจะพบว่าที่ตำแหน่ง x จะมีค่าความหนาแน่นฟลักซ์เท่ากับ 1 เนื่องจากฟลักซ์ที่พุ่งเข้ามามีค่าเท่ากับ 2 และฟลักซ์ที่พุ่งออกมีค่าเท่ากับ 1 จึงเหลือฟลักซ์สุทธิเท่ากับ 1 แต่ที่ตำแหน่ง $x + \Delta x$ จะมีฟลักซ์สุทธิเท่ากับ 3 จึงทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ D ที่ตำแหน่ง $x + \Delta x$ มากกว่าที่ตำแหน่ง x หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ $\frac{\partial D}{\partial x} \neq 0$ เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องจากมีศูนย์กลางประจุบวก(Positive charge center) ปรากฏอยู่ในรูปทรงสี่เหลี่ยมที่เรากำลังพิจารณา และเห็นได้ชัดว่าความแตกต่างของค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะเป็นสัดส่วนกับจำนวนของศูนย์กลางประจุบวกที่ปรากฏอยู่ในบริเวณ x ถึง $x + \Delta x$ นั่นเอง ทำให้เราทราบว่า เทอม $\frac{\partial D}{\partial x}$ จะมีค่าเป็นสัดส่วนตรงกับความหนาแน่นของศูนย์กลางประจุ ซึ่งเราให้สัญลักษณ์เป็น ρ_{charge} และมีหน่วยเป็น คูลอมบ์ต่อลูกบาศก์เมตร จากเหตุผลนี้จึงทำให้ $\frac{\partial D}{\partial x} = 0$ ก็ต่อเมื่อ ρ_{charge} มีค่าเท่ากับศูนย์เท่านั้น เราจึงได้รูปทั่วไปของสมการ(4.9)เป็น

$$\frac{\partial D}{\partial x} = \rho_{\text{charge}} \quad (4.10)$$

ซึ่งเราเรียกว่า Differential form of the Gauss theorem[19] และถ้าเราพิจารณาให้วัสดุไดอิเล็กตริกเป็นสารเนื้อเดียว(Homogeneous dielectric)ซึ่งทำให้ค่าสภาพยอม ϵ_d ของวัสดุไดอิเล็กตริกดังกล่าวมีค่าคงที่ประกอบกับสมการ (4.8) และ (4.10) จะได้

$$\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{\rho_{\text{charge}}}{\epsilon_d} \quad (4.11)$$

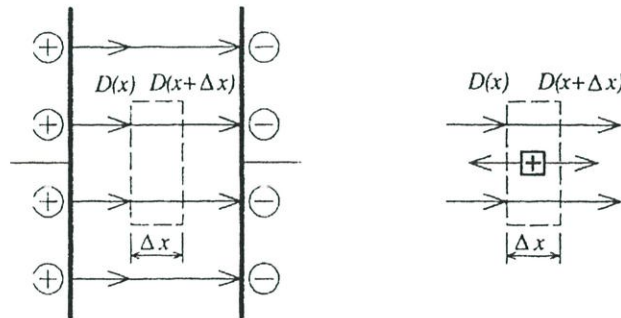
สุดท้ายได้สนามไฟฟ้า E อยู่ในของรูปศักย์ไฟฟ้า ψ ดังสมการ

$$E = -\frac{\partial \psi}{\partial x} \quad (4.12)$$

และได้สมการแสดงความสัมพันธ์ของศักย์ไฟฟ้ากับความหนาแน่นประจุดังนี้

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} = -\frac{\rho_{\text{charge}}}{\epsilon_d} \quad (4.13)$$

ซึ่งสมการที่ได้คือ สมการปัวซง 1 มิติ(One-dimensional form of the Poisson equation) ที่จะนำไปใช้ในการพิจารณาหาผลเฉลยที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไบแอสกลับกับค่าความจุของรอยต่อ โดยวิธีการหาผลเฉลยของสมการปัวซงได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข.



รูปที่ 4.6 แสดงความหนาแน่นฟลักซ์ในบริเวณปลอดพาหะที่ตำแหน่ง x และตำแหน่ง $x + \Delta x$

4.1.5.2 แบบจำลอง SPICE ของค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับ

(SPICE model for the Depletion-Layer Capacitance)

ในหัวข้อที่แล้วได้กล่าวถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับ C_d กับค่าแรงดันไบแอสกลับ V_R ของรอยต่อพี-เอ็น 2 ชนิดคือ ชนิดชั้นบันไดและชนิดลาด ซึ่งคำตอบที่ได้จากภาคผนวก ข. คือ

สำหรับรอยต่อชนิดชั้นบันได จะได้

$$C_d \propto (1 + V_R / V_{bi})^{-1/2} \quad (4.14)$$

สำหรับรอยต่อชนิดลาด จะได้

$$C_d \propto (1 + V_R / V_{bi})^{-1/3} \quad (4.15)$$

พิจารณาสมการ(4.14)และ(4.15)จะพบว่าสิ่งที่แตกต่างกันระหว่างสมการค่าความจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อพี-เอ็น 2 ชนิดคือ ค่าเลขยกกำลังซึ่งมีค่าเท่ากับ $-1/2$ และ $-1/3$ จึงทำให้สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุและแรงดันไบแอสกลับได้ ดังนี้

$$C_d = C_d(0) \left(1 + \frac{V_R}{V_{bi}} \right)^{-m} \quad (4.16)$$

เมื่อ

m เท่ากับ $1/2$ สำหรับรอยต่อชนิดชั้นบันได

m เท่ากับ $1/3$ สำหรับรอยต่อชนิดลาด

ซึ่งสมการ(4.16) สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับรอยต่อพี-เอ็นได้ทุกชนิดโดยการปรับให้ m มีค่าอยู่ระหว่าง $1/3$ ถึง $1/2$ และถือว่า m เป็น SPICE พารามิเตอร์ซึ่งมีชื่อเรียกว่า grading coefficient

กล่าวโดยสรุป เราได้สมการ(4.16)ซึ่งเป็นสมการแบบจำลองค่าความจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับและใช้ในโปรแกรม SPICE โดยมีพารามิเตอร์ 3 ตัว คือ

$C_d(0)$ หมายถึง ค่าความจुरอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสแรงดันศูนย์(CJO)

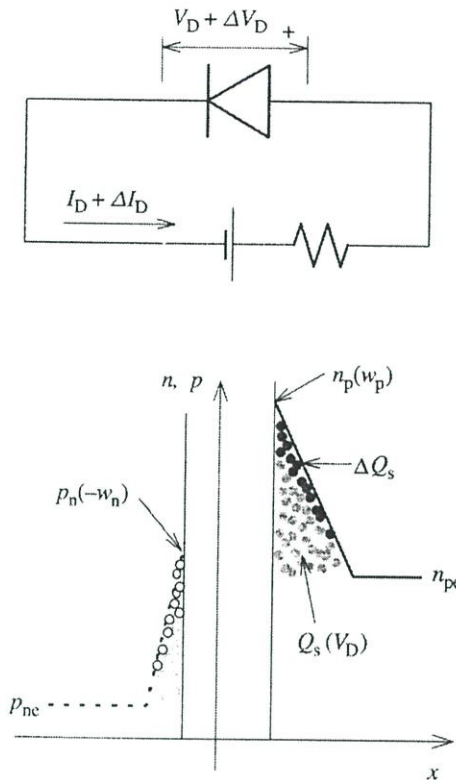
V_{bi} หมายถึง แรงดันภายใน(VJ)

m หมายถึง grading coefficient(M)

4.1.5.3 ค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสตรง(Stored-charge capacitance)

ในหัวข้อที่แล้วได้กล่าวถึงแบบจำลอง SPICE สำหรับค่าความจุของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับ ค่าความจูดังกล่าวต่อขนานอยู่กับแหล่งจ่ายกระแสของไดโอดในรูปที่ 4.3 โดยที่ค่าความจุ C_d จะขึ้นอยู่กับแรงดันไบแอส $V_{DO}(V_R)$ ดังสมการ(4.16) ซึ่งถ้าพิจารณาในย่านของการไบแอสกลับ $V_{DO} \approx -V_R$ จะพบว่าค่ากระแสไดโอด I_D ที่หาได้จากสมการ(4.4) จะมีค่าน้อยมาก ทำให้ผลของความต้านทานแฝง r_s มีน้อยเช่นกันและผลคูณ $I_D r_s$ จึงไม่มีนัยสำคัญสามารถตัดทิ้งได้ ซึ่งเงื่อนไขการไบแอสกลับดังกล่าวจะเป็นจริงไปจนถึงย่านของการไบแอสเดิหน้า ณ V_{DO} มีค่าน้อยกว่า $0.5V_{bi}$ ซึ่งถือเป็นเงื่อนไขที่สำคัญเนื่องจาก แนวคิดที่ใช้ในการหา(Derive)สมการสำหรับหาค่าความกว้างของบริเวณปลอดพาหะและค่าความจุในรอยต่อที่แสดงในภาคผนวก ข. จะยังเป็นจริงเมื่อ V_{DO} น้อยกว่า $0.5V_{bi}$ เนื่องจาก I_D มีค่าน้อยจนถือได้ว่าไม่มีกระแสไหลผ่านรอยต่อ ดังนั้นสมการ $C_d(V_R)$ ที่หาได้จากหัวข้อดังกล่าวจึงสามารถนำมาใช้ได้โดยการแทน $-V_{DO} = V_R$ เมื่อ V_{DO} มีค่าได้ตั้งแต่เครื่องหมายลบจนถึงเครื่องหมายบวกที่ค่า $0.5V_{bi}$ แต่เมื่อ $V_{DO} > 0.5V_{bi}$ โปรแกรม SPICE จะมีสมการสำหรับคำนวณหา C_d ต่างหาก แต่อย่างไรก็ตาม ค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับในย่าน $V_{DO} > 0.5V_{bi}$ จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าความจุกรวมซึ่งมีผลของค่า

ความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสตรงรวมอยู่ด้วย ซึ่งค่าความจุในรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสตรงเกิดขึ้นได้อย่างไรนั้นจะได้อธิบายดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นประจุของพาหะส่วนน้อย ณ ตำแหน่งขอบของบริเวณปลอดพาหะ

จากรูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นประจุของพาหะส่วนน้อย(Excess minority-carrier charge) ณ ตำแหน่งขอบของบริเวณปลอดพาหะซึ่งหมายถึง อิเล็กตรอนที่ถูกฉีดจากแท่งสารชนิดเอ็นมาปรากฏในแท่งสารชนิดพีและโฮลที่ถูกฉีดจากแท่งสารชนิดพีมาปรากฏในแท่งสารชนิดเอ็นซึ่งสอดคล้องกับค่ากระแสจำนวนหนึ่งที่ไหลผ่านไดโอดในสภาวะไบแอสเดินหน้า โดยความหนาแน่นของประจุของพาหะส่วนน้อยดังกล่าวจะเป็นสัดส่วนตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด ซึ่งก็จะขึ้นอยู่กับค่า V_D ที่ป้อนให้ไดโอดอีกทีหนึ่ง นั่นเอง

จากรูปแสดงให้เห็นว่าเมื่อ V_D เพิ่มขึ้นด้วยค่า ΔV_D จะทำให้ประจุที่เกิดจากพาหะส่วนน้อย ณ ตำแหน่งขอบของบริเวณปลอดพาหะเพิ่มขึ้นด้วยค่า ΔQ_s ซึ่งค่าประจุที่เปลี่ยนแปลง ΔQ_s เนื่องจากการเปลี่ยนแปลง ΔV_D (ΔV_{D0}) แสดงให้เห็นว่ามีค่าความจุ C_s เท่ากับ $\Delta Q_s / \Delta V_{D0}$ เกิดขึ้น และจากการที่ประจุ Q_s ถูกเรียกว่าประจุสะสม(Stored-charge)จึงทำให้ค่าความจุที่เกิดจากประจูดังกล่าวถูกเรียกว่า ค่าความจุของประจุสะสม(Stored-charge capacitance)

โดยที่ปริมาณของประจุสะสม Q_s จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดดังสมการ

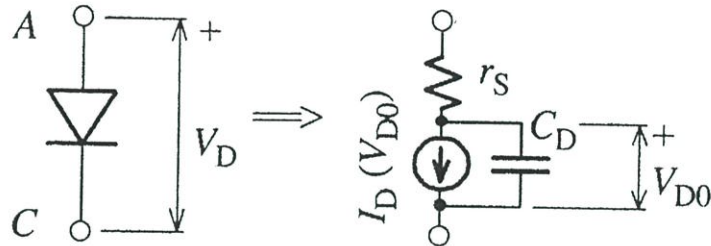
$$Q_s = \tau_T I_D \quad (4.17)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ τ_T ถูกเรียกว่า transit time ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าชั่วอายุ(Lifetime) ของพาหะส่วนน้อยที่เรากำลังพิจารณา[19]

สุดท้ายจะได้ ค่าความจุของประจุสะสม ดังสมการ

$$C_s = \tau_T \frac{dI_D}{dV_{D0}} \quad (4.18)$$

ซึ่งค่าความจุ C_s ที่ได้นี้จะต่อขนานอยู่กับ C_d ได้เป็นค่าความจุกรวมโดยมีค่าเป็น $C_D = C_s + C_d$ และทำให้ได้แบบจำลองของไดโอดที่รวมผลของค่าความจุทั้งสองชนิดดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงแบบจำลอง SPICE ของไดโอดที่รวมค่าความจุในรอยต่อ $C_D = C_s + C_d$

ผลรวมของค่าความจุทั้งสองชนิดที่ได้จากสมการ (4.16) และ (4.18) ที่ใช้ในโปรแกรม SPICE สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังนี้

$$C_D = C_d + C_s \quad (4.19)$$

$$C_d = CJO \left(1 - \frac{V_{D0}}{VJ} \right)^{-M} \quad (\text{เมื่อ } V_{D0} < 0.5 V_{bi}) \quad (4.20)$$

$$C_s = TT \frac{dI_D}{dV_{D0}} \quad (4.21)$$

เมื่อ

CJO หมายถึง Zero-bias junction capacitance

VJ หมายถึง Built-in voltage (มีค่าเท่ากับ 0.65 ถึง 1.25 โวลต์)

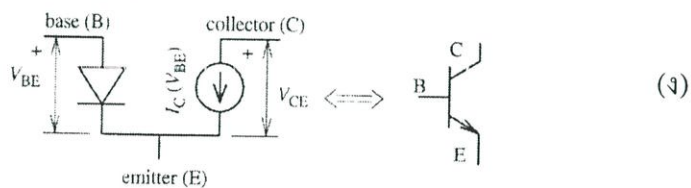
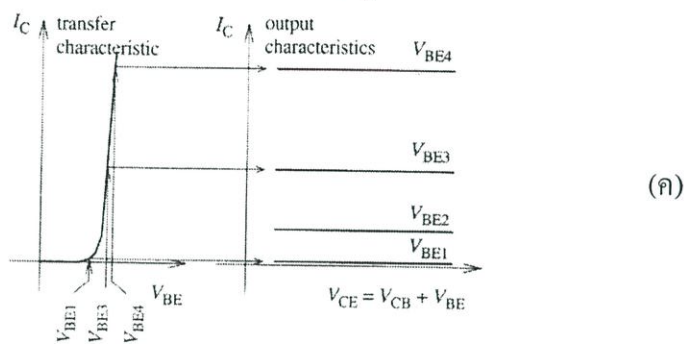
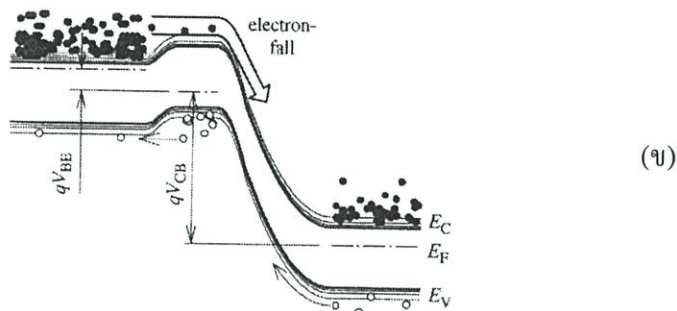
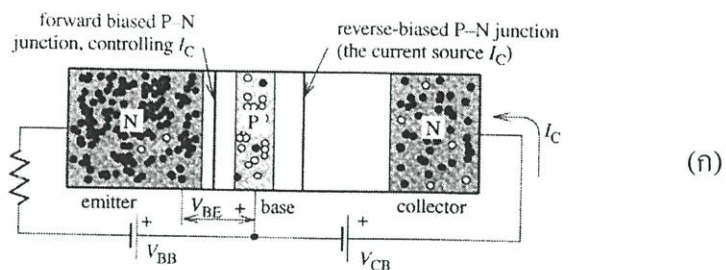
M หมายถึง Grading coefficient (มีค่าเท่ากับ 1/3 ถึง 1/2)

TT หมายถึง Transit time

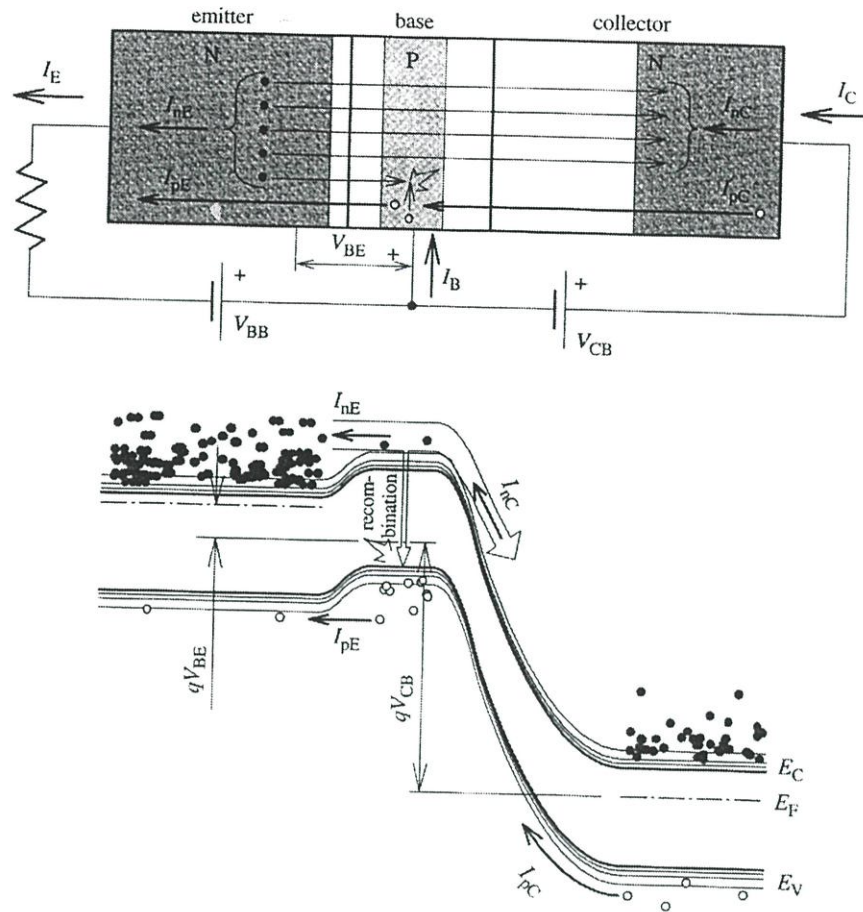
4.2 แบบจำลอง SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

4.2.1 หลักการทำงานของ BJT

จากที่กล่าวไว้ว่า รอยต่อรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับจะมีพฤติกรรมเหมือนแหล่งจ่ายกระแส ทั้งนี้เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านรอยต่อเป็นกระแสอิมิตัวหรือกระแสรั่วไหลซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันไบแอสกลับ(เมื่อแรงดันต่ำกว่าค่าแรงดันพังทะลาย) แต่ทว่ากระแสที่ไหลผ่านรอยต่อจะขึ้นอยู่กับปริมาณของพาหะส่วนน้อยที่อยู่ใกล้กับขอบของบริเวณปลอดพาหะเป็นสำคัญ ทำให้แหล่งจ่ายกระแสที่เกิดจากรอยต่อพี-เอ็นดังกล่าวจ่ายกระแสได้น้อย ไม่สามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้จริง แต่อย่างไรก็ตาม พฤติกรรมของรอยต่อพี-เอ็นดังกล่าวก็นำมาซึ่งแนวความคิดที่ว่า ถ้าเราสามารถที่จะควบคุมจำนวนของพาหะส่วนน้อยที่ปรากฏที่ขอบของบริเวณปลอดพาหะได้ ก็จะทำให้เราสามารถควบคุมขนาดกระแสที่จะได้จากแหล่งจ่ายกระแสที่สร้างจากรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับนี้ได้ จากแนวความคิดดังกล่าว นำไปสู่การอธิบายหลักการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่สามารถขยายสัญญาณได้อย่างไร กล่าวคือ ถ้าเราพิจารณาให้รอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ซึ่งได้รับไบแอสกลับเป็นแหล่งจ่ายกระแสและปริมาณกระแสหรือจำนวนของพาหะส่วนน้อยที่จะปรากฏที่ขอบของบริเวณปลอดพาหะในรอยตอดังกล่าวจะต้องควบคุมได้และมีจำนวนมากพอที่จะสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ ซึ่งก็ทำได้โดยการให้รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ที่ได้รับไบแอสคินหน้าทำหน้าที่ควบคุมจำนวนของพาหะส่วนน้อยดังกล่าวโดยผ่านการควบคุมค่าแรงดันไบแอสคินหน้าที่ป้อนให้กับรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ โดยสิ่งที่สำคัญก็คือ รอยต่อทั้งสองจะต้องใช้แบ่งสารร่วมกัน เช่น ถ้าหากรอยต่อทั้งสองใช้แบ่งสารพีร่วมกันก็จะทำให้เกิด โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงแนวคิดในการสร้างและโครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น[19]



รูปที่ 4.10 แสดงกลไกการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น[19]

สำหรับการอธิบายกลไกการทำงานและคุณสมบัติที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น เราทำได้โดยอาศัยรูปที่ 4.10 ดังนี้

- 1) เมื่อรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ได้รับไบแอสเดิรหน้าจะทำให้อิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนมากในแท่งสารชนิดเอ็นถูกฉีดจากอิมิตเตอร์เข้าสู่เบสที่เป็นแท่งสารชนิดพี (กระแส I_{nE}) และในขณะเดียวกัน โฮลซึ่งเป็นพาหะส่วนมากในแท่งสารชนิดพีจะถูกฉีดจากเบสเข้าสู่อิมิตเตอร์เป็นกระแส I_{pE} ด้วย ดังนั้นจึงได้กระแสรวมที่เข้าอิมิตเตอร์เป็น $I_E = I_{nE} + I_{pE}$ ส่วนของกระแสที่เราต้องการเนื่องจากจะทำให้เกิดกลไกการขยายสัญญาณของทรานซิสเตอร์คือ I_{nE} ซึ่งอัตราส่วนระหว่างกระแสดังกล่าวกับกระแสอิมิตเตอร์รวมทั้งหมัดนี้เรียกว่า Emitter efficiency γ_E

$$\gamma_E = \frac{I_{nE}}{I_E} \quad (4.22)$$

พิจารณาสมการ(4.22)จะพบว่า เพื่อให้ γ_E มีค่าสูงสุด ค่ากระแส I_{nE} จะต้องมีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้เมื่อเทียบกับ I_{pE} ซึ่งควรจะมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้เช่นกัน และแม้ว่ากระแสทั้งสองจะขึ้นอยู่กับแรงดันไบแอสเดิรหน้า V_{BE} เหมือนกันแต่เราก็

สามารถควบคุมขนาดของกระแสทั้งสองผ่านวิธีการสร้างทรานซิสเตอร์ได้โดยการควบคุมจำนวนของพาหะส่วนมากซึ่งหมายถึง อิเล็กตรอนในอิมิตเตอร์และโฮลในเบสด้วยการควบคุมความเข้มข้นของสารเจือที่เติมในอิมิตเตอร์และเบส กล่าวคือ เราจะต้องเติมสารเจือให้อิมิตเตอร์มีความเข้มข้นมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ในขณะที่เติมสารเจือให้เบสมีความเข้มข้นน้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้เช่นกัน ซึ่งจากหลักการดังกล่าวจึงทำให้แท่งสารอิมิตเตอร์มีสัญลักษณ์เป็น N^+ ซึ่งหมายถึง ถูกเติมสารเจือในปริมาณที่เข้มข้นมากเมื่อเทียบกับแท่งสารชนิดอื่นที่ทำหน้าที่เป็นคอลเลกเตอร์ซึ่งถูกเติมสารเจือที่มีความเข้มข้นน้อยกว่าและนี่เป็นสาเหตุว่าทำไมทรานซิสเตอร์ทั่วไปจะมีค่าแรงดันพังทะลายของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ต่ำกว่าค่าแรงดันพังทะลายของรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์

- 2) อิเล็กตรอนที่ฉีดออกมาจากอิมิตเตอร์จะต้องทะลุผ่านเบสไปยังรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ ซึ่งได้รับ โบแอสกลับกลายเป็นกระแสคอลเลกเตอร์ I_{nC} ให้ได้มากที่สุด แต่ในความเป็นจริง อิเล็กตรอนบางส่วนจะเกิดการรวมตัวกันใหม่กับโฮลในเบสทำให้เกิดเป็นกระแสเบสแทนที่จะเป็นกระแสคอลเลกเตอร์ ซึ่งอัตราส่วนของจำนวนอิเล็กตรอนที่สามารถทะลุผ่านเบสไปถึงคอลเลกเตอร์ต่อจำนวนอิเล็กตรอนที่ฉีดออกมาจากอิมิตเตอร์เราเรียกว่า transport factor มีค่าเท่ากับ

$$\alpha_E = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} \quad (4.23)$$

จะเห็นว่าถ้าเราต้องการให้ Transport factor มีค่ามากที่สุด เราต้องทำให้การรวมตัวกันใหม่ในเบสเกิดขึ้นน้อยที่สุด ซึ่งทำได้โดยให้ความกว้างของแท่งเบส(Base width) แคบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และนี่เป็นเหตุผลว่าทำไมเราจึงไม่สามารถนำไดโอด 2 ตัวมาต่อกันเพื่อให้ทำงานเป็นทรานซิสเตอร์ได้ เพราะการทำเช่นนั้นจะทำให้ความกว้างของเบสมีค่ามากจนเป็นผลให้ค่า Transport factor มีค่าเป็นศูนย์ ผลที่ตามมาก็คือกระแสคอลเลกเตอร์ซึ่งถือว่าเป็นกระแสเอาต์พุตจะไม่มีความสัมพันธ์กับแรงดันและกระแสเบสซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณควบคุมหรือสัญญาณอินพุตเลย

- 3) ส่วนประกอบของกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ไม่ใช่มีเพียงแค่กระแสที่เกิดจากอิเล็กตรอนที่มาจากอิมิตเตอร์เท่านั้น แต่ยังมีกระแสที่เกิดจากโฮลซึ่งเคลื่อนที่จากคอลเลกเตอร์มายังเบสอีกด้วย ซึ่งกระแสดังกล่าวแทนด้วย I_{pC} ในรูปที่ 4.10 โดยกระแสส่วนนี้เป็นกระแสของพาหะส่วนน้อยที่ไหลผ่านรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ที่ได้รับโบแอสกลับและถูกเรียกว่า I_{CBO} ซึ่งเป็นกระแสรั่วไหลที่มีค่าน้อยและส่วนมากเราสามารถตัดทิ้งจากการพิจารณาได้ จึงได้สมการกระแสคอลเลกเตอร์เป็น

$$I_C = I_{nC} \quad (4.24)$$

- 4) เนื่องจากกระแสอิมิตเตอร์ I_E ขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{BE} อย่างเป็นเอกซ์โพเนนเชียล ดังนั้นกระแส I_{nE} , I_{nC} และ I_C จึงขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{BE} อย่างเป็นเอกซ์โพเนนเชียลเช่นกัน และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_{nC} และแรงดันอินพุต V_{BE} ซึ่งถือว่าเป็นลักษณะถ่ายโอน(Transfer characteristic)ของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นแสดงดังรูปที่ 4.9(ค) และจะเป็นตัวบอกอัตราขยายสัญญาณซึ่งเราจะได้จากทรานซิสเตอร์ สำหรับลักษณะถ่ายโอนที่ได้จากแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดันดังรูปที่ 4.9(ง)นั้นเราจะเรียกอัตราขยายดังกล่าวว่า ทรานส์คอนดักแตนซ์(Transconductance) ซึ่งมีหน่วยเป็น กระแสต่อแรงดัน(A/V)หรือซีเมน นั้นเอง และถ้าเราหาอัตราขยายสัญญาณซึ่งเป็นการสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุตจะทำให้ได้อัตราขยายในรูปของอัตราขยายกระแส และด้วยเหตุที่การใช้งานโดยทั่วไปเรามักให้กระแสคอลเลกเตอร์เป็นกระแสเอาต์พุต โดยการจัดวงจรให้ทำงานในรูปของวงจรเบสร่วม หรือวงจรอิมิตเตอร์ร่วม ทำให้ได้อัตราขยายกระแสสำหรับวงจรทั้งสองรูปแบบเป็น

$$\alpha = I_C / I_E \quad \text{ในกรณีวงจรเบสร่วม}$$

$$\beta = I_C / I_B \quad \text{ในกรณีวงจรอิมิตเตอร์ร่วม}$$

- 5) เนื่องจาก α และ β เป็นอัตราส่วนของกระแสที่ขาของทรานซิสเตอร์เราจึงวัดค่าได้

4.2.2 แบบจำลอง Ebers-Moll

ด้วยเหตุที่แบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินเจกชัน(Injection version)ถือได้ว่าเป็นแบบจำลองที่สะท้อนกลไกการทำงานภายในของทรานซิสเตอร์ได้ชัดเจนที่สุด แต่ทว่า วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก(Small-Signal Equivalent Circuit)ที่เรามีความคุ้นเคยมากที่สุดและถูกใช้เป็นวงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโปรแกรม SPICE ก็คือวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ[11]กลับไม่ได้แสดงความเกี่ยวข้องกับแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินเจกชันเลย และเพื่อเป็นการลำดับให้เห็นพัฒนาการของแบบจำลองเหล่านี้ เราจะกล่าวถึงแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินเจกชันก่อนแล้วเชื่อมโยงไปสู่แบบจำลองเวอร์ชันทรานสปอร์ต(Transport version)ซึ่งง่ายต่อการพัฒนาไปสู่แบบจำลองที่ใช้กับโปรแกรม SPICE ที่เรียกว่า เวอร์ชัน SPICE(SPICE version)ในที่สุด ซึ่งวิธีการนี้จะทำให้เราสามารถเปรียบเทียบหลักการการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา กับแบบจำลอง SPICE ได้ดียิ่งขึ้นรวมทั้งจะทำให้เราทราบว่า SPICE พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีความสัมพันธ์หรือสะท้อนคุณสมบัติและการทำงานของทรานซิสเตอร์อย่างไร

อนึ่งคำว่าโปรแกรม SPICE ในที่นี้หมายถึงโปรแกรมตระกูล SPICE ที่มีการพัฒนาต่อมาจาก SPICEG2.6 ของมหาวิทยาลัย Berkeley[20]

4.2.2.1 แบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินเจกชัน(Injection version)

เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณกล่าวคือ ทำงานในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟ(Forward active) รอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ซึ่งได้รับไบแอสกลับจะทำหน้าที่เป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมโดยแรงดัน ส่วนรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ซึ่งได้รับไบแอสเดินหน้าจะทำหน้าที่ควบคุมโดยแรงดันดังกล่าวอธิบายในหัวข้อ 4.2.1 ด้วยเหตุนี้ทำให้เราสามารถจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์ได้ด้วยไดโอดและแหล่งจ่ายกระแสดังรูปที่ 4.11(ข) จากรูปจะพบว่าส่วนของวงจรที่จำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์ในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟ คือ ไดโอดและแหล่งจ่ายกระแสตัวบน ส่วนของกระแสควบคุม I_F ที่เกิดจากแรงดันควบคุม V_{BE} จะสัมพันธ์โดยตรงกับกระแสที่ฉีดเข้าสู่รอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ที่แทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส และเพื่อที่จะสะท้อนการพฤติกรรมดังกล่าว ค่ากระแสของแหล่งจ่ายกระแสจึงให้สัญลักษณ์เป็น $\alpha_F I_F$ โดย α_F จะมีค่าน้อยกว่า 1 เสมอ ส่วนค่ากระแส I_F ที่ขึ้นอยู่กับการควบคุม V_{BE} นั้นจะแสดงได้ด้วยสมการ

$$I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad (4.25)$$

เมื่อ

I_{ES} คือ กระแสอิ่มตัวของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์

จากเหตุผลที่ว่าแบบจำลองของอุปกรณ์ใดๆควรจะสามารถจำลองการทำงานของอุปกรณ์นั้นๆได้ครบทุกหน้าที่ ทำให้ต้องมีไดโอดและแหล่งจ่ายกระแสอีกหนึ่งชุด(ชุดล่าง)สำหรับจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์ในโหมดรีเวิร์สแอกทีฟซึ่งรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์และเบส-คอลเลกเตอร์จะทำหน้าที่สลับกันกับโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟดังรูปที่ 4.11(ข) สำหรับแหล่งจ่ายกระแสก็จะให้สัญลักษณ์ในลักษณะเดียวกันคือ $\alpha_R I_R$ และส่วนของกระแสควบคุม I_R ก็จะขึ้นอยู่กับการควบคุมเบส-คอลเลกเตอร์ดังสมการ

$$I_R = I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \quad (4.26)$$

เมื่อ

I_{CS} คือ กระแสอิ่มตัวของรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์

พิจารณาการเพิ่มไดโอดและแหล่งจ่ายกระแสชุดล่างดังรูปที่ 4.11(ข)จะเห็นว่าไม่ได้ทำให้แบบจำลองจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์ในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟผิดเพี้ยนไปแต่ประการใดกล่าวคือ เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟ รอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์จะต้องได้รับไบแอสกลับ($V_{BC} < 0$) ทำให้ $I_R \approx -I_{CS}$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า $\alpha_F I_F \approx I_{ES} \exp(V_{BE} / V_T)$ มากๆ และพิจารณาจากรูปที่ 4.11(ข) จะได้กระแสที่ขาคอลเลกเตอร์มีค่าเป็น

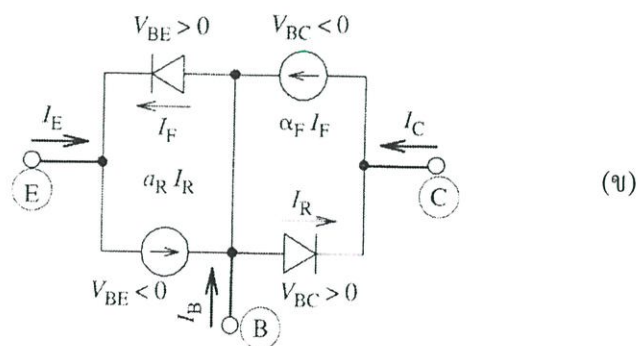
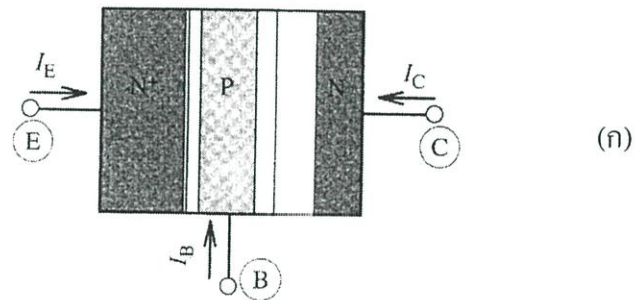
$$I_C + I_R = \alpha_F I_F$$

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R$$

แต่ $I_R \approx -I_{CS}$ ทำให้ได้

$$I_C = \alpha_F I_F + I_{CS} \quad (4.27)$$

ซึ่งสมการนี้แสดงให้เห็นว่ากระแสคอลเลกเตอร์ I_C ได้รวมเอาค่ากระแสรั่วไหลของรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์เข้าไว้ด้วย ซึ่งถือว่ามีควมหมายสอดคล้องกับการทำงานของอุปกรณ์จริง ยิ่งกว่านั้นรูปที่ 4.11(ข) ยังสามารถจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์ในสองโหมดที่เหลือคือ คัตออฟ (Cut off) และอิ่มตัว (Saturation) ได้โดยอัตโนมัติ กล่าวคือ ค่าแรงดัน V_{BE} และ V_{BC} ในโหมดอิ่มตัวจะมีเครื่องหมายบวกทั้งคู่จึงทำให้ I_F และ I_R มีนัยสำคัญและโดยทั่วไปแรงดัน $V_{BC} < V_{BE}$ จึงทำให้กระแสคอลเลกเตอร์ I_C ยังมีทิศทางเดียวกันกับในกรณีของ โหมดฟอร์เวิร์ดแอคทีฟ แต่ทว่าความเข้มของกระแส (Current intensity) คอลเลกเตอร์จะลดลงเป็น $I_C = \alpha_F I_F - I_R$ และแรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเลกเตอร์-อีมิเตอร์ก็จะมีค่าน้อย กล่าวคือ $V_{CE} = -V_{BC} + V_{BE}$ จึงทำให้เมื่อ V_{BC} มีค่าเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ V_{CE} และ I_C มีค่าลดลง



รูปที่ 4.11 แสดงแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินเจกชัน

สำหรับโหมดคัตออฟ ซึ่งรอยต่อทั้งสองจะได้รับไบแอสกลับ กล่าวคือ V_{BE} และ V_{BC} มีเครื่องหมายลบจึงทำให้มีเพียงกระแสรั่วไหล I_{ES} และ I_{CS} ไหลผ่านรอยต่อทั้งสองของทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 4.11(ข) เมื่อเรานำค่ากระแสจากทั้งสองสาขา (Branch) ในวงจรบวกกัน เราจะได้กระแสอิมิตเตอร์และคอลเลกเตอร์ ดังนี้

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.28)$$

$$I_E = -I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + \alpha_R I_{CS} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.29)$$

และ

$$I_B = -I_C - I_E \quad (4.30)$$

โดยที่สมการ(4.28) (4.29)และ(4.30)ถูกเรียกว่า สมการแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันอินเจกชันซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลเข้าขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์กับแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อทั้งสองของทรานซิสเตอร์ คือ V_{BE} และ V_{BC} โดยมีพารามิเตอร์ α_F α_R I_{ES} และ I_{CS} เป็นตัวแสดงความสัมพันธ์และพารามิเตอร์แต่ละตัวมีความหมายดังนี้

α_F หมายถึง อัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วมเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดฟอร์เวิร์ดแอคทีฟ

α_R หมายถึง อัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วมเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดรีเวิร์สแอคทีฟ

I_{ES} หมายถึง กระแสอิมิตตัวของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์

I_{CS} หมายถึง กระแสอิมิตตัวของรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์

4.2.2.2 แบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันทรานสปอร์ต(Transport Version)

วงจรสมมูลของแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันทรานสปอร์ตจะยังคงเหมือนกับวงจรสมมูลของเวอร์ชันอินเจกชัน กล่าวคือยังคงมีไดโอด 2 ตัวและแหล่งจ่ายกระแส 2 ตัว รวมทั้งทิศทางของกระแสเหมือนเดิม แต่มีส่วนที่แตกต่างกันคือ วิธีการกำหนดกระแสภายในวงจรซึ่งจะให้อยู่บนพื้นฐานของแหล่งจ่ายกระแสจริงในทรานซิสเตอร์ ซึ่งก็หมายถึง I_{CC} และ I_{EC} ในรูปที่ 4.12 กล่าวคือ แทนที่จะเป็นกระแสควบคุมที่ฉีดเข้ามาโดยรอยต่อเช่นเดียวกับรูปที่ 4.11(ข) แต่กลายเป็นว่ากระแสควบคุมจะเป็นสัดส่วนกับแหล่งจ่ายกระแสแทน และแน่นอนว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสซึ่งถือว่าเป็นรอยต่อควบคุมกับกระแสของแหล่งจ่ายกระแสจริงจะต้องยังคงเหมือนเดิม ทั้งนี้เพื่อให้สามารถจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์ได้เช่นเดิม ซึ่งเหตุดังกล่าวทำให้กระแสของรอยต่อ(กระแสที่ไหลผ่านไดโอด)ในรูปที่ 4.12 ไม่สามารถถูกพิจารณาให้

เป็นตัวแปรอิสระได้อีกต่อไป แต่จะต้องถูกทำให้สัมพันธ์กับกระแส I_{EC} และ I_{CC} โดยผ่านค่า α_F และ α_R

จากวงจรสมมูลของแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันทรานส์พอร์ตในรูปที่ 4.12 เราได้ความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสดังนี้

$$I_{CC} = I_S \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) \quad (4.31)$$

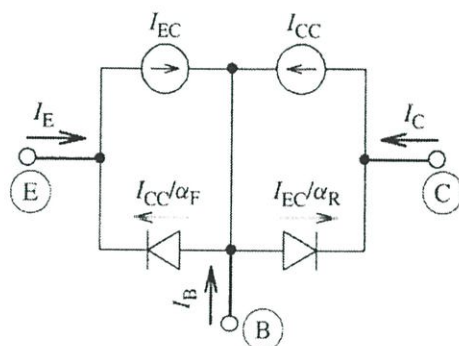
$$I_{EC} = I_S \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.32)$$

จึงทำให้ได้กระแสที่ขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์ดังนี้

$$I_C = I_S \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.33)$$

$$I_E = -\frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + I_S \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.34)$$

$$I_B = -I_C - I_E \quad (4.35)$$



รูปที่ 4.12 แสดงแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันทรานส์พอร์ต

จากการเปรียบเทียบสมการแบบจำลองของเวอร์ชันอินเจกชันกับเวอร์ชันทรานส์พอร์ต จะเห็นได้ว่า สมการแบบจำลองของเวอร์ชันทรานส์พอร์ตใช้กระแสอิมิต์เพียงค่าเดียวคือ I_S แทนที่จะใช้กระแสอิมิต์สองตัวคือ I_{ES} และ I_{CS} เหมือนกับเวอร์ชันอินเจกชัน และเพื่อให้กระแสที่ขาของทรานซิสเตอร์ในแบบจำลองทั้งสองมีค่าเท่ากัน เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_S กับ I_{CS} และ I_{ES} ดังนี้

$$I_S = \alpha_F I_{ES} \quad (4.36)$$

$$I_S = \alpha_R I_{CS} \quad (4.37)$$

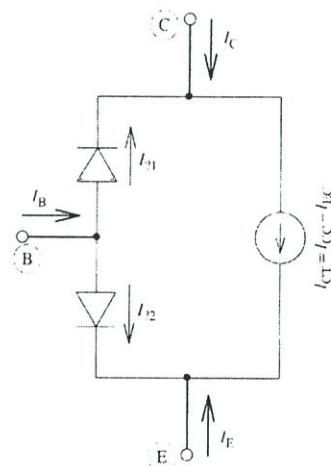
ซึ่งสมการทั้งสองเป็นเงื่อนไขที่เราเรียกว่า Reciprocity [11] [21]

ในอินที่จริงกระแสอิมิตตัวของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์และเบส-คอลเลกเตอร์จะต้องมีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากพื้นที่ของรอยต่อและระดับการเติมสารเจือในอิมิตเตอร์และคอลเลกเตอร์แตกต่างกัน จึงเห็นได้ชัดว่าการใช้ I_S เพียงค่าเดียวไม่สามารถแทนกระแสอิมิตตัวของรอยต่อทั้งสองได้ จึงต้องมีการเชื่อมโยงระหว่างกระแสอิมิตตัว I_S กับกระแสอิมิตตัวของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์โดยให้ $I_S = \alpha_F I_{ES}$ สำหรับ โมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟและเชื่อมโยงระหว่าง I_S กับ I_{CS} โดยสมการ $I_S = \alpha_R I_{CS}$ สำหรับ โมดรีเวิร์สแอกทีฟ

ถึงแม้ว่าการลดพารามิเตอร์กระแสอิมิตตัวในสมการแบบจำลองของเวอร์ชันทรานส์พอร์ตให้เหลือตัวเดียวจะส่งผลให้การวัดค่าพารามิเตอร์มีความซับซ้อนขึ้น แต่ก็มีผลดีคือ เวอร์ชันทรานส์พอร์ตสามารถถูกพัฒนาต่อไปเป็นวงจรสมมูลไฮบริด-ไพท์ที่ใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรได้ง่ายกว่าดังจะกล่าวถึงต่อไป

4.2.2.3 แบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชัน SPICE

ในตำราที่กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์วงจรจะใช้แบบจำลองของทรานซิสเตอร์ที่มีแหล่งจ่ายกระแสเพียงแหล่งเดียว พิจารณาวงจรสมมูลแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชันทรานส์พอร์ตในรูปที่ 4.12 เราสามารถที่จะลดแหล่งจ่ายกระแสให้เหลือเพียงแหล่งเดียวโดยที่ยังคงรักษาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส (I_C , I_E และ I_B) และแรงดัน (V_{BE} และ V_{BC}) ที่ขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์เอาไว้ได้ดังรูปที่ 4.13 จากวงจรสมมูลซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสแหล่งเดียวที่ได้นี้เราจะหาค่าของกระแส I_{T1} และ I_{T2} ในรูปที่ 4.13 ที่จะทำให้ค่ากระแสที่ขาของทรานซิสเตอร์ (I_C และ I_E) ของแบบจำลองในรูปที่ 4.13 จะต้องมีค่าเท่ากับค่ากระแสดังกล่าวของแบบจำลองในรูปที่ 4.12 นั่นคือ



รูปที่ 4.13 แสดงแบบจำลอง Ebers-Moll เวอร์ชัน SPICE

$$I_C = I_{CC} - \frac{I_{EC}}{\alpha_R} = I_{CC} - I_{EC} - I_{\gamma 1} \quad (4.38)$$

$$I_{\gamma 1} = I_{EC} \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) = I_{EC} \left(\frac{1 - \alpha_R}{\alpha_R} \right) = \frac{I_{EC}}{\beta_R} \quad (4.39)$$

$$I_E = \frac{-I_{CC}}{\alpha_F} + I_{EC} - I_{CC} + I_{EC} - I_{\gamma 2} \quad (4.40)$$

$$I_{\gamma 2} = I_{CC} \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) = I_{CC} \left(\frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} \right) = \frac{I_{CC}}{\beta_F} \quad (4.41)$$

โดยที่ β_F และ β_R คือ อัตราขยายกระแสของวงจรมิตเตอร์ร่วมในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟและโมดอินเวิร์สแอกทีฟตามลำดับ เราจึงได้กระแสที่ขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์มีค่าดังนี้

$$I_C = I_{CC} - I_{EC} - \frac{I_{EC}}{\beta_R} \quad (4.42)$$

$$I_E = -I_{CC} + I_{EC} - \frac{I_{CC}}{\beta_F} \quad (4.43)$$

$$I_B = -I_C - I_E \quad (4.44)$$

และจาก reciprocity property คือ $I_S = \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$ ทำให้ได้

$$I_C = I_S \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) I_S \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.45)$$

$$I_E = - \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) I_S \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + I_S \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.46)$$

$$I_B = \frac{1}{\beta_F} I_S \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + \frac{1}{\beta_R} I_S \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (4.47)$$

ซึ่งสมการทั้งสามนี้ถือว่าเป็นสมการทั่วไปของแบบจำลอง Ebers-Moll ที่ใช้ในโปรแกรม SPICE เพื่อคำนวณหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นผลให้ต้องมีพารามิเตอร์ของแบบจำลอง SPICE ทั้งหมด 3 ตัวคือ I_S , β_F และ β_R

พิจารณาสมการทั้งสามในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟ ซึ่งค่า $V_{BE}/V_T \gg 1$ และ $V_{BC}/V_T \ll 1$ จะได้

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (4.48)$$

$$I_E = - \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) I_S e^{V_{BE}/V_T} = - \frac{I_C}{\alpha_F} \quad (4.49)$$

$$I_B = \frac{1}{\beta_F} I_S e^{V_{BE}/V_T} = \frac{I_C}{\beta_F} \quad (4.50)$$

ข้อสังเกต

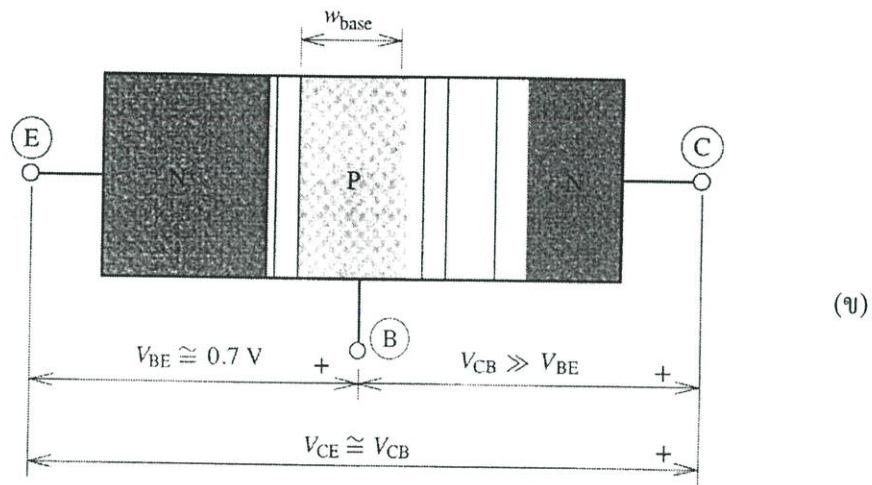
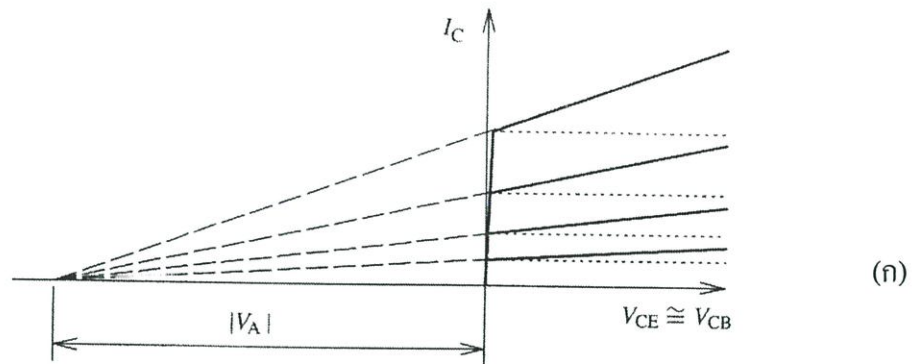
- 1) กระแสเอาต์พุต I_C ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุต V_{BE} อย่างเป็นเอกซ์โพเนนเชียลโดยผ่านพารามิเตอร์ I_S และแรงดัน V_T
- 2) กระแสอิมิตเตอร์และกระแสเบสเชื่อมโยงกับกระแสคอลเลกเตอร์โดยผ่านพารามิเตอร์ α_F และ β_F
- 3) เครื่องหมายลบในสมการ I_E เกิดจากการที่เราสมมติทิศทางกระแส I_E สวนทางกับกระแสจริง

4.2.2.4 ปรากฏการณ์ทุติยภูมิในแบบจำลอง Ebers-Moll

เนื่องจากกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่คำนวณจากสมการ(4.45) ถึง สมการ (4.47)จะไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันระหว่างขาคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ซึ่งทำให้ได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์(I_C - V_{CE} Characteristic)ของทรานซิสเตอร์เป็นเส้นนอนดิ่งเส้นประในรูปที่ 4.14(ก) แต่ถ้าเราสังเกตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์จริงที่ผู้ผลิตเผยแพร่มาให้จะพบว่าเมื่อแรงดัน V_{CE} มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ I_C มีค่าเพิ่มขึ้นดั่งเส้นทึบในรูปที่ 4.14(ก) ซึ่งจะสังเกตได้ว่ากราฟของ I_C - V_{CE} จะมีความชันไม่เท่ากับศูนย์ และถ้าเราหาส่วนกลับ(Recipocal)ของค่าความชันดังกล่าวเราจะได้ไดนามิกเอาต์พุตริซิสแตนซ์(Dynamic output resistance)ของทรานซิสเตอร์ดังสมการ

$$r_o = \frac{1}{dI_C / dV_{CE}} \quad (4.51)$$

ซึ่ง r_o นี้จะต่อขนานอยู่กับแหล่งจ่ายกระแสในรูปที่ 4.13 และถ้าเป็นแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติจะทำให้ได้ r_o มีค่าเป็นอนันต์ แต่ในกรณีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดันสำหรับจ่ายกระแสเอาต์พุตเราจะสังเกตเห็นว่าค่า r_o ในแต่ละค่ากระแสอินพุต(แรงดันอินพุต)จะมีค่าไม่เท่ากัน โดยจะเห็นว่าเมื่อกระแสอินพุตมีค่ามากขึ้น r_o จะมีค่าลดลงจากการที่ความชันของกราฟ I_C - V_{CE} มีค่าเพิ่มขึ้นและผลที่เกิดขึ้นนี้เราเรียกว่า Early effect



รูปที่ 4.14 แสดงแรงดันไบแอสกลับของรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ที่ทำให้เกิด Early effect

รูปที่ 4.14(ก)แสดงให้เห็นว่าแรงดันไบแอสกลับของรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ คือ $V_{BC} = -V_{CB}$ เป็นแรงดันที่เราต้องการหาความสัมพันธ์กับกระแสคอลเลกเตอร์ I_C โดยตรง แต่เพื่อให้ง่ายขึ้นเราจะสังเกตการเพิ่มขึ้นของกระแส I_C เมื่อ V_{CE} มีค่าเพิ่มขึ้นแทนโดยอาศัยความจริงที่ $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$ และค่า V_{BC} ที่จะทำให้เกิด Early effect นั้นจะมีค่ามาก กล่าวคือ $V_{BC} \gg V_{BE} = 0.7$ ทำให้ได้ $V_{CE} \approx V_{CB}$ นั่นเอง และเราสามารถอธิบายพฤติกรรมที่เกิด Early effect ได้ดังนี้

- 1) เมื่อ V_{CB} มีค่าเพิ่มขึ้นทำให้รอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ได้รับไบแอสกลับมากขึ้น เป็นผลให้ความกว้างของบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แต่เนื่องจากระดับการเติมสารเจือของแท่งคอลเลกเตอร์และแท่งเบสมีความแตกต่างกัน กล่าวคือ แท่งเบสถูกเติมสารเจือด้วยปริมาณที่เบาบางเพื่อให้ Emitter efficiency มีค่าสูงที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ จึงทำให้ความกว้างของบริเวณปลอด

พาหะ ส่วนที่เพิ่มขึ้นดังกล่าวจะขยายตัวเข้าไปในแท่งเบสมากกว่าที่จะขยายตัวเข้าไปในแท่งคอลเล็กเตอร์เป็นผลให้ความกว้างจริงของแท่งเบส (Effective base-width) มีค่าลดลงและเป็นที่มาของชื่อ เบสวิตช์มอดูเลชัน (Base-width modulation) ซึ่งมีความหมายเดียวกันกับ Early effect

- 2) จากการที่ความกว้างจริงของแท่งเบส มีค่าลดลงหรือแคบลงจึงทำให้พาหะที่ฉีดออกมาจากอิมิตเตอร์สามารถทะลุผ่านไปถึงแท่งคอลเล็กเตอร์ได้เพิ่มขึ้นเป็นผลทำให้กระแส I_C มีค่าเพิ่มขึ้นหรือพิจารณาในอีกแง่หนึ่งคือ เมื่อความกว้างของแท่งเบส (W_{base}) มีค่าน้อยลงจะทำให้ I_S มีค่าเพิ่มขึ้นดังสมการ[19]

$$I_S = A_E \cdot q \cdot n_i^2 \left(\frac{D_n}{W_{base} N_A} + \frac{D_p}{W_{emitter} N_D} \right) \quad (4.52)$$

และส่งผลทำให้ I_C มีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

Early ได้ให้วิธีการจำลองปรากฏการณ์ทางกายภาพดังกล่าวโดยใช้พารามิเตอร์เพียง 1 ตัวดังนี้

จากรูปที่ 4.14(ก) เราใช้สมมติฐานว่า เส้นที่ลากต่อมาจากกราฟ $I_C - V_{CE}$ จะมาตัดแกนของแรงดัน $V_{CE} \approx V_{CB}$ ณ จุดเดียวกัน ซึ่งเราจะเรียกจุดดังกล่าวว่า Early voltage หรือ V_A และเราจะพบว่ายิ่งค่าสัมบูรณ์ของ V_A มีค่ามากเท่าใดจะทำให้ได้ r_o มีค่ามากขึ้นตาม ดังเช่นในกรณีของแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติ ซึ่งมี r_o เท่ากับค่าอนันต์ เราจึงได้ V_A เท่ากับค่าอนันต์ นั่นเอง

จากรูปที่ 4.14(ก) เราใช้คุณสมบัติของสามเหลี่ยมคล้ายจะทำให้ได้

$$\frac{I_C(V_{BC} = 0)}{|V_A|} = \frac{I_C(V_{BC})}{|V_A| + |V_{BC}|} \quad (4.53)$$

เราให้กระแส $I_C(V_{BC} = 0)$ เกิดจากกระแสอิมิตต์วาค่าหนึ่งคือ I_{SO} และให้กระแส I_C ที่ค่า V_{BC} ใดๆ เกิดจากกระแสอิมิตต์ว I_S จะทำให้ได้

$$I_S = I_{SO} \frac{|V_A| + |V_{BC}|}{|V_A|} = I_{SO} \left(1 + \frac{|V_{BC}|}{|V_A|} \right) \quad (4.54)$$

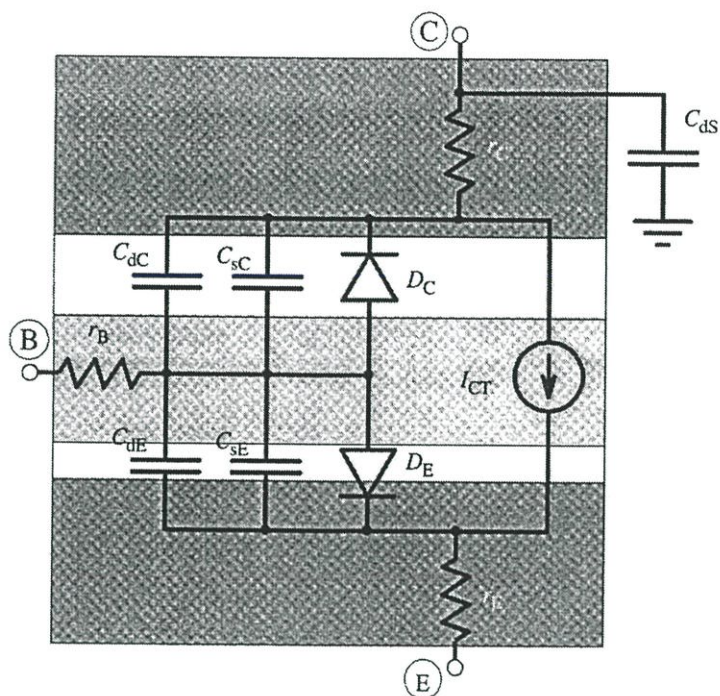
I_S จึงกลายเป็นพารามิเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{BC} และ I_{SO} โดยที่ I_{SO} เป็นค่ากระแสอิมิตต์วในขณะที่ยังไม่ได้รับไบแอสด้วยแรงดันเท่ากับศูนย์[19]และถือเป็น SPICE พารามิเตอร์ตัวหนึ่ง และเพื่อที่จะจำลอง Early Effect ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดอินเวิร์สแอกทีฟ เราจะกำหนด SPICE พารามิเตอร์เพิ่มขึ้นมาอีกหนึ่งตัว โดยให้สัญลักษณ์เป็น V_B ซึ่งหมายถึง Early voltage เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานใน โหมดอินเวิร์สแอกทีฟ นั่นเอง

ปรากฏการณ์ฟิสิกส์อื่นๆที่ถูกรวมเอาไว้ในแบบจำลอง Ebers-Moll คือ ความต้านทานแฝง(Parasitic resistance)ซึ่งเกิดจากหน้าสัมผัสระหว่างแท่งสารกึ่งตัวนำและโลหะ สำหรับต่อกับขาภายนอกรวมทั้งความต้านทานของแท่งสารกึ่งตัวนำเอง(Bulk resistance) และจะเห็นว่าความต้านทานแฝงที่เกิดในทรานซิสเตอร์จะเหมือนกับกรณีของไดโอดในหัวข้อที่ผ่านมา เราจึงสามารถรวมเอาความต้านทานแฝง $r_E(RE)$ $r_B(RB)$ และ $r_C(RC)$ เข้าไปในแบบจำลองโดยการต่ออนุกรมกับขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 4.15

วงจรสมมูลแบบจำลองและสมการที่กล่าวไปแล้วนั้นจะใช้ในการจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์ต่อไฟกระแสตรงหรือใช้ในการหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ซึ่งเรียกกันโดยทั่วไปว่า “Static equivalent circuit” เท่านั้น หัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์การตอบสนองของทรานซิสเตอร์ต่อสัญญาณอินพุตที่ไม่ใช่ไฟกระแสตรง

4.2.2.5 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่และสัญญาณขนาดเล็ก (Large-Signal and Small-Signal Equivalent Circuits)

ในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์นั้น นอกจากจะมีความต้านทานแฝงดังกล่าวในหัวข้อที่ผ่านมาแล้วยังมีค่าความจุแฝง(Parasitic capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นจากโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็นเช่นเดียวกับที่เกิดขึ้นในไดโอด และจากเหตุที่ทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยรอยต่อพี-เอ็น 2 รอยต่อ จึงทำให้สมการที่ใช้ในการหาค่าของความจุแฝงของไดโอดสามารถนำมาใช้กับทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 4.15 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 4.15 ตัวเก็บประจุ C_{sc} และ C_{se} ซึ่งหมายถึง ค่าความจุจากประจุสะสม และตัวเก็บประจุ C_{dc} และ C_{de} ซึ่งหมายถึง ค่าความจุที่เกิดจากรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับต่อขนานอยู่กับไดโอด ซึ่งใช้แทนรอยต่อพี-เอ็นในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ โดยตัวห้อย E และ C ใช้เพื่อบอกว่าเป็นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์และรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ ตามลำดับ ค่าความจุแฝงทั้งสองชนิดต่างก็มีค่าขึ้นอยู่กับแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อพี-เอ็น(ถึงแม้ว่าค่าความจุแฝง C_s จะขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านรอยต่อซึ่งขึ้นอยู่กับแรงดันอีกทีหนึ่ง) จึงสรุปได้ว่าค่าความจุแฝงทั้งสองชนิดขึ้นอยู่กับแรงดัน)

อนึ่งโปรแกรม SPICE ซึ่งมีความเป็นมาเพื่อตอบสนองอุตสาหกรรมวงจรรวมหรือไอซี ดังนั้นจึงมีโครงสร้างของอุปกรณ์ที่เกิดจากขบวนการในการผลิตวงจรรวม เช่น C_{ds} ในรูปที่ 4.15 ซึ่งเป็นค่าความจุแฝงที่เกิดจากซับสเตรต(Substrate)และคอลเลกเตอร์ แต่ในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ทั่วไปจะไม่มีตัวเก็บประจุแฝงนี้ สำหรับวงจรรวมมูลที่ใช้ในการจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาดใหญ่มองค้ประกอบดังรูปที่ 4.15 และจะใช้เพื่อการวิเคราะห์ผลตอบสนองของทรานซิสเตอร์ต่อสัญญาณอินพุตใน Time Domain ที่เราเรียกว่า Transient analysis ในโปรแกรม SPICE ซึ่งจะใช้ในการจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์เพื่อดูผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตในรูปแบบต่างๆ ทั้งในภาวะชั่วขณะ(Transient) และระยะเวลาอนันจนเข้าสู่สภาวะคงตัว(Steady-State)

วงจรมุมในรูปที่ 4.15 สามารถพัฒนาต่อไปสู่วงจรมุมที่ใช้สำหรับวิเคราะห์และออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์เมื่อจัดไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟและป้อนสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็กและเราจะเรียกวงจรมุมดังกล่าวว่า วงจรมุมสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งวงจรมุมที่สะท้อนโครงสร้างทางกายภาพของทรานซิสเตอร์ได้เป็นอย่างดีและพบบ่อยในตำราที่กล่าวถึงการวิเคราะห์ห้ออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์คือ วงจรมุมไฮบริด-ไพซึ่งมีส่วนประกอบวงจรมุมรูปที่ 4.17

4.2.3 แบบจำลองของ Gummel-Poon

แผ่นข้อมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่เผยแพร่จากผู้ผลิตอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมักจะมีข้อมูลความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกระแสของวงจรมุมรวม (β) กับค่ากระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) ในรูปของกราฟมาให้เสมอ ซึ่งถ้าสังเกตจะพบว่าอัตราขยายกระแสจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสคอลเลกเตอร์ กล่าวคือ ค่า β จะมีค่าลดลงที่ค่า I_C มีค่าต่ำๆ และที่ค่า I_C มีค่าสูงๆ แต่ทว่าสมการของแบบจำลอง Ebers-Moll ไม่สามารถจำลองพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ดังกล่าวได้ และต่อมา Gummel-Poon จึงได้เพิ่มผลที่เกิดขึ้นดังกล่าวเข้าไปในแบบจำลอง Ebers-Moll ทำให้ได้แบบจำลอง SPICE ในระดับของ Gummel-Poon ซึ่งรวมเอาผลของการเปลี่ยนแปลงค่า β เมื่อกระแสคอลเลกเตอร์มีค่าต่ำๆ และกระแสคอลเลกเตอร์มีค่าสูงๆ ดังนี้

จากสมการของแบบจำลอง Ebers-Moll จะเห็นว่า I_C ต่าง I_B ต่างก็เป็นสัดส่วนโดยตรงกับเทอม $\exp(V_{BE}/V_T)$ จึงให้ทำผลที่ได้คือ $\beta_F = I_C / I_B$ มีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามกระแส I_C ประกอบกับที่เราทราบจากหัวข้อที่ผ่านมา ว่ากระแสที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็นทีได้รับไบแอสเดินหน้าจะมีสองส่วน คือ กระแสการแพร่และกระแสการรวมตัวกันใหม่ซึ่งจะขึ้นอยู่กับเทอม $\exp(V_{BE}/V_T)$ ทั้งคู่ อย่างไรก็ตาม เมื่อเราใช้งานทรานซิสเตอร์ในช่วงกระแสต่ำจะทำให้มีการรวมตัวกันใหม่ของอิเล็กตรอน-โฮลในบริเวณปลอดพาหะ ทั้งนี้ก็เพราะที่ค่า I_B ต่ำ V_{BE} ก็ต่ำด้วยทำให้ค่าแรงศักย์ยังมีค่าสูง พาหะผ่านไปได้น้อยจึงมีการรวมตัวในบริเวณปลอดพาหะมากขึ้น รวมทั้งกลไกต่างๆ ที่ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลมีมากขึ้น ส่งผลให้กระแส I_B มีค่าเพิ่มขึ้นเพื่อชดเชยกระแสการรวมตัวกันใหม่และกระแสรั่วไหลดังกล่าว ส่งผลให้อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงที่กระแสต่ำ และเพื่อที่จะจำลองพฤติกรรมดังกล่าวนี้ สมการกระแส I_B (สมการ 4.47) จึงถูกดัดแปลงดังนี้

$$I_B = \frac{I_{SO}}{\beta_{FM}} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + C2 I_{SO} \left(e^{V_{BE}/(n_{EL} V_T)} - 1 \right) + \frac{I_{SO}}{\beta_{RM}} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) + C4 I_{SO} \left(e^{V_{BC}/(n_{CL} V_T)} - 1 \right) \quad (4.55)$$

จะเห็นได้ชัดเจนว่าเทอมที่เพิ่มเข้ามาก็คือ $C2 I_{SO} [\exp (V_{BE} / (n_{EL} / V_T) - 1)]$ และ $C4 I_{SO} [\exp (V_{BC} / (n_{CL} / V_T) - 1)]$ เพื่อที่จะจำลองการเพิ่มขึ้นของกระแสเบสใน โมดฟอร์เวิร์ดและรีเวิร์สแอกทีฟ ตามลำดับ ทำให้มี SPICE พารามิเตอร์เพิ่มมาอีก 4 ตัวคือ

$C2 =$ base-emitter leakage saturation current coefficient(ISE)

$n_{EL} =$ base-emitter leakage emission coefficient(NE)

$C4 =$ base-collector leakage saturation current coefficient(ISC)

$n_{CL} =$ base collector leakage emission coefficient(NC)

ส่วนสัญลักษณ์ β_{FM} และ β_{RM} นั้นจะมีค่าเหมือนกันกับค่า β_F และ β_R ในสมการแบบจำลอง Ebers-Moll แต่ที่เพิ่มอักษร M เข้ามาด้วยก็เพื่อบอกว่าเป็นค่า β ในย่านกระแสค่ากลาง(Mid-range)และเป็นค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง

และเพื่อที่จะจำลองผลของ Early เข้าไปในแบบจำลองของ Gummel-Poon จึงต้องมีการดัดแปลงค่ากระแสอิ่มตัว I_S ทำนองเดียวกันกับที่ทำในแบบจำลอง Ebers-Moll และผลจากการดัดแปลงสมการของกระแสอิ่มตัว I_S ดังกล่าวยังสามารถจำลองผลของพาหะที่ถูกฉีดข้ามรอยต่อปริมาณสูง(เมื่อ V_{BE} มีค่ามาก)ซึ่งมีผลทำให้อัตราขยายกระแส β มีค่าลดลงที่กระแสคอลเลกเตอร์สูงๆได้อีกด้วย โดยแนวคิดในการดัดแปลงสมการของกระแสอิ่มตัว I_S จะเป็นดังนี้

เริ่มต้นจากเราให้ทรานซิสเตอร์ที่กำลังพิจารณาเป็นชนิดเอ็นพีเอ็นและจากสมการ (4.52)ซึ่งให้เห็นว่า กระแสอิ่มตัว I_S เป็นสัดส่วนกลับกับความเข้มข้นของพาหะส่วนมาก(ซึ่งเกิดจากอะตอมสารเจือ)และถ้ากำหนดให้ความเข้มข้นของพาหะส่วนมากมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของอะตอมสารเจือ N_D และ N_A ในแท่งสารชนิดเอ็นและแท่งสารชนิดพี ตามลำดับ ประกอบกันกับหลักการสร้างทรานซิสเตอร์ที่ต้องเติมอะตอมสารเจือให้อิมิตเตอร์เข้มข้นกว่าเบสมากๆ จึงทำให้ได้ $N_A \ll N_D$ และ $1/N_D \ll 1/N_A$ จึงเห็นได้ว่ากระแสอิ่มตัว I_S เป็นสัดส่วนกลับกับ N_A หรือโฮลซึ่งเป็นพาหะส่วนมากในเบสนั่นเอง แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อ V_{BE} มีค่ามากขึ้น จะทำให้ผลของประจุที่เกิดจาก Stored-charge capacitance และผลของประจุที่เกิดจาก Depletion-layer capacitance ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ Early effect เพิ่มเข้ามาอีก และส่งผลให้ความเข้มข้นของพาหะส่วนมาก(โฮล)เพิ่มขึ้น จึงทำให้ I_C มีค่าลดลงเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของโฮลในเบสได้ทำให้ Emitter efficiency มีค่าลดลง นั่นเอง และเพื่อที่จะจำลองผลของสิ่งต่างๆที่เกิดขึ้นดังกล่าว Gummel-Poon จึงได้นำเสนอสมการของประจุที่เกิดจากพาหะส่วนมากในเบสไว้ดังนี้

$$Q_{BT} = Q_{BO} + C_{dE} V_{BE} + C_{dC} V_{BC} \frac{A_E}{A_C} + \frac{Q_{BO}}{Q_{BT}} \tau_F I_S (e^{V_{BE}/V_T} - 1) + \frac{Q_{BO}}{Q_{BT}} \tau_R I_S (e^{V_{BC}/V_T} - 1) \quad (4.56)$$

เมื่อ

A_E และ A_C คือ พื้นที่ของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์และเบส-คอลเลกเตอร์ ตามลำดับ
 τ_F และ τ_R หมายถึง Normal-mode และ Inverse-mode transit time

จากสมการ(4.56) เราจะใช้เทอม Q_{BO} แทนประจุที่เกิดจากไอออนของสารเจือที่เติมลงในเบส ซึ่งมีค่าเท่ากับ $qN_A A_E$ สำหรับประจุที่เกิดจาก Depletion-layer capacitance จะถูกแทนด้วยเทอมที่ 2 และ 3 ซึ่งเกิดขึ้นที่รอยต่ออิมิตเตอร์และคอลเลกเตอร์ตามลำดับ และเทอมที่ 4 และ 5 จะใช้แทน Stored-charge capacitance ที่เกิดขึ้นในรอยต่ออิมิตเตอร์และคอลเลกเตอร์ตามลำดับ ซึ่งถ้าสังเกต จะพบว่ามีส่วนประกอบ $1/q_b$ หรือ Q_{BO}/Q_{BT} คูณอยู่กับเทอมดังกล่าว ทั้งนี้ก็เพื่อจำลองผลของ Stored-charge capacitance ที่มีต่อค่า I_S นั่นเอง ส่วนการจำลอง Early effect ซึ่งมีผลกับ Depletion-layer capacitance นั้นจะทำได้โดยการนำ Q_{BO} หารสมการ(4.56)ทุกเทอมและจัดรูปสมการใหม่โดยอาศัย SPICE พารามิเตอร์ที่ถูกกำหนดขึ้นมาใหม่ คือ $IKF = Q_{BO}/\tau_F$ $IKR = Q_{BO}/\tau_R$ $|VAF| = (Q_{BO}/C_{dc})(A_C/A_E)$ และ $|VAR| = Q_{BO}/C_{de}$ สุดท้ายจะได้สมการของ q_b ดังสมการ(4.64)ในหัวข้อ 4.4 และทำให้ได้สมการกระแสคอลเลกเตอร์ในโหมดฟอร์เวิร์ดแอกทีฟเป็น

$$I_C \approx \frac{I_{SO}}{q_b} e^{V_{BE}/V_T} \quad (4.57)$$

เมื่อ

$$q_b = \frac{Q_{BT}}{Q_{BO}} \quad (4.58)$$

4.2.4 สรุปความหมายของ SPICE พารามิเตอร์

- 1) $ISE(C2) =$ Base-emitter leakage saturation current เป็นค่ากระแสอิ่มตัวของไดโอดที่เพิ่มเข้าไปในรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เพื่อ[11]ใช้ในการจำลองพฤติกรรมกระแสรั่วไหลในทรานซิสเตอร์เมื่อเราใช้งานในย่านกระแสคอลเลกเตอร์ค่าต่ำซึ่งเป็นเหตุให้ค่ากระแสเบส I_B เพิ่มขึ้นเนื่องจากมีกระแสจากรวมตัวกันใหม่เพิ่มขึ้นเป็นผลให้ค่าอัตราขยายไฟกระแสตรง h_{FE} ลดลงโดยจะสังเกตได้ว่าจะมีเทอม $C2I_{SO}(e^{V_{BE}/(n_{EL}V_T)} - 1)$ เพิ่มเข้ามาในสมการของ I_B ดังสมการ(4.55)

- 1.1) ถ้า $ISE > 1$ แสดงว่า ISE หมายถึง $C2$ ซึ่งเป็น Forward low-current non ideal base current coefficient โดยเราจะต้องนำค่า $C2$ ดังกล่าวคูณกับ IS เพื่อให้ได้ $ISE = C2 * IS$ ซึ่งโดยทั่วไป $C2$ เท่ากับ 1000 [22]
- 1.2) ถ้า $0 < ISE < 1$ เช่น 10^{-12} A ให้นำค่ามันไปใช้ได้เลย

- 2) NF = Forward current emission coefficient หมายถึง ค่าสัมประสิทธิ์ที่บ่งชี้ถึงการฉีดพาหะส่วนมากจากอิมิตเตอร์ข้ามรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ไปปรากฏเป็นพาหะส่วนน้อยในเบสจนกระทั่งข้ามรอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ไปยังคอลเล็กเตอร์เป็นค่ากระแส I_C จะเป็นไปมากน้อยเพียงใด เนื่องจาก Shockley ได้ให้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{BE} และปริมาณพาหะที่ฉีดเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียล แต่ความจริงแล้วยังมีพาหะส่วนหนึ่งมีการรวมตัวกันใหม่ภายในบริเวณปลอดพาหะและในบริเวณนิวทรัลในแท่งเบส (Neutral base region) จึงทำให้ความสัมพันธ์ระหว่าง I_C และ V_{BE} ไม่ถูกต้อง กล่าวคือ ผลลัพธ์ I_C ที่ได้จะมากกว่าความเป็นจริง จึงต้องมี NF เพื่อให้ผลการทำงานของอุปกรณ์จริงและแบบจำลองมีความสอดคล้องกันมากขึ้น โดยที่ค่า NF จะถูกนำไปหาร V_{BE} ในเทอม $\exp(V_{BE} / V_T)$ ดังสมการ(4.60)[11] โดยค่า NF ที่เป็นไปได้จะอยู่ระหว่าง 1 ถึง 2 และมีค่า Default ในโปรแกรม SPICE เท่ากับ 1 และถือว่าค่า NF เท่ากับ 1 จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่าง I_C และ V_{BE} เข้าใกล้อุดมคติมากที่สุด แต่ถ้า NF เท่ากับ 2 แสดงว่าผลของการรวมตัวกันใหม่มีมากขึ้น และค่าที่ใช้งานโดยทั่วไปเท่ากับ 1 [22]
- 3) NE = Base-emitter leakage emission coefficient มีความหมายทำนองเดียวกันกับ NF แต่ที่ว่า NE เป็น Emission coefficient ของไดโอดที่เพิ่มเข้ามาในรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เพื่อจำลองพฤติกรรมของกระแส I_B รั่วไหลที่เกิดจากการรวมตัวกันใหม่ในบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ซึ่งเกิดจากคู่อิเล็กตรอน-โฮลที่มีพลังงานเท่ากับ $\frac{(V_{BE} - V_\phi)}{2}$ เมื่อ V_ϕ หมายถึง แรงดันภายในรอยต่อ ซึ่งพลังงานค่านี้ไม่พอที่จะข้ามบริเวณปลอดพาหะไปได้ จึงเกิดรวมตัวกัน ณ ตำแหน่งศูนย์กลางภายในบริเวณปลอดพาหะแทน ซึ่งการรวมตัวกันใหม่ของคู่อิเล็กตรอน-โฮลดังกล่าวทำให้กระแส I_B มีค่าเพิ่มขึ้นจึงทำให้ h_{FE} มีค่าลดลง
- 4) BF = Ideal maximum forward หมายถึง ค่า h_{FE} สูงสุดที่เป็นไปได้ กล่าวคือ เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นอุดมคติและแสดงให้เห็นได้โดยการพิจารณาสมการของ I_B จะพบว่าประกอบด้วย 2 ส่วน[11] คือ

$$I_B = \frac{IS}{BF} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right] + ISE \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NE \cdot V_T}\right) - 1 \right]$$

และจากกระแส I_C คือ

$$I_C = \frac{IS}{q_b} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]$$

จะได้ $h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$ และมีค่าเท่ากับ BF เมื่อ

(1) เทอมที่ 2 ของสมการ I_B ซึ่งแทนกระแสรั่วไหลมีค่าเท่ากับศูนย์

(2) NF มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งถือว่าเป็นอุดมคติ

$$(3) q_b = 1$$

ค่า Default ของ BF ในโปรแกรม SPICE เท่ากับ 100

- 5) VAF = Forward Early Voltage หมายถึง ค่าแรงดันที่ใช้ในการจำลองผลของปรากฏการณ์เบสวิตช์มอดูเลชัน หรือ Early effect ดังที่กล่าวในหัวข้อ 4.2.2.4 โดยโปรแกรม SPICE กำหนดค่า Default ของ VAF เท่ากับค่าอนันต์ และถ้าไม่ทราบค่าเราสามารถกำหนดค่าโดยประมาณให้เท่ากับ 100 โวลต์ได้[22]
- 6) IKF = Corner for forward beta high-current roll-off หมายถึง ค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ ซึ่งอัตราขยายกระแสไฟตรง h_{FE} ลดลงเหลือ 50 เปอร์เซ็นต์ของค่าอัตราขยายกระแสไฟตรงในย่านกระแสค่ากลาง(Mid-range)[11] ค่า Default ของ IKF ในโปรแกรม SPICE เท่ากับค่าอนันต์ และถ้าไม่ทราบค่าจะกำหนดให้ IKF เท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ [22]
- 7) RB = Zero-bias (Maximum) base resistance หมายถึง ความต้านทานของแท่งสารที่เป็นเบสที่มากที่สุด ซึ่งเป็นผลรวมของความต้านทานของแท่งสารที่เรียกว่า Bulk resistance และความต้านทานของหน้าสัมผัสที่เกิดจากการรอยต่อของสารกึ่งตัวนำและลวดตัวนำ เพื่อต่อเป็นขาอุปกรณ์สู่ภายนอก โดยที่ความต้านทาน Bulk resistance จะเป็นความต้านทานของแท่งสารที่นับจากจุดสัมผัสของขาอุปกรณ์มาจนถึงบริเวณแท่งสารเบสที่เรียกว่า Active base หรือ Intrinsic base หรือ Intrinsic portion[23] แต่เนื่องจากค่าความต้านทานดังกล่าวแปรเปลี่ยนกับจุดการทำงานกล่าวคือ จะมีค่าน้อยลงเมื่อกระแส I_B มีค่าเพิ่มขึ้น โปรแกรม SPICE จึงมีพารามิเตอร์ 3 ตัวที่ใช้ในการจำลองการลดลงของค่าความต้านทานนี้คือ IRB RBM และ RB ซึ่งถ้าเราไม่กำหนดค่า IRB โปรแกรมจะคิด RB เท่ากับ RBM แต่เนื่องจากในวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กเราจะใช้งานทรานซิสเตอร์ที่กระแสไม่สูงนัก จึงไม่มีความจำเป็นในการคิดผลดังกล่าว ทำให้ไม่จำเป็นต้องนำค่า IRB และ RBM มาใช้ในการคำนวณจุดการทำงานของอุปกรณ์ จึงทำให้เหลือพารามิเตอร์ที่จำเป็นในการคำนวณเพียง RB เท่านั้น โปรแกรม SPICE กำหนดค่า Default ของ RB เท่ากับ 0 โอห์ม แต่สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ใช้กับความถี่สูงโดยทั่วไปจะมีค่า RB ประมาณ 10 โอห์มซึ่งมีค่าน้อยกว่าทรานซิสเตอร์ใช้งานทั่วไป ทั้งนี้ก็เพราะต้องการให้ค่า RB มีค่าน้อยที่สุดเพื่อให้ค่า Noise figure ดีขึ้น นั่นเอง
- 8) RE และ RC = Emitter ohmic resistance และ Collector ohmic resistance ตามลำดับ เป็นความต้านทานของแท่งสารอิมิตเตอร์และคอลเล็กเตอร์และความต้านทานจุดสัมผัสในการต่อขาอุปกรณ์สู่ภายนอก และเนื่องจาก แท่งสารอิมิตเตอร์ถูกเติมสารเจือในปริมาณที่เข้มข้นกว่า จึงทำให้มีค่าความต้านทานต่ำกว่าแท่งสารคอลเล็กเตอร์ และค่า Default ของค่าความต้านทานทั้งสองตัวในโปรแกรม SPICE จะมีค่าเท่ากับศูนย์ และมี

ข้อสังเกตว่า ค่าความต้านทานเหล่านี้จะมีผลต่อการคำนวณจุดการทำงานของอุปกรณ์น้อย แต่ทว่าจะมีผลต่อการคำนวณค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตมาก

- 9) MJE และ MJC = Base-emitter pn grading factor และ Base-collector pn grading factor ตามลำดับ เป็นค่าตัวประกอบที่ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของรอยต่อว่าเป็นรอยต่อชนิดใดเมื่อพิจารณาจากรูปร่างการกระจายตัวของความหนาแน่นของสารเจือในบริเวณรอยต่อ เช่น รอยต่อชนิดขั้นบันได (Step Junction) หรือรอยต่อชนิดลาด (Linear Junction) เป็นต้น ซึ่งโครงสร้างของรอยต่อจะมีผลต่อค่า Depletion layer capacitance สำหรับรอยต่อชนิดลาดจะมี grading factor เท่ากับ $1/2$ ส่วนรอยต่อชนิดขั้นบันไดจะมีค่า grading factor เท่ากับ $1/3$ ซึ่งในโปรแกรม SPICE กำหนดให้ค่า Default สำหรับ MJE และ MJC เท่ากับ $1/3$
- 10) CJE และ CJC = Base-emitter zero-bias pn capacitance และ Base-collector zero-bias pn capacitance ตามลำดับ หมายถึง ค่าความจุที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็น ซึ่งมีบริเวณปลอดพาหะทำหน้าที่เป็นวัสดุไดอิเล็กตริกแยกพาหะส่วนมากในแท่งสารพีและเอ็นออกจากกันทำให้เกิดมีค่าความจุเกิดขึ้น โดยที่ค่า CJE และ CJC จะเป็นค่าความจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อพี-เอ็นเมื่อรอยต่ออยู่ในสภาวะสมดุลหรือได้รับไบแอสจากภายนอกด้วยแรงดันศูนย์โวลต์ ค่าความจุที่เกิดขึ้นดังกล่าวนี้ จะขึ้นอยู่กับชนิดของรอยต่อเช่นเดียวกับ MJE และ MJC ดังได้แสดงให้เห็นในหัวข้อ 4.1.3 ค่า Default ของ CJE และ CJC ในโปรแกรม SPICE เท่ากับ 0 ฟารัด
- 11) VJE และ VJC = Base-emitter built-in potential และ Base-collector built-in potential ตามลำดับ หมายถึง ค่าศักย์ไฟฟ้าภายในรอยต่อในสภาวะสมดุลซึ่งมีกลไกการเกิดดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 4.1.1 และค่าพารามิเตอร์ทั้งสองนี้มีความสัมพันธ์กับเงื่อนไขการไบแอสรอยต่อ กล่าวคือ การไบแอสกลับหรือไบแอสดินหน้าจะหมายถึงการให้แรงดันนอกมีผลหักล้างหรือเสริมกับศักย์ภายในนี้ อีกทั้งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณหา Depletion-layer capacitance อีกด้วย ค่า Default ของ VJE และ VJC ในโปรแกรม SPICE เท่ากับ 0.75 โวลต์
- 12) XCJC = Fraction of base-collector depletion capacitance connected to internal base node หมายถึง ค่าตัวประกอบที่บอกว่าค่าความจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์จะต่ออยู่กับขาเบสภายใน หรือ b' และขาเบสด้านนอกหรือ B(เมื่อยึด RB หรือ $rb'b'$ เป็นหลัก) ด้วยสัดส่วนเท่าใด ซึ่งจุดประสงค์ของการนำพารามิเตอร์นี้มาใช้ก็เพื่อที่จะจำลองการกระจาย(Distributed)ของค่าความจุในรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ต่อความต้านทานแฝงในเบส(RB หรือ $rb'b'$) นั่นเอง โปรแกรม SPICE ได้กำหนดค่า Default ของค่าตัวประกอบ XCJC เท่ากับ 1 ซึ่งหมายถึง ค่าความจุที่เกิดขึ้นในรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์

จะต่ออยู่ระหว่างขาคอลเลกเตอร์และขาเบสด้านในเท่านั้น ทำให้ค่าความจุที่ต่ออยู่ระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาเบสด้านนอกมีค่าเท่ากับศูนย์

- 13) FC = Coefficient for forward bias depletion capacitance formula หมายถึง ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการพิจารณาขอบเขตของแรงดันไบแอสเคิโนหน้าเพื่อเลือกใช้สมการในการคำนวณค่า Depletion-layer capacitance ทั้งนี้เพื่อป้องกันกรณีที่แรงดัน V_{BE} และ V_{BC} มีค่าเท่ากับศักย์ภายในของรอยต่อนั้นๆ ซึ่งจะทำให้สมการที่ใช้คำนวณเกิดการหารด้วยศูนย์ขึ้น[23] ซึ่งทำได้โดยนำค่า FC คูณกับค่าศักย์ภายในของรอยต่อคือ VJE หรือ VJC แล้วนำผลคูณที่ได้ไปเทียบกับค่า V_{BE} หรือ V_{BC} เพื่อหาค่าความจุตั้งเงื่อนไขต่อไปนี้

$$C_{dE}(V_{BE}) = \frac{CJE}{(1 - V_{BE} / VJE)^{MJE}} \text{ เมื่อ } V_{BE} < FC * VJE$$

$$C_{dE}(V_{BE}) = \frac{CJE}{(1 - FC)^{1+MJE}} \left(1 - FC(1 + MJE) + \frac{MJE V_{BE}}{VJE} \right) \text{ เมื่อ } V_{BE} > FC * VJE$$

ค่า Default ของ FC ในโปรแกรม SPICE เท่ากับ 0.5

- 14) TF = Ideal forward transit time หมายถึง เวลาที่พาหะส่วนน้อย คือ อิเล็กตรอนในทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นใช้ในการเดินทางจากอิมิตเตอร์ทะเลหรือข้ามบริเวณนิวทรัลในแท่งเบส(Neutral base)ไปสู่คอลเลกเตอร์ [23] ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าชั่วอายุของพาหะ[19] ค่า TF เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการคำนวณหา Stored-charge capacitance ที่เกิดขึ้นในรอยต่อพี-เอ็นที่ ได้รับไบแอสเคิโนหน้า ซึ่งเป็นส่วนประกอบหลักของค่า $C_{b'e}$ ในวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ นั่นเอง โดยที่ค่า Default ของ TF ในโปรแกรม SPICE เท่ากับ 0 วินาที
- 15) IS = Saturation current หมายถึง กระแสอิ่มตัวของรอยต่อพี-เอ็นซึ่งจะเป็นค่ากระแสพาหะส่วนน้อยจำนวนหนึ่งซึ่งสามารถจะไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับ และเราถือว่าเป็นกระแสรั่วไหล ในทางอุดมคติกระแสค่านี้อาจจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันไบแอสกลับ จึงถูกเรียกว่า กระแสอิ่มตัว สำหรับกระแส IS ในโปรแกรม SPICE ในแบบจำลอง Ebers-Moll จะหมายถึง กระแส $IS(0)$ นั่นคือ กระแสอิ่มตัวของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เมื่อให้ V_{BC} เท่ากับศูนย์ซึ่งเป็นการจำลองปรากฏการณ์ Early effect ร่วมกับพารามิเตอร์ VAF หรือ VAR และเพื่อที่จะจำลองผลของพาหะที่ถูกฉีดข้ามรอยต่อปริมาณสูง(High injection effect) Gummel-Poon ได้ดัดแปลงค่ากระแส IS ด้วยตัวประกอบ q_n เพื่อคิดผลของประจุที่เกิดจากพาหะส่วนมากทั้งหมดที่อยู่ในเบสดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 4.2.3

- 16) VAR = Reverse Early Voltage มีความหมายเดียวกับ VAF แต่ใช้สำหรับจำลองปรากฏการณ์ Early effect หรือปรากฏการณ์เบสวิดท์มอดูเลชันที่เกิดขึ้นเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานใน โมครีเวิร์สแอกทีฟ

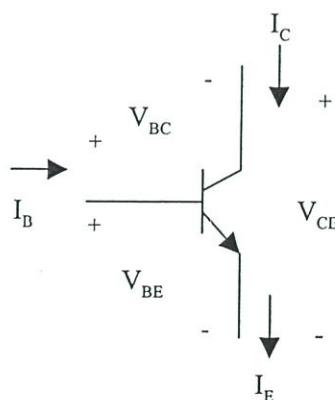
4.3 สมการและวิธีการหาจุดการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์[11]

ขั้นตอนการหาพารามิเตอร์สองพอร์ตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จากแบบจำลอง SPICE จะเริ่มจากการกำหนดค่า V_{CE} และ I_C เพื่อหาค่า V_{BE} (V_{BC}) จากนั้นใช้ค่า V_{BE} และ V_{BC} เพื่อหาค่าองค์ประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ แล้วหาค่า Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพโดยการวิเคราะห์โหนด ซึ่งหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงสมการและวิธีการหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ (V_{BE}) จากแบบจำลอง SPICE ค่า V_{CE} และ I_C ที่กำหนดโดยมีค่าแบบจำลอง SPICE ที่จำเป็นสำหรับการคำนวณมีดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 ค่าแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการหาพารามิเตอร์สองพอร์ตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

IS	ISE	IKF	VAF	VAR	NF	NE	BF	FC	XCJC
MJE	CJE	VJE	MJC	VJC	TF	CJC	RC	RB	RE

เราจะอาศัยรูปที่ 4.16 ในการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่ขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 4.16 แสดงขั้วของแรงดันและทิศทางกระแสที่ขาทั้งสามของทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 4.16 เราจะได้

$$V_{BE} = V_{CE} + V_{BC} \quad (4.59)$$

จากนั้นเราจะอาศัยข้อมูลที่มีคือ ค่า V_{CE} I_C และแบบจำลอง SPICE ในการหาค่าจุดการทำงาน (V_{BE} และ V_{BC}) ของทรานซิสเตอร์จากสมการต่อไปนี้

$$I_C = \frac{IS \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]}{0.5 * \left[\frac{1}{1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{VAR}} \right] * \left[1 + \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{IS}{IKF} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]} \right]} \quad (4.60)$$

จากนั้นอาศัยสมการ(4.58)และค่า V_{CE} ที่กำหนดในตอนต้นเพื่อจัดรูปสมการ (4.59) ให้อยู่ในรูป $f(V_{BC}) = 0$ ได้ดังนี้

$$f(V_{BC}) = I_C - \frac{IS \left[\exp\left(\frac{V_{CE} + V_{BC}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]}{0.5 * \left[\frac{1}{1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{CE} + V_{BC}}{VAR}} \right] * \left[1 + \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{IS}{IKF} \left[\exp\left(\frac{V_{CE} + V_{BC}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]} \right]} = 0 \quad (4.61)$$

จากสมการ(4.60) เราใช้วิธีการเชิงเลข(Numerical method)ของนิวตัน-ราฟสัน(Newton-Raphson)[24][25] ในการหาค่า V_{BC} แล้วแทนลงในสมการ(4.58)เพื่อหาค่า V_{BE} ตามลำดับ และเพื่อให้การคำนวณลู่เข้า (Converge) สู่คำตอบได้อย่างรวดเร็วเราจะอาศัยสมการพื้นฐาน[26] คือ

$$I_C = IS \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

เพื่อช่วยในการกำหนดค่าเริ่มต้น (Initial approximation, V_{BC0}) ในการคำนวณ

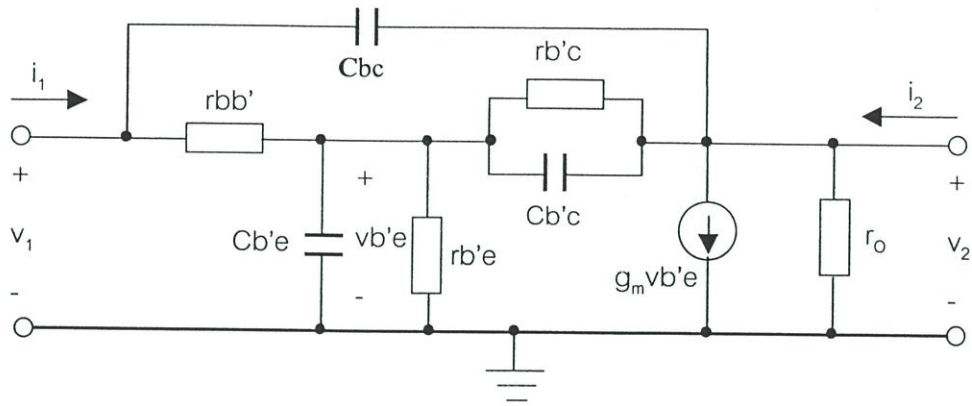
จากค่า V_{BE} ที่ได้นำไปหาค่า I_B ได้จากสมการ

$$I_B = \frac{IS}{BF} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right] + ISE \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NE \cdot V_T}\right) - 1 \right] \quad (4.62)$$

ท้ายที่สุดเราจะได้อ่า

$$\beta_0 = \text{BETADC} = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (4.63)$$

4.4 สมการหาค่าประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ



รูปที่ 4.17 แสดงวงจรสมมูลไฮบริด-ไพของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เมื่อเราได้ค่า V_{BE} จากหัวข้อที่แล้ว นำค่าดังกล่าวมาหาค่าประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไพดังต่อไปนี้

$$q_b = 0.5 * \left[\frac{1}{1 - \frac{V_{BC}}{V_{AF}} - \frac{V_{BE}}{V_{AR}}} \right] * \left[1 + \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{IS}{IKF} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]} \right] \quad (4.64)$$

$$g_o = \frac{-\frac{IS}{V_{BC}} + \frac{1}{q_b} \left[IS \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) + (V_{BE} - V_{BC})GMIN \right] \frac{dq_b}{dV_{BC}}}{q_b} \quad (4.65)$$

$$g_m = \frac{\frac{IS}{NF \cdot V_T} \exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) + GMIN - \frac{1}{q_b} \left[IS \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) + (V_{BE} - V_{BC})GMIN \right] \frac{dq_b}{dV_{BE}}}{q_b} - g_o \quad (4.66)$$

$$g_\pi = \frac{IS}{BF \cdot NF \cdot V_T} \exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) + \frac{ISE}{NE \cdot V_T} \exp\left(\frac{V_{BE}}{NE \cdot V_T}\right) + \frac{GMIN}{BF} \quad (4.67)$$

$$r_\pi = \frac{1}{g_\pi} = r_{b'e} \quad (4.68)$$

$$r_x = r_b = r_{b'b'} \quad (4.69)$$

$$r_o = \frac{1}{g_o} = r_{c'e} \quad (4.70)$$

$$C_{BE} = C_{b'e} = C_\pi = g_m \cdot TF + 2C_{JE} \quad (4.71)$$

$$BETA_{AC} = h_{fe} = g_m \cdot r_\pi \quad (4.72)$$

$$r_\mu = r_{b'c} = BETA_{AC} \cdot r_o \quad (4.73)$$

$$CBC1 = CJC \left(1 - \frac{V_{BC}}{V_{JC}} \right)^{-MJC} \quad (4.74)$$

จากสมการ (4.74) หาค่าของ $Cb'c$ และ Cbc แบ่งเป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 $0 < XCJC < 1$

$$CBC = Cb'c = XCJC.CBC1$$

$$CBX = Cbc = (1-XCJC).CBC1$$

กรณีที่ 2 $XCJC = 1$

$$CBC = Cb'c = CBC1$$

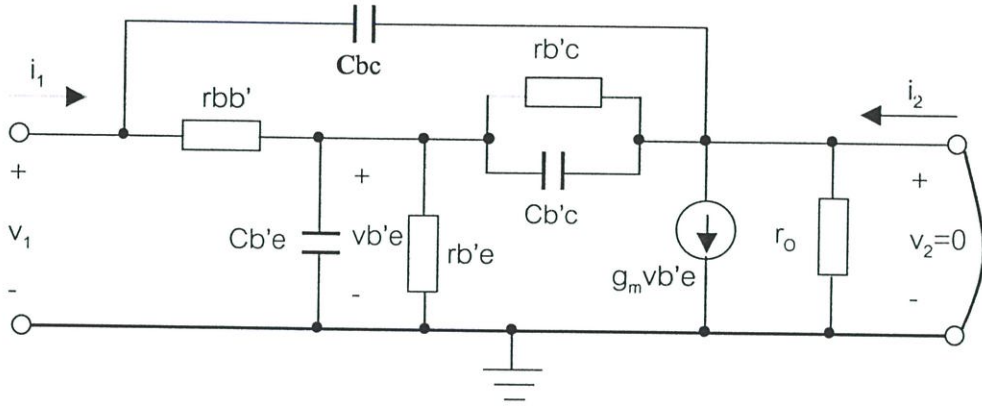
$$CBX = Cbc = 0$$

4.5 ขอบเขตความสามารถของวงจรมูลไฮบริด-ไพ

วงจรมูลไฮบริด-ไพถือได้ว่าเป็นวงจรมูลที่สามารถสะท้อนหรือจำลองโครงสร้างทางกายภาพภายในของทรานซิสเตอร์ได้เป็นอย่างดี แต่ทว่าองค์ประกอบของวงจรมูลก็ยังคงถูกแทนด้วยองค์ประกอบแบบก้อน(Lumped element) ซึ่งส่งผลให้วงจรมูลไฮบริด-ไพสามารถใช้แทนหรือจำลองพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ได้ดีเมื่อใช้งานที่ค่าความถี่ต่ำเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อความถี่ใช้งานมีค่าสูงขึ้นถึงย่านที่ขนาดของความยาวคลื่นมีค่าเข้าใกล้ขนาดของส่วนประกอบวงจรหรือขนาดทางกายภาพของตัวอุปกรณ์ ส่วนประกอบต่างๆในวงจรจะต้องถูกมองเป็นองค์ประกอบแบบกระจาย(Distributed element) จากเหตุผลดังกล่าว จึงมีความพยายามที่จะทำให่วงจรมูลไฮบริด-ไพสามารถแทนพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ได้ดีที่ความถี่สูงขึ้น เช่น การแยก $CBX(Cbc$ ในรูปที่ 4.17) ออกจาก $CBC(Cb'c$ ในรูปที่ 4.17) เพื่อที่จะจำลองการกระจาย(Distributed)ของ CBC กับ rbb' โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ $XCJC$ เป็นต้น นอกจากนั้นก็ได้มีการเพิ่มพารามิเตอร์เพื่อจำลองการหน่วง(Delay)สัญญาณในเบสด้วยค่าพารามิเตอร์ $PTF[11]$ เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตาม วงจรมูลไฮบริด-ไพซึ่งใช้งานในโปรแกรม SPICE โดยทั่วไปจะสามารถจำลองพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ได้ที่ความถี่ไม่เกิน 1 จิกะเฮิร์ตซ์[27] นอกจากนั้นผู้ผลิตทรานซิสเตอร์ยังพยายามที่จะปรับปรุงให้แบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์ของตนสามารถที่จะจำลองพฤติกรรมของอุปกรณ์ได้ในย่านความถี่ที่สูงกว่า 1 จิกะเฮิร์ตซ์โดยการเพิ่มเติมอุปกรณ์ในรูปของวงจรรย่อย(Sub-circuits)เข้าไปกับวงจรมูลไฮบริด-ไพ[28] เป็นต้น

4.6 สมการหา Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ

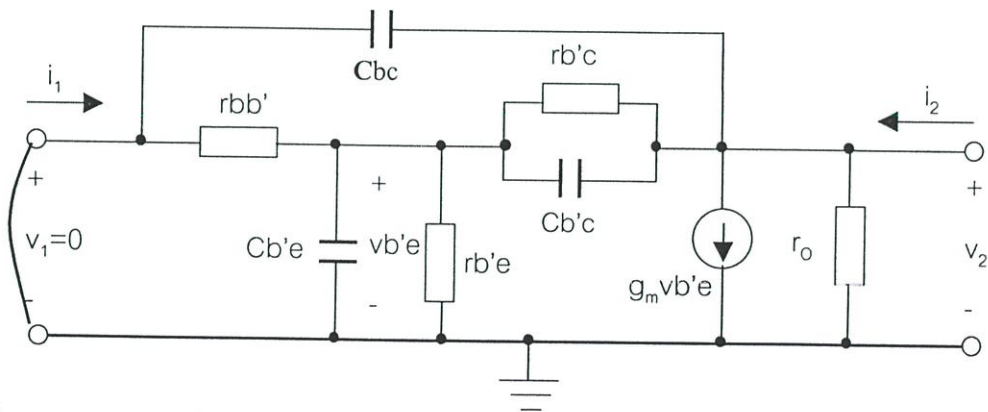
จากวงจรสมมูลไฮบริด-ไพในรูปที่ 4.17 และนิยามของ Y พารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.1 เราสามารถหา Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรโดยใช้วิธีการวิเคราะห์โหนด (Node analysis) ทำให้ได้สมการที่ใช้คำนวณหา Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพดังนี้



รูปที่ 4.18 แสดงวงจรในการหาค่า y_{11} และ y_{21} ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ

$$Y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = y_{bc} + g_{bb'} \left(\frac{y_{b'e} + y_{b'c}}{\Delta} \right) \quad (4.75)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0} = \frac{g_{bb'}(g_m - y_{b'c})}{\Delta} - y_{bc} \quad (4.76)$$



รูปที่ 4.19 แสดงวงจรในการหาค่า y_{12} และ y_{22} ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ

$$Y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = - \left[\frac{g_{bb'} y_{b'c}}{\Delta} \right] + y_{bc} \quad (4.77)$$

$$Y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = \left[(y_{bc} + y_{ce} + y_{bc}) - \frac{y_{bc}(y_{bc} - g_m)}{\Delta} \right] \quad (4.78)$$

เมื่อ

$$\Delta = g_{bb'} + y_{b'e} + y_{b'c} \quad (4.79)$$

$$g_{bb'} = \frac{1}{r_{bb'}} \quad (4.80)$$

$$y_{b'c} = \frac{1}{r_{b'c}} + j\omega C_{b'c} \quad (4.81)$$

$$y_{bc} = j\omega C_{bc} \quad (4.82)$$

$$y_{ce} = \frac{1}{r_{ce}} \quad (4.83)$$

$$y_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} \quad (4.84)$$

จากรูปที่ 4.17 และสมการหาค่า Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพข้างต้นจะเห็นว่า ยังไม่ได้รวมเอาค่า RE และ RC เข้าไปในวงจรสมมูลด้วย ทั้งนี้เนื่องจากเราสามารถใช่วิธีตามทฤษฎี โคร่งข่ายสองพอร์ตเพื่อรวมค่าความต้านทานทั้งสองเข้าไปภายหลังได้ สุดท้าย แปลงค่าจาก Y พารามิเตอร์เป็น S พารามิเตอร์โดยใช้สมการที่แสดงไว้ในภาคผนวก ก. แล้วนำ S พารามิเตอร์ที่ได้ ไปใช้ในการออกแบบวงจรขยายต่อไป

บทที่ 5

ขั้นตอนและวิธีการออกแบบวงจรขยายโดยใช้โปรแกรม MATLAB[®]

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กลักษณะความถี่วิทยุโดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ตที่ทำมาจากแบบจำลอง SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มต้นจากการนำแบบจำลอง SPICE มาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตที่จุดการทำงาน (I_C และ V_{CE}) และความถี่ที่ต้องการ แล้วนำผลที่ได้มาใช้ในการออกแบบวงจรขยายโดยอาศัยทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ต ซึ่งการคำนวณทั้งหมดนี้ผู้เขียนได้ใช้โปรแกรม MATLAB[®] เวอร์ชัน 5.1 เข้ามาช่วยโดยการเขียน Script file หรือ M-file ขึ้นมาเองและให้ชื่อว่า AmpDe.m ซึ่งมีความสามารถที่จะช่วยคำนวณค่าองค์ประกอบต่างๆของวงจรขยายที่จะทำได้อัตราขยายกำลังและแบนด์วิดท์ตามที่ผู้ใช้กำหนด สำหรับข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ที่ผู้ใช้สามารถนำมาใช้ในการออกแบบได้จะมี 3 ชนิด คือ

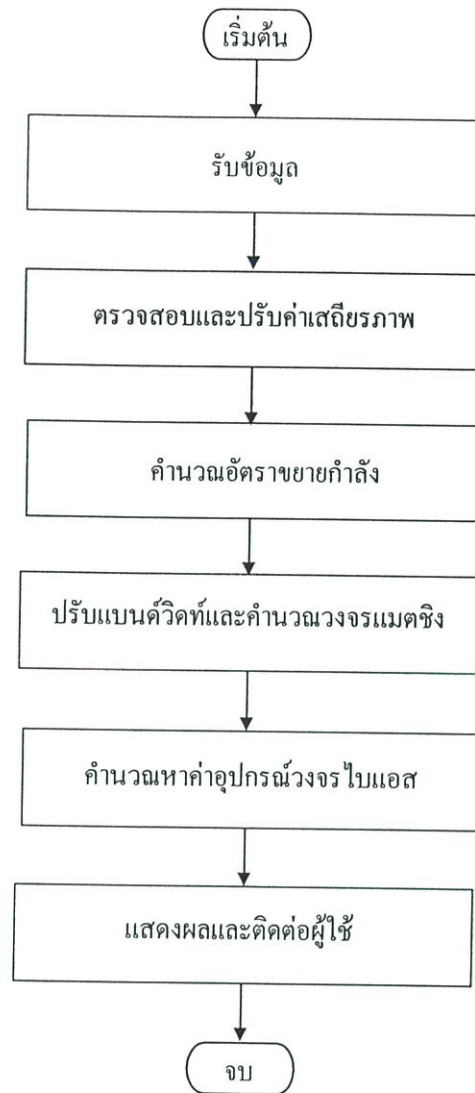
Y พารามิเตอร์

S พารามิเตอร์

แบบจำลอง SPICE หรือ SPICE พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์

ผลลัพธ์ที่จะได้จากโปรแกรม คือ องค์ประกอบของวงจรที่ใช้ในการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการทำอิมพีแดนซ์แมตชิ่งทั้งด้านอินพุตและเอาต์พุต ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการไบแอส (ซึ่งผู้ใช้จะต้องป้อนค่าแรงดันแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง V_{CC} และวงจรที่ใช้ในการไบแอสจะถูกกำหนดตายตัวให้เป็นชนิดแอคทีฟไบแอส (Active biasing) เท่านั้น และโปรแกรมไม่ได้เขียนรองรับกรณีที่ผู้ใช้กำหนดค่าแรงดัน V_{CE} เกินความสามารถของทรานซิสเตอร์) ทั้งนี้ในระหว่างขั้นตอนการออกแบบผู้ใช้จะต้องมีส่วนร่วมในการตัดสินใจเพื่อเลือกวิธีการหรือรูปแบบของวงจรบางอย่างในกรณีที่มีทางเลือกหลายทาง เช่น วิธีการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ เป็นต้น

เพื่อให้โปรแกรมมีคุณสมบัติโดยรวมดังที่กล่าวข้างต้นจึงทำให้โปรแกรมต้องประกอบไปด้วยส่วนการทำงานต่างๆ ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงส่วนประกอบหลักของโปรแกรม AmpDe.m

จากรูปที่ 5.1 จะเห็นว่าโปรแกรมที่เขียนขึ้นมีส่วนประกอบดังนี้

- 1) ส่วนรับข้อมูลจากผู้ใช้ ซึ่งจะประกอบไปด้วย V_{CE} , I_C ค่าความถี่ พารามิเตอร์สองพอร์ตทั้ง Y หรือ S พารามิเตอร์รวมทั้งข้อมูลแบบจำลอง SPICE หรือ SPICE พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และข้อมูลที่เป็นความต้องการของผู้ใช้ (Specification) เช่น อัตราขยายกำลัง แบนด์วิดท์ โดยที่โปรแกรมสามารถใช้ในการออกแบบวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วม เท่านั้น
- 2) ส่วนของการตรวจสอบค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์และเลือกวิธีการรวมทั้งค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับค่าเสถียรภาพ โดยในส่วนนี้ผู้ใช้จะต้องมีส่วนในการเลือกว่าจะใช้วิธีการใด
- 3) ส่วนของการคำนวณหาค่าองค์ประกอบของวงจรเพื่อให้ได้วงจรขยายที่มีอัตราขยายกำลังตามที่ผู้ใช้กำหนด ซึ่งในส่วนนี้ผู้ใช้จะต้องมีส่วนในการตัดสินใจ เช่นกัน

- 4) ส่วนของการคำนวณหาค่าองค์ประกอบเพื่อให้ได้วงจรมีค่าแบนด์วิดท์ตามที่ผู้ใช้กำหนดและหาค่าองค์ประกอบของวงจรเมตซิงอิมพีแดนซ์
 - 5) ส่วนของการคำนวณหาค่าองค์ประกอบที่ใช้ในการจัดไบแอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้ได้ค่า V_{CE} และ I_C ตามที่กำหนด ซึ่งจะต้องสอดคล้องกับค่าของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงคือ V_{CC} ที่ผู้ใช้เลือกด้วยว่ามีค่าเท่าใด
 - 6) ส่วนของการแสดงผลซึ่งโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถแสดงผลและติดต่อกับผู้ใช้ในโหมดข้อความ (Text mode) เท่านั้น
- จากส่วนประกอบของโปรแกรมใน 6 ส่วนใหญ่ๆจะมีรายละเอียดของแต่ละส่วนดังต่อไปนี้

5.1 ส่วนที่รับข้อมูลจากผู้ใช้

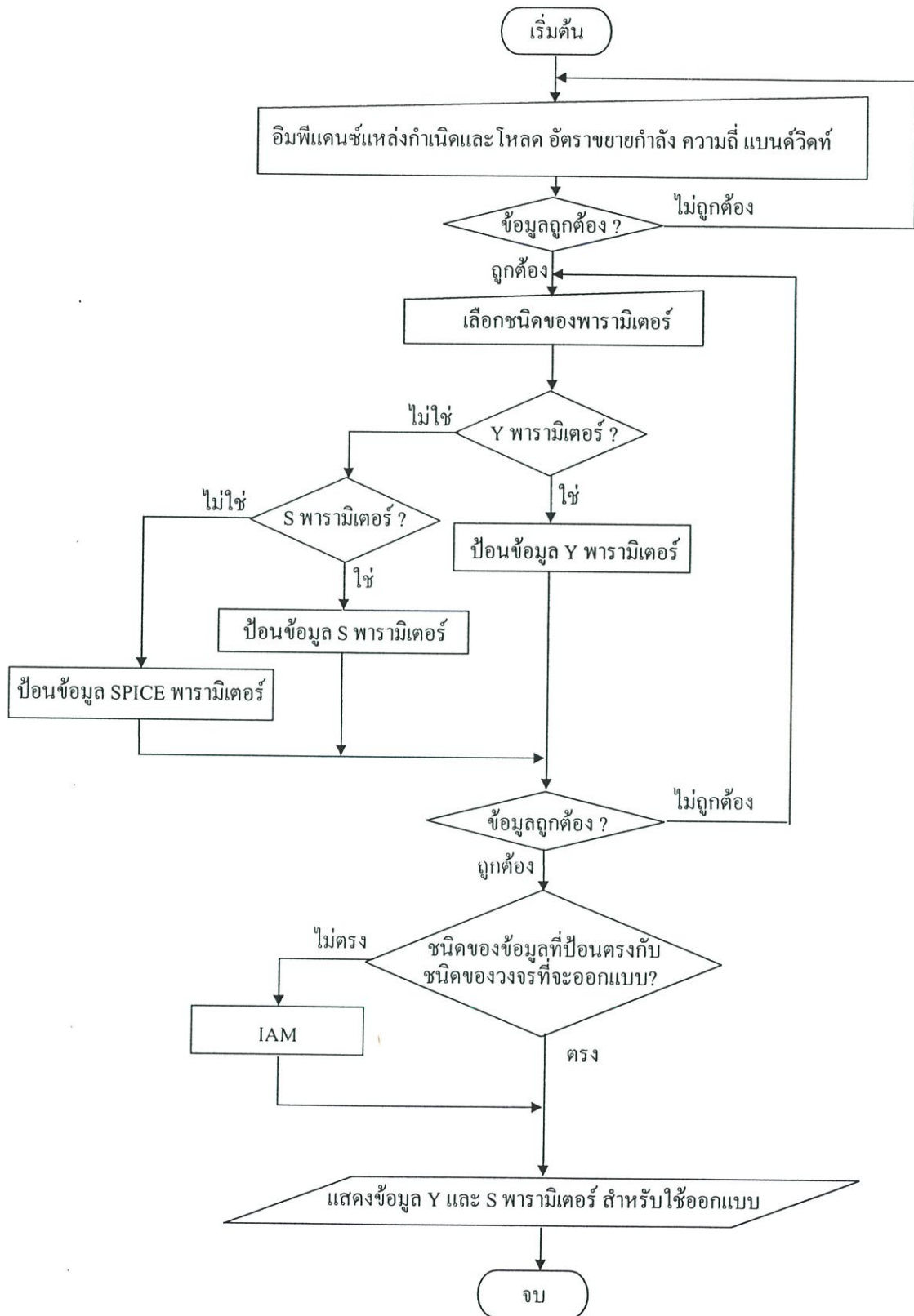
ส่วนที่รับข้อมูลจากผู้ใช้โดยจะแบ่งข้อมูลเป็น 2 จำพวกคือ

- ก) ข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ที่อ้างอิงกับจุดการทำงาน (ค่าแรงดัน V_{CE} ค่ากระแส I_C) และความถี่ใช้งาน โดยโปรแกรมสามารถรองรับข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตได้ 3 ชนิด คือ
 - 1) Y พารามิเตอร์
 - 2) S พารามิเตอร์
 - 3) แบบจำลอง SPICE

โดยข้อมูล Y และ S พารามิเตอร์อาจอยู่ในรูปแบบเชิงตั้งฉาก (Rectangular form) หรือรูปแบบเชิงขั้ว (Polar form) ก็ได้ นอกจากนี้ ถ้าหากผู้ใช้ต้องการออกแบบวงจรมีค่านิพจน์พารามิเตอร์ร่วมแต่มีข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตที่เป็นของวงจรเบสรวม โปรแกรมจะทำการแปลงพารามิเตอร์สองพอร์ตให้โดยอัตโนมัติ

ในส่วนของการป้อนข้อมูลแบบจำลอง SPICE เพื่อใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ต โปรแกรมสามารถที่จะเก็บข้อมูลแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์เบอร์ที่เคยใช้ไว้ให้สามารถเรียกออกมาใช้ภายหลังได้

- ข) ข้อมูลที่เป็นคุณสมบัติของวงจรที่ต้องการออกแบบ เช่น อัตราขยายกำลัง ค่าแรงดันแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงหรือ V_{CC} ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรมีค่าเป็นต้น
- สำหรับโปรแกรมย่อยที่ใช้ทำหน้าที่รับข้อมูลจากผู้ใช้ทั้งหมดคือ Data_Entry.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Data_Entry.m

จากแผนผังลำดับงานในรูปที่ 5.2 จะมีโปรแกรมย่อยที่เรียกใช้ดังนี้

- 1) IAM.m มีหน้าที่แปลงค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตจากวงจรเบสรวมให้เป็นอิมิตเตอร์ร่วม
- 2) SPICE.m มีหน้าที่ในการรับข้อมูลแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์จากผู้ใช้ โดยมีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.3
- 3) S_PARA.m มีหน้าที่ในการรับข้อมูล S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากผู้ใช้ ทั้งในรูปเชิงขั้วและรูปแบบเชิงตั้งฉาก ซึ่งจะไม่กล่าวในรายละเอียด
- 4) Y_PARA.m มีหน้าที่ในการรับข้อมูล Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากผู้ใช้ ทั้งในรูปเชิงขั้วและรูปแบบเชิงตั้งฉาก ซึ่งจะไม่กล่าวในรายละเอียด

และใน โปรแกรม SPICE.m จะมีโปรแกรมย่อยดังนี้

- 1) used_part.m มีหน้าที่ตรวจสอบว่า ทรานซิสเตอร์เบอร์ที่กำลังจะใช้ในการออกแบบเคยถูกใช้มาก่อนหรือไม่ ถ้าเคยใช้แล้วจะมีข้อมูลแบบจำลอง SPICE เก็บไว้ไม่ต้องป้อนข้อมูลใหม่
- 2) para_sec.m มีหน้าที่แสดงแบบจำลอง SPICE ให้ผู้ใช้ดูในกรณีที่ทรานซิสเตอร์เคยถูกใช้ในการออกแบบมาก่อนเพื่อให้ผู้ใช้ตรวจสอบว่าตรงกับความต้องการหรือไม่
- 3) keep_para.m มีหน้าที่ถามผู้ใช้ให้ป้อนข้อมูลแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์ที่จะใช้ในการออกแบบและจะเก็บข้อมูลนั้นไว้ในรูปของไฟล์นามสกุล.MAT
- 4) DC.m มีหน้าที่ทำการวนซ้ำตามวิธีของนิวตัน-ราฟสันเพื่อหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์(V_{BE})จากข้อมูลแบบจำลอง SPICE และค่า V_{CE} I_C ที่กำหนดโดยผู้ใช้
- 5) Hybrid_PI.m มีหน้าที่คำนวณหาค่าองค์ประกอบของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพจากค่า V_{BE} V_{BC} และแบบจำลอง SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
- 6) hybrid_pi2y.m มีหน้าที่คำนวณหาค่า Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ ซึ่งแต่ละโปรแกรมย่อยจะมีโครงสร้างดังนี้

โปรแกรมย่อย : DC.m

คำอธิบาย : ใช้สำหรับค่าจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์เช่น I_B V_{BE} และ V_{BC} จากค่ากระแสคอลเลกเตอร์ I_C และแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ V_{CE} ที่กำหนด ผลลัพธ์คือ ค่า V_{BE} และ V_{BC} ที่ได้จะถูกนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าองค์ประกอบของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพรวมทั้งใช้ในการคำนวณหาค่าอุปกรณ์ไบแอสทรานซิสเตอร์ต่อไป

ตัวแปรอินพุต : แบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณหาจุดการทำงาน เช่น

VAF VAR BF IKF IS NF NE รวมทั้งค่า V_{CE} และ I_C

ตัวแปรเอาต์พุต : V_{BE} V_{BC} I_B และ BETADC

แนวคิด

สมการ (4.60) และ (4.61) ใช้ในการหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์จากแบบจำลอง SPICE ณ ค่า I_C และ V_{CE} ที่กำหนดโดยอาศัยการทำวนซ้ำตามวิธีของนิวตัน-ราฟสัน

จากสมการ(4.60)ซึ่งอยู่ในรูป $f(V_{BC}) = 0$ โดยเราจะต้องมีการหาค่า $f'(V_{BC})$ ก่อน ซึ่งทำให้ได้ $f'(V_{BC})$ มีค่าเป็น

$$f'(V_{BC}) = \frac{1}{e^2} \left\{ \left[\frac{0.5cd(b+IS)}{NF \cdot V_T} \right] - 0.5b \left[\frac{2C(b+IS)}{IKF \cdot V_T \cdot NF(d-1)} \right] + \frac{cd(VAF+VAR)}{VAF \cdot VAR - V_{CE} - V_{BC}(VAF+VAR)} \right\} \quad (5.1)$$

เมื่อ

$$b = IS \left[\exp\left(\frac{V_{CE} + V_{BC}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right] \quad (5.2)$$

$$c = \left[\frac{1}{1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{CE} + V_{BC}}{VAR}} \right] \quad (5.3)$$

$$d = 1 + \sqrt{1 + \frac{4IS}{IKF} \left[\exp\left(\frac{V_{CE} + V_{BC}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]} \quad (5.4)$$

$$e = 0.5cd \quad (5.5)$$

เมื่อได้ $f(V_{BC}) = 0$ และ $f'(V_{BC})$ ข้างต้น จากนั้นใช้วิธีการเชิงเลขของนิวตัน-ราฟสัน เพื่อหาค่า V_{BC} และจะได้ $V_{BE} = V_{BC} + V_{CE}$ แล้วนำไปหาค่ากระแส I_B และ BETADC จากสมการ (4.62) และ (4.63) ตามลำดับ

ข้อสังเกต

ในการทำวนซ้ำโดยวิธีการเชิงเลขของนิวตัน-ราฟสัน สิ่งสำคัญที่จะทำให้การหาผลเฉลยเป็นไปอย่างรวดเร็วก็คือ การกำหนดค่าเริ่มต้น(Initial approximation) ค่าผิดพลาดของผลเฉลยที่ยอมรับได้ ϵ ซึ่งในที่นี้เรากำหนดค่าเริ่มต้นโดยอาศัยสมการ

$$I_C = IS \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (5.6)$$

ทำให้ได้

$$V_{BC0} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{IS}\right) - V_{CE} \quad (5.7)$$

และกำหนดให้

$$\epsilon = 10^{-5}$$

ซึ่งแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย DC.m แสดงดังรูปที่ 5.4

โปรแกรมย่อย : Hybrid_PI.m

คำอธิบาย : ใช้ในการคำนวณหาองค์ประกอบของวงจรมุมลไฮบริด-ไฟดิงรูปที่ 4.17

ตัวแปรอินพุต : แบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์และค่าจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์

คือ V_{BE} และ V_{BC}

ตัวแปรเอาต์พุต : g_m RPI RX RO CBE CBC CBX BETAAC Ru

หมายเหตุ

ค่าอุณหภูมิที่โปรแกรมใช้ในการคำนวณจะคิด ณ อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส ซึ่งเท่ากับค่า default ของโปรแกรม SPICE ทำให้ได้ T เท่ากับ 300 องศาเคลวินเพื่อใช้ในการหาค่า Thermal voltage V_T จากสมการ $V_T = kT/q$

เมื่อ

k หมายถึง Boltzmann's constant

q หมายถึง Electron charge

T หมายถึง Nominal temperature

แนวคิด

จากสมการในหัวข้อ 4.4 ที่ใช้ในการหาค่าองค์ประกอบของวงจรมุมลไฮบริด-ไพจะเห็นว่า มีข้อสังเกตดังนี้

- 1) สมการที่ใช้ในการหาค่า g_m ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่มีส่วนสำคัญมากในการหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์จะมีเทอม dq_b/dV_{BE} ซึ่งจะต้องหาค่าไว้ก่อน แต่ไม่ได้แสดงไว้ในหัวข้อ 4.4 ซึ่งเทอมดังกล่าวมีค่าดังนี้

$$\frac{dq_b}{dV_{BE}} = A + AB + \frac{C}{B} \left(\frac{IS}{IKF \cdot NF \cdot V_T} \right) \exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) \quad (5.8)$$

เมื่อ

$$A = \frac{0.5}{\text{VAR} \left(1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{\text{VAR}} \right)^2} \quad (5.9)$$

$$B = \sqrt{1 + \frac{4 \cdot IS}{IKF} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]} \quad (5.10)$$

$$C = \frac{1}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{\text{VAR}} \right)^{-1}} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} 2) \text{ เทอม } \frac{dq_b}{dV_{BC}} &= 0.5 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot IS}{IKF} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{NF \cdot V_T}\right) - 1 \right]} \right) * \\ &\left(1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{\text{VAR}} \right)^{-2} * \left(\frac{1}{VAF} \right) \end{aligned} \quad (5.12)$$

- 3) สมการ (4.71) ที่ใช้ในการหาค่า $C_{b'e}$ หรือ CBE ผู้เขียนได้ใช้ g_m แทน G_M ซึ่ง G_M มีค่าเท่ากับ I_C/V_T ทั้งนี้เนื่องจากการใช้ค่า G_M ในการคำนวณจะทำให้ได้ค่า $C_{b'e}$ มากกว่าผลที่ได้จากโปรแกรม PSpice® แผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Hybrid_PI.m แสดงดังรูปที่ 5.5

โปรแกรมย่อย : hybrid_pi2y.m

คำอธิบาย : ใช้ในการคำนวณหาค่า Y พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ โดยใช้สมการในหัวข้อ 4.6

ตัวแปรอินพุต : องค์ประกอบของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพของทรานซิสเตอร์ดังต่อไปนี้

$$RB(rbb') \quad CBE(Cb'e) \quad RPI(rb'e) \quad CBC \quad g_m \quad R_o \quad RC \quad RE \quad rb'c$$

ตัวแปรเอาต์พุต : Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ซึ่งรวม RE และ RC แล้ว

หมายเหตุ

สมการหาค่า Y พารามิเตอร์วงจรสมมูลไฮบริด-ไพในหัวข้อ 4.6 ไม่ได้รวม RE และ RC เข้าไป แต่ในวงจรที่ใช้งานจริงต้องรวมเข้าไปโดย RE จะต่ออนุกรมกับขาอิมิตเตอร์ ส่วน RC อนุกรมกับขาคอลเลกเตอร์ของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพในรูปที่ 4.17 โดยอาศัยคุณสมบัติของ Z และ ABCD พารามิเตอร์ตามลำดับ ซึ่งแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อยนี้แสดงดังรูปที่ 5.6

โปรแกรมย่อย : IAM.m

คำอธิบาย : ใช้ในการแปลงค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ในกรณีที่เรามีข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตที่วัดหรือคำนวณมาจากการจัดวงจรชนิดหนึ่งแต่ต้องการออกแบบวงจรขยายอีกชนิดหนึ่ง เช่น มีข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ที่วัดมาจากการจัดวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วมแต่ต้องการออกแบบวงจรขยายเบสร่วม เป็นต้น

ตัวแปรอินพุต : Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์

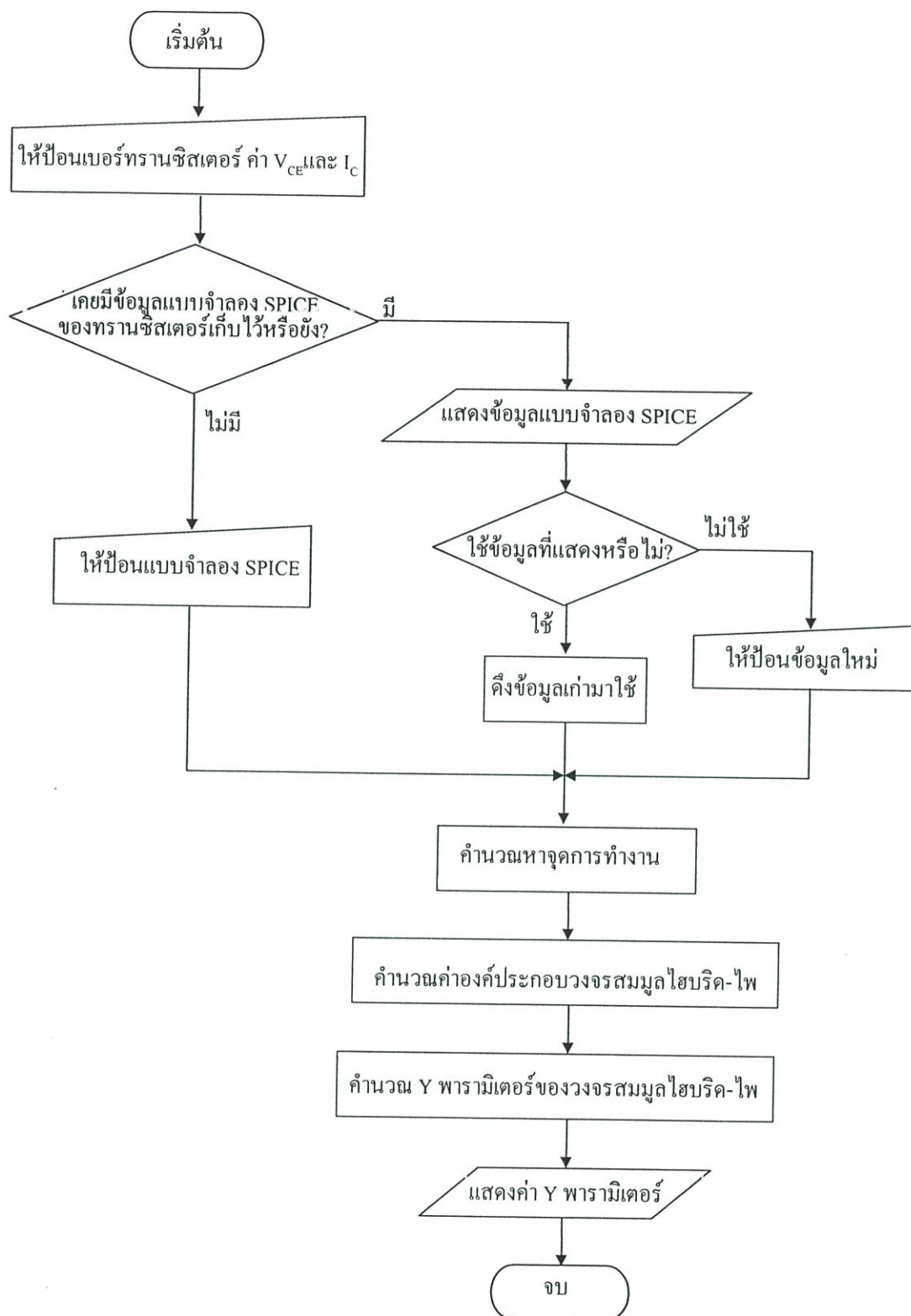
ตัวแปรเอาต์พุต : Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์

แนวคิด

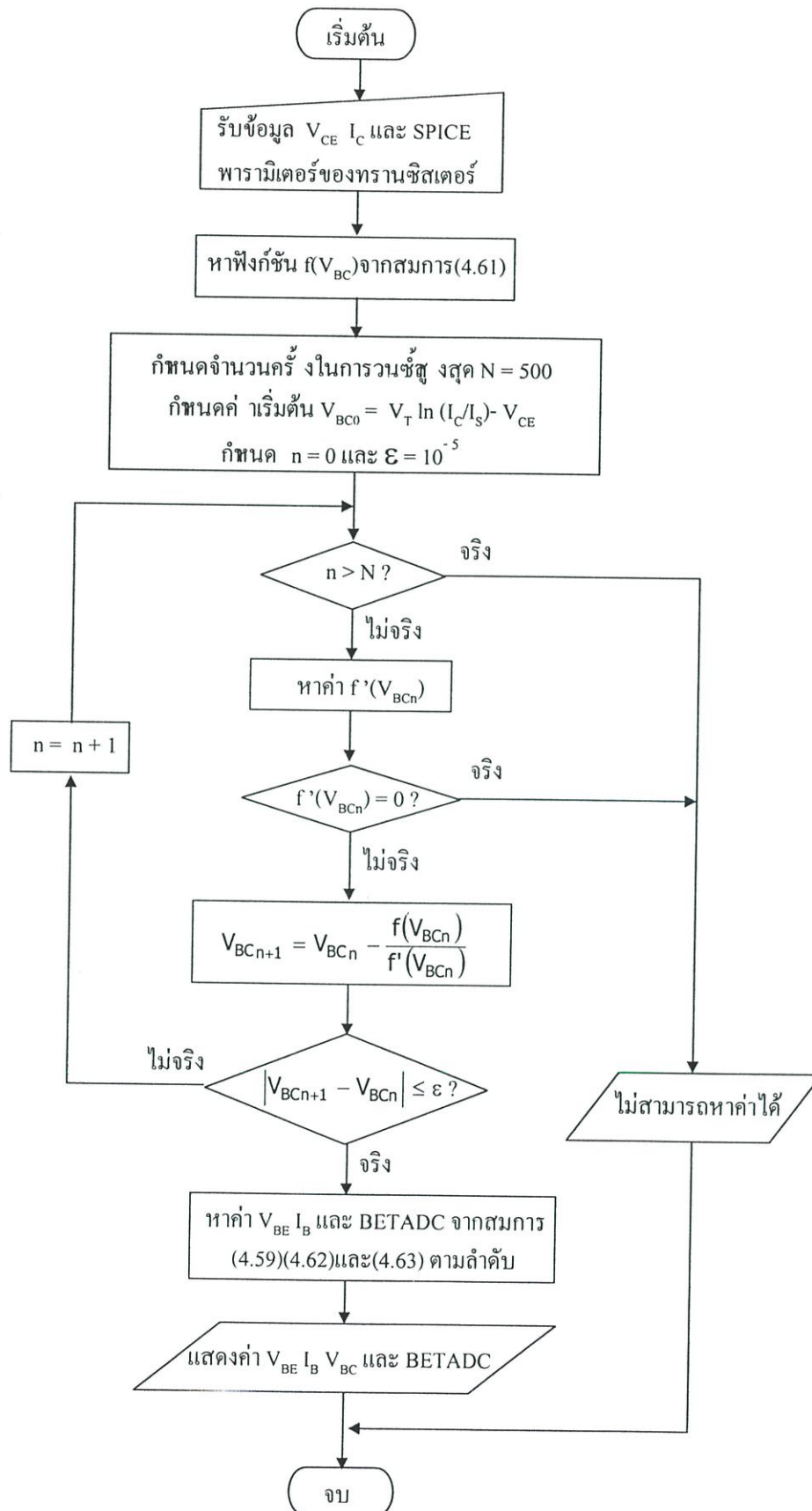
ในการแปลงค่า Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ได้มาจากการจัดวงจรในรูปแบบหนึ่งไปสู่อีกรูปแบบหนึ่ง เราจะอาศัย Indefinite Admittance Matrix หรือเรียกย่อว่า IAM โดยมีหลักการว่า เราสามารถมองทรานซิสเตอร์เป็นโครงข่ายสามพอร์ตได้ซึ่งทำให้ได้ Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เป็นเมตริกซ์ขนาด 3x3 และจากการพิสูจน์[17]จะพบว่าค่าผลรวมของ Y พารามิเตอร์ในแต่ละแถวและแต่ละคอลัมน์ใน IAM เมตริกซ์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งถ้าหากเรามีข้อมูลค่า Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากการจัดวงจรในรูปแบบหนึ่งซึ่งจะมี 4 ตัวจะทำให้ได้ค่าของสมาชิก IAM เมตริกซ์แต่ละแถวหรือแต่ละคอลัมน์ 2 ใน 3 ตัว และทำให้สามารถหาค่าสมาชิกตัวเหลือได้ ซึ่ง IAM จะมีสมาชิกดังต่อไปนี้[17]

$$IAM = \begin{bmatrix} Y_{ie} / Y_{ic} & Y_{rc} & Y_{re} \\ Y_{fc} & Y_{ib} / Y_{oc} & Y_{rb} \\ Y_{fe} & Y_{fb} & Y_{ob} / Y_{oe} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

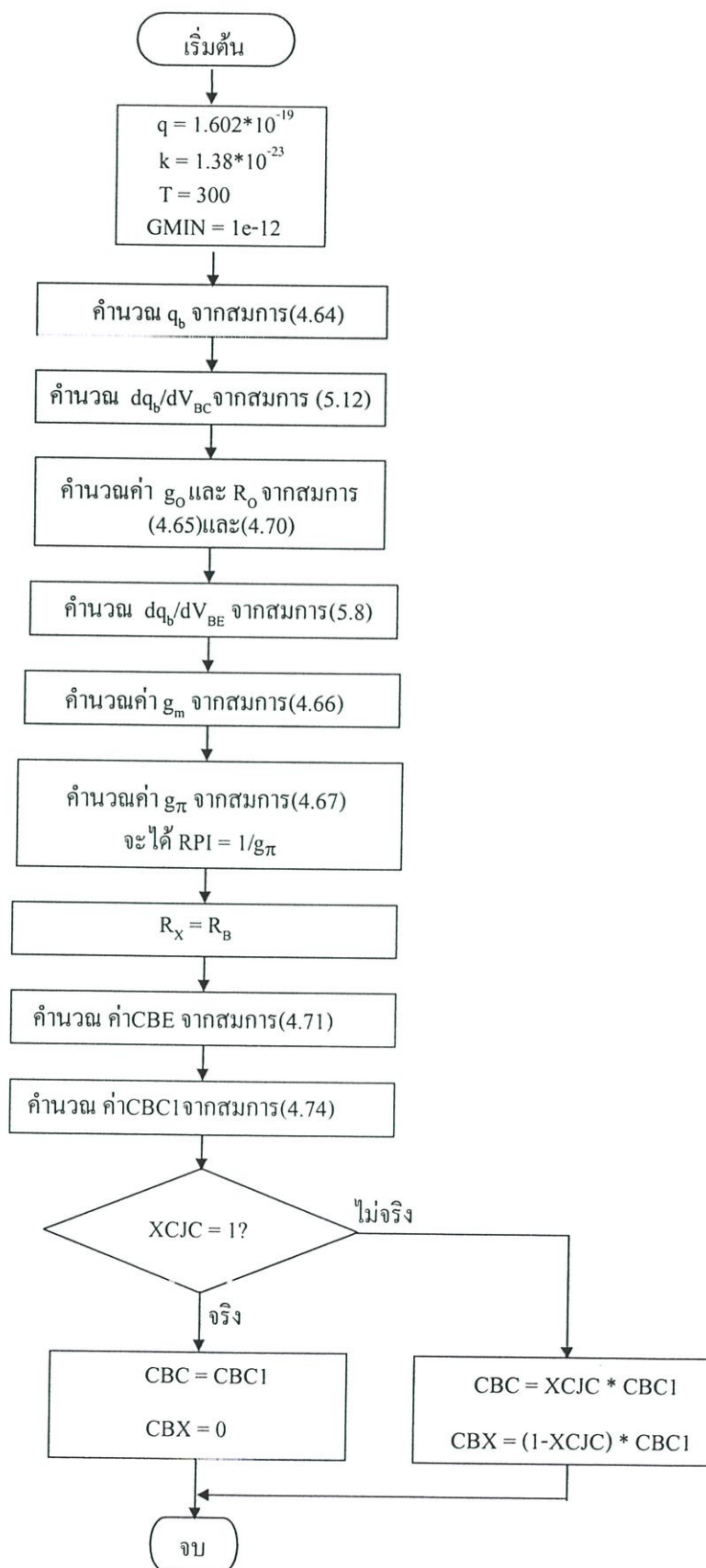
ส่วนแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย IAM.m แสดงไว้ในรูปที่ 5.7



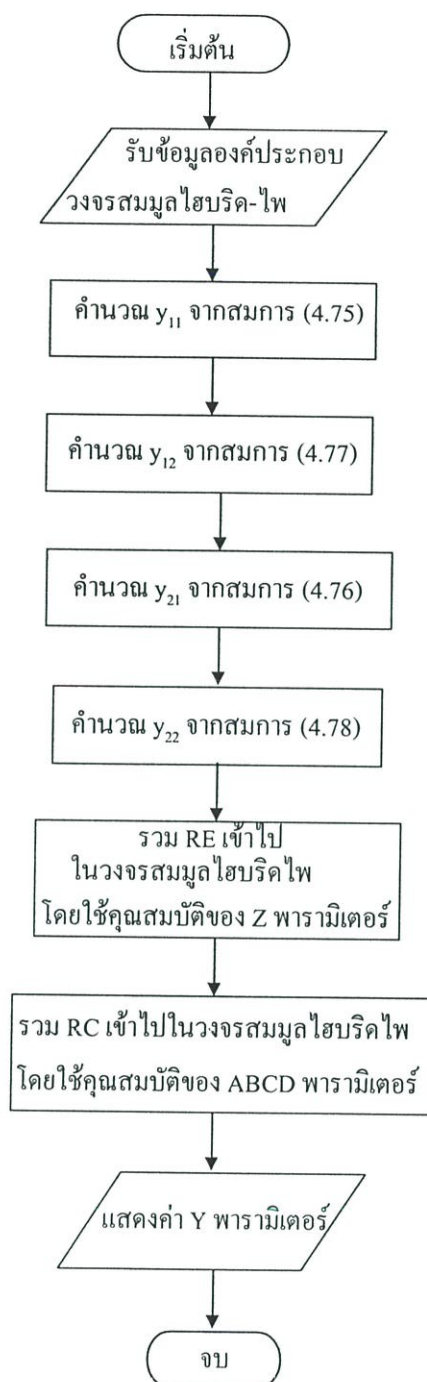
รูปที่ 5.3 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย SPICE.m



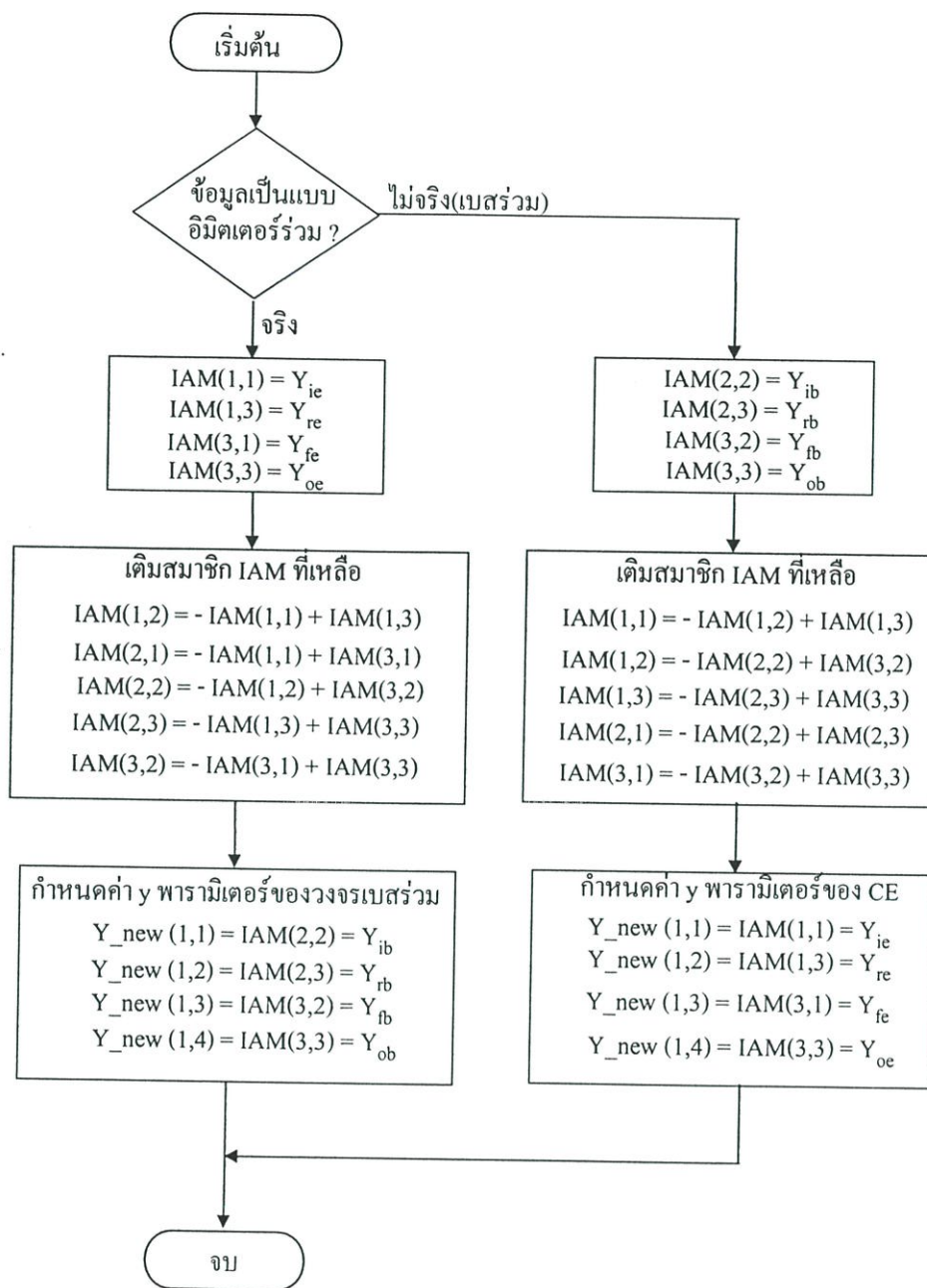
รูปที่ 5.4 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย DC.m



รูปที่ 5.5 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Hybrid_PI.m



รูปที่ 5.6 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย hybrid_pi2y.m



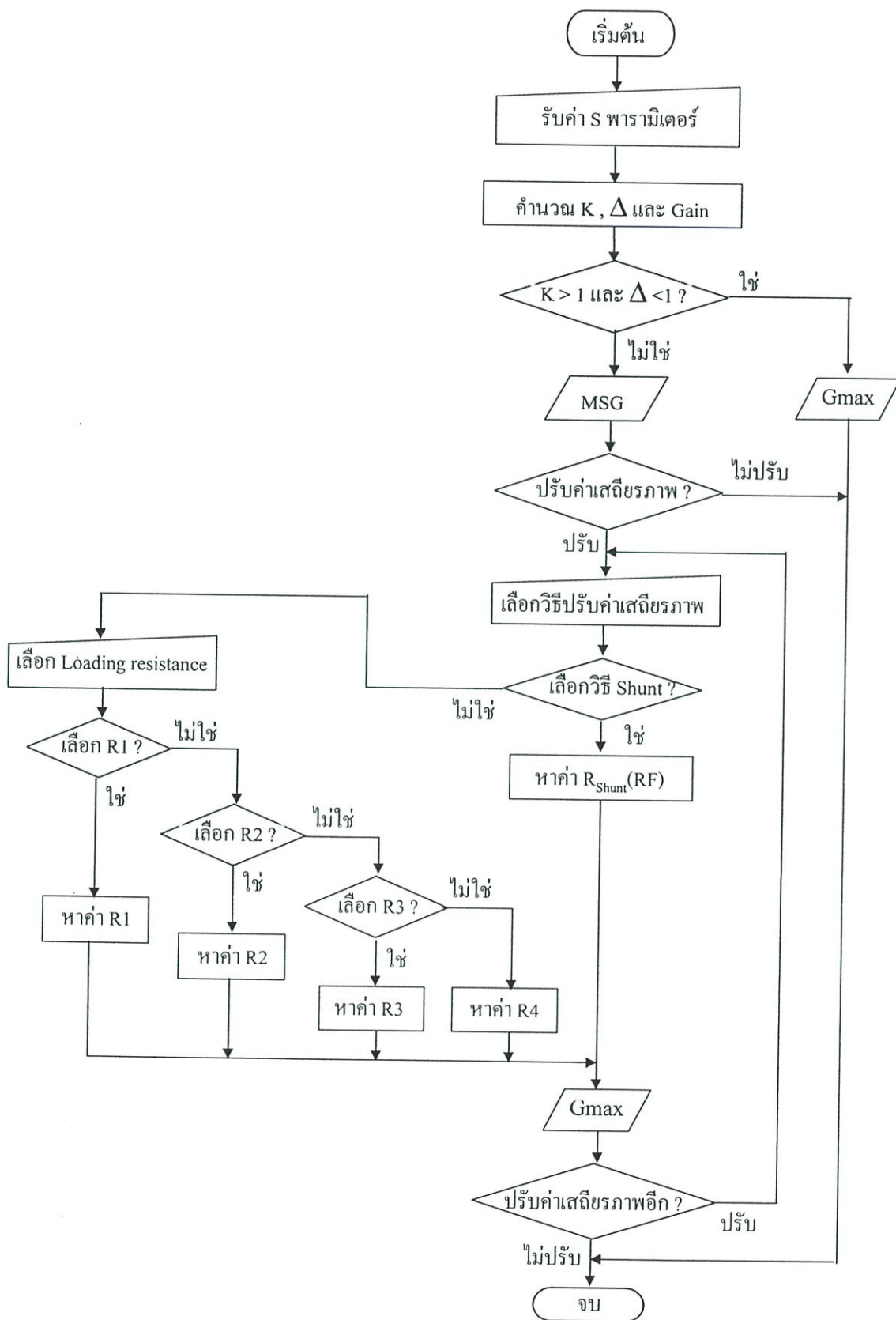
รูปที่ 5.7 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย IAM.m

5.2 ส่วนตรวจสอบและปรับค่าเสถียรภาพ

โปรแกรมส่วนนี้จะคำนวณค่า Rollet's factor จากข้อมูล S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เพื่อตรวจสอบว่า ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขหรือมีโอกาสที่จะออสซิลเลต ซึ่งถ้าผลปรากฏออกมาว่าทรานซิสเตอร์มีโอกาสที่จะเกิดการออสซิลเลต และผู้ใช้ต้องการจะปรับให้ ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข โปรแกรมจะถามเพื่อให้ผู้ใช้เลือกว่าจะปรับค่า

เสถียรภาพด้วยวิธีการใด จากนั้นโปรแกรมจะคำนวณค่าอุปกรณที่ใช้ในการปรับค่าเสถียรภาพให้โดยอัตโนมัติพร้อมทั้งจะบอกค่าอัตราขยายกำลังสูงสุด G_{max} ที่จะได้จากการออกแบบให้วงจรขยายเกิดเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์หลังจากเราเลือกที่จะปรับค่าเสถียรภาพโดยวิธีการนั้นๆ และที่สามารถทำเช่นนั้นได้ก็โดยอาศัยความจริงที่ว่า Rollet's factor เป็นส่วนกลับของ Linvill factor และทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขก็ต่อเมื่อ Linvill factor มีค่าน้อยกว่า 1 ซึ่งทำให้เกิดประเด็นคำถามที่สำคัญก็คือ ค่า Linvill factor ที่ว่าจะต้องน้อยกว่า 1 นั้นควรจะมีค่าเท่าใดจึงจะเหมาะสม และเพื่อที่จะตอบคำถามดังกล่าวผู้เขียนได้อาศัย Application Notes หมายเลข AN264 ของบริษัท โมโตโรลา[14] ที่บอกว่า วงจรขยายที่ถูกออกแบบให้มีค่า Stern factor มากกว่า 4 ขึ้นไปจะสามารถรองรับการแปรเปลี่ยน(Variation)ของค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์อันมีสาเหตุมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ จุดการทำงาน รวมถึงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์เบอร์หนึ่งๆซึ่งจะมีการกระจายค่าตามหลักสถิติในกระบวนการผลิตได้ มาช่วยในการเลือกค่า Linvill factor กล่าวคือ จะให้โปรแกรมคำนวณหาค่าอุปกรณสำหรับปรับค่าเสถียรภาพเพื่อให้ได้ Linvill factor มีค่าเท่ากับ 0.999 เสียก่อน ซึ่งผลจากการที่ Linvill factor เท่ากับ 0.999 นี้แสดงว่าทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข ส่งผลให้สามารถหาค่า $\Gamma_{S(opt)}(Z_{S(opt)})$ และ $\Gamma_{L(opt)}(Z_{L(opt)})$ ที่ทำให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" ได้ จากนั้นนำค่า $Z_{S(opt)}$ และ $Z_{L(opt)}$ ที่ได้พร้อมกับค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ซึ่งรวมผลของอุปกรณปรับค่าเสถียรภาพแล้วไปหาค่า Stern factor เพื่อดูว่า Stern factor มีค่ามากกว่า 4 หรือไม่ และถ้าผลปรากฏว่า Stern factor มีค่าน้อยกว่า 4 โปรแกรมจะหาค่าอุปกรณปรับค่าเสถียรภาพใหม่ที่ทำให้ Linvill factor น้อยกว่า 0.999 จากนั้นหาค่า $\Gamma_{S(opt)}$ และ $\Gamma_{L(opt)}$ อีกครั้งและทำเช่นนี้ไปเรื่อยๆจนกว่าจะได้ค่า Stern factor มากกว่า 4

สำหรับโปรแกรมย่อยที่ทำหน้าที่ดังกล่าวข้างต้นคือ Stability.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Stability.m

จากแผนผังลำดับงานในรูปที่ 5.8 จะต้องมีโปรแกรมย่อยดังนี้

- 1) Shunt.m ทำหน้าที่หาค่าความต้านทาน Shunt feedback(ดูรูปที่ 5.13 ประกอบ)ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและทำให้ได้ค่า Stern factor ของวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4
- 2) R1.m ทำหน้าที่หาค่า R1(ดูรูปที่ 5.11 ประกอบ)ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและทำให้ได้ค่า Stern factor ของวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4
- 3) R2.m ทำหน้าที่หาค่า R2(ดูรูปที่ 5.11 ประกอบ)ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและทำให้ได้ค่า Stern factor ของวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4
- 4) R3.m ทำหน้าที่หาค่า R3(ดูรูปที่ 5.11 ประกอบ)ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและทำให้ได้ค่า Stern factor ของวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4
- 5) R4.m ทำหน้าที่หาค่า R4(ดูรูปที่ 5.11 ประกอบ)ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและทำให้ได้ค่า Stern factor ของวงจรถยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4
- 6) K_factor.m ทำหน้าที่คำนวณค่า Rollete's factor (K)
- 7) Stern_k.m ทำหน้าที่คำนวณหาค่า Stern factor (k)

โปรแกรมย่อย : Shunt.m

คำอธิบาย : หาค่าความต้านทาน Shunt feedbackซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและค่า Stern factor เมื่อออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4

ตัวแปรอินพุต :

- 1) Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์
- 2) C หมายถึง ค่า Linvill factor
- 3) x หมายถึง ตัวแปรที่ใช้ในการสร้างฟังก์ชัน $f(x) = 0$ เพื่อใช้ในการทำวนซ้ำโดยวิธีของนิวตัน-ราฟสัน

ตัวแปรเอาต์พุต : ค่าความต้านทาน Shunt feedback

แนวคิด

จากสมการของ Linvill factor คือ

$$C = \frac{|y_{21}y_{12}|}{2\text{Re}(y_{22})\text{Re}(y_{11}) - \text{Re}(y_{12}y_{21})} \quad (3.7)$$

เมื่อเรานำ Shunt resistance(RF) ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์จะทำให้ได้ค่า Y พารามิเตอร์รวมที่เกิดจาก Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์บวกกับค่า Y พารามิเตอร์ของ RF มีค่าเป็น

$$Y_T = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{RF} & \frac{-1}{RF} \\ \frac{-1}{RF} & \frac{1}{RF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + g_f & Y_{12} - g_f \\ Y_{21} - g_f & Y_{22} + g_f \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

เมื่อ $g_f = \frac{1}{RF}$

นำค่า y_T แทนในสมการ(3.7)แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$f(g_f) = (1 - C^2)g_f^4 - [2(g_{12} + g_{21}) + UC^2]g_f^3 + [(|y_{21}|^2 + |y_{12}|^2 + 4g_{12}g_{21}) - (2VC^2 + U^2C^2)]g_f^2 - \left\{ 2[g_{12}(g_{12}^2 + g_{12}^2) + g_{21}(|y_{12}|^2)] + 2UVC^2 \right\}g_f + [(|y_{12}|^2)(|y_{21}|^2)] - V^2C^2 = 0 \quad (5.15)$$

เมื่อ

$$Y_{mn} = g_{mn} + jb_{mn} \quad (5.16)$$

m และ n เท่ากับ 1 หรือ 2

และ $U = 2g_{22} + 2g_{11} + g_{12} + g_{21} \quad (5.17)$

$$V = 2g_{11}g_{22} + b_{12}b_{21} - g_{12}g_{21} \quad (5.18)$$

จากนั้นนำฟังก์ชัน $f(g_f) = 0$ ไปทำการวนซ้ำโดยวิธีการของนิวตัน-ราฟสัน โดยให้ค่าเริ่มต้นของ g_f เท่ากับ $1/2000$ (ค่าเริ่มต้นของ RF เท่ากับ 2000 โอห์ม) สำหรับแผนผังลำดับงานของโปรแกรม Shunt.m จะเป็นดังรูปที่ 5.14

5.2.1 การใช้สมิทชาร์ตในการพิจารณาค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์

ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงการพิจารณาค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์และวงจรถยายโดยใช้ Linvill factor Stern factor และ Rollete's factor ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำสมิทชาร์ตมาช่วยในการหาค่าความต้านทาน โหลดคิง(Loading resistance)เพื่อปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ให้มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข

จากที่กล่าวในหัวข้อ 3.5 แล้วว่า การนำอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟมาต่อกันในลักษณะใดๆ จะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ผลลัพธ์ซึ่งมีส่วนจริงเป็นจำนวนบวกและเมื่อนำไปหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะได้ขนาดของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของอิมพีแดนซ์ค่านี้นั้นมีค่าน้อยกว่า 1 เสมอ ทำให้เราสามารถพิจารณาค่าเสถียรภาพของวงจรถยายได้จากสมการต่อไปนี้

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (5.19)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (5.20)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (5.21)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (5.22)$$

ในกรณีที่เรามีข้อมูล S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่จะใช้ออกแบบวงจรขยาย เราสามารถหาค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้ได้อัตราขยายกำลัง Noise figure และอื่นๆ โดยไม่ทำให้วงจรถยายเกิดการออสซิลเลตได้โดยอาศัยสมการ(5.21) และ (5.22) เข้ามาช่วย ซึ่งจะทำได้ Input stability circle และ Output stability circle ที่มีคุณสมบัติดังนี้

การหาค่า Γ_L ที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}| < 1$ โดยใช้เงื่อนไข $|\Gamma_{IN}| = 1$ เป็นขอบเขตจะทำให้ได้ Output stability circle ที่มีรัศมี

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.23)$$

และจุดศูนย์กลางอยู่ที่

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.24)$$

ส่วนการหาค่า Γ_S ที่ทำให้ $|\Gamma_{OUT}| < 1$ โดยใช้เงื่อนไข $|\Gamma_{OUT}| = 1$ เป็นขอบเขตจะทำให้ได้ Input stability circle ที่มีรัศมี

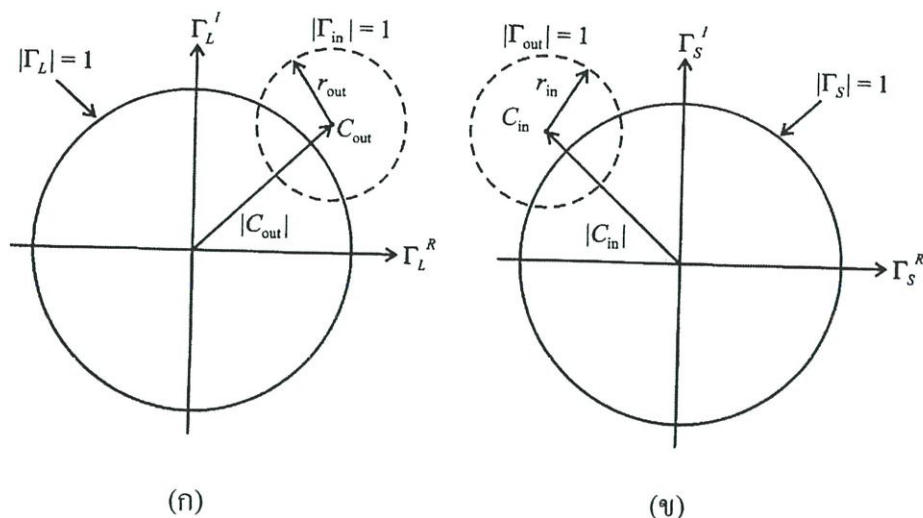
$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.25)$$

และจุดศูนย์กลางอยู่ที่

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.26)$$

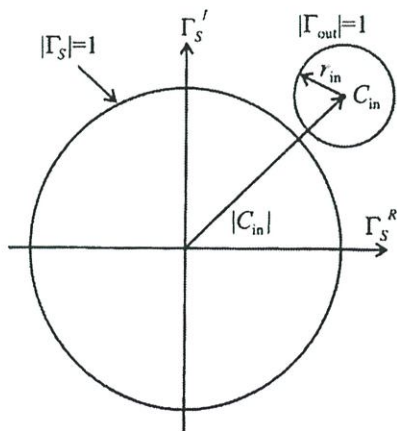
ส่วนคำว่า Output หรือ Input ในกรณีของ Stability circle จะพิจารณาจากตำแหน่งอุปกรณ์ที่เราหาค่านั้นว่าอยู่ที่พอร์ตใด เช่น ถ้าเรากำลังหาค่า Γ_L ที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}| < 1$ นั้นหมายความว่าเรากำลังหาค่า Z_L ที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}| < 1$ เราจึงเรียกวงกลมนั้นว่า Output Stability circle เนื่องจาก Γ_L (Z_L) อยู่ทางด้านเอาต์พุตของวงจร

จากสมการ(5.23) ถึง(5.26) เราจะได้ Stability circle ที่มีความหมายแสดงถึงเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ดังต่อไปนี้



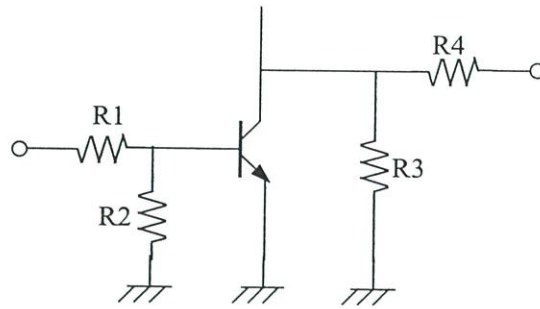
รูปที่ 5.9 แสดง Stability circle ทางด้านเอาต์พุต(ก) Stability circle ทางด้านอินพุต(ข)

- 1) กรณีทรานซิสเตอร์มีโอกาสเกิดออสซิลเลตจะทำให้ได้ Stability circle ที่มีพื้นที่บางส่วนไปทับซ้อนกับสมิทชาร์ตที่เราใช้แทนระนาบ Γ_S หรือ ระนาบ Γ_L ดังรูปที่ 5.9 ซึ่งเราจะต้องมีหลักการพิจารณาต่อไปว่าพื้นที่ส่วนใดบนสมิทชาร์ตที่แทนค่า $Z_S(\Gamma_S)$ หรือ $Z_L(\Gamma_L)$ ซึ่งถ้านำไปต่อกับทรานซิสเตอร์แล้วจะทำให้ได้วงจรรขยายที่ขาดเสถียรภาพหรือมีเสถียรภาพ[6] โดยเราจะต้องเลือกค่า Γ_L หรือ Γ_S ที่ทำให้ได้คุณสมบัติอัตราขยายกำลัง Noise figure หรืออื่นๆ ที่ต้องการจากบริเวณพื้นที่ที่มีเสถียรภาพและอยู่ภายในสมิทชาร์ต
- 2) ในกรณีในกรณีทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขจะทำให้ได้ Stability Circle ซึ่งไม่มีพื้นที่ส่วนใดทับซ้อนลงไปบนสมิทชาร์ตที่เราใช้แทนระนาบ Γ_S หรือ ระนาบ Γ_L เลยดังรูปที่ 5.10 นั้นหมายความว่า พื้นที่ทุกส่วนในสมิทชาร์ตสามารถถูกเลือกให้เป็นค่า Γ_S และ Γ_L เพื่อให้ได้ค่าคุณสมบัติของวงจรรขยายอื่นๆ ตามที่เราต้องการได้ทั้งหมด



รูปที่ 5.10 แสดง Stability circle ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข

5.2.2 การหาค่าตัวต้านทานโหลดคิง(Loading resistance)

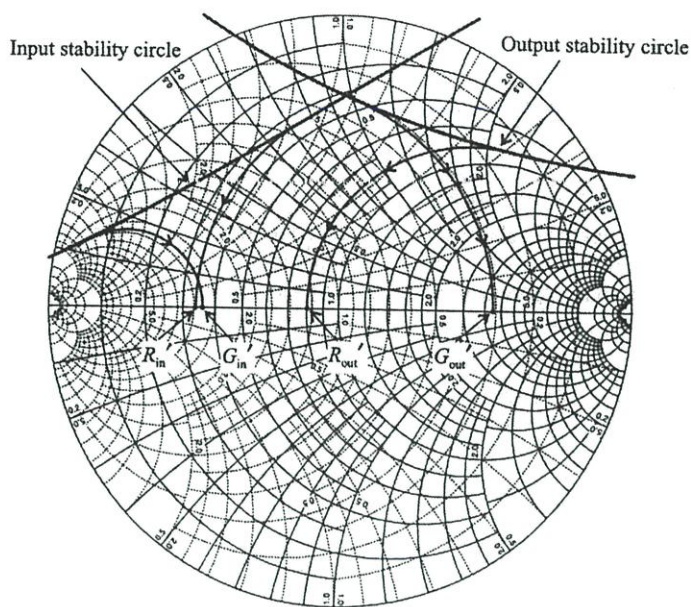


รูปที่ 5.11 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานโหลดคิงเพื่อปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์

เราสามารถหาค่าความต้านทานโหลดคิง R_1 R_2 R_3 และ R_4 (เพียง 1 จาก 4) ในรูปที่ 5.11 ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขได้โดยอาศัยสมิทชาร์ตดังนี้

- 1) เนื่องจาก R_1 และ R_2 ต่ออยู่ทางด้านอินพุตพอร์ตของทรานซิสเตอร์ การหาค่า R_1 และ R_2 จึงเป็นการพิจารณาค่า R_1 หรือ R_2 ที่จะทำให้ค่า $|\Gamma_{out}|$ ของวงจรรวม(ทรานซิสเตอร์ + ตัวต้านทานโหลดคิง) มีขนาดน้อยกว่า 1 กล่าวคือ R_1 จะเป็นค่าความต้านทานต่ำสุดที่นำมาต่ออนุกรมกับอินพุตพอร์ตของทรานซิสเตอร์แล้วทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข ซึ่งหาค่าได้โดยอาศัย Input stability circle บนสมิทชาร์ตซึ่งแทนระนาบ Γ_s เพื่อหาว่าวงกลมค่าความต้านทานคิงที่ของสมิทชาร์ตวงใดสัมผัสกับ Input Stability Circle พอดี นั่นก็คือ ค่า R_1 ที่เราต้องการหานั้นเอง ส่วนการหาค่า R_2 จะเป็นการหาค่าความต้านทานสูงที่สุดซึ่งเมื่อนำมาต่อขนานกับอินพุตพอร์ตของทรานซิสเตอร์แล้วทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข ซึ่งหาค่าได้โดยการพิจารณา Input Stability circle อีกเช่นกัน แต่จะต้องอาศัย Y-Smith chart เพื่อใช้ในการหาว่าวงกลมค่าความนำคิงที่วงใดสัมผัสกับ Input Stability circle พอดี นั่นก็คือ ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าความต้านทาน R_2 ที่เราต้องการหานั้นเอง
- 2) เนื่องจาก R_3 และ R_4 ต่ออยู่ทางด้านเอาต์พุตพอร์ตของทรานซิสเตอร์ การหาค่า R_3 และ R_4 จึงเป็นการหาค่า R_3 หรือ R_4 ซึ่งเมื่อนำมาต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์แล้วจะทำให้ $|\Gamma_{in}|$ มีขนาดน้อยกว่า 1 กล่าวคือ การหาค่า R_3 ก็จะพิจารณาทำนองเดียวกันกับการหาค่า R_2 ส่วนการหาค่า R_4 ก็มีหลักการพิจารณาเช่นเดียวกันกับการหาค่า R_1 นั้นเอง แต่ต่างกันตรงที่ว่า การหาค่าความต้านทานทั้งสองนี้เราจะอาศัย Output Stability circle แทนที่จะเป็น Input Stability circle และจากหลักการที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงให้เห็นได้ดังรูปที่ 5.12 โดยจะเห็นว่าค่า R_{in}' คือ ค่า R_1 ส่วนค่า R_2 หาได้จาก $R_2 = 1/G_{in}'$ และการหาค่า R_3 และ R_4 ก็จะพิจารณา

ในทำนองเดียวกัน และโปรแกรมย่อยที่ใช้หาค่า R_1 คือ R1.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.15 ส่วนโปรแกรมย่อยที่ใช้หาค่า R_2 คือ R2.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.12 แสดงการหาค่าความต้านทานโหลดคงโดยอาศัย Stability circle

โปรแกรมย่อย : R1.m

คำอธิบาย : หาค่า R_1 ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและทำให้ได้ค่า

Stern factor ของวงจรขยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4 โดยอาศัยสมการ Input Stability circle และสมิทชาร์ต

ตัวแปรอินพุต : ค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์

ตัวแปรเอาต์พุต : ค่าความต้านทานโหลดคง R_1

แนวคิด

ดังคำอธิบายในหัวข้อ 5.2.2 และมีแผนผังลำดับงานของโปรแกรมหาดังรูปที่ 5.15

โปรแกรมย่อย : R2.m

คำอธิบาย : หาค่า R_2 ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขและทำให้ได้ค่า

Stern factor ของวงจรขยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" มีค่ามากกว่า 4 โดยอาศัยสมการ Input Stability circle และสมิทชาร์ต

ตัวแปรอินพุต : ค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์

ตัวแปรเอาต์พุต : ค่าความต้านทานโหลดคง R_2

แนวคิด

ดังกล่าวอธิบายในหัวข้อ 5.2.2 และมีแผนผังลำดับงานของโปรแกรมดังรูปที่ 5.16

โปรแกรมย่อย : COMPOSITE.m

คำอธิบาย : ใช้ในการหาค่า S พารามิเตอร์รวมที่เกิดจากการต่อทรานซิสเตอร์ร่วมกับตัวต้าน

ทาน Shunt feedback และตัวต้านทาน โหลดคิง ดังรูปที่ 5.13

ตัวแปรอินพุต : ค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ค่าความต้านทาน Shunt feedback และค่าความต้านทาน โหลดคิง

ตัวแปรเอาต์พุต : S พารามิเตอร์รวม

หมายเหตุ

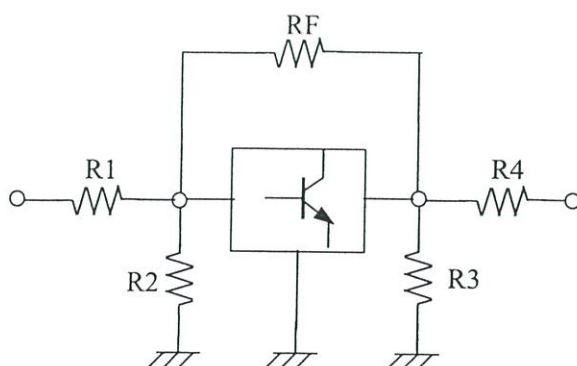
ในกรณีที่ผู้ใช้เลือกที่จะไม่ป้อนค่าเสถียรภาพโปรแกรมจะกำหนดค่าให้กับตัวต้านทานสำหรับปรับค่าเสถียรภาพดังนี้

$$R1 = 1e-6 \quad R2 = 10e6 \quad R3 = 10e6 \quad R4 = 1e-6 \quad RF = 10e6$$

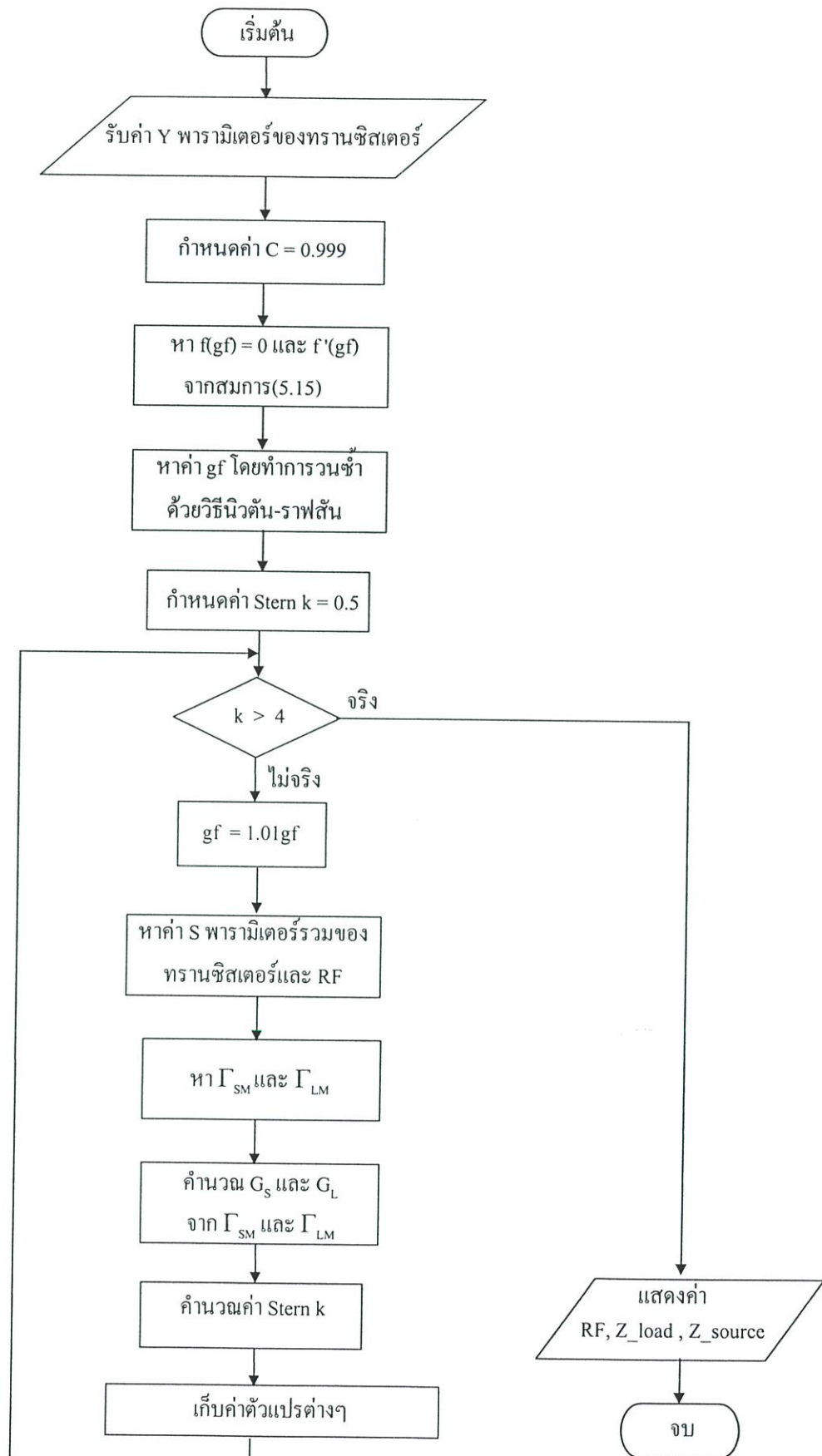
แนวคิด

การคำนวณค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตที่รวมเอา $R1$ ถึง $R4$ เข้ากับทรานซิสเตอร์จะใช้คุณสมบัติของ ABCD พารามิเตอร์เข้ามาช่วย กล่าวคือ เริ่มต้นจากการแปลงพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ซึ่งอาจอยู่ในรูปของ S หรือ Y พารามิเตอร์ให้เป็น ABCD พารามิเตอร์แล้วนำมาคูณกับ ABCD ของ $R1$ ถึง $R4$ ได้ผลลัพธ์เป็นค่า ABCD พารามิเตอร์รวม หลังจากนั้น แปลงค่า ABCD พารามิเตอร์ให้เป็น S พารามิเตอร์เพื่อใช้ในการคำนวณต่อไป

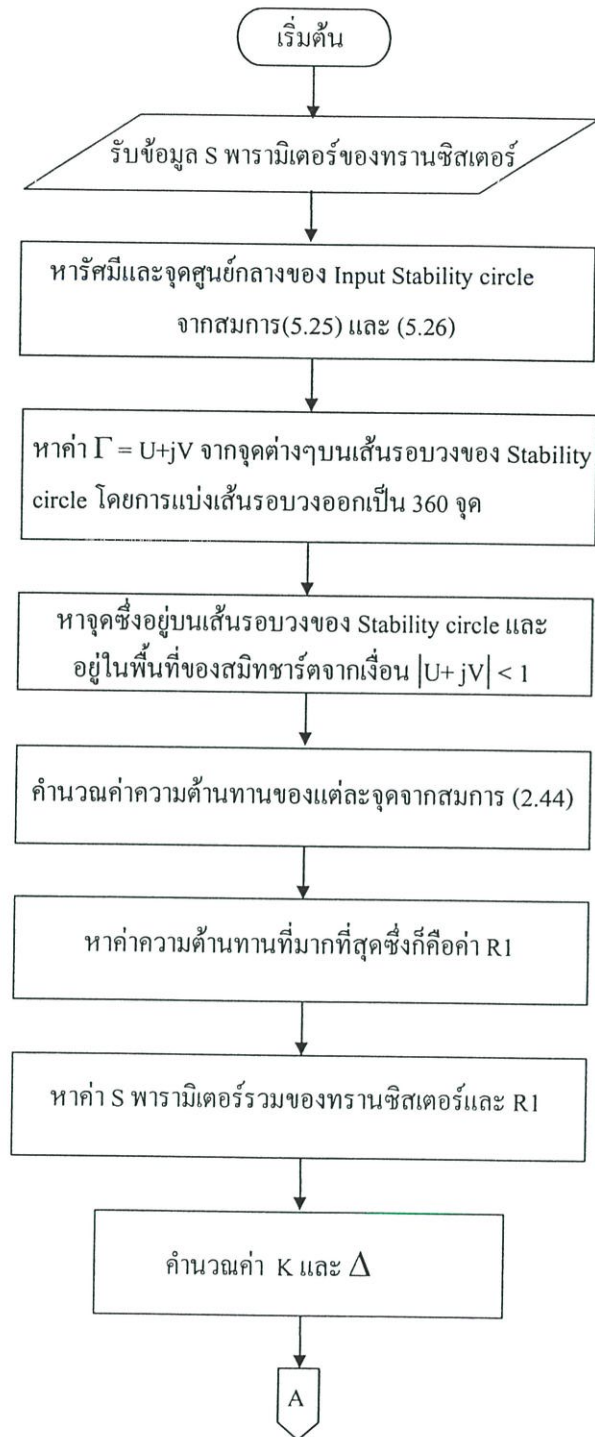
ส่วนการคำนวณพารามิเตอร์รวมของทรานซิสเตอร์และความต้านทาน Shunt feedback (RF) จะทำได้โดยการนำ Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์และ Y พารามิเตอร์ของ RF บวกกัน จากนั้นแปลง Y พารามิเตอร์ที่ได้ให้เป็น S พารามิเตอร์ และจากหลักการที่กล่าวมานี้ จึงทำให้โปรแกรม COMPOSITE.m มีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.17



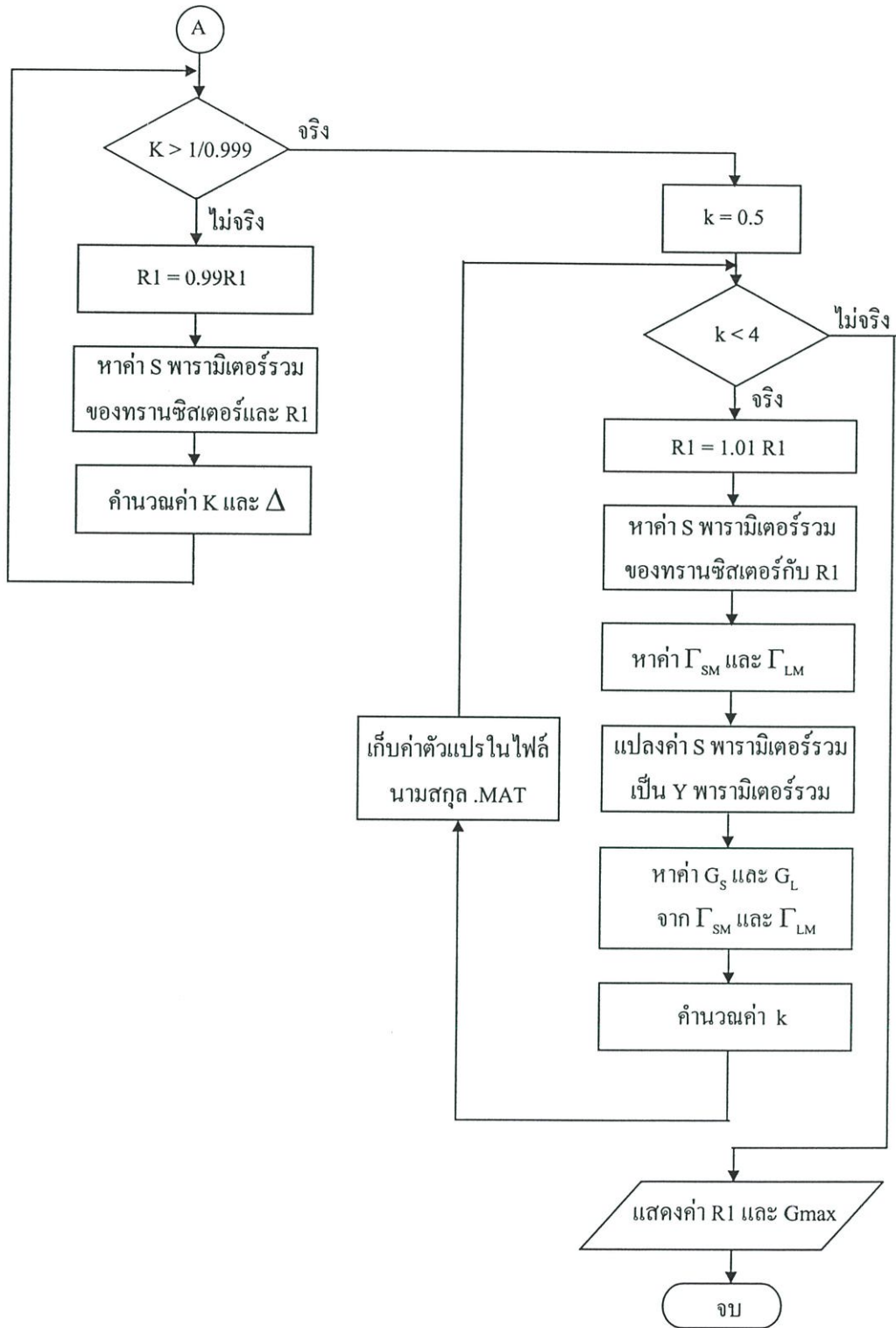
รูปที่ 5.13 แสดงส่วนประกอบที่ใช้ในการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์



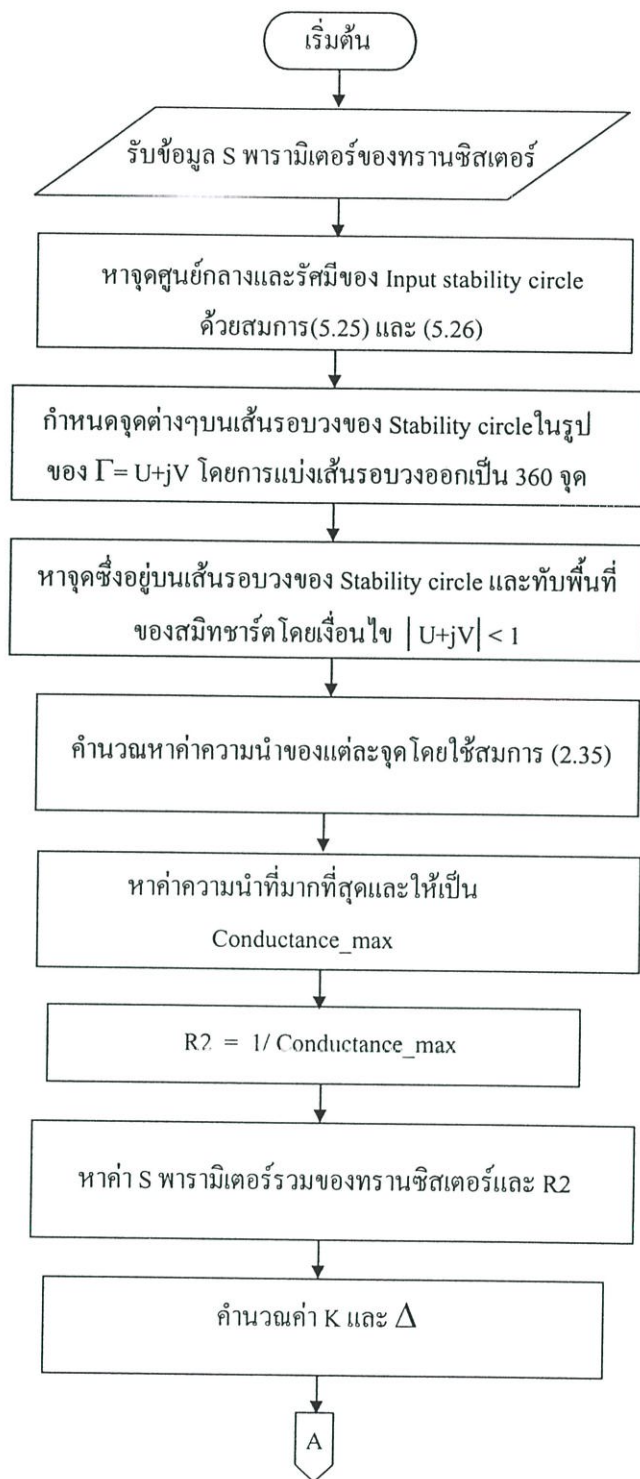
รูปที่ 5.14 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Shunt.m



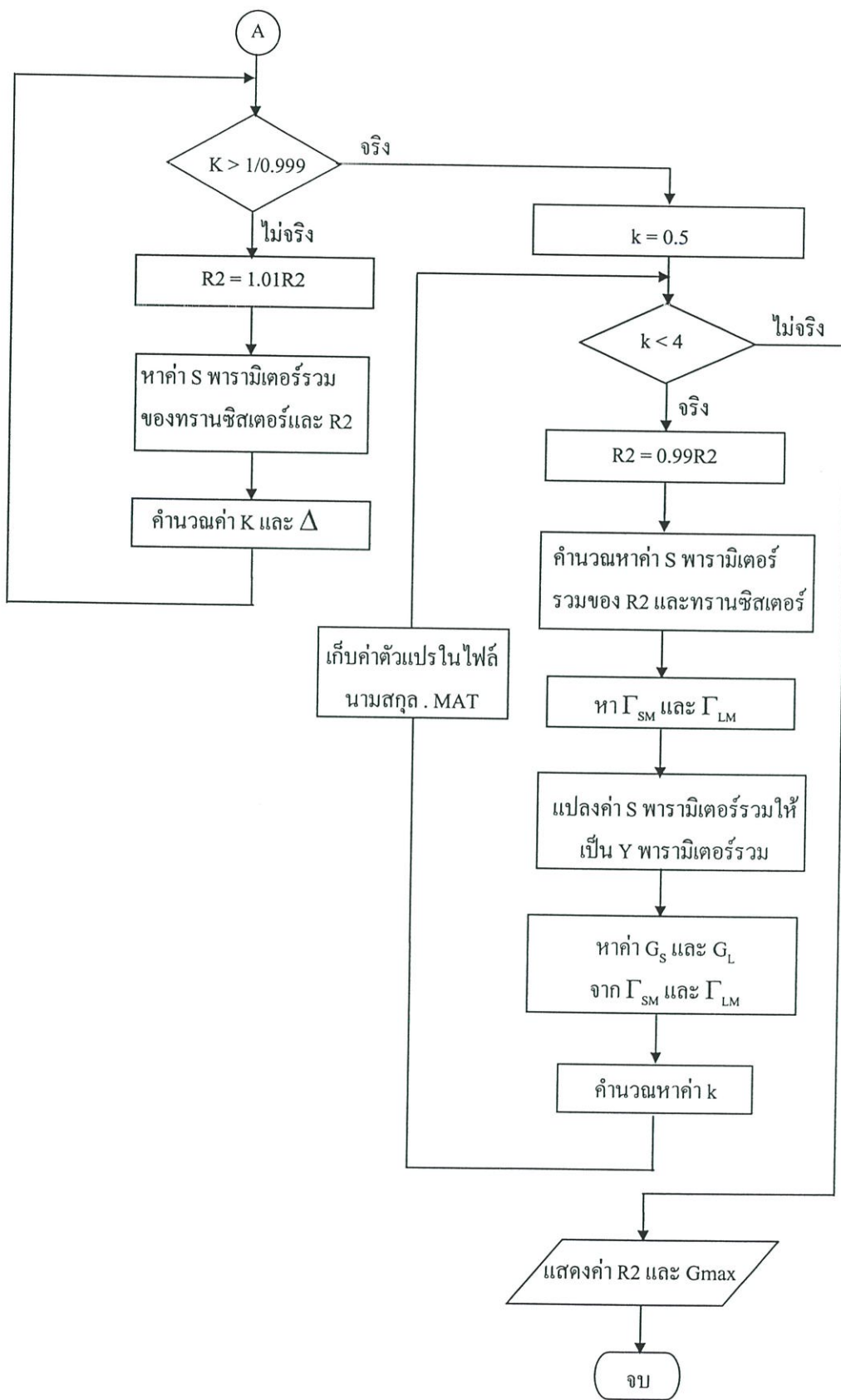
รูปที่ 5.15 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย R1.m



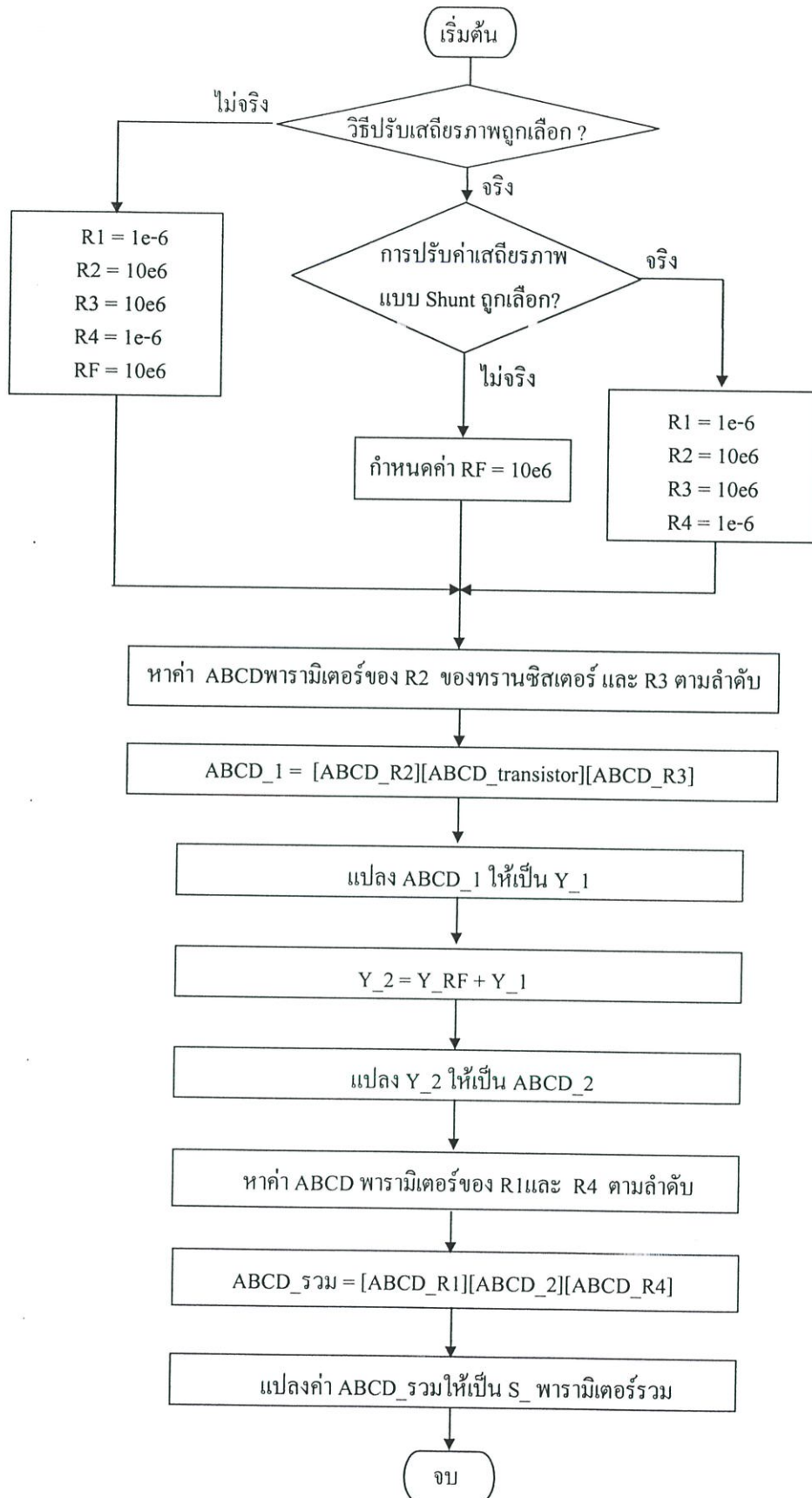
รูปที่ 5.15 (ต่อ)



รูปที่ 5.16 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย R2.m



รูปที่ 5.16 (ต่อ)



รูปที่ 5.17 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย COMPOSITE.m

5.3 ส่วนของการคำนวณอัตราขยายกำลัง

โปรแกรมส่วนนี้จะใช้ในการคำนวณหาค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้ได้อัตราขยายกำลังตามที่ผู้ใช้กำหนด สำหรับหลักการและโครงสร้างของโปรแกรมในส่วนนี้จะแบ่งการคำนวณอัตราขยายกำลังออกเป็น 2 ลักษณะ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ดังนี้

- 1) กรณีทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข (ซึ่งรวมถึงกรณีที่ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขที่เกิดจากการปรับค่าเสถียรภาพแล้ว) ทำให้สามารถเลือกวิธีการออกแบบเพื่อให้ได้อัตราขยายกำลังที่กำหนดได้ 3 ลักษณะคือ
 - ก. เลือกค่าอัตราขยายกำลังสูงสุดที่เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" ซึ่งการคำนวณจะอาศัยสมการ (3.53) ถึง (3.58) ในหัวข้อ 3.5
 - ข. เลือกค่าอัตราขยายกำลังที่มีค่าต่ำกว่าอัตราขยายกำลังสูงสุด ซึ่งคำนวณโดยอาศัยนิยามของ Operating power gain และ Available power gain เพื่อที่จะเลือกทำมิสมแมตซ์ (Mismatch) ทางด้านอินพุตหรือเอาต์พุตเพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายกำลังตามที่ต้องการ
 - ค. เลือกค่าอัตราขยายกำลังที่มีค่าต่ำกว่าอัตราขยายกำลังสูงสุด ซึ่งใช้วิธีการปรับค่าการป้อนกลับแบบลบจนกระทั่งได้ค่าอัตราขยายกำลังตามที่ต้องการ(ใช้ได้กรณีของวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมเท่านั้น)
- 2) กรณีทรานซิสเตอร์มีโอกาสเกิดการออสซิลเลต

เราสามารถออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายกำลังสูงกว่ากรณีที่ 1) แต่ไม่เกินค่า MSG (Maximum Stable Gain) ซึ่งมีค่าเท่ากับ $|S_{21}|/|S_{12}|$ โดยในโปรแกรม AmpDe.m ที่เขียนขึ้นได้จำกัดค่าไว้ให้ต่ำกว่า MSG อยู่ 2 เดซิเบล เนื่องจาก ถ้าเราเลือกออกแบบวงจรให้มีค่าอัตราขยายกำลังเข้าใกล้ MSG หรือมากกว่า จะส่งผลให้ได้ค่า Γ_S และ Γ_L ซึ่งมีความยากลำบากในการออกแบบและเสี่ยงต่อการออสซิลเลต[16]หากค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์เปลี่ยนไปไม่ว่าจะด้วยเหตุใดก็ตาม สำหรับการคำนวณหาค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้ได้ค่าอัตราขยายกำลังตามที่กำหนดจะอาศัยนิยามของ Operating power gain และ Available power gain เช่นเดียวกับกรณีที่ 1ข. ซึ่งความแตกต่างระหว่าง Operating power gain และ Available power gain พอจะจำแนกให้เห็นได้พอสังเขปดังนี้

- ก. จากนิยามของ Operating power gain (G_p) เราจะพบว่า G_p เป็นฟังก์ชันของ Γ_L และค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์[16] ดังนั้น การออกแบบโดยอาศัยนิยามตัวนี้จึงเป็นการเลือกค่า Γ_L เพื่อให้ได้อัตราขยายกำลังตามที่ต้องการ และถ้าเราเลือกให้ $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ จะส่งผลให้ค่า $VSWR_{in}$ ซึ่งหมายถึง ค่า VSWR ทางด้านอินพุตพอร์ตมีค่าเท่ากับ 1 แต่ $VSWR_{out}$ มีค่ามากกว่า 1 ทั้งนี้เนื่องจาก เราได้เลือกที่จะทำมิสมแมตซ์ทางด้านเอาต์พุตเพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายกำลังตามที่ต้องการ นั่นเอง

ข. จากนิยาม Available power gain(G_A) เราจะพบว่า G_A เป็นฟังก์ชันของ Γ_S และ S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์[16] ดังนั้นการออกแบบโดยอาศัยนิยามของ G_A จึงเป็นการเลือกค่า Γ_S เพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายกำลังตามที่ต้องการ และถ้าเราเลือกให้ค่า $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ จะส่งผลให้ได้ค่า $VSWR_{out}$ มีค่าเท่ากับ 1 แต่ $VSWR_{in}$ จะมีค่ามากกว่า 1 ซึ่งมีสาเหตุมาจากการที่เราทำมิสมแมตซ์ทางด้านอินพุตเพื่อให้ได้อัตราขยายกำลังตามที่ต้องการ นั่นเอง และมีจุดที่น่าสนใจคือ การออกแบบโดยอาศัยนิยามของ G_A นี้จะเหมาะกับการออกแบบวงจรขยายที่ต้องการประสิทธิภาพเชิงสัญญาณรบกวน(Noise performance) กล่าวคือ เราสามารถเลือกค่า Γ_S เพื่อให้ค่า Noise figure ต่ำที่สุดได้

จากการออกแบบวงจรขยายโดยอาศัยนิยามของ G_p และ G_A ดังกล่าว อาจพบว่าผลลัพธ์ที่ได้ยังไม่เป็นที่น่าพอใจ เนื่องจากจะทำให้ได้ $VSWR$ ด้านใดด้านหนึ่งของวงจรมีค่าสูง ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงนิยมที่จะเลือกทำมิสมแมตซ์ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต เพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายกำลังตามที่ต้องการพร้อมทั้งทำให้ได้ค่า $VSWR$ ในแต่ละด้านไม่สูงมากนัก[16] ซึ่งวิธีการนี้จะไม่กล่าวถึงในที่นี้ และโปรแกรมย่อยที่ใช้ในการคำนวณอัตราขยายคือ GAIN.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานแสดงได้ดังรูปที่ 5.18 สำหรับวิธีการออกแบบวงจรขยายให้ได้อัตราขยายกำลังโดยอาศัยนิยามของ Operating power gain และ Available power gain จะมีวิธีการโดยสังเขปดังนี้[16]

5.3.1 การออกแบบโดยอาศัยสมการ G_p

ในกรณีทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข เราสามารถกำหนดค่าอัตราขยายกำลังได้ดังขั้นตอนต่อไปนี้

- 1) จากค่า G_p และ S พารามิเตอร์นำมาคำนวณหา Constant operating power-gain circle ซึ่งมีจุดศูนย์กลาง (C_p)

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (5.27)$$

และรัศมี

$$r_p = \frac{[1 - 2K|s_{12}s_{21}|g_p + |s_{12}s_{21}|^2 g_p^2]^{\frac{1}{2}}}{|1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (5.28)$$

เมื่อ

$$g_p = G_p / |s_{21}|^2 \text{ และ } C_2 = s_{22} - \Delta s_{11}^* \quad (5.29)$$

- 2) เลือกค่า Γ_L จากจุดบน Constant operating power-gain circle โดยมีข้อสังเกตว่าจุดทุกจุดบนวงกลมจะทำให้ได้ G_p มีค่าเท่ากัน และค่า Γ_L ที่เราเลือกจะถูกนำไปใช้ในการคำนวณค่า Γ_{in} จากสมการ

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.42)$$

จากนั้นเราสามารถหาค่า Γ_s ได้โดยให้

$$\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$$

ซึ่งจะทำให้ได้ $VSWR_{in} = 1$ และ $G_p = G_T$

3) จาก $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ นำไปคำนวณค่า Γ_{out} จากสมการ

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (3.43)$$

4) ค่า Γ_{out} ที่ได้ นำไปหาค่า $VSWR_{out}$ จากสมการ

$$VSWR_{out} = \frac{1 + |\Gamma_b|}{1 - |\Gamma_b|} \quad (5.30)$$

$$\text{เมื่อ} \quad |\Gamma_b| = \left| \frac{\Gamma_{out} - \Gamma_L^*}{1 - \Gamma_{out}\Gamma_L} \right| \quad (5.31)$$

จากขั้นตอนที่แสดงข้างต้นจะเห็นว่า ที่ค่าอัตราขยายกำลังค่าหนึ่งจะทำให้เกิดค่า $VSWR_{out}$ ได้หลายค่า(จากการเลือกค่า Γ_L หลายจุด)ในขณะที่ $VSWR_{in} = 1$ (เนื่องจากเราให้ $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$) ฉะนั้น เพื่อให้ได้ $VSWR_{out}$ มีค่าต่ำสุด เราจึงใช้วิธีการกำหนดสมการของ Γ_L ใหม่ให้อยู่ในรูป $\Gamma_L = C_p + V_p e^{j\theta}$ เพื่อที่จะทำการวนซ้ำโดยเปลี่ยนค่า Γ_L ผ่านการเปลี่ยนค่า θ และหาค่า $VSWR_{out,min}$ ออกมา(โดยที่ยังไม่มีการนำเอาเรื่อง Noise figure เข้ามาพิจารณาจึงกำหนดให้ $VSWR_{in} = 1$) แต่ถ้าพบว่า $VSWR_{out}$ มีค่าไม่น่าพอใจ เนื่องจากความจริงที่ว่า $VSWR_{out}$ จะมีค่าเปลี่ยนแปลงต่อการย้ายตำแหน่งของ Γ_s ไม่มากนัก เราก็อาจทำการมีสแมตซ์ทางด้านอินพุต (นั่นคือ $\Gamma_s \neq \Gamma_{in}^*$) เพื่อให้ $VSWR_{out}$ มีค่าเป็นที่น่าพอใจได้

สำหรับการออกแบบโดยอาศัยนิยามของ G_p ในกรณีทรานซิสเตอร์มีโอกาซออสซิลเลต เราจะต้องวาด Output stability circle ก่อนแล้วเลือกค่า Γ_L ที่อยู่ในสมิทชาร์ตและอยู่นอก Output stability circle และหลังจากคำนวณจนได้ค่า Γ_s แล้วเราก็ต้องวาด Input stability circle เพื่อตรวจสอบว่า Γ_s ที่หาได้นั้นอยู่ในพื้นที่ของ Input stability circle หรือไม่ ซึ่งถ้า Γ_s ที่ได้เข้าไปอยู่ในพื้นที่ของ Input stability circle เราต้องทำการเลือกค่า Γ_L ค่าอื่นหรือลดค่าอัตราขยายกำลังลงเพื่อให้ได้ Γ_s ที่อยู่นอกพื้นที่ของ Input stability circle สำหรับโปรแกรมย่อยที่ใช้ในการคำนวณคือ GP.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.19

5.3.2 การออกแบบโดยอาศัยสมการ G_A

เมื่อทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขเราสามารถกำหนดค่าอัตราขยายกำลังได้ดังขั้นตอนต่อไปนี้

- 1) จากค่าอัตราขยายกำลังที่ผู้ใช้กำหนดทำให้ได้ค่า G_A และสามารถวาด Constant Available gain circle โดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$g_a = \frac{G_A}{|s_{21}|^2} \quad (5.32)$$

$$C_a = \frac{g_a C_1^*}{1 + g_a(|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (5.33)$$

$$r_a = \frac{\left[1 - 2K|s_{12}s_{21}|g_a + |s_{12}s_{21}|^2 g_a^2\right]^{\frac{1}{2}}}{|1 + g_a(|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (5.34)$$

เมื่อ $C_1 = s_{11} - \Delta s_{22}^*$

- 2) เลือกค่า Γ_s บน Constant gain circle
3) จาก Γ_s ในข้อ 2) คำนวณหา Γ_{out} จาก

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_s}{1 - s_{11}\Gamma_s} \quad (3.43)$$

- 4) ให้ $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ จะได้ $VSWR_{out} = 1$ และนำไปหาค่า

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \quad (3.42)$$

- 5) หาค่า $VSWR_{in}$ จากสูตร

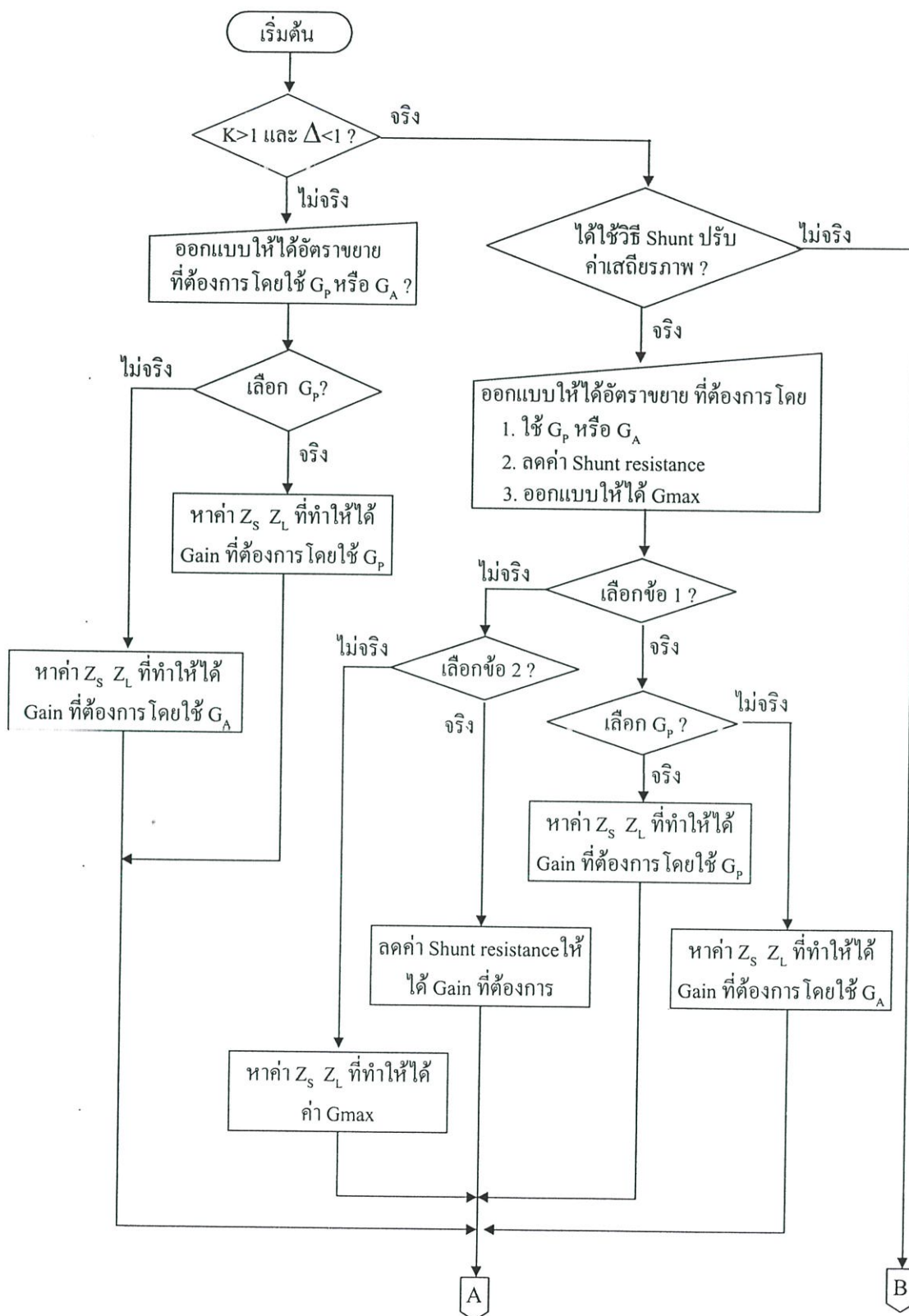
$$VSWR_{in} = \frac{1 + |\Gamma_a|}{1 - |\Gamma_a|} \quad (3.43)$$

เมื่อ $|\Gamma_a| = \left| \frac{\Gamma_{in} - \Gamma_s^*}{1 - \Gamma_{in}\Gamma_s} \right| \quad (3.44)$

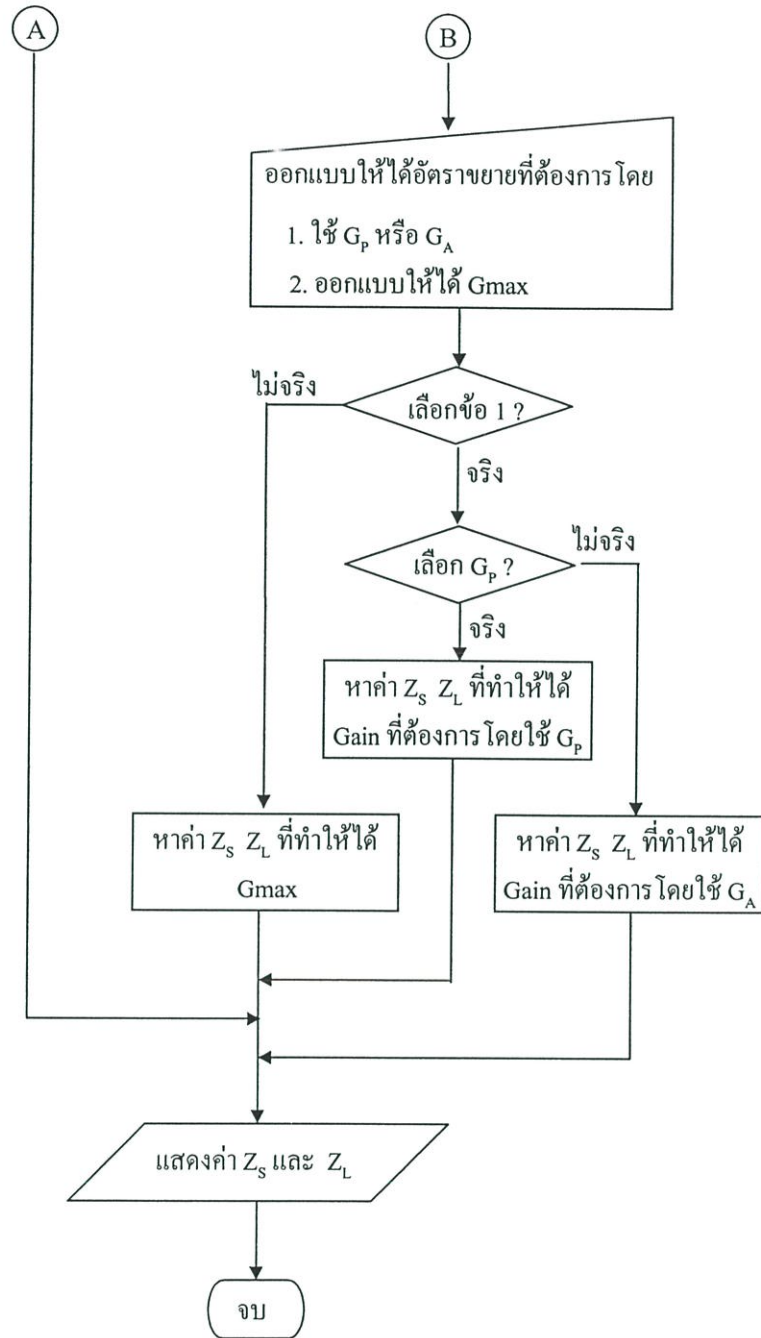
จากการออกแบบวงจรถบายโดยอาศัยนิยาม Available power gain circle จะเห็นว่า เมื่อเราให้ $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ จะทำให้ได้ $VSWR_{out} = 1$ และด้วยเหตุนี้จึงทำให้ค่า $VSWR_{in}$ ขึ้นอยู่กับการเลือก Γ_s ตั้งแต่ต้น ซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนแปลงต่อการย้ายตำแหน่งของ Γ_s บน Constant gain circle ไม่มากนัก นั่นหมายความว่า การย้ายตำแหน่งหรือจุดบน Constant gain circle จะส่งผลต่อ $VSWR_{in}$ เมื่อเรากำหนดให้ $VSWR_{out} = 1$ (โดยการกำหนดให้ $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$) ไม่มากนัก และไม่สามารถทำให้ได้ค่า $VSWR_{in}$ ตามที่เราต้องการ ซึ่งเราอาจแก้ปัญหานี้ได้โดยการทำมิสแมตซ์ทางด้านเอาต์พุต กล่าวคือ เลือกให้ $\Gamma_L \neq \Gamma_{out}^*$ ซึ่งจะส่งผลให้ $VSWR_{out} \neq 1$ แต่จะทำให้ได้ $VSWR_{in}$ มีค่าลดน้อยลงได้อย่างมาก

สำหรับการออกแบบโดยอาศัยนิยามของ G_A ในกรณีทรานซิสเตอร์มีโอกาซออสซิลเลต เราจะต้องวาด Input stability circle ก่อนและเลือกค่า Γ_s บน Constant gain circle ที่อยู่ภายในสมิทชาร์ตและอยู่นอก Input stability circle และหลังจากคำนวณจนได้ค่า Γ_L แล้วเราก็ต้องวาด Output stability circle เพื่อตรวจสอบว่า Γ_L ที่ได้นั้นอยู่ในพื้นที่ของ Output stability circle หรือไม่ ซึ่งถ้า Γ_L ที่ได้เข้าไปอยู่ในพื้นที่ของ Output stability circle เราต้องกลับไปทำการ

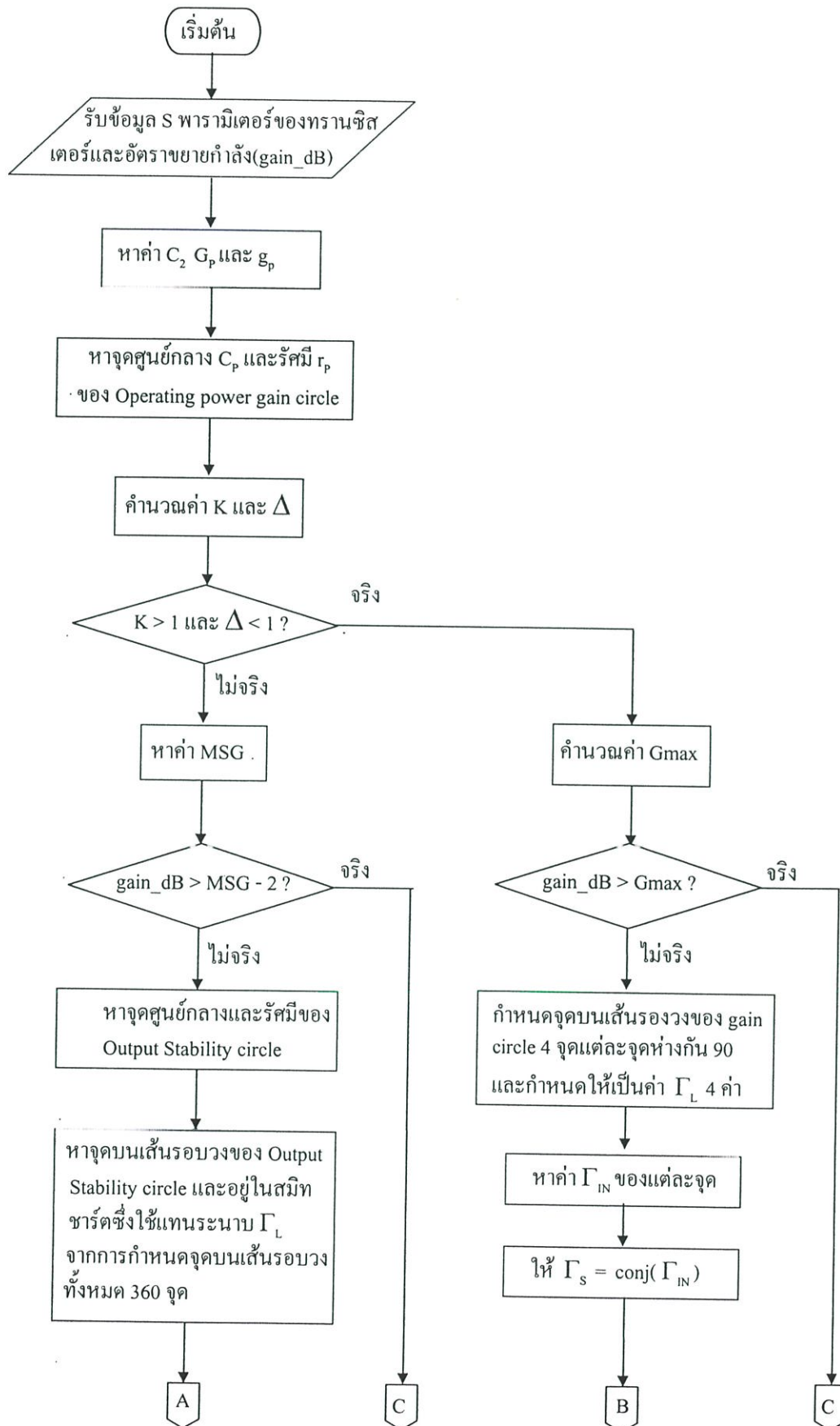
เลือกค่า Γ_s ค่าอื่นหรือลดค่าอัตราขยายกำลังลง สำหรับโปรแกรมย่อยที่ใช้ในการคำนวณ คือ GA.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานแสดงดังรูปที่ 5.20



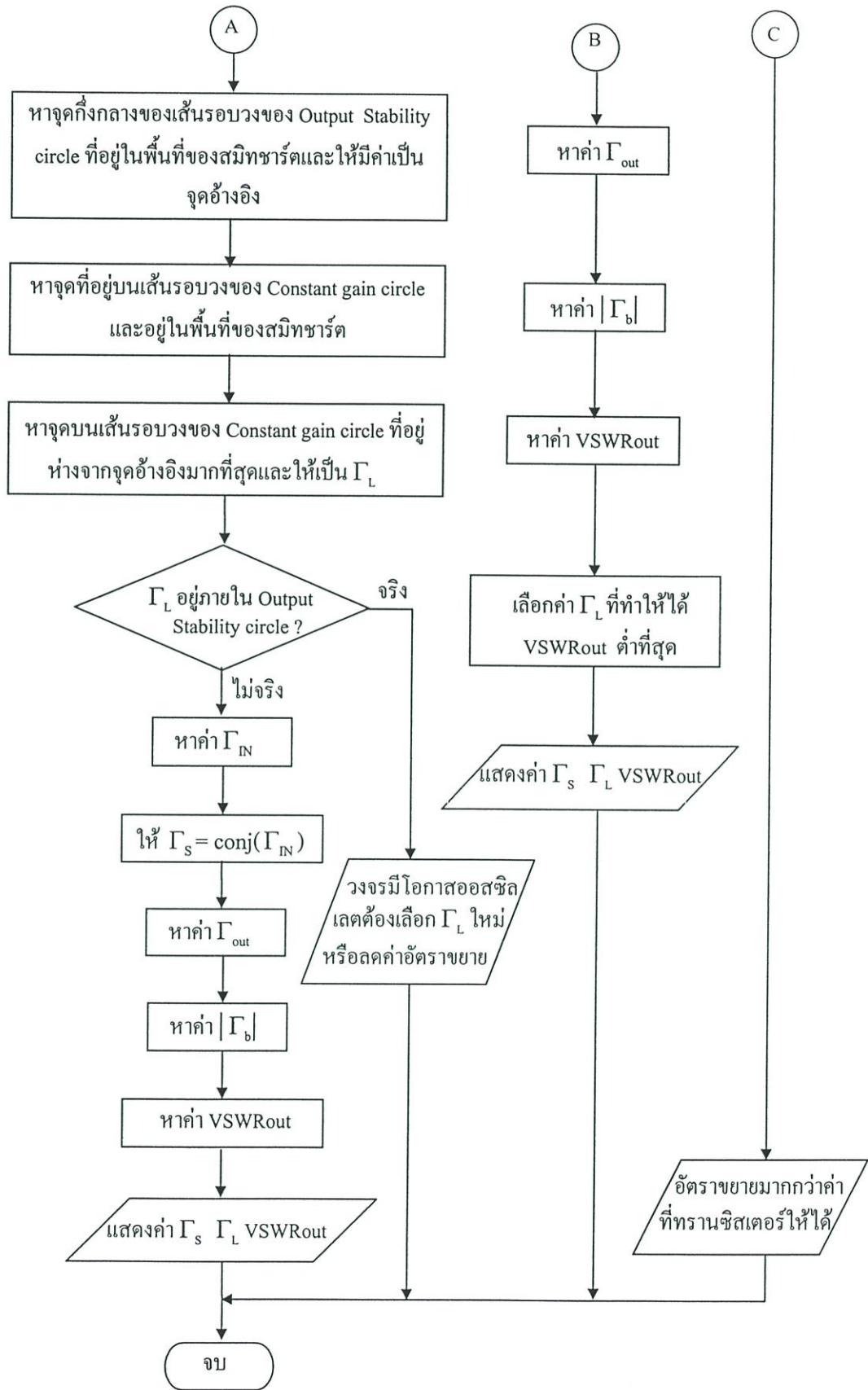
รูปที่ 5.18 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย GAIN.m



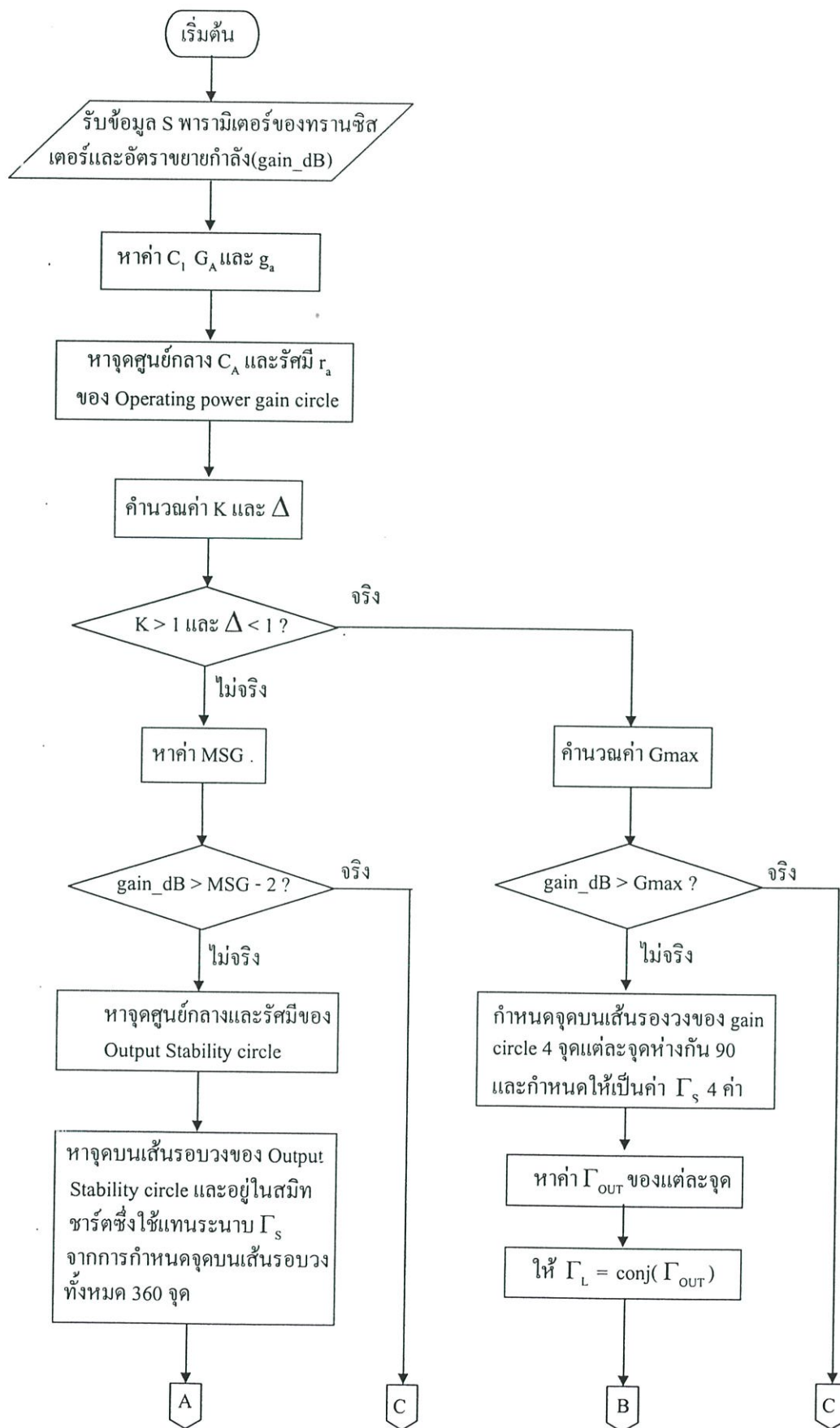
รูปที่ 5.18 (ต่อ)



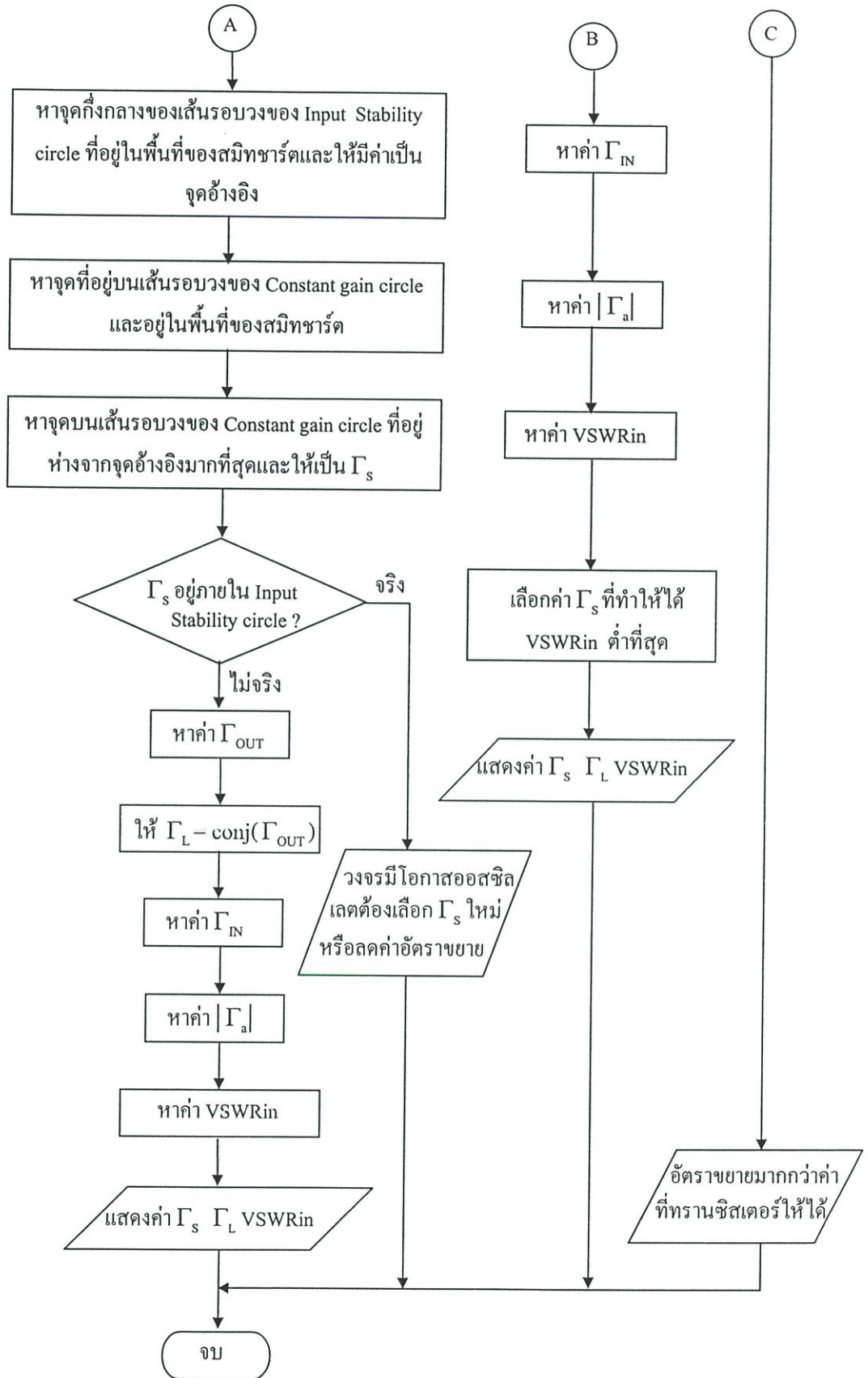
รูปที่ 5.19 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย GP.m



รูปที่ 5.19 (ต่อ)



รูปที่ 5.20 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย GA.m



รูปที่ 5.20 (ต่อ)

5.4 ส่วนของการคำนวณหาองค์ประกอบปรับค่าแบนด์วิดท์และแมตชิงอิมพีแดนซ์

5.4.1 ส่วนของการคำนวณหาองค์ประกอบปรับค่าแบนด์วิดท์

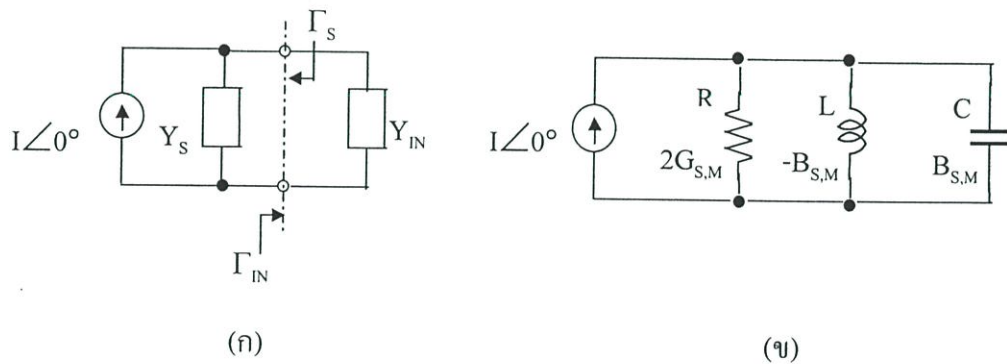
เนื่องจากการกำหนดค่าแบนด์วิดท์รวมของวงจรขยายสามารถกระทำได้ 2 ทางคือ

- 1) โดยการกำหนดค่า Q ของวงจรแมตชิงซึ่งจะทำให้ได้วงจรโดยรวมที่มีแบนด์วิดท์แคบกว่าค่า inherent bandwidth ของวงจรขยาย โดยที่ค่า inherent bandwidth หาได้จากค่า $Z_{S(opt)}$ และ $Z_{L(opt)}$ ดังจะได้แสดงให้เห็นต่อไป
- 2) ใช้วิธีต่อตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปยังพอร์ตอินพุตและหรือเอาต์พุตของวงจรขยายที่เราต้องการปรับค่าแบนด์วิดท์ ซึ่งวิธีการนี้จะใช้ได้ก็ต่อเมื่อวงจรขยายถูกออกแบบให้เกิดเงื่อนไข "Simultaneous conjugate match" เท่านั้น และเช่นเดียวกับกรณีที่ 1) คือเราไม่สามารถได้ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรขยายที่มีค่ามากกว่าค่า inherent bandwidth ของวงจรได้

สำหรับโปรแกรมที่เขียนขึ้นจะรองรับการปรับค่าแบนด์วิดท์โดยใช้วิธีการในข้อ 2) เท่านั้น โดยมีแนวคิดในการเขียนโปรแกรมดังนี้ คือ

แนวคิด[16]

จากการที่สถานะคอนจูเกตแมตซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตจะเกิดขึ้นจริงเพียงแก่หนึ่งความถี่ และเหตุนี้เองที่ทำให้อัตราขยายกำลังของวงจรขยายเปลี่ยนค่าตามความถี่ ซึ่งเป็นผลมาจากการที่วงจรแมตชิงและพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์เปลี่ยนค่าตามความถี่นั่นเอง ในการพิจารณาแบนด์วิดท์ของวงจรขยายทางด้านอินพุตเราจะใช้รูปที่ 5.21 ดังนี้



รูปที่ 5.21 แสดงค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรขยายทางด้านอินพุตเมื่อเกิดเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์

จากรูปที่ 5.21(ก) เมื่อเกิดเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์ จะได้

$$\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* \quad \text{หรือ} \quad Y_S = Y_{IN}^*$$

$$Y_{in} = G_{s,M} + jB_{s,M} \quad (5.35)$$

$$Y_S = G_{s,M} - jB_{s,M} \quad (5.36)$$

จากสมการ (5.35) และ (5.36) ทำให้เขียนวงจร ได้ดังรูปที่ 5.21(ข)

เมื่อค่า $G_{S,M}$ และ $B_{S,M}$ ก็คือ ค่าความนำและค่าชั้สเซปแดนซ์ภายใต้เงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์ จากรูปที่ 5.21 เราจะหาค่า Inherent Bandwidth $(BW)_{IN}^i$ ได้จาก

$$(BW)_{IN}^i = \frac{f_o}{Q_{IN}} \quad \text{เฮิร์ตซ์} \quad (5.37)$$

เมื่อ f_o คือ ค่าความถี่ที่เกิดเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์ และ Q_{IN} คือ ค่า Q ของวงจรรูปที่ 5.21(ข) ซึ่งมีค่าเป็น

$$Q_{IN} = \omega_o RC = \frac{R}{\omega_o L} \quad (5.38)$$

เมื่อ $\omega_o = 2\pi f_o = 1/\sqrt{LC}$ แทนค่าในสมการ (5.37) จะได้

$$(BW)_{IN}^i = \frac{2f_o G_{S,M}}{|B_{S,M}|} \quad \text{เฮิร์ตซ์} \quad (5.39)$$

เมื่อ $R = 1/2G_{S,M}$ และ $|B_{S,M}| = \omega_o C = 1/\omega_o L$

และในทำนองเดียวกันทำให้ได้ Inherent Bandwidth ทางด้านเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$(BW)_{OUT}^i = \frac{2f_o G_{L,M}}{|B_{L,M}|} \quad \text{เฮิร์ตซ์} \quad (5.40)$$

เมื่อ $Y_L = Y_{OUT}^*$

และจากความจริงที่ว่า Inherent Bandwidth ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตจะมีค่าไม่เท่ากันและค่าน้อยกว่าจะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์รวมของวงจรและเราสามารถทำให้แบนด์วิดท์ของวงจรมีค่าลดลงได้โดยการเพิ่มค่า Q ของวงจร และเมื่อพิจารณาสมการ(5.38) จะเห็นว่าเราสามารถเพิ่มค่า Q ได้โดยการเพิ่มค่าความจุหรือลดค่าความเหนี่ยวนำ ซึ่งขึ้นอยู่กับว่า ค่าชั้สเซปแดนซ์ที่มองเข้าไปในพอร์ตของวงจรขยายที่กำลังพิจารณาอยู่จะเป็นอะไร เช่น ถ้า Y_{IN} ที่มองเข้าไปมีค่าเป็นคาปาซิทีฟชั้สเซปแดนซ์ เราสามารถเพิ่มค่า Q ได้โดยการเพิ่มค่าความจุเข้าไปอีก แต่ถ้าค่า Y_{IN} ที่มองเข้าไปมีค่าเป็นอินดักทีฟชั้สเซปแดนซ์ เราก็สามารถเพิ่มค่า Q ได้โดยการต่อตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปเพื่อขนานกับค่าความเหนี่ยวนำที่มีอยู่ในพอร์ตของทรานซิสเตอร์ เป็นต้น

พิจารณากรณีที่ Y_{IN} ที่มองเข้าไปในวงจรมีค่าเป็นคาปาซิทีฟชั้สเซปแดนซ์ ดังสมการ

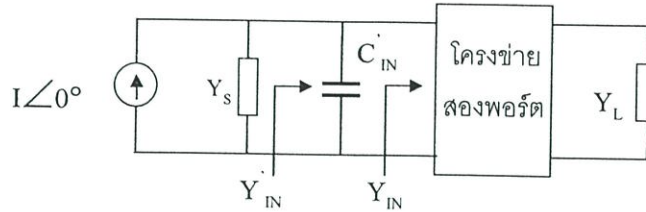
$$Y_{IN} = G_{IN,M} + jB_{IN,M} \quad (5.41)$$

ถ้าเราเพิ่มค่า C' เข้าไปดังรูปที่ 5.22 จะทำให้ได้

$$Y'_{IN} = Y_{IN} + j\omega_o C'_{IN} \quad (5.42)$$

และเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$Y_s = (Y'_{IN})^* \quad (5.43)$$



รูปที่ 5.22 แสดงการเพิ่มตัวเก็บประจุเพื่อปรับแบนด์วิดท์ทางด้านอินพุต

ดังนั้น

$$G_{s,M} = G_{IN,M} \quad (5.44)$$

และ

$$B_{s,M} = -(B_{IN,M} + \omega_o C'_{IN}) \quad (5.45)$$

ทำให้ได้แบนด์วิดท์ที่อินพุตพอร์ตมีค่าเป็น

$$(BW)_{IN} = \frac{2f_o G_{s,M}}{B_{IN,M} + \omega_o C'_{IN}} \quad (5.46)$$

หาค่า C'_{IN} ในรูปของค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการจะได้

$$C'_{IN} = \frac{B_{IN,M}}{\omega_o} \left[\frac{(BW)_{IN}^i}{(BW)_{IN}} - 1 \right] \quad (5.47)$$

เมื่อ BW_{IN} คือ ค่าแบนด์วิดท์ทางด้านอินพุตพอร์ตที่เราต้องการ

และในทำนองเดียวกันจะได้สมการในการหาค่าความจุในการปรับค่าแบนด์วิดท์ทางด้านพอร์ตเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$C'_{OUT} = \frac{B_{OUT,M}}{\omega_o} \left[\frac{(BW)_{OUT}^i}{(BW)_{OUT}} - 1 \right] \quad (5.48)$$

เมื่อ BW_{OUT} คือ ค่าแบนด์วิดท์ทางด้านเอาต์พุตพอร์ตที่เราต้องการ

ส่วนกรณีที่เรามองค่า Y_{IN} เห็นเป็นอินดักทีฟรีซเซปแทนซ์ จะได้สมการในการหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการปรับแบนด์วิดท์ให้ได้ค่าตามที่ต้องการ คือ

$$L'_{IN} = \frac{1}{\omega_o |B_{IN,M}| \left[\frac{(BW)_{IN}^i}{(BW)_{IN}} - 1 \right]} \quad (5.49)$$

$$L'_{OUT} = \frac{1}{\omega_o |B_{OUT,M}| \left[\frac{(BW)_{OUT}^i}{(BW)_{OUT}} - 1 \right]} \quad (5.50)$$

มีข้อสังเกตว่า การใส่ตัวเก็บประจุหรือตัวเก็บประจุเข้าไปเพื่อปรับแบนด์วิดท์ของวงจรให้แคบกว่าค่า Inherent BW จะไม่กระทบต่อเงื่อนไขคอนจูเกตแมตซ์แต่อย่างใด ทั้งนี้เนื่องจาก ค่าความจุและค่าความเหนี่ยวนำที่เพิ่มเข้าไปนั้น จะถูกชดเชยโดยวงจรแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์ นั่นเอง

หนึ่ง ในกรณีที่เรารู้ค่าของวงจรรขยายที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ BW1 จำนวน n วงจรкасคเดียวกัน จะทำให้ได้ค่าแบนด์วิดท์รวมมีค่าเป็น

$$BW_n = BW1\sqrt{2^{1/n} - 1} \quad (5.51)$$

จากสมการ(5.51) จะสังเกตเห็นว่า ถ้าวงจรรขยายที่นำมาต่อкасคกันนั้นมีค่าแบนด์วิดท์ใกล้เคียงกัน ค่าแบนด์วิดท์รวมจะถูกกำหนดโดยค่าแบนด์วิดท์ของวงจรรขยายทั้งสองวงจร แต่ถ้าวงจรรขยายที่นำมาต่อкасคกันนั้นมีค่าแบนด์วิดท์แตกต่างกันมากๆ ค่าแบนด์วิดท์รวมจะถูกกำหนดโดยค่าแบนด์วิดท์ของวงจรรขยายซึ่งมีค่าน้อยกว่า(แคบกว่า) และจากแนวคิดดังกล่าวเราสามารถนำมาใช้ในการปรับค่าแบนด์วิดท์ของวงจรรขยายได้ กล่าวคือ ถ้า Inherent BW ของวงจรรขยายทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตมีค่าต่างกันไม่ถึง 10 เท่า เราจะต้องปรับให้แบนด์วิดท์ของวงจรรทั้งด้านอินพุตและเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ ค่าแบนด์วิดท์ที่เราต้องการ(Required BW) หารด้วย 0.644 แต่ถ้า Inherent BW ของวงจรรขยายทั้งสองด้านมีค่าต่างกันเกิน 10 เท่า เราจะใช้ค่า Inherent BW ที่น้อยกว่าในการคำนวณหาค่าอุปกรณ์เพื่อใช้ในการปรับค่าแบนด์วิดท์ของวงจรรให้มีค่าตามที่ต้องการ

โปรแกรมย่อยที่ใช้ในการคำนวณหาค่าอุปกรณ์ในการปรับค่าแบนด์วิดท์คือ BW.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานดังรูปที่ 5.23

5.4.2 การคำนวณหาค่าองค์ประกอบวงจรแมตซิง

จากหัวข้อ 2.3 ได้แสดงให้เห็นถึงการนำสมิทซาร์ตมาช่วยในการออกแบบวงจรแมตซิงไปแล้ว ในหัวข้อนี้เราจะอาศัยสมการของ สมิทซาร์ตในการเขียน โปรแกรมเพื่อหาค่าองค์ประกอบของวงจรแมตซิงชนิดตัวแอล ซึ่งสามารถที่จะหาค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการแมตซิงค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนทั้งสองฝั่งได้

แนวคิด

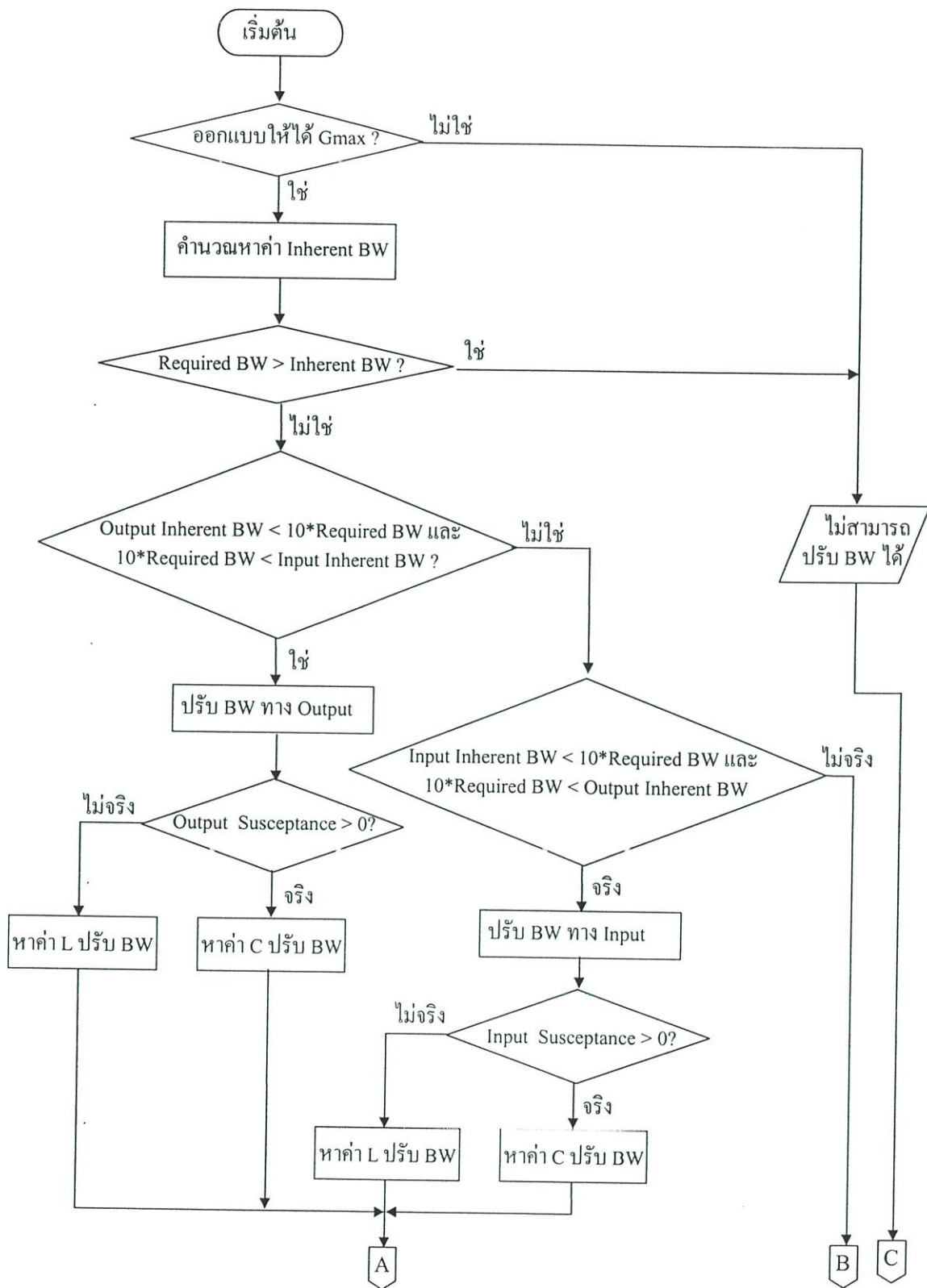
จากที่กล่าวแล้วว่าเส้นทางในการเชื่อมต่อระหว่างค่าอิมพีแดนซ์สองค่าบนสมิทซาร์ตที่ใช้ในการหาค่าองค์ประกอบวงจรแมตซิงจะต้องเดินไปตามเส้นของวงกลมความต้านทานคงที่ และวงกลมความนำคงที่ เราจึงสามารถนำสมการของวงกลมทั้งสองบนสมิทซาร์ตมาใช้ในการเขียน โปรแกรมหาค่าองค์ประกอบวงจรแมตซิงชนิดตัวแอลได้ดังนี้

สมมติว่าเราต้องการออกแบบวงจรแมตซิงชนิดตัวแอลเพื่อแมตซ์แหล่งกำเนิดสัญญาณที่มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $A + jB$ โอห์มกับ โหลดซึ่งมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ $M + jN$ โอห์ม ในการหาตำแหน่งของค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการแมตซ์บนสมิทซาร์ตเราจะมีหลักการในการพิจารณาดังต่อไปนี้

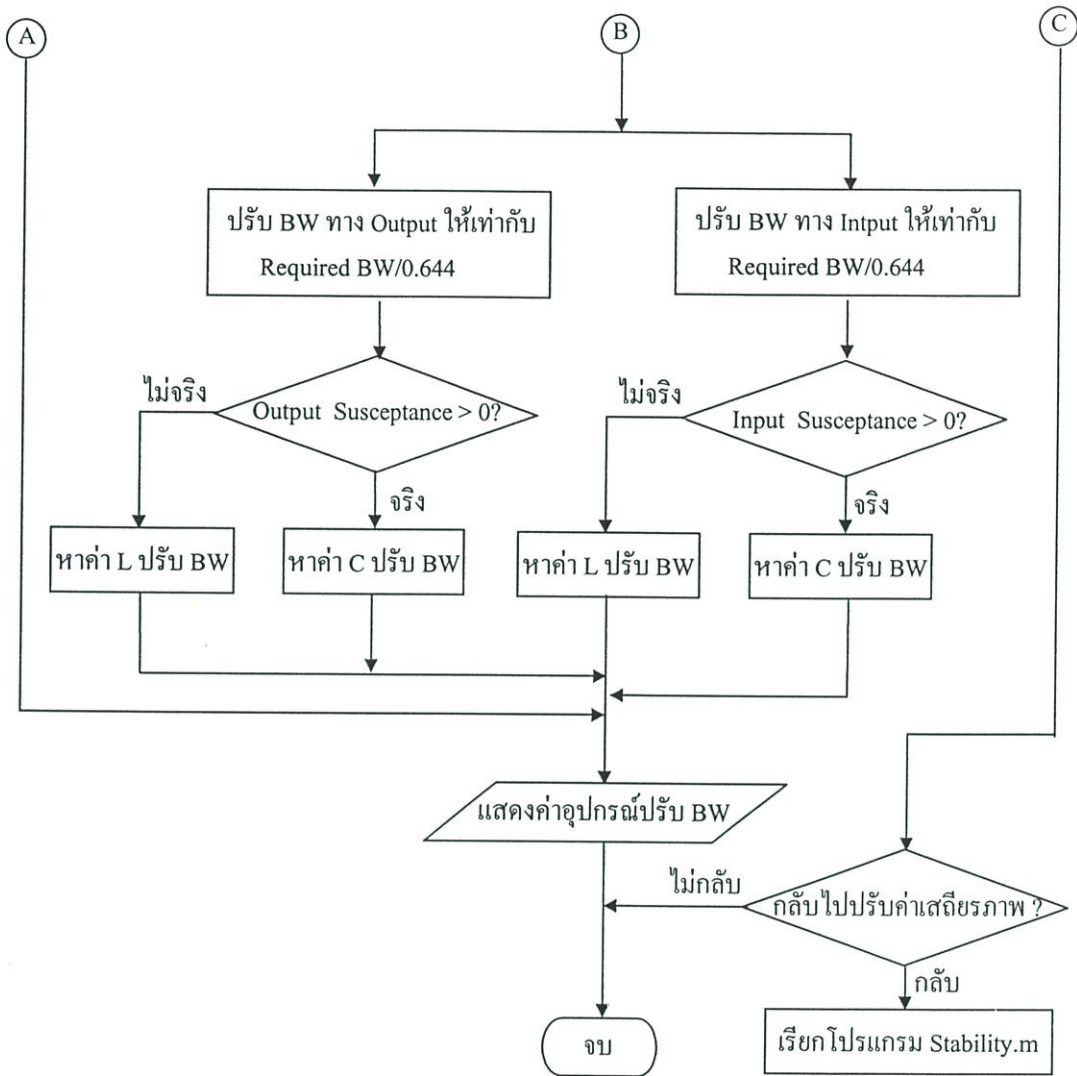
- 1) ต้องกำหนดให้อิมพีแดนซ์ตัวใดตัวหนึ่งเป็นจุดเริ่มต้นในที่นี้ให้ โหลดอิมพีแดนซ์ $M + jN$ โอห์มเป็นจุดเริ่มต้นและแทนด้วย Z_1

- 2) สำหรับจุดสิ้นสุดเราต้องให้เป็นค่าคอนจูเกตของค่าอิมพีแดนซ์ที่เราจะแมตซ์ในที่นี้คืออิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $A + jB$ โห้ห้มเราจึงได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นจุดสิ้นสุดคือ $A - jB$ โห้ห้มและแทนด้วย Z_2
- 3) นอร์แมลไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 โดยการนำ Z_0 หารค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองได้เป็น z_1 และ z_2 ตามลำดับ
- 4) แปลงค่า z_1 และ z_2 ให้อยู่ในรูปของวงจรถนนาน เพื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ตัวใดเป็น R_{HIGH} และ R_{LOW} ดังในหัวข้อ 2.3
- 5) หาค่าความนำ g ของอิมพีแดนซ์ฝั่ง R_{HIGH} และค่าความต้านทาน r ของอิมพีแดนซ์ฝั่ง R_{LOW}
- 6) หาจุดตัดของวงกลมค่าความนำคงที่ g และวงกลมค่าความต้านทานคงที่ r บนระนาบ $\Gamma = U + jV$ ซึ่งจะทำให้ได้จุดตัดกัน 2 จุดคือ $P_1(U, V)$ และ $P_2(U, -V)$ กล่าวคือ จุด P_1 จะอยู่ซีกบน ส่วนจุด P_2 จะอยู่ซีกล่างของสมิทชาร์ต จากนั้นหาค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ของจุดทั้งสอง
- 7) คำนวณหาค่า X_p โดยการนำค่าค่าซัสเซปแตนซ์ของอิมพีแดนซ์ฝั่ง R_{HIGH} ลบกับค่าซัสเซปแตนซ์ของจุด P_1 และ P_2 ให้เป็น X_{p1} และ X_{p2} ตามลำดับ
- 8) คำนวณหาค่า X_s โดยการนำค่ารีแอกแตนซ์ของอิมพีแดนซ์ฝั่ง R_{LOW} ลบกับค่ารีแอกแตนซ์ของจุด P_1 และ P_2 ให้เป็น X_{s1} และ X_{s2} ตามลำดับ
- 9) พิจารณา X_{p1} และ X_{p2} ที่ได้จากข้อ 7) ว่าเป็นตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำ
- 10) พิจารณา X_{s1} และ X_{s2} ที่ได้จากข้อ 8) ว่าเป็นตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำ
- 11) จากค่า X_p และ X_s ที่อยู่ในรูปของคาปาซิทิฟและอินดักทีฟรีแอกแตนซ์และค่าความถี่ นำมาคำนวณหาค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการแมตซ์
- 12) พิจารณาลักษณะของวงจรแมตซ์ซึ่งที่ไม่สามารถใช้งานได้ เช่น กรณีที่อุปกรณ์แมตซ์เป็นตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำทั้งคู่ โดยพิจารณาจุด P_1 และ P_2 เทียบกับตำแหน่งของ Z_1 และ Z_2 บนสมิทชาร์ต กล่าวคือ ถ้าค่าของส่วนจินตภาพของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของจุด P_1 หรือ P_2 น้อยกว่าส่วนจินตภาพของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ Z_1 หรือ Z_2 จะทำให้เกิดวงจรที่ใช้งานไม่ได้ 1 วงจรซึ่งต้องตัดทิ้งไป และต้องหาตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำอีก 1 คู่โดยอาศัยวิธีการตามข้อ 1) ถึงข้อ 11) แต่จะต่างกันที่ข้อ 5) ซึ่งจะต้องเปลี่ยนไปใช้ค่าความนำ g ของอิมพีแดนซ์ฝั่ง R_{LOW} และค่าความต้านทาน r ของอิมพีแดนซ์ฝั่ง R_{HIGH} แทน

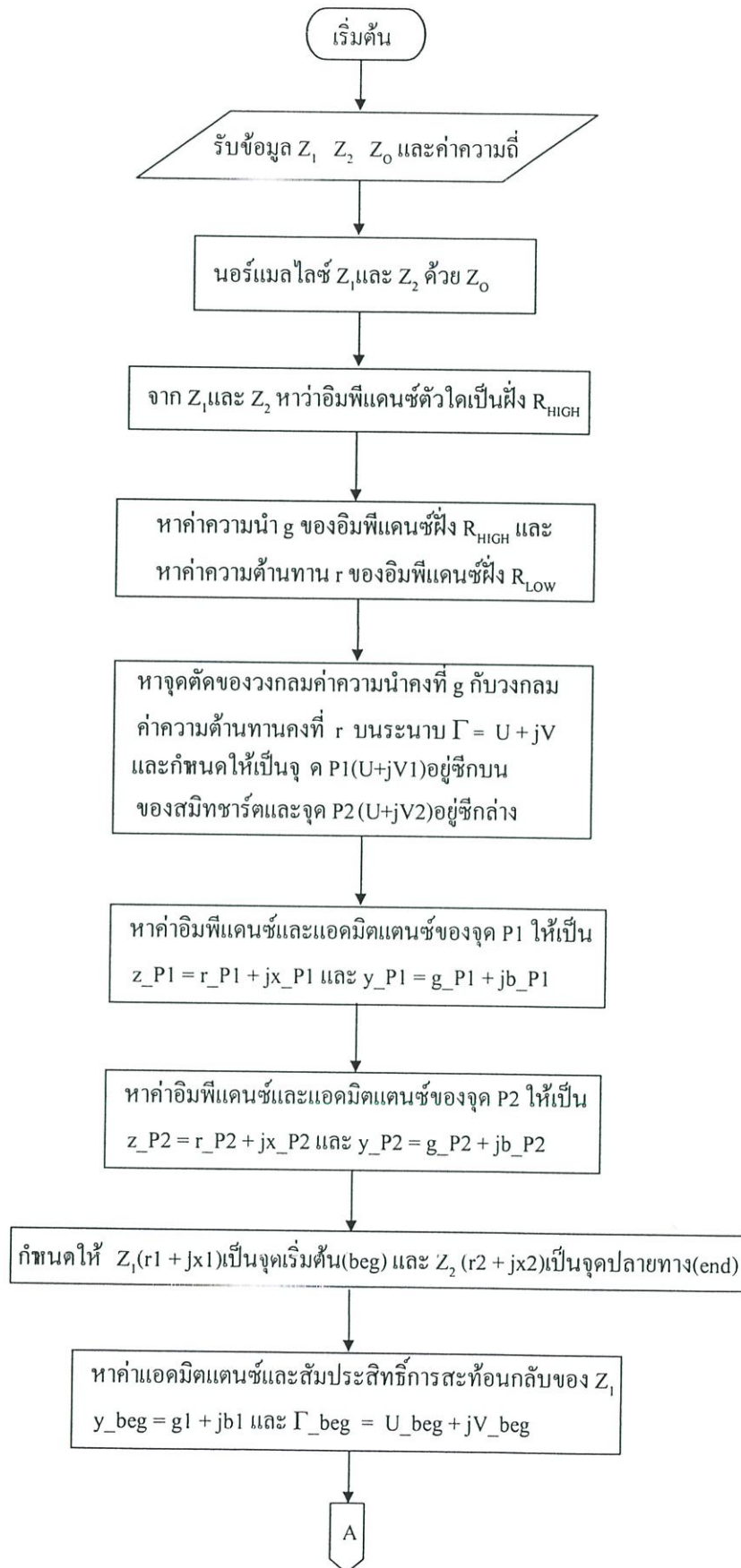
จากแนวคิดที่กล่าวข้างต้นสามารถเขียนเป็นแผนผังลำดับงานได้ดังรูปที่ 5.24



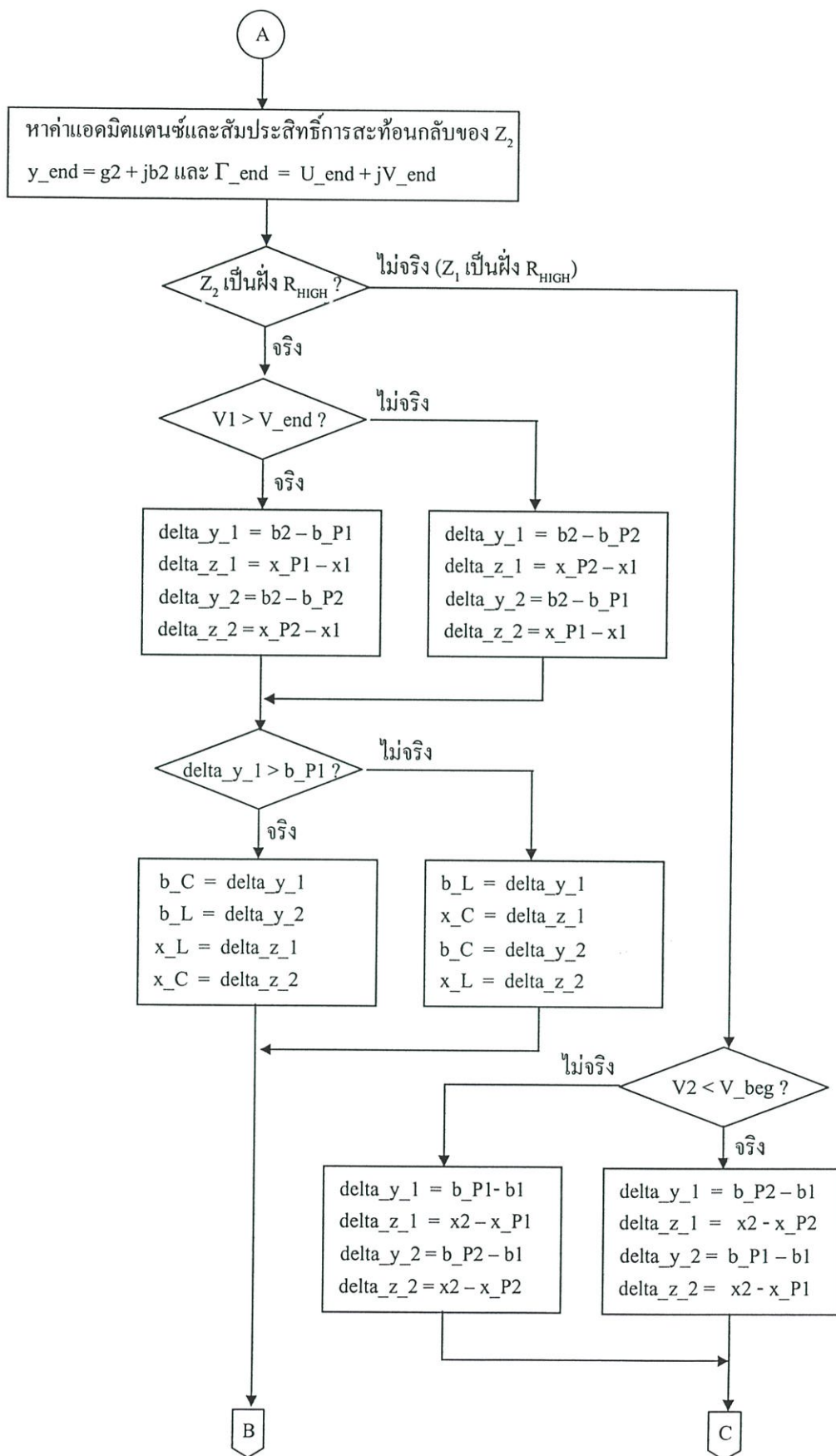
รูปที่ 5.23 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย BW.m



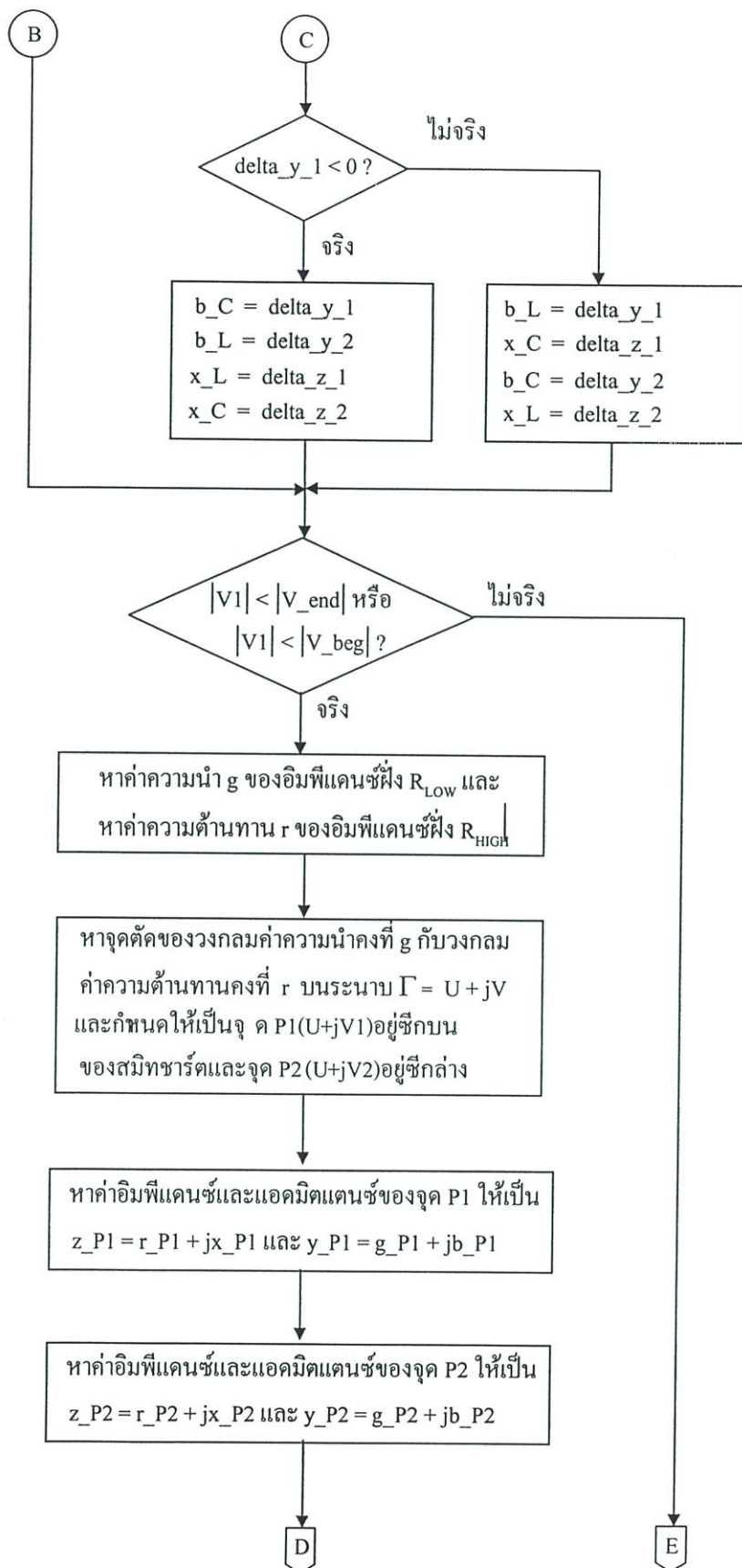
รูปที่ 5.23 (ต่อ)



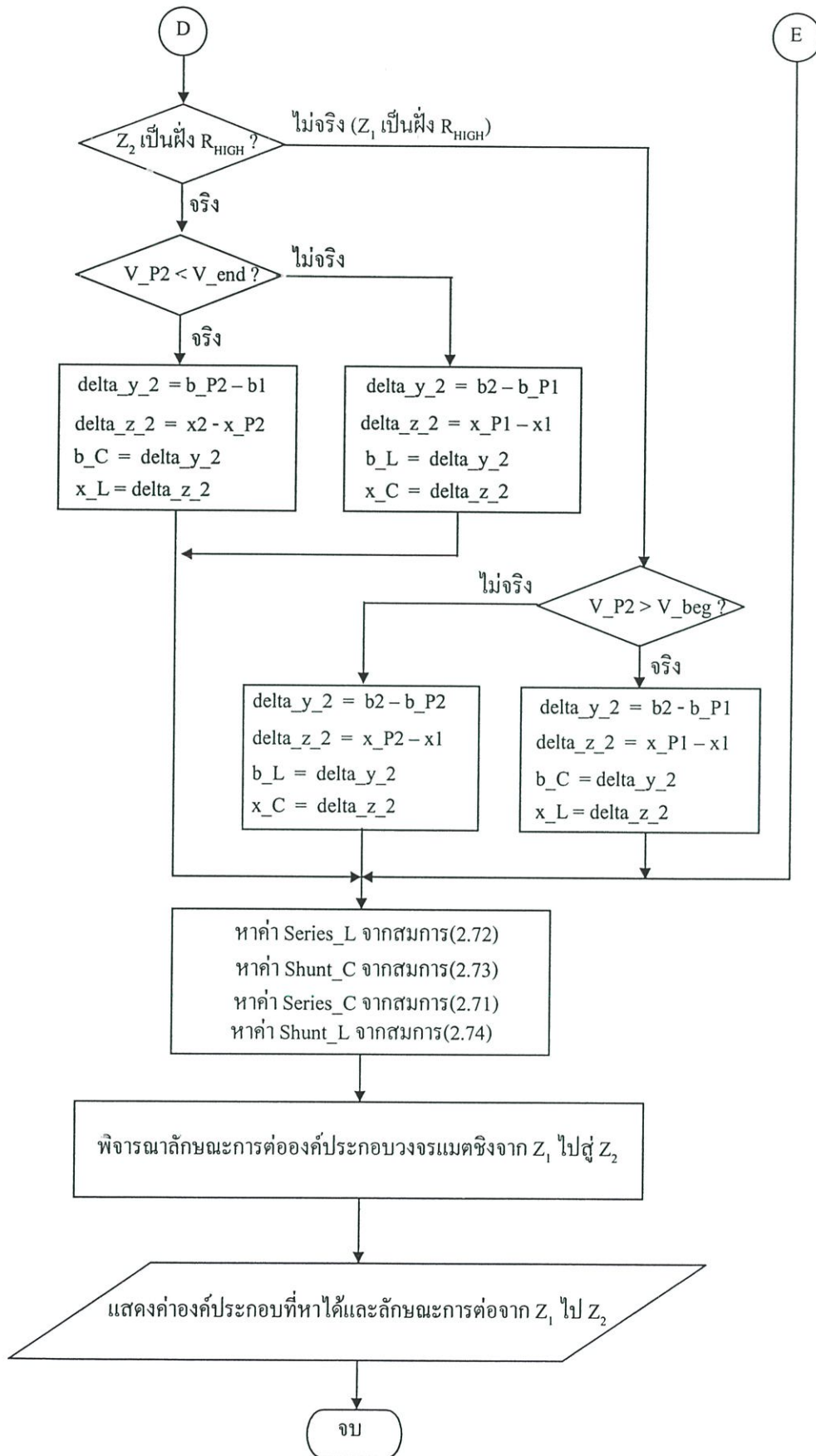
รูปที่ 5.24 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย Matching.m



รูปที่ 5.24 (ต่อ)



รูปที่ 5.24 (ต่อ)



รูปที่ 5.24 (ต่อ)

จากสมการ(5.54) เพื่อค่าผิดพลาดของตัวต้านทานอีก 20 เปอร์เซ็นต์โดยให้ $R3_{(max)} = 0.8R3_{(min)}$ แล้วใช้ค่าที่ได้หาค่า V_{EC2}

จากนั้นนำค่า V_{EC2} และ I_{C2} ($I_{C2} = I_{B1}$) ที่ได้มาใช้ในการทำวนซ้ำตามวิธีของนิวตัน-ราฟสันเพื่อหาค่า V_{EB2} และ I_{B2} ทำให้สามารถหาค่า I_{E2} ได้จาก $I_{E2} = I_{B2} + I_{B1}$

นำค่า I_{E2} ที่ได้มาหาค่าความต้านทานกำหนดกระแส คือ

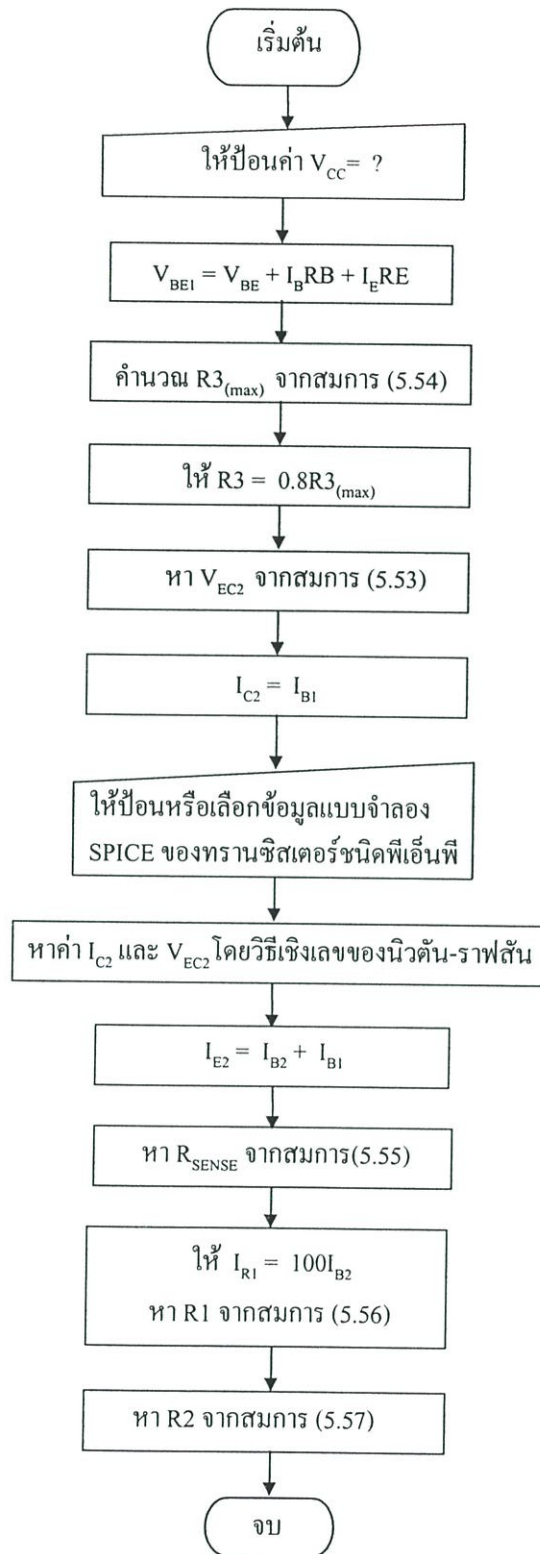
$$R_{SENSE} = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{I_{E2} + I_{C1}} \quad (5.55)$$

กำหนดให้กระแสไหลผ่าน $R1$ เป็น 100 เท่าของ I_{B2} ($I_{R1} = 100I_{B2}$)และหาค่า $R1$ และ $R2$ ได้จาก

$$R1 = \frac{V_{CC} - V_{CE1} + V_{EB2}}{100I_{B2}} \quad (5.56)$$

$$R2 = \frac{V_{CC}}{101I_{B2}} - \frac{100}{101}R1 \quad (5.57)$$

สำหรับโปรแกรมย่อยที่ใช้ในการคำนวณหาค่าอุปกรณ์ในการไบแอส คือ BIAS.m ซึ่งมีแผนผังลำดับงานแสดงดังรูปที่ 5.26



รูปที่ 5. 26 แสดงแผนผังลำดับงานของโปรแกรมย่อย BIAS.m

บทที่ 6

ผลการทดลองหรือการวิเคราะห์

6.1 วิธีการทดลอง

6.1.1 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- Spectrum analyzer ยี่ห้อ Advantest รุ่น R4131C
- แหล่งกำเนิดสัญญาณ ยี่ห้อ Farnell รุ่น PSG1000
- โปรแกรม OrCAD PSpice® เวอร์ชัน 9.1
- โปรแกรม MATLAB® เวอร์ชัน 5.1
- ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ ยี่ห้อ Fluk รุ่น 87

6.1.2 วิธีการทดลอง

6.1.2.1 ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลองมี 2 เบอร์ คือ เบอร์ 2N5179(TO-72) และ MPS5179(TO-92) ซึ่งจากการตรวจสอบไลบรารี(Library)ของ โปรแกรม OrCAD PSpice® Version 9.1 พบว่าทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีข้อมูลแบบจำลอง SPICE เหมือนกัน

6.1.2.2 ใช้แบบจำลอง SPICE ที่ได้จากไลบรารีของ โปรแกรม Protel® SE 99 ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง SPICE ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N5179 และ MPS5179 ที่ใช้ในการทดลอง

ชื่อพารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
IS	5.07e-15 A
ISE	2.60e-12 A
IKF	0.03 A
CJC	2.89e-12 F
MJE	0.5
TF	106.0e-12 Sec.
CJE	8.95e-12 F
MJC	0.3
VJC	0.3 V
XCJC	1

ชื่อพารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
NE	2
BF	195
FC	0.5
NF	1
VAF	62.3 V
VJE	1.1 V
RE	1.03 Ω
VAR	10 V
RB	4.12 Ω
RC	0.412 Ω

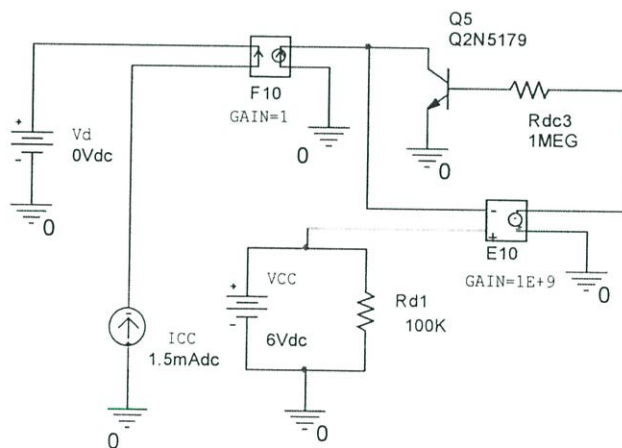
6.1.3 การหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์

การทดลองหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์จะทำใน 2 รูปแบบคือ

6.1.3.1 เปรียบเทียบจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่คำนวณได้จากโปรแกรมที่เขียนขึ้น
กับค่าที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม PSpice®

6.1.3.2 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากการคำนวณกับผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง

จากการที่ผู้ผลิตมักให้ข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ จุดการทำงานที่อ้างอิงกับค่า V_{CE} และ I_C เสมอ ดังนั้นในการหาพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์โดยใช้แบบจำลอง SPICE จึงต้องมีการกำหนดค่า V_{CE} และ I_C ก่อนเช่นกัน และในการเปรียบเทียบผลการคำนวณจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ เราจะกำหนดให้ค่า V_{CE} และ I_C มีค่าเท่ากับค่าที่เราต้องการ แล้วทำการเปรียบเทียบค่าจุดการทำงานอื่นๆ เช่น I_B , V_{BE} และ h_{FE} เป็นต้น ซึ่งวงจรสำหรับหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่สามารถกำหนดค่า V_{CE} และ I_C ได้ที่ใช้ในการจำลองโดยโปรแกรม PSpice® จะเป็นดังรูปที่ 6.1



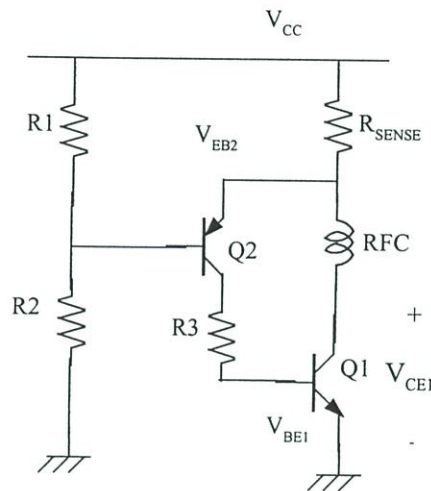
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรสำหรับหาจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่สามารถกำหนดค่า V_{CE} และ I_C ได้

จากวงจรในรูปที่ 6.1 จะเห็นว่าเราสามารถกำหนด V_{CE} และ I_C ได้ตามต้องการ โดยการกำหนดแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดัน V_{CC} และแหล่งจ่ายกระแส I_{CC} และเราสามารถอธิบายได้ว่าการกำหนดค่า V_{CC} และ I_{CC} ทำให้ได้ค่า V_{CE} และ I_C ของทรานซิสเตอร์ตามที่เราร้องการได้อย่างไรดังนี้

การกำหนดค่ากระแส I_{CC} จะทำให้แหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยกระแส F10 จ่ายกระแสเข้าขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์เท่ากับค่าที่กำหนดจาก I_{CC} (เมื่ออัตราขยายของแหล่งจ่ายกระแส F10 มีค่าเท่ากับ 1) โดยที่แหล่งจ่ายแรงดัน V_d ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0 โวลต์จะถูกใส่ไว้เพื่อให้สอดคล้องกับข้อกำหนดของโปรแกรม PSpice® ในการกำหนดกระแสอ้างอิงให้กับ F10 ส่วน

องค์ประกอบวงจรที่ใช้ในการกำหนดค่า V_{CE} คือ แหล่งจ่ายแรงดัน V_{CC} และแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมด้วยแรงดัน E_{10} ซึ่งจะทำงานโดยใช้แรงดัน V_{CC} เป็นแรงดันอ้างอิงในการเปรียบเทียบกับค่าแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ โดย E_{10} ซึ่งมีอัตราขยาย 10^9 เท่าจะทำหน้าที่เป็นวงจขยายความผิดพลาด(Error amplifier) และจะส่งแรงดันเพื่อไปแอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้ได้ค่าแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์เท่ากับแรงดันอ้างอิง V_{CC} ในที่สุด

สำหรับวงจรที่ใช้ในการต่อเพื่อทดลองวัดค่าจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์จะใช้วงจรแอกทีฟไบแอส(Active bias)[17] ดังรูปที่ 6.2

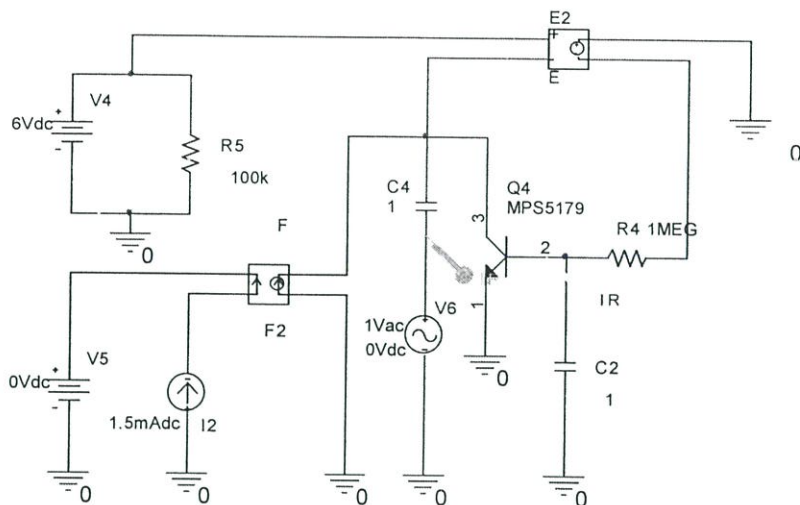


รูปที่ 6.2 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้ทรานซิสเตอร์โดยใช้วงจรแอกทีฟไบแอส

จากรูปที่ 6.2 จะเห็นว่าเราสามารถกำหนดค่ากระแส I_C และแรงดัน V_{CE} ได้โดยการเลือกค่าความต้านทาน R_{sense} ที่เหมาะสม ส่วนทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีที่นำมาใช้เพื่อทำหน้าที่จ่ายกระแสเบสให้กับทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นควรจะมีคุณสมบัติที่สามารถให้อัตราขยายกระแส h_{FE} มีค่าสูง ณ ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ค่าต่ำ เช่น เบอร์ BC557B แต่อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่หาทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวไม่ได้ เราสามารถใช้ทรานซิสเตอร์ที่หาซื้อง่าย เช่น เบอร์ 2N3906 แทนได้

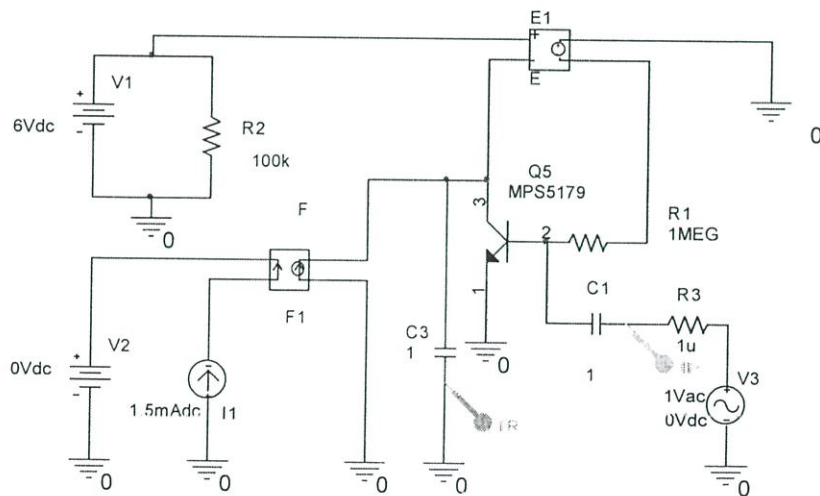
6.1.4 การหา Y พารามิเตอร์

เป็นการเปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาได้จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นกับค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice® ซึ่งวงจรที่ใช้หา Y พารามิเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSpice® จะเป็นดังรูปที่ 6.3 และ 6.4



รูปที่ 6.3 แสดงวงจรสำหรับหาค่า y_{12} และ y_{22} ของทรานซิสเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSpice®

จากรูปที่ 6.3 จะเห็นว่า ค่า y_{12} หาได้จากค่ากระแสที่ไหลเข้าขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q4 และ y_{22} หาได้จากค่ากระแสที่ไหลผ่าน C4 โดยที่มีข้อควรระวัง คือ การกำหนดทิศทางกระแสของกระแสจะต้องมีทิศทางไหลเข้าขาทรานซิสเตอร์ตามนิยามของทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ต ส่วนค่า y_{21} และ y_{11} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C3 และ C1 ในรูปที่ 6.4 ตามลำดับ



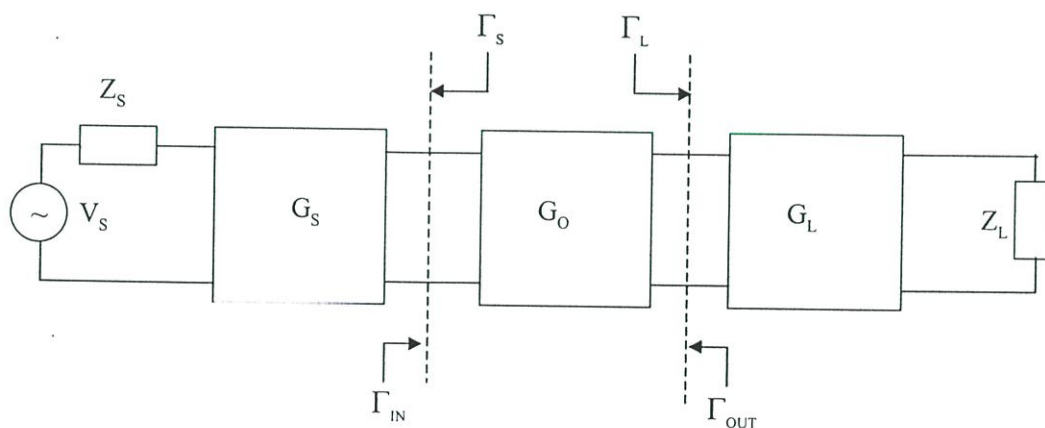
รูปที่ 6.4 แสดงวงจรที่ใช้หาค่า y_{11} และ y_{21} ของทรานซิสเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSpice®

มีข้อสังเกตว่า ค่าแรงดันที่ใช้ในการหาค่า Y พารามิเตอร์โดยฟังก์ชัน AC SWEEP ในโปรแกรม PSpice® จะมีค่าเท่ากับ 1 โวลต์ ทั้งนี้เพื่อให้ค่ากระแสที่หาได้จากโปรแกรมมีค่าเท่ากับค่า Y พารามิเตอร์ที่เราต้องการโดยไม่ต้องมีการแปลงหน่วยใดๆอีก ส่วนประเด็นที่ว่า ค่า

แรงดัน 1 โวลต์ที่ป้อนดังกล่าว จะไม่สอดคล้องกับขนาดของสัญญาณที่เราถือว่าเป็นสัญญาณขนาดเล็ก(Small-signal)ที่กล่าวในบทที่ 3 นั้น สามารถอธิบายได้จากคุณสมบัติของโปรแกรม SPICE ที่ใช้วงจรสมมูลไฮบริด-ไพเป็นวงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในการคำนวณค่าต่างๆในฟังก์ชัน AC SWEEP โดยที่วงจรสมมูลดังกล่าวจะถูกคำนวณมาจากจุดการทำงานหนึ่งๆและเมื่อนำมาหาค่าผลตอบสนองความถี่ในฟังก์ชัน AC SWEEP ขนาดของสัญญาณจึงไม่มีผลต่อผลค่าที่คำนวณได้ แต่ที่ผลของขนาดสัญญาณจะมีต่อการคำนวณของโปรแกรม SPICE ในฟังก์ชัน Transient simulation

6.1.5 การวัดค่าอัตราขยายกำลัง

การวัดค่าอัตราขยายกำลังจะอาศัยนิยามของ Transducer power gain ในการประเมินคุณสมบัติอัตราขยายกำลัง(Power gain)ของทรานซิสเตอร์และวงจรขยายที่ได้ทำการออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์ที่หามาจากแบบจำลอง SPICE โดยที่วงจรขยายจะถูกออกแบบเพื่อให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” จากการปรับค่าเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยวิธีการ Shunt feedback จากนั้นคำนวณหาค่า $\Gamma_{S(opt)}$ และ $\Gamma_{L(opt)}$ จากสมการที่ (3.53) ถึง (3.58) และสุดท้ายก็ทำการออกแบบวงจรแมตซิงและวงจรไบแอสเพื่อให้วงจรทำงานตามที่ต้องการ สำหรับเหตุผลที่เลือกใช้ Transducer power gain ในการวัดค่าอัตราขยายกำลังก็เนื่องมาจาก ค่าตัวแปรของนิยามอัตราขยายกำลังดังกล่าว(สมการ(3.47))สามารถทำการวัดได้ง่ายกว่าค่าตัวแปรของนิยามอัตราขยายกำลังตัวอื่นดังจะแสดงให้เห็นต่อไปนี้



รูปที่ 6.5 การแยกสมการของ Transducer power gain ออกเป็น 3 ส่วน คือ G_s G_o และ G_L

เปรียบเทียบกับรูปที่ 6.5 กับสมการ(3.49) ทำให้เราสามารถแยกสมการอัตราขยายกำลังของวงจรขยายออกได้เป็น 3 ส่วน[29] ดังนี้

พิจารณาสมการ(3.49) จะเห็นว่า

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$- G_S \cdot G_O \cdot G_L = G_S(\text{dB}) + G_O(\text{dB}) + G_L(\text{dB}) \tag{6.1}$$

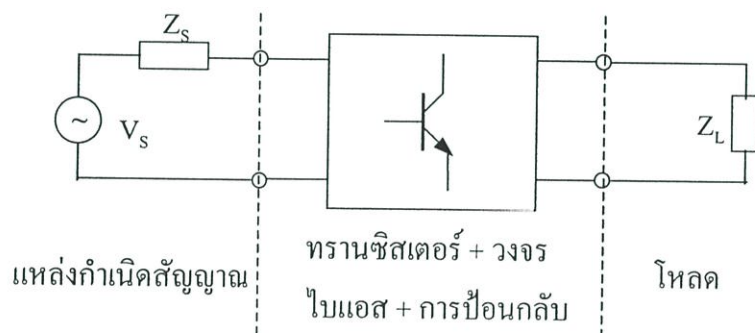
เมื่อ

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} \tag{6.2}$$

$$G_O = |S_{21}|^2 \tag{6.3}$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{6.4}$$

พิจารณากรณีที่ไม่มีการทำอิมพีแดนซ์แมตชิ่งใดๆทั้งทางอินพุตและเอาต์พุตจะได้วงจรถายซึ่งมีวงจรถายทั่วไปเป็นดังรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.6 แสดงวงจรถายสัญญาณที่ไม่มีการทำอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง

พิจารณาจากรูปที่ 6.6 ในกรณีเป็นระบบ 50 โอห์ม (50Ω-System) จะได้ $Z_S = Z_L = 50\Omega$ หากค่า Γ_S และ Γ_L โดยอาศัยสมการ(2.41) และ (2.43) จะได้ค่า $\Gamma_S = 0$ และ $\Gamma_L = 0$ นำค่า $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ แทนลงในสมการ(3.49) หรือสมการ(3.50) จะได้ $G_T = |S_{12}|^2$ และเราให้ค่า G_T ในกรณีนี้มีสัญลักษณ์เป็น $G_{T(50\Omega)}$ หรือ G_O

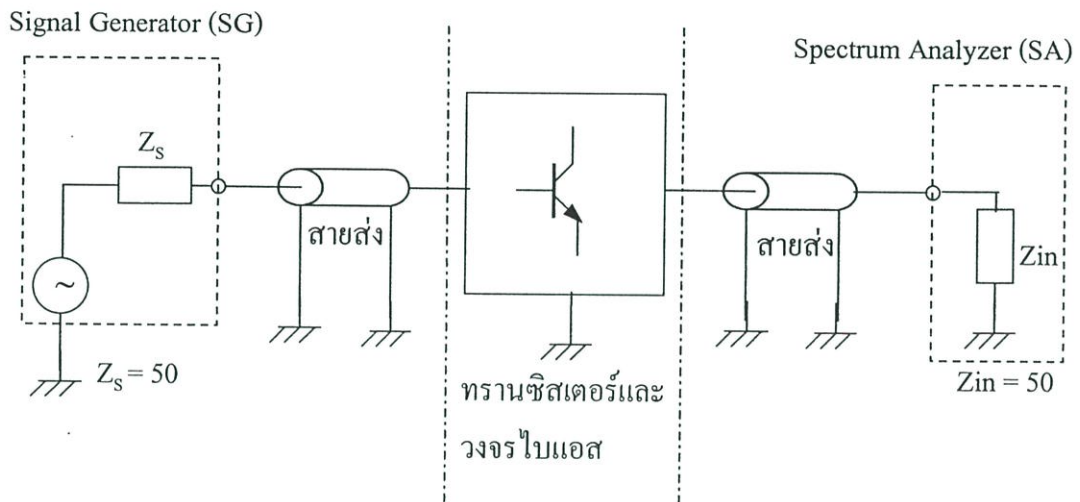
ดังนั้น

$$G_{T(50\Omega)} = G_O = |S_{21}|^2 \tag{6.5}$$

หรือ

$$G_{T(50\Omega)} = G_o = 10 \cdot \text{Log} |S_{21}|^2 \text{ dB} \tag{6.6}$$

จากการพิจารณาสมการ(6.1)ข้างต้น จะเห็นว่าถ้าหากเราทำการจัดไบแอสให้กับทรานซิสเตอร์ให้ได้ค่า V_{CE} และ I_C ค่าใดค่าหนึ่งที่เราต้องการ(อาจมีอุปกรณ์ป้อนกลับภายนอก รวมอยู่ด้วยก็ได้)แล้วเราสามารถที่จะทำการวัดค่า $|S_{21}|$ และ $|S_{12}|$ ได้จากนิยามของ $G_T - 50\Omega$ และอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ค่านี้เราอาจเรียกว่า Insertion power gain หรือ Insertion gain [28][30] ซึ่งเราสามารถทำการวัดค่าได้โดยการต่อวงจรดังรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.7 แสดงหลักการต่อวงจรเพื่อวัดอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์

หมายเหตุ

- 1) แหล่งกำเนิดสัญญาณที่ใช้ต้องสามารถแสดงค่าความถี่และ กำลังเอาต์พุต (output power) ออกมาผ่านภาคแสดงผลได้ ซึ่งค่ากำลังเอาต์พุตที่แสดงนั้นก็คือค่า P_{AVS} หรือ Power Available from Source ดังนิยามในสมการ(3.47)นั่นเอง
- 2) Spectrum Analyzer ที่ใช้ต้องสามารถอ่านค่าความถี่และค่ากำลังได้ ซึ่งค่ากำลังที่แสดงนั้นก็คือ P_L หรือ Power delivery to Load เมื่อ $Z_L(R_L)$ มีค่าเท่ากับอินพุตอิมพีแดนซ์ของ Spectrum analyzer นั่นเอง
- 3) ก่อนทำการวัดควรใช้สมการ Stern Stability factor (k) ตรวจสอบค่าเสถียรภาพของอุปกรณ์ก่อนดังนี้

$$k = \frac{2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L)}{|y_{12}y_{21}| + \text{Re}(y_{12}y_{21})} \quad (3.8)$$

เมื่อ G_s และ G_L คือ ค่าความนำของแหล่งกำเนิดสัญญาณและค่าความนำของโหลดตามลำดับ ซึ่งส่วนใหญ่จะมีค่าเท่ากับ $1/50$ ซีเมนส์

ถ้า k มีค่ามากกว่า 1 แสดงว่าอุปกรณ์จะไม่เกิดการออสซิลเลตสามารถทำการวัดค่าได้

จากการพิจารณาสมการ (3.47) $G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = 10 \log\left(\frac{P_L}{P_{AVS}}\right)$ (dB) ทำให้ได้

$G_{T(50\Omega)}(\text{dB}) =$ ค่ากำลังที่อ่านค่าได้จาก SA@dB_X - ค่ากำลังที่อ่านได้จาก SG@dB_Y

จากนั้นเราสามารถหาค่า $|S_{21}|$ ได้จาก

$$G_{T(50\Omega)}(\text{dB}) = 10 \log|S_{21}|^2 \quad (6.7)$$

$$|S_{21}| = 10^{\frac{G_{T(50\Omega)}(\text{dB})}{20}} \quad (6.8)$$

และจากการพิจารณารูปที่ 3.8 (ข) จะพบว่า การวัดค่า $|S_{12}|$ ก็สามารถทำได้ด้วยวิธีการเดียวกัน ซึ่งเราจะใช้วิธีการนี้วัดค่าพารามิเตอร์ทั้งสองตัว ($|S_{21}|$ และ $|S_{12}|$) จากวงจรถริงเปรียบเทียบกับค่าที่ได้การคำนวณมาจากแบบจำลอง SPICE

กล่าวโดยสรุป โดยอาศัยนิยามของ Transducer Power Gain ทำให้เราสามารถวัดค่าอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์และวงจรถายความถี่วิทยุที่เราทำการออกแบบได้โดยการใช้ Spectrum Analyzer ในการวัดค่า P_L (dB_X) และการอ่านค่า P_{AVS} (dB_Y) ได้จากส่วนแสดงผลของแหล่งกำเนิดสัญญาณแล้วคำนวณค่า

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = P_L(\text{dB}_X) - P_{AVS}(\text{dB}_Y)$$

โดยที่ค่า dB_X และ dB_Y จะต้องมีหน่วยเดียวกัน เช่น มีค่าเป็น dBm ทั้งคู่

การวัดอัตราขยายกำลังในระบบ 50 โอห์ม คือ $|S_{21}|$ และ $|S_{12}|$ เปรียบเทียบค่า S_{21} และ S_{12} ที่ได้จากการคำนวณ จะทำให้เราทราบว่าค่าที่ได้มีความสอดคล้องกันเพียงใด แต่เราไม่อาจทราบได้ว่าค่า S_{11} และ S_{22} ที่คำนวณได้มีความถูกต้องหรือไม่เพียงใด แต่จากการพิจารณาสมการอัตราขยายกำลัง (6.1) ถึง (6.4) จะพบว่า S_{11} และ S_{22} เป็นตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับส่วนอิมพีแดนซ์แมตซิง ดังนั้น เพื่อให้สามารถตรวจสอบความถูกต้องของ S_{11} และ S_{22} ที่ได้ เราจึงต้องใช้วิธีต่อวงจรที่มีส่วนของการทำอิมพีแดนซ์แมตซิงและทำการวัดอัตราขยายกำลัง ซึ่งเกณฑ์ในการพิจารณาก็คือ ถ้าอัตราขยายที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกันกับค่าที่คำนวณก็เป็นการยืนยันได้ว่าค่า S_{11} และ S_{22} ที่หามาจากแบบจำลอง SPICE โดยโปรแกรมที่เขียนขึ้นมีความน่าเชื่อถือได้ นั่นเอง

6.2 ผลการทดลอง

6.2.1 ผลการหาจุดการทำงาน

ตารางที่ 6.2 เปรียบเทียบค่าไบแอสที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม AmpDe.m กับค่าที่ได้จากการจำลองผลโดยใช้โปรแกรม OrCAD PSpice® เวอร์ชัน 9.1

จุดการทำงาน	ค่าที่ได้จากการคำนวณ			
	$I_C = 1.5 \text{ mA}, V_{CE} = 6 \text{ V}$		$I_C = 5 \text{ mA}, V_{CE} = 6 \text{ V}$	
	AmpDe.m	PSpice®	AmpDe.m	PSpice®
I_B	9.3uA	9.3uA	32.2uA	32.2uA
I_C	1.5mA	1.5mA	5mA	5mA
V_{BE}	0.683	0.686	0.717	0.723
V_{BC}	-5.31	-5.31	-5.28	-5.28
V_{CE}	6.0	6.0	6.0	6.0
BETADC	160	160	155	155
GM	0.0553	0.0552	0.1689	0.169
RPI	2.9873K	2.99K	837.7	838
RX	4.12	4.12	4.12	4.12
RO	42.2K	42.2K	12.62K	12.6K
Ru	6.97M	Not shown	1.78M	Not shown
CBE	23.75pF	20.1pF	35.80pF	32.5pF
CBC	1.20pF	1.20pF	1.20pF	1.20pF
BETAAC	165.06	165	141.48	141

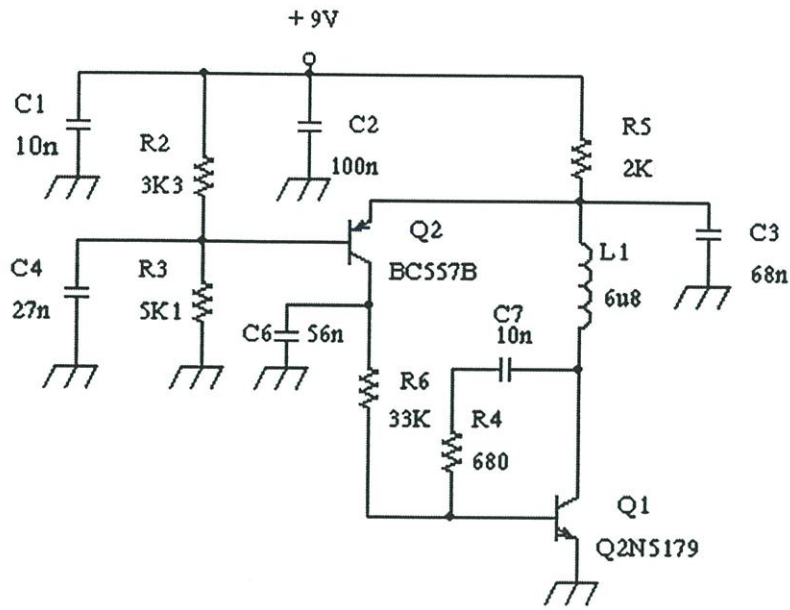
* หมายถึง ค่าที่ถูกกำหนด

ตารางที่ 6.3 เปรียบเทียบค่าไบแอสที่ได้จากการจำลองผลและผลการทดลองเมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ โดยมีส่วนประกอบวงจรดังรูปที่ 6.8

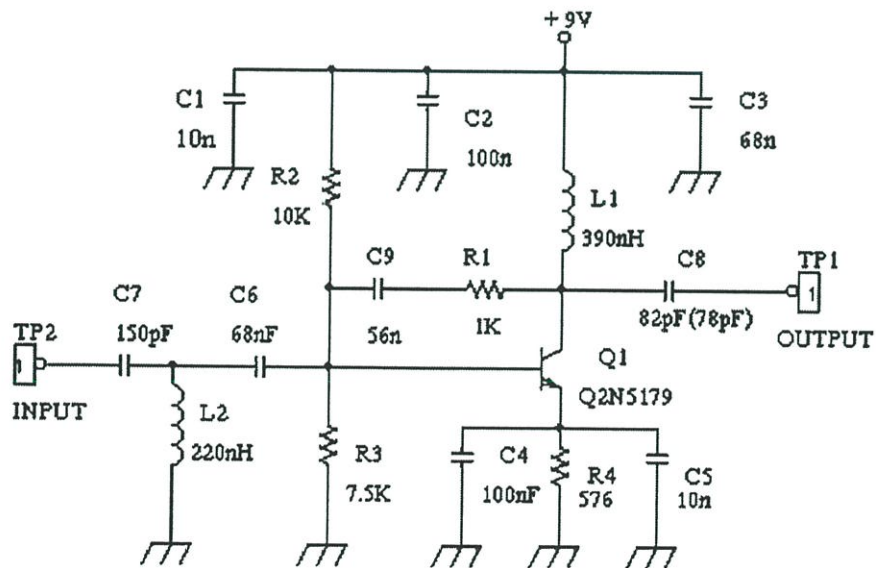
ค่าไบแอส	ผลจากจำลองการทำงาน	ผลจากการทดลอง				
		2N5179		MPS5179		
		NO.1	NO.2	NO.1	NO.2	NO.3
$I_B(\mu\text{A})$	9.43	17	17	14	22	17
$I_C(\text{mA})$	1.51	1.48	1.50	1.48	1.48	1.48
V_{BE}	0.686	0.728	0.728	0.738	0.745	0.742
V_{CE}	5.96	6.0	6.0	6.0	6.01	6.01
BETADC	160	87.05	88.23	105.71	67.27	87.05

ตารางที่ 6.4 เปรียบเทียบค่าไบแอสที่ได้จากการจำลองผลและผลการทดลองเมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ โดยมีส่วนประกอบวงจรดังรูปที่ 6.9

ค่าไบแอส	ผลจากจำลองการทำงาน	ผลจากการทดลอง				
		2N5179		MPS5179		
		NO.1	NO.2	NO.1	NO.2	NO.3
$I_B(\mu\text{A})$	33.4	57.3	58.0	47.7	70.2	68
$I_C(\text{mA})$	5.16	5.00	5.02	5.06	4.85	4.86
V_{BE}	0.724	0.737	0.739	0.763	0.772	0.767
V_{CE}	6.01	5.96	5.96	5.95	5.99	5.97
BETADC	155	87.26	86.55	106.07	69.08	71.47



รูปที่ 6.8 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$



รูปที่ 6.9 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$

6.2.2 ผลการคำนวณค่า Y พารามิเตอร์

ตารางที่ 6.5 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice[®] กับค่าที่ได้จากการ

คำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่

$$I_C = 1.5 \text{ mA} \quad V_{CE} = 6 \text{ V} \quad \text{และค่าความถี่ } 27 \text{ MHz}$$

Y พารามิเตอร์	ค่าที่ได้จากการคำนวณ	
	AmpDe.m	PSpice [®]
y_{11} (mS)	(0.398 + j4.01)	(0.376 + j 3.414)
y_{12} (uS)	(-3.5304 – j203.34)	(-2.863 – j 202.95)
y_{21} (mS)	(52.116 – j1.275)	(52.150 – j 1.115)
y_{22} (uS)	(23.667 + j247.36)	(23.352 + j 246.92)
MSG	24.09dB	24.1dB
C-Linvill	22.955	26.93

ตารางที่ 6.6 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice[®] กับค่าที่ได้จากการ

คำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่

$$I_C = 1.5 \text{ mA} \quad V_{CE} = 6 \text{ V} \quad \text{และค่าความถี่ } 150 \text{ MHz}$$

Y พารามิเตอร์	ค่าที่ได้จากการคำนวณ	
	AmpDe.m	PSpice [®]
y_{11} (mS)	(2.792 + j21.989)	(2.115 + j 18.803)
y_{12} (uS)	(-103.19 – j1118.84)	(-87.958 – j1119.3)
y_{21} (mS)	(51.425 – j7.0009)	(51.599 – j 6.1444)
y_{22} (uS)	(55.855 + j1370.7)	(51.613 + j 1370.9)
MSG	16.65dB	16.66dB
C-Linvill	4.33	5.01

ตารางที่ 6.7 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice[®] กับค่าที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่

$$I_C = 5 \text{ mA} \quad V_{CE} = 6 \text{ V} \quad \text{และค่าความถี่ } 27 \text{ MHz}$$

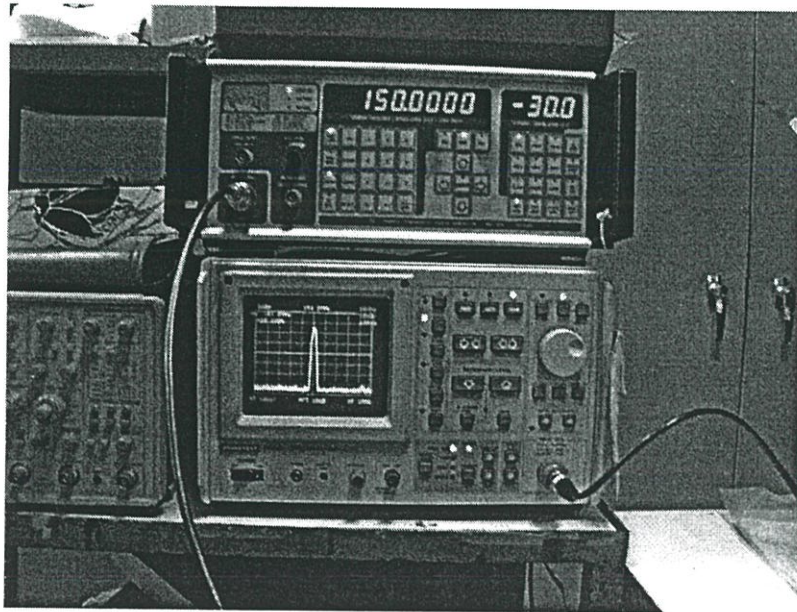
Y พารามิเตอร์	ค่าที่ได้จากการคำนวณ	
	AmpDe.m	PSpice [®]
y_{11} (mS)	(1.1571 + j 5.3303)	(1.1324 + j 4.8558)
y_{12} (uS)	(-5.1472 - j 203.38)	(-4.127 - j 202.048)
y_{21} (mS)	(142.99 - j 4.1324)	(142.95 - j 3.7801)
y_{22} (uS)	(71.937 + j 234.39)	(70.716 + j 322.57)
MSG	28.47dB	28.50dB
C-Linvill	16.70	19.08

ตารางที่ 6.8 เปรียบเทียบค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice[®] กับค่าที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม AmpDe.m เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่

$$I_C = 5 \text{ mA} \quad V_{CE} = 6 \text{ V} \quad \text{และค่าความถี่ } 150 \text{ MHz}$$

Y พารามิเตอร์	ค่าที่ได้จากการคำนวณ	
	AmpDe.m	PSpice [®]
y_{11} (mS)	(5.389 + j28.97)	(4.654 + j26.497)
y_{12} (uS)	(-136.74 - j 1110)	(-123.53 - j 1106)
y_{21} (mS)	(139.73 - j22.46)	(140.23 - j20.63)
y_{22} (uS)	(174.4 + j1786.9)	(164.1 + j1783.9)
MSG	21.02dB	21.05 dB
C-Linvill	3.44	3.7862

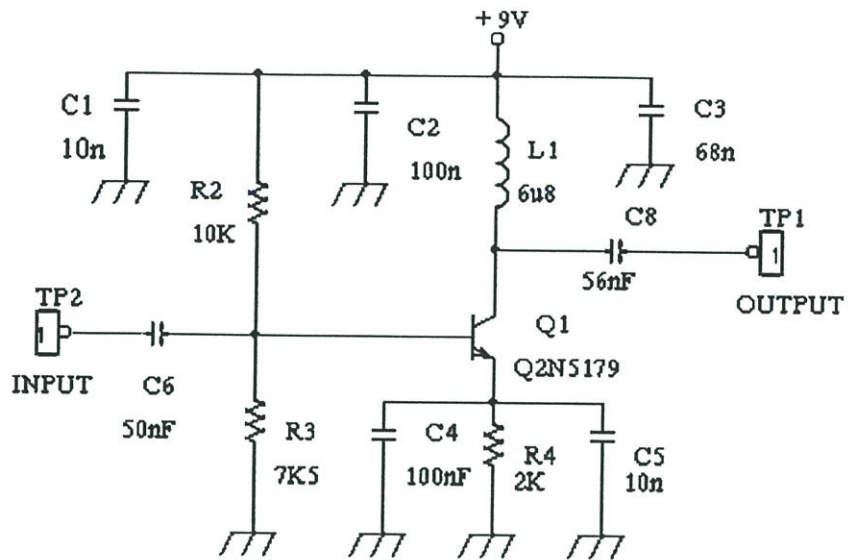
6.2.3 ผลการวัดอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์



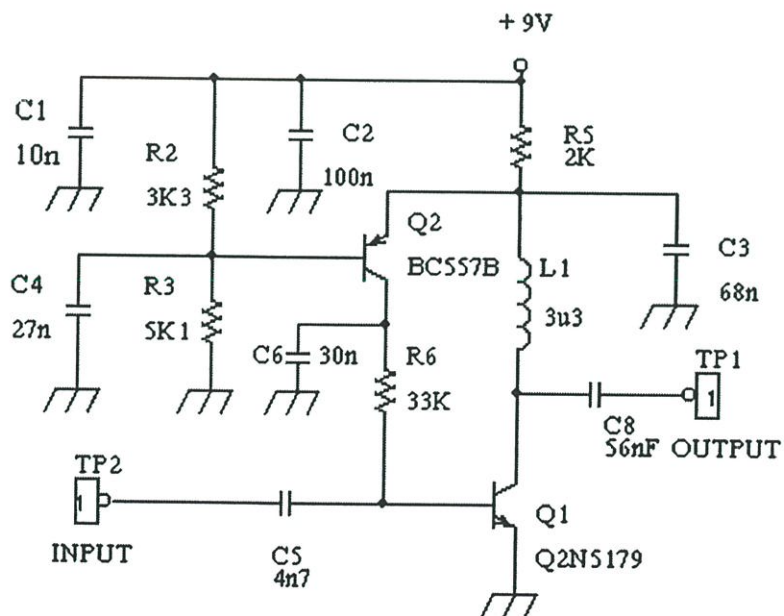
รูปที่ 6.10 แสดงแหล่งกำเนิดสัญญาณและ Spectrum Analyzer ที่ใช้วัด Transducer power gain ของทรานซิสเตอร์และวงจรถ่าย

ตารางที่ 6.9 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ($|S_{21}|$) จากการคำนวณกับผลการทดลองที่
ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz และ 150 MHz

อัตราขยาย กำลัง	ความถี่ (MHz)	ค่าที่คำนวณได้		ค่าที่ได้จากการทดลอง @ $P_{AVS} = -30\text{dBm}$				
		AmpDe.m	PSpice®	2N5179		MPS5179		
				NO.1	NO.2	NO.1	NO.2	NO.3
$10 \text{ Log } S_{21} ^2$ (dB)	27	13.97	14.00	13.6	13.5	13.8	13.7	13.6
	150	9.59	10.34	9.0	9.4	9.0	9.0	9.4



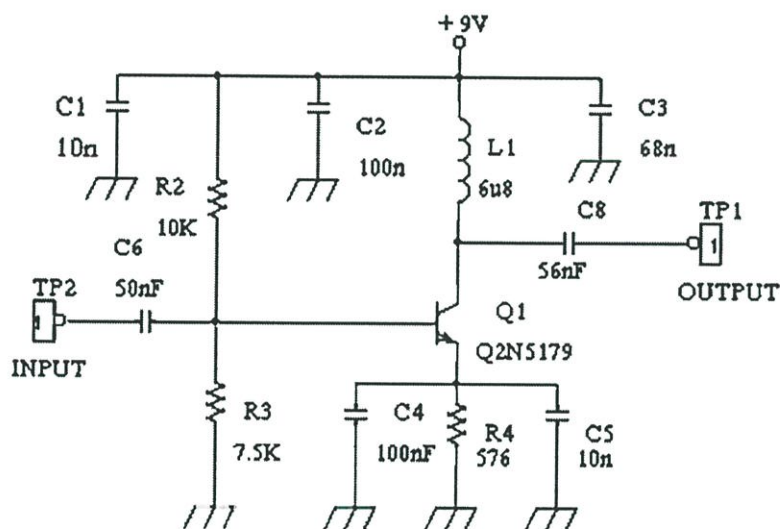
รูปที่ 6.11 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz ดังผลในตารางที่ 6.9



รูปที่ 6.12 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 150 MHz ดังผลในตารางที่ 6.9

ตารางที่ 6.10 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ($|S_{21}|$ และ $|S_{12}|$)จากการคำนวณกับผลการทดลองที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 MHz

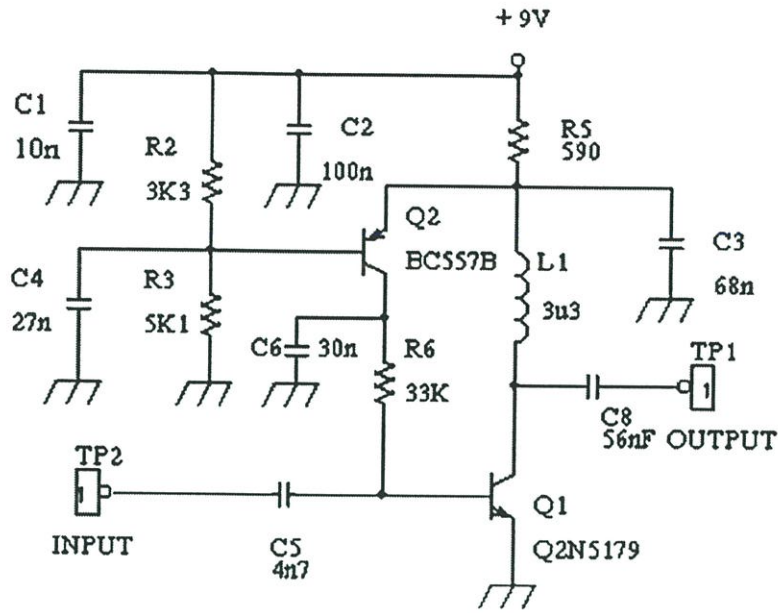
อัตราขยาย กำลัง	ค่าที่คำนวณได้		ค่าที่ได้จากการทดลอง @ $P_{AVS}^* = -30\text{dBm}$				
	AmpDe.m	PSpice®	2N5179		MPS5179		
			NO.1	NO.2	NO.1	NO.2	NO.3
10 Log $ S_{12} ^2(\text{dB})$	-34.814	-34.802	-33.4	-37.4	-35.8	-35.8	-34.8
10 Log $ S_{21} ^2(\text{dB})$	22.127	22.194	21.4	21.8	22.6	22.0	22.0



รูปที่ 6.13 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 MHz ดังผลในตารางที่ 6.10

ตารางที่ 6.11 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ ($|S_{21}|$)จากการคำนวณกับผลการทดลองที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz

อัตราขยาย กำลัง	ค่าที่คำนวณได้		ค่าที่ได้จากการทดลอง @ $P_{AVS}^* = -30\text{dBm}$				
	AmpDe.m	PSpice®	2N5179		MPS5179		
			NO.1	NO.2	NO.1	NO.2	NO.3
10 Log $ S_{21} ^2(\text{dB})$	15.68	16.18	13	13.4	13	13	13.6
10 Log $ S_{12} ^2(\text{dB})$	-26.36	-25.92	-27.8	-27.4	-25.4	-26.2	-24.8

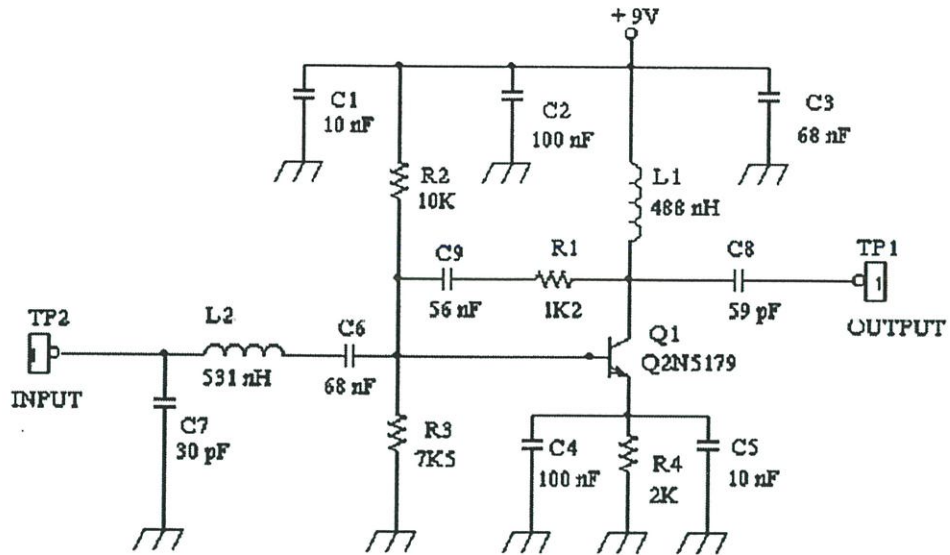


รูปที่ 6.14 แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าอัตรายขยายของทรานซิสเตอร์ที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz ดังผลในตารางที่ 6.11

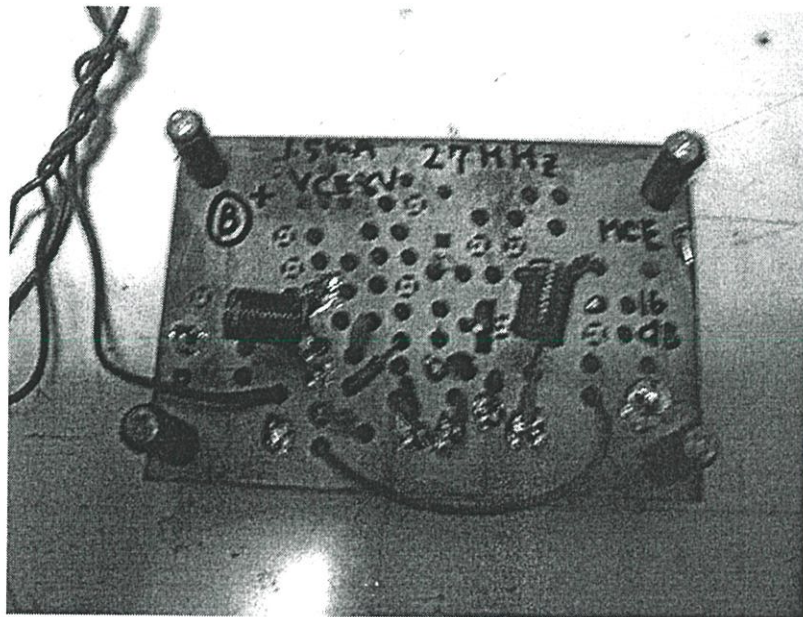
6.2.4 ผลการวัดค่าอัตรายขยายกำลังวงจรขยาย

ตารางที่ 6.12 แสดงค่าตัวแปรในการออกแบบวงจรให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz ดังรูปที่ 6.15

Rollete K	$Z_{S(opt)}$	$Z_{L(opt)}$	$G_{T(opt)}$	$G_{T(opt)}$ ที่วัดได้จริง
1.025	$46.99 + j 76.74$	$123.28 + j123.74$	16.78dB	16dB



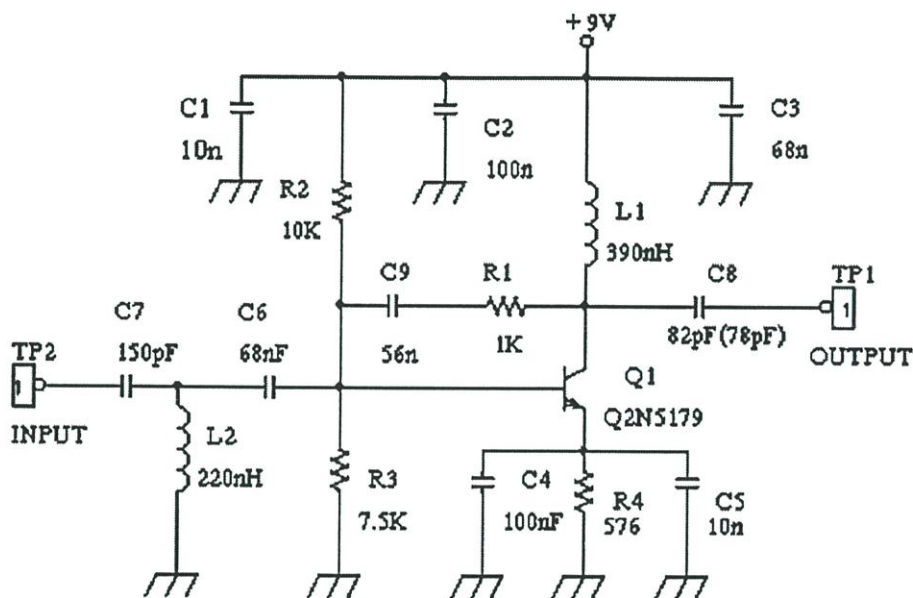
รูปที่ 6.15 แสดงวงจรที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้
ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 MHz



รูปที่ 6.16 แสดงวงจรจริงที่สร้างจากวงจรรูปที่ 6.15

ตารางที่ 6.13 แสดงค่าตัวแปรในการออกแบบวงจรให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ความถี่ 27 MHz ดังรูปที่ 6.17

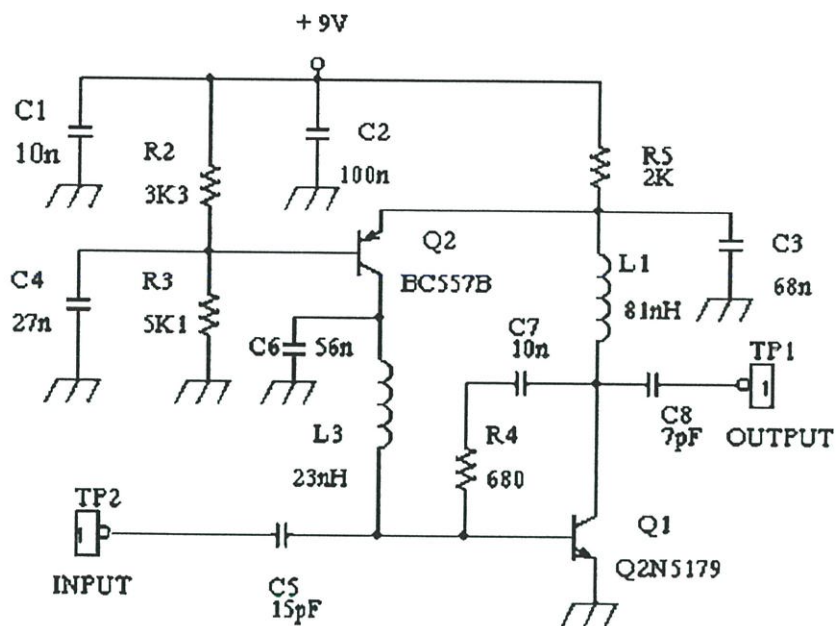
Rollete K	$Z_{S(opt)}$	$Z_{L(opt)}$	$G_{T(opt)}$	$G_{T(opt)}$ ที่วัดได้จริง
1.017	$28.41 + j 37.93$	$82.34 + j79.48$	20.61dB	19.2dB



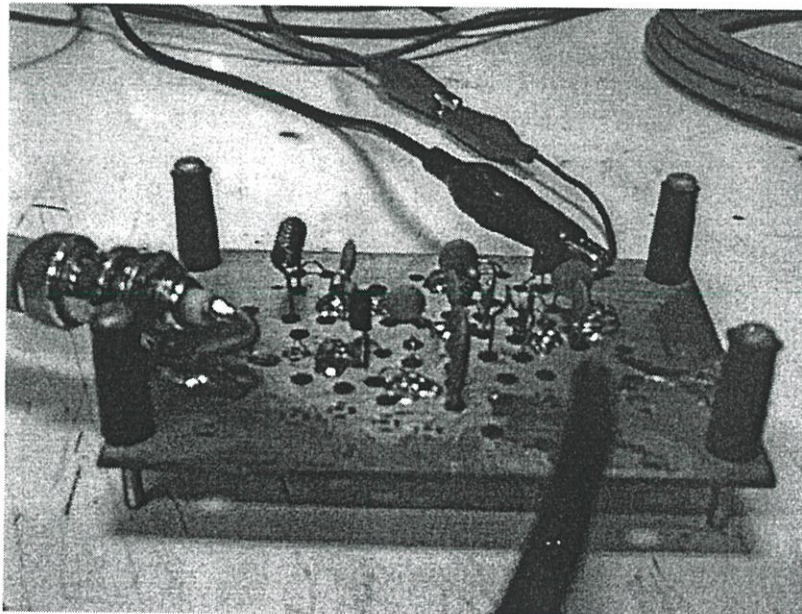
รูปที่ 6.17 แสดงวงจรขยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 27 MHz

ตารางที่ 6.14 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของวงจรที่ได้จากการคำนวณกับผลการทดลองเมื่อวงจรถูกออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz ดังวงจรในรูปที่ 6.18

อัตราขยาย	ค่าที่คำนวณได้	ค่าที่ได้จากการทดลอง @ $P_{AVS}^* = -30\text{dBm}$				
		2N5179		MPS5179		
		NO.1	NO.2	NO.1	NO.2	NO.3
$G_{T(max)}$	13.27 dB	14.6 dB	14.6 dB	13.8 dB	13.8 dB	13.8 dB



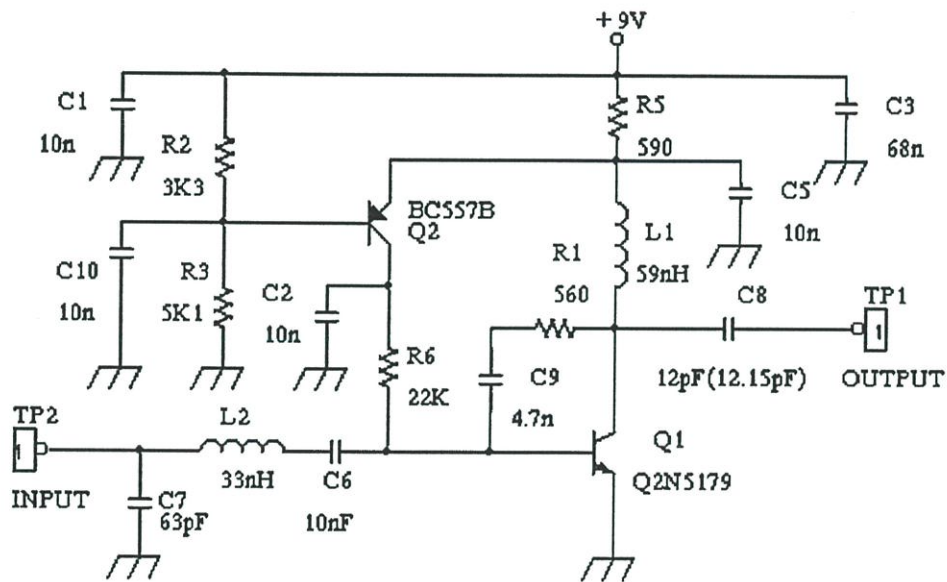
รูปที่ 6.18 แสดงวงจรขยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้
ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz



รูปที่ 6.19 แสดงวงจรจริงที่สร้างจากวงจรรูปที่ 6.18

ตารางที่ 6.15 เปรียบเทียบค่าอัตราขยายของวงจรที่ได้จากการคำนวณกับผลการทดลองเมื่อวงจรถูกออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz ดังวงจรในรูปที่ 6.20

อัตราขยาย	ค่าที่คำนวณได้	ค่าที่ได้จากการทดลอง @ $P_{AVS}^* = -30\text{dBm}$				
		2N5179		MPS5179		
		NO.1	NO.2	NO.1	NO.2	NO.3
$G_{T(\text{max})}$	17.0 dB	14.8 dB	14.6 dB	14.4 dB	14.2 dB	14.2 dB



รูปที่ 6.20 แสดงวงจรที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ $I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

ค่า Y พารามิเตอร์ที่หาได้จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นกับค่า Y พารามิเตอร์ที่หาโดยโปรแกรม PSpice® จะมีความแตกต่างกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่า y_{12} แต่ทว่าเมื่อนำมาคำนวณหาค่าอัตราขยาย เช่น Transducer Power gain และ Maximum Stable Gain จะให้ผลลัพธ์ใกล้เคียงกัน โดยที่ค่าอัตราขยายกำลัง Maximum Stable Gain (MSG) ที่คำนวณจากค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตที่หาโดยใช้โปรแกรมที่เขียนขึ้นจะต่างจากค่า Maximum Stable Gain ที่คำนวณจากค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตที่หาโดยใช้โปรแกรม PSpice® น้อยกว่า 0.5 เดซิเบล

ค่าอัตราขยายกำลังของทรานซิสเตอร์และของวงจรถยายที่ได้จากการทดลองแตกต่างจากค่าที่คำนวณน้อยกว่า 2 เดซิเบล เมื่อจัดไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่กระแสคอลเลกเตอร์เท่ากับ 1.5 มิลลิแอมป์ โดยค่าความต่างจะมีมากขึ้นเมื่อค่าความถี่และค่ากระแสคอลเลกเตอร์มีค่าสูงขึ้น ทั้งนี้เนื่องจาก อินพุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์มีค่าต่ำลงเมื่อความถี่และกระแสคอลเลกเตอร์มีค่าสูงขึ้น ทำให้ผลของอุปกรณ์แผ่และค่าผิดพลาด (Tolerance) ของอุปกรณ์มีอิทธิพลมากขึ้น ส่งผลให้การจัดวางอุปกรณ์และทำแผ่นวงจรพิมพ์มีความสำคัญมากขึ้น และจะเห็นได้ว่าการออกแบบวงจรที่ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ค่าสูงมีความยากมากขึ้น ถึงแม้จะทำให้ได้ค่าอัตราขยายกำลังสูงขึ้นก็ตาม

การทดลองวัดค่าอัตราขยายกำลังโดยอาศัยนิยามของ Transducer power gain มีแนวโน้มที่จะได้ค่าออกมาต่ำกว่าค่าที่คำนวณได้ เนื่องจากในวงจรที่สร้างจริงจะมีการสูญเสียของสัญญาณที่เดินทางผ่านอุปกรณ์ต่างๆจากแหล่งกำเนิดมาสู่อินพุตของทรานซิสเตอร์ แต่ในนิยามไม่ได้รวมการสูญเสียดังกล่าวนี้ จึงทำให้ค่าที่คำนวณได้มักสูงกว่าค่าที่วัดได้จริงเสมอ

โปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถหาจุดการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จากการกำหนดค่า I_C และ V_{CE} ได้เท่ากับการหาจากโปรแกรม PSpice®

จากการทดลองวัดจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์จะพบว่าค่า I_B และ V_{BE} จะมีค่ามากกว่าที่คำนวณได้จากแบบจำลอง SPICE ส่วนค่า BETA และ h_{FE} จะมีค่าต่ำกว่า และจากการที่ค่าดังกล่าวมีความสำคัญต่อการจัดวงจรไบแอส เราจึงต้องลดอิทธิพลของค่าตัวแปรเหล่านี้โดยใช้การจัดไบแอสด้วยวงจรแอกทีฟไบแอส

ในการสร้างวงจรจริงเพื่อใช้ในการทดลองวัดค่าอัตราขยายกำลังเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณนั้น ผู้เขียนได้ทำการออกแบบวงจรขยายให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneous conjugate match” ซึ่งมักจะต้องการปรับค่าเสถียรภาพเพื่อให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขก่อนเสมอ ซึ่งส่งผลให้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าค่อนข้างต่ำ ผลที่ตามมาคือ ค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทำแมตชิ่งจะมีค่าต่ำด้วย การสร้างวงจรจริงจึงยากขึ้นตาม เนื่องจาก ค่าอิมพี

แดนซ์ที่มีค่าต่ำจะอ่อนไหวต่อเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของอุปกรณ์สูง แต่ทว่าวงจรที่ถูกออกแบบด้วยวิธีการนี้จะมีประโยชน์ในกรณีที่ต้องการออกแบบวงจรขยายมากกว่า 1 วงจรและนำมาต่อคาสเคดกัน เนื่องจากจะช่วยให้เราควบคุมค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายแต่ละภาคได้ง่ายกว่า นอกจากนี้ เรายังสามารถที่จะคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำที่นำมาต่อเข้าที่อินพุตหรือเอาต์พุตพอร์ตเพื่อใช้ในการปรับค่าแบนด์วิดท์ของวงจรได้ด้วย

ตัวเก็บประจุที่ใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรแมตชิงต้องมีค่าความจุเท่ากับค่าที่คำนวณได้ ณ ค่าความถี่ใช้งาน ซึ่งทำให้ต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่ผลิตมาใช้กับงานความถี่สูงโดยเฉพาะ ซึ่งตัวเก็บประจุชนิดดังกล่าวยังหาซื้อยาก มีราคาค่อนข้างแพงและมักอยู่ในรูปของชิป(Chip)ซึ่งทำให้การใช้งานยุ่งยากกว่า ส่วนตัวเก็บประจุที่สามารถหาซื้อได้ทั่วไปยังใช้งานได้ดีในย่านความถี่ 27 เมกะเฮิรตซ์

ถึงแม้ว่าทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลองทั้งสองเบอร์คือ 2N5179 และ MPS5179 จะมีตัวถังและราคาต่างกัน แต่ก็ให้อัตราขยายกำลังใกล้เคียงกัน แต่ทั้งนี้ก็ยังมีคุณสมบัติที่ต่างกันที่น่าสนใจคือค่า $|S_{12}|$ ของเบอร์ 2N5179 จะมีค่าต่ำกว่าค่า $|S_{12}|$ ของ MPS5179 ประมาณ 2 เดซิเบลเมื่อต่อขาชีลด์ลงกราวด์ ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N5179 เหมาะกับงานที่ต้องการการแยกจากกัน (Isolation) ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตได้ดีกว่า เช่น วงจรอาร์เอฟแอมป์ในภาคฟรอนต์เอ็นด์(Front End) เป็นต้น

สำหรับโปรแกรม AmpDe.m ที่เขียนขึ้นนั้นจะมีคุณสมบัติที่แยกกล่าวแต่ละส่วนได้ดังนี้

สามารถใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จากแบบจำลอง SPICE ซึ่งทำให้สามารถเลือกค่าความถี่และจุดการทำงานได้ตามต้องการ

โปรแกรมสามารถคำนวณหาค่าความต้านทาน Shunt feedback และ Resistive loading ในการปรับให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขสำหรับวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมได้โดยอัตโนมัติ

คุณสมบัติของวงจรขยายที่ผู้ใช้สามารถกำหนดให้โปรแกรมช่วยคำนวณได้ก็คือ ค่าอัตราขยายกำลังและแบนด์วิดท์ แต่มีข้อจำกัดคือ โปรแกรมจะคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำเพื่อปรับค่าแบนด์วิดท์ของวงจรขยายได้ก็ต่อเมื่อ ผู้ใช้เลือกออกแบบวงจรขยายให้เกิดเงื่อนไขขออนจูเกตแมตซ์เท่านั้น

โปรแกรมสามารถคำนวณหาค่าองค์ประกอบของวงจรแมตชิงได้เฉพาะชนิดตัวแอลเท่านั้น และส่วนสุดท้ายคือ ส่วนของการคำนวณหาองค์ประกอบในการจัดไบอัสทรานซิสเตอร์ซึ่งโปรแกรมสามารถจะคำนวณหาองค์ประกอบของวงจรแอกทีฟไบแอสให้โดยอัตโนมัติ

7.2 ประโยชน์ที่จะได้รับ

จากการที่เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของอุปกรณ์ได้จากแบบจำลอง SPICE โดยใช้ฟังก์ชัน AC Sweep ของโปรแกรม SPICE ทำให้เกิดประโยชน์หลายอย่าง เช่น

- 1) ช่วยให้ไม่จำเป็นต้องซื้อเครื่องมือราคาแพง เช่น Vector Network Analyzer มาเพื่อใช้ในการวัดค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กสำหรับใช้งานในย่านความถี่ไม่เกิน UHF ซึ่งอาจไม่คุ้มค่ากับการลงทุน
- 2) ช่วยให้สามารถหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์ ณ ค่าจุดการทำงานและความถี่ใดๆ ก็ได้ ซึ่งทำให้เกิดความยืดหยุ่นในการออกแบบวงจรมากกว่าการอาศัยข้อมูลพารามิเตอร์สองพอร์ตจากผู้ผลิตอุปกรณ์ในรูปของแผ่นข้อมูลซึ่งมีข้อมูลไม่ละเอียดพอแต่อย่างไรก็ตาม จะเห็นว่าเรายังต้องอาศัยเครื่องมือช่วยคำนวณอื่นๆเข้ามาช่วยอีก ทั้งนี้เนื่องจากเราไม่สามารถใช้โปรแกรม SPICE ในการออกแบบวงจรขยายโดยใช้พื้นฐานทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ตได้ แต่จากวิธีการที่นำเสนอนี้ จะทำให้สามารถหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จากแบบจำลอง SPICE โดยได้ไม่ต้องใช้โปรแกรม SPICE เนื่องจาก เราสามารถเลือกได้ว่าจะใช้โปรแกรมภาษาระดับสูงชนิดใดมาพัฒนาเป็นเครื่องมือช่วยในการออกแบบวงจรขยายตั้งแต่การหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตจากแบบจำลอง SPICE จนถึงการคำนวณออกแบบวงจรโดยอาศัยทฤษฎีโครงข่ายสองพอร์ต

จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่า ถ้านำวิธีการที่นำเสนอนี้ผนวกกับทักษะในการเขียนโปรแกรม เราสามารถพัฒนาโปรแกรมช่วยในการออกแบบวงจรขยายอันจะทำให้งานการออกแบบวงจรทางด้านความถี่สูงมีความสะดวกมากขึ้น ส่งผลให้มีผู้สนใจและศึกษาค้นคว้างานทางด้านนี้อย่างแพร่หลายต่อไป

7.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

- 1) เนื่องจากความถูกต้องแม่นยำของการจำลองผลการทำงานของโปรแกรม SPICE จะขึ้นอยู่กับความถูกต้องของแบบจำลองของอุปกรณ์เป็นสำคัญและในทำนองเดียวกัน ถ้าเราจะพัฒนาวิธีการที่นำเสนอนี้ให้มีความสามารถสูงขึ้น ก็ต้องมีการคิดค่าพารามิเตอร์อื่นๆเพิ่มเข้ามาอีก เช่น ค่า PTF ซึ่งจะจำลองการหน่วง(Delay) ของสัญญาณในขณะที่เดินทางผ่านเบสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะมีผลเมื่อค่าความถี่สูงขึ้น เป็นต้น นอกจากนี้เราอาจพัฒนาโปรแกรมให้สามารถใช้ในการออกแบบวงจรขยายโดยใช้อุปกรณ์ชนิดอื่นนอกเหนือจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เช่น เฟต
- 2) ในส่วนของโปรแกรมเราอาจพัฒนาให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นดีขึ้น โดยแยกเป็นส่วนๆได้ดังนี้
 - 2.1) ส่วนรับข้อมูลจากผู้ใช้ อาจพัฒนาไปสู่การติดต่อกับผู้ใช้โดยใช้กราฟิก หรือ GUI ซึ่งจะทำให้มีความสะดวก สวยงาม นำใช้งานมากขึ้น
 - 2.2) ส่วนของการคำนวณหาอัตราขยายกำลัง เราอาจพัฒนาโปรแกรมให้สามารถออกแบบวงจรให้ได้อัตราขยายกำลังตามต้องการ พร้อมกับได้คุณสมบัติอื่นๆดีไปด้วย เช่น ทำ

ให้ได้ค่า $VSWR_{in}$ และ $VSWR_{out}$ ไม่สูงจนเกินไป ซึ่งในส่วนนี้เราเรียกว่า Optimization เป็นต้น

- 2.3) ในส่วนของการคำนวณวงจรแมตซึ่งอาจปรับปรุงให้โปรแกรมสามารถกำหนดค่า Q ของวงจรได้โดยการคำนวณหาค่าอุปกรณของวงจรแมตซึ่งชนิดตัวที่ หรือตัวไฟ ซึ่งจะทำให้เราสามารถควบคุมหรือปรับค่าแบนด์วิดท์ของวงจรขยายในกรณีที่ออกแบบวงจรขยายโดยอาศัยหลักการทำมิสแมตซ์ที่อินพุตหรือเอาต์พุตพอร์ตได้ด้วย
- อนึ่ง โปรแกรมที่เขียนขึ้นนี้อาศัยโปรแกรม MATLAB ในการพัฒนาเป็น Script file ซึ่งทำให้ต้องมีโปรแกรม MATLAB ในการใช้งานเสมอ แต่ถ้าเราต้องการให้โปรแกรมสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องพึ่งโปรแกรม MATLAB เราอาจพัฒนาโปรแกรมโดยอาศัยภาษาระดับสูงอื่นๆ เพื่อทำให้โปรแกรมเป็นชนิด Executable files หรือไฟล์นามสกุล .EXE ซึ่งจะทำให้โปรแกรมสามารถทำงานโดยอิสระได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Roy Hejhal. "Small Signal Design Using Two-Port Parameters." Application Note # 215. Motorola Semiconductor Sector. Phoenix, AZ. 1995. pp. 1.
- [2] Dye N., Granberg Helge. **Radio Frequency Transistors Principles and Practical Application.** Boston : Newnes. 1997. pp. 30.
- [3] National Semiconductor. **Discrete Devices Databook.** 1986.
- [4] Fairchild Semiconductor Corporation. "MPS5179 Data Sheet." [Online]. Available : <http://www.fairchildsemi.com/pf/MP/MPS5179.html>.
- [5] Rothe H., Dahlke W. "Theory of noisy fourpoles." Proc. IRE. Vol. 44. June 1956. pp. 811-818.
- [6] Hayward H.W. **Introduction to Radio Frequency Design.** Engle wood Cliffs, NJ : Prentice-Hall. 1982.
- [7] Laverghetta S.T. **Practical Microwaves.** Indianapolis : Howard W. Sams&Co., Inc. 1984.
- [8] Phomlounsri R., Srisathit S. and Bunnjaweht S. "Designing High Frequency Amplifier Circuit Using PSPICE and MATLAB." Association for Engineering Education in South East Asia and the Pacific [AESEEP]. Bangkok, Thailand, May 12 –14, 1999. pp. 284 – 290.
- [9] Tuinenga P.W. **SPICE : A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using PSpice[®].** 2nd Edition. Englewood Cliffs, New Jersey : Prentice-Hall. 1992. pp. 77.
- [10] Reinhold L., Pavel B. **RF Circuit Design : Theory and Applications.** Upper Saddle River, NJ : Prentice-Hall. 2000. pp. 188.
- [11] Antognetti P., Massobrio G. **Semiconductor Device Modeling with SPICE.** New York : McGraw-Hill. 1993.
- [12] Bowick C. **RF Circuit Design.** Indianapolis, Indiana : Howard W.Sams & Company. 1982.
- [13] Nelson G.C. **High Frequency and Microwave Circuit Design.** CRC Press LLC. 2000.
- [14] Motorola. "UHF Amplifier Design Using Data Sheet Design Curve." AN419, Application Note. 1993.

- [15] Engineering staff of Texas Instruments Incorporated ; edited by John R. Miller ; contributors Harry F. Cooke...[et al.], **Solid-State Communications : Design of Communications Equipment Using Semiconductors**. New York : McGraw-Hill. 1966.
- [16] Gonzalez G. **Microwave Transistor Amplifiers : Analysis and Design**. Upper Saddle River, NJ : Prentice-Hall. 1997.
- [17] Carson S.R. **High-frequency amplifiers**. 2nd Ed. John Wiley&Sons. 1982.
- [18] Witte A.R. **Electronic Test Instruments : A User's Sourcebook**. Indianapolis, Indiana : Howard W. Sams & Company. 1987.
- [19] Sima D. **Understanding Semiconductor Devices**. New York : Oxford Press. 2000.
- [20] Kielkowski M.R. **Inside SPICE**. McGraw-Hill. 1998.
- [21] Muller S.R., Kamins I.T. **Device Electronics for Integrated Circuits**. 2nd Ed. New York : Wiley. 1986.
- [22] Rashid H.M. **SPICE for Circuits and Electronics Using PSpice**. Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall. 1990.
- [23] Greeneich W.E. **Analog Integrated circuit**. Chapman & Hall. 1997.
- [24] Kreyzig E. **Advanced Engineering Mathematics**. 7th Ed. New York : John Wiley. 1993.
- [25] Biran A., Breiner M. **MATLAB for Engineer**. Workingham : Addison-Wesley, 1995.
- [26] Gray R.P., Meyer G.R. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. 3rd Ed. New York : Wiley. 1993.
- [27] Fenical L.H. **PSpice[®] : A Tutorial**. Englewood Cliffs, New Jersey : Regents/Prentice-Hall. 1992.
- [28] Infineon Semiconductor. BFP420 Data Sheet.
- [29] Agilent Technologies. "S-Parameter Design." AN154, Application Note. 2000. pp. 30.
- [30] Vizmuller P. **RF Design Guide : System, Circuits, and Equations**. Norwood : Artech House, Inc. 1995. pp. 213.
- [31] Palm III J.W. **Introduction to MATLAB for Engineers**. Boston : WCB/McGraw-Hill. 1998.
- [32] สันติ ชวนนอก, ประภากร สุวรรณะ. “การออกแบบวงจรรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุโดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ตที่หามาจากแบบจำลอง SPICE.” การประชุมวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 41. 3-7 กุมภาพันธ์ 2546. มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตบางเขน.

- [33] วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทยในพระบรมราชูปถัมภ์. ศัพท์เทคนิควิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร.
กรุงเทพฯ. 2538.
- [34] วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทยในพระบรมราชูปถัมภ์. ศัพท์เทคนิควิศวกรรม
อิเล็กทรอนิกส์. พิมพ์ครั้งที่ 6. กรุงเทพฯ. 2538.

ภาคผนวก ก.

การแปลงค่า S และ Y พารามิเตอร์

ก.1 การแปลง S พารามิเตอร์เป็น Y พารามิเตอร์

จากสมการที่เกี่ยวกับ S พารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.4 คือ

$$[I] = [I^+] - [I^-] = \frac{[V^+]}{Z_0} - \frac{[V^-]}{Z_0} \quad (\text{ก.1})$$

และ

$$b = [s]a \equiv b = \Gamma a$$

หรือ

$$\Gamma = \frac{b}{a} \quad (\text{ก.2})$$

เมื่อ

b หมายถึง ส่วนของสัญญาณสะท้อนกลับ(Reflection component)

a หมายถึง ส่วนของสัญญาณ(Incident component)

Γ หมายถึง สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

ทำให้ได้

$$[I^-] = [S][I^+] \quad (\text{ก.3})$$

จากสมการ (ก.1) จะได้

$$[I] = [I^+] - [S][I^+] = ([E] - [S])[I^+] \quad (\text{ก.4})$$

เพื่อหา Y พารามิเตอร์เราต้องจัดรูปให้เป็น

$$[I] = [Y][V]$$

นั่นหมายความว่าเราต้องหา I^+ ในรูปของ $[S]$, Z_0 และ $[V]$ มาแทนค่าในสมการ (ก.4) ดังนี้

จาก

$$[I^-] = [S][I^+]$$

$$[I^-] + [I^+] = [S]I^+ + I^+$$

$$\frac{[V^-]}{Z_0} + \frac{[V^+]}{Z_0} = ([S] + [E])I^+$$

เนื่องจาก

$$[V] = [V^+] + [V^-]$$

จะได้

$$\frac{[V]}{Z_0} = ([S] + [E])I^+$$

$$[I^+] = \frac{([S] + [E])^{-1}[V]}{Z_0} \quad (\text{ก.5})$$

แทนค่าสมการ(ก.5) ในสมการ(ก.4) จะได้

$$[I] = \frac{1}{Z_O} ([E] - [S])([S] + [E])^{-1} [V] \quad (\text{ก.6})$$

$$[Y] = \frac{1}{Z_O} ([E] + [S])([S] + [E])^{-1} \quad (\text{ก.7})$$

จากสมการ(ก.7) หาอินเวิร์สเมตริกซ์ของ $([S] + [E])^{-1}$ ดังขั้นตอนต่อไปนี้

1) หาดีเทอร์มิแนนต์

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} + 1 & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} + 1 \end{bmatrix}$$

$$\det = (S_{11} + 1)(S_{22} + 1) - S_{12}S_{21} = \Delta$$

2) หาโคแฟกเตอร์(Cofactor)จะได้

$$\begin{bmatrix} S_{22} + 1 & -S_{21} \\ -S_{12} & S_{11} + 1 \end{bmatrix}$$

3) หาทรานส์โพส(Transpose)ของค่าโคแฟกเตอร์ที่ได้จากข้อ 2) จะได้

$$\begin{bmatrix} S_{22} + 1 & -S_{12} \\ -S_{21} & S_{11} + 1 \end{bmatrix}$$

4) ได้เมตริกซ์ผกผัน(Inverse matrix) ดังนี้

$$([S] + [E])^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} S_{22} + 1 & -S_{12} \\ -S_{21} & S_{11} + 1 \end{bmatrix}}{(S_{11} + 1)(S_{22} + 1) - S_{12}S_{21}}$$

สุดท้ายจะได้

$$[Y] = \frac{1}{Z_O} \begin{bmatrix} 1 - S_{11} & -S_{12} \\ -S_{21} & 1 - S_{22} \end{bmatrix} \frac{\begin{bmatrix} S_{22} + 1 & -S_{12} \\ -S_{21} & S_{11} + 1 \end{bmatrix}}{(S_{11} + 1)(S_{22} + 1) - S_{12}S_{21}}$$

$$= \frac{1}{Z_O} \frac{\begin{bmatrix} (1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21} & -S_{12} \\ -2S_{21} & (1 - S_{22})(1 + S_{11}) + S_{12}S_{21} \end{bmatrix}}{(S_{11} + 1)(S_{22} + 1) - S_{12}S_{21}}$$

หรือ

$$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{\Delta} * \frac{1}{Z_O} \quad (\text{ก.8})$$

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{\Delta} * \frac{1}{Z_O} \quad (\text{ก.9})$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{\Delta} * \frac{1}{Z_O} \quad (\text{ก.10})$$

$$Y_{22} = \frac{(1 - S_{22})(1 + S_{11}) + S_{12}S_{21}}{\Delta} * \frac{1}{Z_O} \quad (\text{ก.11})$$

เมื่อ

$$\Delta = (S_{11} + 1)(S_{22} + 1) - S_{12}S_{21} \quad (\text{ก.12})$$

ก.2 การแปลง Y พารามิเตอร์เป็น S พารามิเตอร์

จากสมการ(2.44) จะได้

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (\text{ก.13})$$

ถ้ากำหนดให้

$$\varsigma = \frac{Z}{Z_0}$$

จะได้

$$\Gamma = \frac{\varsigma - 1}{\varsigma + 1} \quad (\text{ก.14})$$

จากความสัมพันธ์

$$\varsigma = \frac{1}{y} \quad (\text{ก.15})$$

จะได้

$$\Gamma = \frac{1 - y}{1 + y} \quad (\text{ก.16})$$

เมื่อ

$$y = Z_0 Y \quad (\text{ก.17})$$

จากสมการ(ก.16)จัดรูปจะใหม่โดย

$$\Gamma \Rightarrow [S] = \text{เมตริกซ์ขนาด } 2 \times 2$$

$$1 \Rightarrow [E] = \text{เมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด } 2 \times 2$$

$$y \Rightarrow [Y]$$

จะได้

$$[S] = ([E] + [Y])^{-1}([E] - [Y]) \quad (\text{ก.18})$$

มีข้อสังเกตจากสมการ(ก.17)ว่า ในการแปลงค่า Y พารามิเตอร์ให้เป็น S พารามิเตอร์ เราจะต้องนำค่า Z_0 คูณกับค่า Y พารามิเตอร์แต่ละตัวก่อนจะแปลงให้เป็น S พารามิเตอร์ตามสมการ(ก.18) สุดท้ายจะได้

$$S_{11} = \frac{(Y_{22} + 1)(1 - Y_{11}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta} \quad (\text{ก.19})$$

$$S_{12} = \frac{-2Y_{12}}{\Delta} \quad (\text{ก.20})$$

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}}{\Delta} \quad (\text{ก.21})$$

$$S_{22} = \frac{(1 - Y_{22})(Y_{11} + 1) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta} \quad (\text{ก.22})$$

เมื่อ

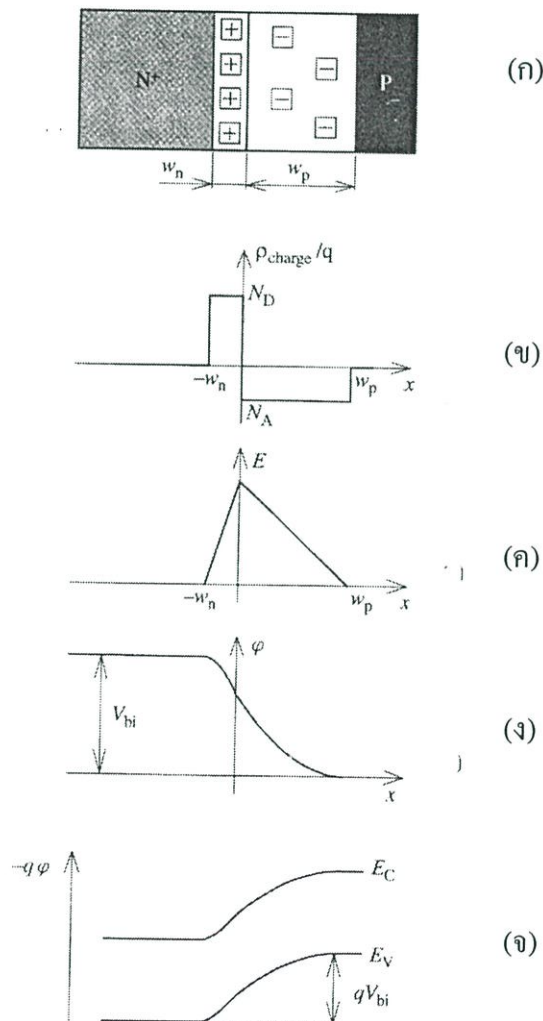
$$\Delta = (1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} \quad (\text{ก.23})$$

ภาคผนวก ข.

การหาผลเฉลยของสมการปัวซง(Poisson)สำหรับ Depletion-Layer Capacitance

ข.1 ผลเฉลยของสมการปัวซงสำหรับรอยต่อชนิดชั้นนั้บโด[19]

เราจะถือว่ารอยต่อใดๆเป็นรอยต่อชนิดชั้นนั้บโดก็ต่อเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของปริมาณสารเจืออย่างทันทีทันใดที่รอยต่อดังรูปที่ ข.1 ซึ่งในทางปฏิบัติจริงแล้วเราไม่มีขบวนการในการสร้างรอยต่อที่จะทำได้เช่นนี้ แต่ทว่าเราต้องทำการประมาณให้เป็นเช่นนี้เพื่อ



รูปที่ ข.1 แสดงโครงสร้างและคุณสมบัติต่างๆของรอยต่อชนิดชั้นนั้บโด

1) การประมาณเช่นนี้ถือว่าเป็นลักษณะของรอยต่อที่เป็นไปตามอุดมคติได้มากที่สุดคือ มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด

2) เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุกับแรงดันได้ง่ายขึ้น

ความสัมพันธ์ระหว่างศักย์ไฟฟ้าและความหนาแน่นประจุ ณ จุดหนึ่งในบริเวณปลอดพาหะสามารถอธิบายได้โดยสมการปัวซง เราจึงหาความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของบริเวณปลอดพาหะ w_d กับแรงดันที่ป้อนให้กับรอยต่อได้โดยการแก้สมการปัวซงก่อน จากนั้นใช้สมการ

$$C_d = \epsilon_s \frac{A}{w_d} \tag{ข.1}$$

ในการหาค่าความจุ C_d ที่แปรเปลี่ยนกับแรงดันที่ป้อนให้กับรอยต่อ

การหาสมการปัวซงโดยการตัดปรากฏการณ์ขอบ(Edge effect) ทิ้ง (ซึ่งในทางคณิตศาสตร์ทำได้โดยสมมติให้แกน y และ z มีค่ามากๆ) ทำให้ได้สมการปัวซงที่มีตัวแปร x ตัวเดียวและทำให้สามารถเปลี่ยนจากการหาค่าผลต่างเชิงอนุพันธ์ย่อย(Partial differential)มาเป็นการหาอนุพันธ์(Derivative)ได้คือ

$$\frac{d^2\phi}{dx^2} = \frac{-\rho_{charge}}{\epsilon_s} \tag{ข.2}$$

เราใช้สัญลักษณ์ ϵ_s เพื่อบ่งชี้ค่าสภาพยอม(Permittivity)ของสารกึ่งตัวนำ โดยที่ซิลิคอนมีค่า ϵ_s เท่ากับ $11.8 \cdot 8.85 \cdot 10^{-12}$ ฟารัดต่อเมตร และจากรูปที่ ข.1(ก) เราจะแบ่งการพิจารณาค่าของประจุภายในและรอบๆรอยต่อออกเป็น 4 ส่วนดังนี้

- 1) บริเวณอิเล็กทรอนิกส์(Electroneutral) N^+ ซึ่งเป็นบริเวณที่ไอออนของสารเจือผู้ให้(Donor ion) ถูกชดเชยได้อย่างสมบูรณ์โดยอิเล็กตรอน ทำให้ความหนาแน่นประจุในบริเวณนี้เท่ากับศูนย์ (ρ_{charge} เท่ากับศูนย์)
- 2) บริเวณปลอดพาหะที่แผ่เข้ามาทางด้านแท่งสาร N^+ เป็นบริเวณที่ไอออนของสารเจือผู้ให้ปรากฏเป็นศูนย์กลางประจุ(Charge center) และมีจำนวนของไอออนเท่ากับ N_D ต่อลูกบาศก์เมตรหรือลูกบาศก์เซนติเมตร(ซึ่งจะเห็นว่าเป็นค่าเดียวกับความเข้มข้นของอะตอมสารเจือผู้ให้ ซึ่งเราสมมติให้มีค่าสม่ำเสมอตลอดทั้งบริเวณแท่งสาร N^+) โดยที่ ไอออนของสารเจือผู้ให้แต่ละตัวจะมีประจุบวกเท่ากับ 1 หน่วยประจุ q และเพื่อที่จะหาค่าความหนาแน่นประจุ ρ_{charge} ซึ่งมีหน่วยเป็นคูลอมบ์ต่อลูกบาศก์เมตร(c/m^3) เราจะต้องคูณค่า N_D ด้วยค่าประจุ 1 หน่วยคือ q เท่ากับ $1.6 \cdot 10^{-19}$ คูลอมบ์ จึงทำให้ได้ ρ_{charge} ในบริเวณนี้เท่ากับ qN_D
- 3) บริเวณปลอดพาหะทางด้านแท่งสารชนิดพี ซึ่งบริเวณนี้จะมีไอออนของอะตอมสารเจือผู้รับปรากฏเป็นศูนย์กลางประจุ และเราสามารถพิจารณาค่าความหนาแน่นประจุได้ในทำนองเดียวกันกับข้อ 2) ทำให้ได้ ρ_{charge} ในบริเวณนี้เท่ากับ $-qN_A$
- 4) บริเวณอิเล็กทรอนิกส์ในแท่งสารพี ซึ่งเป็นบริเวณที่ไอออนของอะตอมสารเจือผู้รับถูกชดเชยได้อย่างสมบูรณ์ด้วยโฮล เป็นผลให้ ρ_{charge} มีค่าเท่ากับศูนย์

ซึ่งความหนาแน่นประจุภายในบริเวณปลอดพาหะและบริเวณโคจรอบทั้ง 4 ส่วนดังกล่าว แสดงดังรูปที่ ข.1(ข) และเพื่อที่จะแก้สมการปัวซองเราจะเขียนสมการแยกออกเป็น 4 กรณีตามค่าของความหนาแน่นประจุได้ดังนี้

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = \begin{cases} 0 & ; x \leq -w_n \\ \frac{-qN_D}{\epsilon_s} & ; -w_n \leq x \leq 0 \\ \frac{qN_A}{\epsilon_s} & ; 0 \leq x \leq w_p \\ 0 & ; x \geq w_p \end{cases} \quad (\text{ข.3})$$

ถ้าเราอินทิเกรตสมการข้างบนทั้งสองด้านจะทำให้ได้

$$\frac{d\varphi}{dx} = \begin{cases} c_1 & ; x \leq -w_n \\ \frac{-qN_D}{\epsilon_s}x + c_2 & ; -w_n \leq x \leq 0 \\ \frac{qN_A}{\epsilon_s}x + c_3 & ; 0 \leq x \leq w_p \\ c_4 & ; x \geq w_p \end{cases} \quad (\text{ข.4})$$

โดยที่ c_1 , c_2 , c_3 และ c_4 เป็นค่าคงที่ที่เกิดจากการอินทิเกรต

จากเงื่อนไขของสถานะสมดุลอุณหภูมิจจะทำให้สนามไฟฟ้าในบริเวณอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์ (บริเวณ $x \leq -w_n$ และ $x \geq w_p$) จะต้องมีความเป็นศูนย์ เนื่องจาก ถ้าสนามไฟฟ้าในบริเวณดังกล่าวไม่เท่ากับศูนย์จะทำให้เกิดครอนิสรและโฮลเคลื่อนที่โดยอิทธิพลของสนามไฟฟ้าเกิดเป็นกระแสไหลซึ่งหมายถึงรอยต่อพี-เอ็นไม่ได้อยู่ในสถานะสมดุลอุณหภูมิตั้งแต่ในที่นี่เรากำลังพิจารณารอยต่อในสถานะสมดุลอุณหภูมิจึงทำให้ได้ c_1 และ c_4 เท่ากับศูนย์ซึ่งจะทำให้สมการของสนามไฟฟ้าในบริเวณอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์เป็นจริง ส่วนการหาค่าคงที่ที่เกิดจากการอินทิเกรตอีก 2 ตัวคือ c_2 และ c_3 เราจะใช้เงื่อนไขขอบ(Boundary condition) ณ ตำแหน่ง x เท่ากับ $-w_n$ และ x เท่ากับ w_p เข้ามาช่วย กล่าวคือ ค่าสนามไฟฟ้า ณ ตำแหน่ง x เท่ากับ $-w_n$ และ x เท่ากับ w_p (ซึ่งถือว่าเป็นขอบของบริเวณอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์)จะมีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้น นำเงื่อนไขขอบนี้ไปพิจารณาสมการ(ข.4) จะได้

$$0 = \begin{cases} \frac{qN_D}{\epsilon_s}w_n + c_2 \\ \frac{qN_A}{\epsilon_s}w_p + c_3 \end{cases} \quad (\text{ข.5})$$

จึงทำให้ได้

$$\begin{aligned} c_2 &= -\frac{qN_D}{\epsilon_s}w_n \\ c_3 &= -\frac{qN_A}{\epsilon_s}w_p \end{aligned} \quad (\text{ข.6})$$

แทนค่าคงที่ทั้งหมดลงในสมการ(ข.4) จะได้

$$\frac{d\phi}{dx} = \begin{cases} 0 & ; x \leq -w_n \\ \frac{-qN_D}{\epsilon_s}(x + w_n) & ; -w_n \leq x \leq 0 \\ \frac{qN_A}{\epsilon_s}(x - w_p) & ; 0 \leq x \leq w_p \\ 0 & ; x \geq w_p \end{cases} \quad (\text{ข.7})$$

และจากสมการของสนามไฟฟ้าคือ $E = -d\phi / dx$ เราจะได้ $E = -d\phi / dx$ ซึ่งจะเห็นว่า ถ้าเรานำ -1 คูณกับสมการ(ข.7) จะทำให้ได้ค่าสนามไฟฟ้า ณ ตำแหน่ง x ทั้งในและรอบๆ บริเวณปลอดพาหะดังนี้

$$E(x) = \begin{cases} 0 & ; x \leq -w_n \\ \frac{qN_D}{\epsilon_s}(x + w_n) & ; -w_n \leq x \leq 0 \\ -\frac{qN_A}{\epsilon_s}(x - w_p) & ; 0 \leq x \leq w_p \\ 0 & ; x \geq w_p \end{cases} \quad (\text{ข.8})$$

ถ้าเรานำสมการ(ข.8)มาพลอตกราฟจะได้ผลดังรูปที่ ข.1(ค) ซึ่งทำให้เห็นว่าสนามไฟฟ้ามีค่าสูงสุดที่ตำแหน่ง x เท่ากับศูนย์ และจะพบว่าจุดที่สนามไฟฟ้ามีค่าสูงสุดสามารถอธิบายได้ด้วยสมการ 2 สมการ คือ

- 1) อธิบายในรูปของ N_D และ w_n ดังบรรทัดที่ 2 ของสมการ (ข.8)
- 2) อธิบายในรูปของ N_A และ w_p ดังบรรทัดที่ 3 ของสมการ (ข.8)

ซึ่งจากการที่เราสามารถอธิบายค่าสูงสุดของสนามไฟฟ้าได้ 2 วิธีนี้เป็นการชี้ให้เห็นว่ามีความสัมพันธ์กันระหว่างค่า N_D และ w_n ในแท่งสาร N^+ กับค่า N_A และ w_p ในแท่งสารชนิดพี และทำให้ได้

$$E_{\max} = E(0) = \frac{qN_D}{\epsilon_s} w_n = \frac{qN_A}{\epsilon_s} w_p \quad (\text{ข.9})$$

และ

$$N_D w_n = N_A w_p \quad (\text{ข.10})$$

ซึ่งตีความหมายได้ว่าถ้า N_D มากกว่า N_A (ดังรูปที่ ข.1) ความกว้างของบริเวณปลอดพาหะ w_n จะต้องน้อยกว่า w_p ซึ่งหมายถึง บริเวณปลอดพาหะจะแผ่เข้าไปในแท่งสารซึ่งถูกเติมสารเจือใน ระดับต่ำกว่ามากกว่าที่จะแผ่เข้าไปในแท่งสารที่ถูกเติมสารเจือในระดับสูง และถ้าเราทำการอินทิเกรตสมการ(ข.7) จะทำให้ได้สมการค่าศักย์ไฟฟ้าที่ตำแหน่ง x ใดๆดังนี้

$$\varphi = \begin{cases} c_5 & ; x \leq -w_n \\ \frac{-qN_D}{\epsilon_s} \left(\frac{x^2}{2} + w_n x \right) + c_6 & ; -w_n \leq x \leq 0 \\ \frac{qN_A}{\epsilon_s} \left(\frac{x^2}{2} - w_p x \right) + c_7 & ; 0 \leq x \leq w_p \\ c_8 & ; x \geq w_p \end{cases} \quad (\text{ข.11})$$

จากการที่สนามไฟฟ้าในบริเวณอิเล็กทรอนิกส์ ($x \leq -w_n$ และ $x \geq w_p$) มีค่าเท่ากับศูนย์ เราจึงได้ค่าศักย์ไฟฟ้าในบริเวณนี้มีค่าคงที่ และถ้าเรากำหนดให้ศักย์ไฟฟ้าในบริเวณแท่งสารชนิดพี (บริเวณที่ $x \geq w_p$) เป็นศักย์อ้างอิงหรือให้เป็นกราวด์จะทำให้ได้ $c_8 = 0$ และจากความจริงที่ว่าสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในบริเวณปลอดพาหะจะส่งผลให้มีแรงดันภายในซึ่งเราให้สัญลักษณ์เป็น V_{bi} ตกคร่อมรอยต่อ ทำให้ศักย์ไฟฟ้าในบริเวณอิเล็กทรอนิกส์ในแท่งสาร N^+ มีค่าเท่ากับ V_{bi} (แรงดันในบริเวณ $x \leq -w_n$ มีค่าคงที่ตลอด) จึงทำให้ได้ $c_5 = V_{bi}$ และเราสามารถจะหาค่าคงที่อีก 2 ตัวที่เหลือโดยอาศัยเงื่อนไขขอบที่ว่า $\varphi(-w_n) = V_{bi}$ และ $\varphi(w_p) = 0$ แทนค่าลงในสมการ(ข.11) จะได้

$$\left. \begin{aligned} V_{bi} &= \frac{qN_D}{\epsilon_s} \frac{w_n^2}{2} + c_6 \\ 0 &= \frac{-qN_A}{\epsilon_s} \frac{w_p^2}{2} + c_7 \end{aligned} \right\} \quad (\text{ข.12})$$

ทำให้ได้

$$\left. \begin{aligned} c_6 &= V_{bi} - \frac{qN_D}{\epsilon_s} \frac{w_n^2}{2} \\ c_7 &= \frac{qN_A}{\epsilon_s} \frac{w_p^2}{2} \end{aligned} \right\} \quad (\text{ข.13})$$

แทนค่าคงที่ทั้งหมดลงในสมการ (ข.11) จะได้

$$\varphi = \begin{cases} V_{bi} & ; x \leq -w_n \\ V_{bi} - \frac{qN_D}{2\epsilon_s} (x + w_n)^2 & ; -w_n \leq x \leq 0 \\ \frac{qN_A}{2\epsilon_s} (x - w_p)^2 & ; 0 \leq x \leq w_p \\ 0 & ; x \geq w_p \end{cases} \quad (\text{ข.14})$$

เมื่อนำสมการ(ข.14) ไปพลอตกราฟจะได้ดังรูปที่ ข.1(ง) และจะพบว่า เราสามารถนำลักษณะการกระจายตัวของศักย์ไฟฟ้าที่ได้จากสมการ(ข.14) ไปใช้ในการพลอตกราฟแถบพลังงานได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานศักย์ (Potential energy, E_{pot}) และศักย์ไฟฟ้าคือ

$$E_{pot}(x) = -q\varphi(x)$$

ผนวกกับความจริงที่ว่า ขอบล่างของแถบนำ (Bottom of the conduction band) ถูกแยกออกจากขอบบนของแถบวาเลนซ์ (Top of the valence band) ด้วยช่องว่างพลังงาน (Energy gap) E_g จะทำให้ได้ไคอะแกรมของแถบพลังงานดังรูปที่ ข.1(จ)

จากสมการ(ข.10)ทำให้ได้ความกว้างบริเวณปลอดพาหะ w_n และ w_p อยู่ในรูปของความเข้มข้นของสารเจือ N_D และ N_A ส่วนสมการ(ข.14) ซึ่งอธิบายการกระจายตัวของศักย์ไฟฟ้าจะถูกนำมาใช้ในการหาค่า w_n และ w_p ในรูปแบบที่สอง กล่าวคือ จากบรรทัดที่ 2 และ 3 ของสมการ(ข.14) เมื่อเราพิจารณาที่ตำแหน่ง x เท่ากับศูนย์ เราจะได้ค่าของศักย์ไฟฟ้าที่ตำแหน่งนี้ที่อธิบายได้ด้วยตัวแปร 2 กลุ่มคือ

- 1) อธิบายด้วยพารามิเตอร์ของแท่งสาร N^+
- 2) อธิบายด้วยพารามิเตอร์ของแท่งสารพี

ทำให้ได้

$$\varphi(0) = V_{bi} - \frac{qN_D}{2\epsilon_s} w_n^2 = \frac{qN_A}{2\epsilon_s} w_p^2 \quad (\text{ข.15})$$

ทำการแก้ระบบสมการที่เกิดจากสมการ (ข.10) และสมการ(ข.15) ทำให้ได้

$$w_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{qN_D [1 + (N_D / N_A)]}} \quad (\text{ข.16})$$

$$w_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{qN_A [1 + (N_A / N_D)]}} \quad (\text{ข.17})$$

ความกว้างบริเวณปลอดพาหะรวมมีค่าเป็น

$$w_d = w_n + w_p \quad (\text{ข.18})$$

จากสมการ (ข.16) (ข.17) และ (ข.18) เราสามารถหาความกว้างบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อพี-เอ็นชนิดชั้นบันไดและอยู่ในสภาวะสมดุลอุณหภูมิดี แต่ทว่าจุดประสงค์ของเราจริงๆก็คือ การหาความกว้างบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อพี-เอ็นชนิดชั้นบันไดที่ได้รับไบแอสกลับด้วยแรงดัน V_R เพื่อนำไปสู่การหาความสัมพันธ์ระหว่างค่า Depletion-layer capacitance กับแรงดันไบแอสกลับ V_R ในที่สุด แต่ก็นับว่ายังโชคดีเนื่องจาก สมการที่หามาทั้งหมดนั้นสามารถที่จะพัฒนาต่อไปให้บรรทัดอุปประสงค์ดังกล่าวได้โดย

- 1) ตัดผลของกระแสรั่วไหล(กระแสอิมิตัว)ที่ไหลผ่านรอยต่อเมื่อได้รับไบแอสกลับทิ้ง
- 2) แรงดันไบแอสกลับ(V_R)ที่ป้อนให้กับรอยต่อทางด้าน N^+ สามารถนำไปบวกเข้ากับแรงดันภายในของรอยต่อได้โดยตรง ซึ่งทำให้สามารถแทนค่า V_{bi} ได้ด้วย $V_{bi} + V_R$

จากวิธีการข้างต้นทำให้ได้ความกว้างบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสกลับด้วยแรงดัน (V_R) มีค่าดังนี้

$$w_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s (V_{bi} + V_R)}{qN_D [1 + (N_D / N_A)]}} \quad (\text{ข.19})$$

$$w_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s (V_{bi} + V_R)}{qN_A [1 + (N_A / N_D)]}} \quad (\text{ข.20})$$

และจากสมการที่ใช้ในการหาค่า Depletion-layer capacitance คือ

$$C_d = A \frac{\epsilon_s}{W_d} = A \frac{\epsilon}{W_n + W_p} \quad (\text{ข.21})$$

เราจะเปลี่ยนรูปของค่า w_n และ w_p ในสมการ(ข.21)ให้อยู่ในรูปของแรงดันไบแอสกลับ(V_R)ที่ป้อนให้กับรอยต่อและความเข้มข้นของเติมสารเจือได้โดยเหตุผลที่ว่า การสร้างรอยต่อพี-เอ็นในขบวนการสร้างอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำโดยส่วนใหญ่จะใช้วิธีการกลับ(Convert)ซั้บสเตรตที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีหรือเอ็นให้เป็นชนิดตรงข้ามโดยการเติมสารเจือในระดับสูงซึ่งจะส่งผลให้เกิดรอยต่อพี-เอ็นที่มีคุณสมบัติ $N_D \gg N_A$ หรือ $N_A \gg N_D$ และจากเหตุผลดังกล่าวเราจะได้สมการของ w_n และ w_p ในรูปที่ง่ายขึ้นดังนี้

สำหรับกรณีที่ $N_D \gg N_A$

$$w_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(V_{bi} + V_R)}{qN_A}}$$

$$w_n \ll w_p \quad (\text{ข.22})$$

$$w_d \approx w_p$$

สำหรับกรณีที่ $N_A \gg N_D$

$$w_n \approx \sqrt{\frac{2\epsilon_s(V_{bi} + V_R)}{qN_D}}$$

$$w_p \ll w_n \quad (\text{ข.23})$$

$$w_d \approx w_n$$

จากสมการ (ข.21) (ข.22) และ (ข.23) เราจะได้

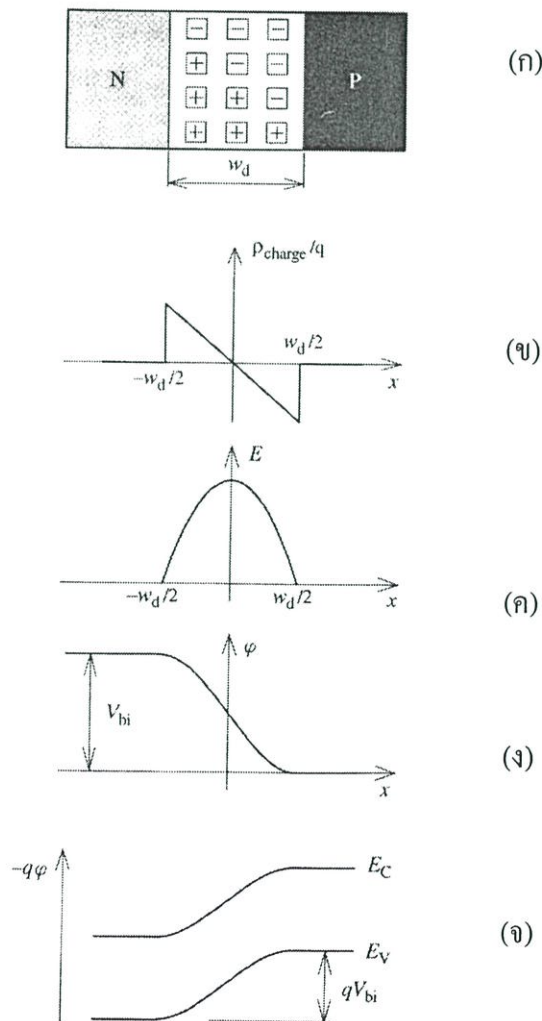
$$C_d = C_d(0) \left(1 + \frac{V_R}{V_{bi}}\right)^{-1/2} \quad (\text{ข.24})$$

$$C_d(0) = \begin{cases} \frac{A}{2} \sqrt{\frac{2\epsilon_s q N_A}{V_{bi}}} & ; N_D \gg N_A \\ \frac{A}{2} \sqrt{\frac{2\epsilon_s q N_D}{V_{bi}}} & ; N_A \gg N_D \end{cases} \quad (\text{ข.25})$$

ซึ่งความหมายทางกายภาพของ $C_d(0)$ คือ ค่าความจุของรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับไบแอสด้วยแรงดันศูนย์ (V_R เท่ากับ 0) หรือ Zero-bias junction capacitance ทำให้สรุปได้ว่า รอยต่อพี-เอ็นชนิดชั้นบันไดที่ได้รับไบแอสกลับด้วยแรงดัน V_R จะทำให้เกิด Depletion-layer capacitance ที่มีค่าเป็นสัดส่วนกับ $(1 + V_R / V_{bi})^{-1/2}$

ข.2 ผลเฉลยของสมการปัวซงสำหรับรอยต่อชนิดลาด (Solution for Linear P-N Junction)[19]

เมื่อพิจารณาถึงความเป็นไปได้ของลักษณะการกระจายตัวของอะตอมสารเจือที่เติมลงไป สารกึ่งตัวนำเพื่อสร้างรอยต่อพี-เอ็น เราจะพบว่าลักษณะการกระจายตัวของอะตอมสารเจือจะเป็นไปได้หลายรูปแบบ เช่น การเติมสารเจือที่ทำให้เกิดความแตกต่างของอะตอมสารเจือได้อย่างทันทีทันใดจะถูกพิจารณาให้เป็นชนิดขั้นบันได ส่วนการเติมสารเจือแล้วทำให้เกิดการกระจายตัวของอะตอมสารเจือมีการเพิ่มขึ้นแบบค่อยเป็นค่อยไปอย่างสม่ำเสมอ เราจะพิจารณาให้เป็นรอยต่อชนิดลาด (Linear junction) ดังรูปที่ ข.2 และถึงแม้ว่าในทางปฏิบัติเราไม่สามารถสร้างให้รอยต่อมีลักษณะเช่นนี้ได้ก็ตาม แต่ทว่าการพิจารณาดังกล่าว เราถือว่าเป็นขอบหรือกรอบของสิ่งที่จะเกิดขึ้นจริง จึงส่งผลให้เราสามารถนำผลที่ได้นี้ไปปรับใช้กับรอยต่อที่เราสร้างจริงๆ ได้ อีกทั้งการสมมติในลักษณะนี้ช่วยให้เราสามารถหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ง่ายกว่าด้วย



รูปที่ ข.2 แสดง โครงสร้างและคุณสมบัติต่างๆของรอยต่อชนิดลาด

จากเหตุผลดังกล่าว เราจึงใช้รอยต่อชนิดชั้นบันไดและรอยต่อชนิดลาดในการหาสมการที่อธิบายคุณสมบัติทางกายภาพของรอยต่อ เช่น ความกว้างบริเวณปลอดพาหะ เพื่อให้ผลที่ได้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับรอยต่อพี-เอ็นได้ทุกชนิดนั่นเอง และต่อไปนี้จะเป็นการหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบแอสกลับกับ Depletion-layer capacitance ของรอยต่อพี-เอ็นชนิดลาด

เพื่อที่จะแก้สมการปัวซงของรอยต่อชนิดลาดเราจะกำหนดให้

$$\rho_{\text{charge}} = -ax \quad (\text{ข.26})$$

เมื่อ a เป็นความชันของรอยต่อทำให้ได้

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = \frac{a}{\epsilon_s} x \quad (\text{ข.27})$$

ซึ่งสมการ(ข.27)จะเป็นจริงเมื่อ $-w_d/2 \leq x \leq w_d/2$ ซึ่งหมายถึง บริเวณปลอดพาหะเท่านั้น แต่อย่างไรก็ตาม ในกรณีของรอยต่อชนิดลาดการแก้สมการปัวซงเฉพาะในบริเวณปลอดพาหะก็สามารถทำให้ได้ค่าความกว้างของบริเวณปลอดพาหะที่ใช้ในการหาค่า Depletion-layer capacitance ของรอยต่อได้

สำหรับขั้นตอนการแก้สมการจะเริ่มจากการอินทิเกรตสมการ(ข.27) ซึ่งทำให้ได้

$$\frac{d\varphi}{dx} = \frac{a}{\epsilon_s} \frac{x^2}{2} + c_a \quad (\text{ข.28})$$

เมื่อ c_a เป็นค่าคงที่ที่เกิดจากการอินทิเกรต

และเราสามารถหาค่า c_a ได้จากเงื่อนไขขอบที่ว่า $d\varphi/dx = 0$ ที่ตำแหน่ง x เท่ากับ $-w_d/2$ (ดูรูปที่ ข.2 ประกอบ) ทำให้ได้

$$c_a = -\frac{a}{\epsilon_s} \frac{w_d^2}{8} \quad (\text{ข.29})$$

แทนค่า c_a ลงในสมการ(ข.28) จะได้

$$\frac{d\varphi}{dx} = \frac{a}{2\epsilon_s} \left[x^2 - \left(\frac{w_d}{2} \right)^2 \right] \quad (\text{ข.30})$$

จากความสัมพันธ์ E เท่ากับ $-d\varphi/dx$ จะได้

$$E(x) = \frac{a}{2\epsilon_s} \left[\left(\frac{w_d}{2} \right)^2 - x^2 \right] \quad (\text{ข.31})$$

จากสมการ (ข.31) นำไปพลอตกราฟจะได้ดังรูปที่ ข.2(ค) และทำการอินทิเกรตสมการ(ข.30) อีกครั้งจะได้

$$\varphi(x) = \frac{a}{2\epsilon_s} \left[\frac{x^3}{3} - \left(\frac{w_d}{2} \right)^2 x \right] + c_b \quad (\text{ข.32})$$

เราจะหาค่าคงที่ c_b จากเงื่อนไขขอบ $\varphi(w_d/2) = 0$ ซึ่งในทางกายภาพจะเกิดจากการกำหนดให้แท่งสารพีเป็นจุดที่มีแรงดันอ้างอิงหรือให้เป็นกราวด์นั่นเอง จึงทำให้

$$c_b = \frac{a}{\epsilon_s} \frac{w_d^3}{24} \quad (\text{ข.33})$$

แทนค่า c_b ในสมการ (ข.30) จะได้สมการแสดงการกระจายตัวของศักย์ไฟฟ้าในบริเวณปลอดพาหะเป็น

$$\varphi(x) = \frac{a}{2\epsilon_s} \left[\frac{x^3}{3} - \left(\frac{w_d}{2} \right)^2 x + \frac{w_d^3}{12} \right] \quad (\text{ข.34})$$

เมื่อเรานำสมการ(ข.34) ไปพลอตกราฟจะได้ดังรูปที่ ข.2(ง)

และจากความสัมพันธ์ $E_{\text{pot}}(x) = -q\varphi(x)$ เมื่อ $E_{\text{pot}}(x)$ หมายถึง พลังงานศักย์และความจริงที่ว่าขอบล่างของแถบนำจะถูกแยกจากขอบบนสุดของแถบวาเลนซ์ด้วยช่องพลังงาน E_g ทำให้สามารถพลอตกราฟของแถบพลังงานได้ดังรูปที่ ข.2(จ)

เราจะใช้สมการ(ข.34) ในการหาความกว้างบริเวณปลอดพาหะได้โดยอาศัยเงื่อนไขขอบตัวที่สอง กล่าวคือ เงื่อนไขขอบอันแรกเราให้ศักย์ไฟฟ้าที่ตำแหน่ง x เท่ากับ $w_d/2$ มีค่าเท่ากับศูนย์ [$\varphi(w_d/2) = 0$] และเนื่องจากเรากำลังพิจารณารอยต่อในสภาวะสมดุลอุณหภูมิจึงทำให้ศักย์ไฟฟ้าที่ตำแหน่ง x เท่ากับ $-w_d/2$ ต้องมีค่าเท่ากับแรงดันภายในรอยต่อ(V_{bi}) ซึ่งเราถือว่าเป็นเงื่อนไขขอบตัวที่สองและทำให้ได้

$$V_{bi} = \frac{a}{2\epsilon_s} \left(-\frac{w_d^3}{24} + \frac{w_d^3}{8} + \frac{w_d^3}{12} \right) = \frac{aw_d^3}{12\epsilon_s} \quad (\text{ข.35})$$

แก้สมการ(ข.35) เราจะได้

$$w_d = \left(\frac{12\epsilon_s V_{bi}}{a} \right)^{1/3} \quad (\text{ข.36})$$

มีข้อควรสังเกตว่า สมการ(ข.36)ที่ได้นี้จะใช้ในการหาค่าความกว้างบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อในสภาวะสมดุลอุณหภูมิต่างกัน แต่ที่เราสามารถนำสมการดังกล่าวไปใช้ในการหาค่าความกว้างบริเวณปลอดพาหะของรอยต่อพี-เอ็นที่รับไบแอสกลับด้วยแรงดัน V_R ได้โดยการแทนค่า V_{bi} ในสมการ(ข.36) ด้วย $V_{bi} + V_R$ ภายใต้เงื่อนไขขอบคือ $\varphi(-w_d/2) = V_{bi} + V_R$ จึงทำให้

$$w_d = \left[\frac{12\epsilon_s (V_{bi} + V_R)}{a} \right]^{1/3} \quad (\text{ข.37})$$

จากสมการ(ข.37) เรานำมาใช้ในการหาค่า Depletion-layer capacitance จะได้

$$c_d = A \frac{\epsilon_s}{w_d} = A \left[\frac{a\epsilon_s^2}{12(V_{bi} + V_R)} \right]^{1/3} \quad (\text{ข.38})$$

จัดรูปสมการใหม่เป็น

$$c_d = c_d(0) \left(1 + \frac{V_R}{V_{bi}} \right)^{-1/3} \quad (\text{ข.39})$$

เมื่อ

$$c_d(0) = A \left(\frac{q\epsilon_s^2}{12V_{bi}} \right)^{1/3} \quad (\text{ข.40})$$

กล่าวโดยสรุป ค่า Depletion-layer capacitance ของรอยต่อพี-เอ็นชนิดลาดที่รับไบแอสกลับ ด้วยแรงดัน V_R จะเป็นสัดส่วนกับ $(1 + V_R / V_{bi})^{-1/3}$

ภาคผนวก ก.

ตัวอย่างการออกแบบวงจรขยาย

การคำนวณออกแบบวงจรขยายที่จะแสดงต่อไปนี้เป็นวงจรที่ผู้เขียนได้ใช้ในการสร้างวงจรจริง เพื่อใช้ในการทดลองวัดค่าอัตราขยายกำลังเทียบกับผลการคำนวณ ซึ่งผลการวัดและส่วนประกอบวงจรได้แสดงไว้ในตารางที่ 6.14 และรูปที่ 6.18 ตามลำดับ

จุดมุ่งหมายของการออกแบบคือ เพื่อให้ได้วงจรขยายที่ทำงานภายใต้เงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” โดยให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ จากแหล่งจ่ายไฟ $V_{CC} = 9 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz เมื่อแหล่งกำเนิดสัญญาณและโหลดมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม โดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ตที่หาจากแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N5179 หรือ เบอร์ MPS5179 ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองดังนี้

ตารางที่ ก.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง SPICE ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N5179 และ MPS5179 ที่ใช้ในการออกแบบ

ชื่อพารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์	ชื่อพารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
IS	5.07e-15 A	NE	2
ISE	2.60e-12 A	BF	195
IKF	0.03 A	FC	0.5
CJC	2.89e-12 F	NF	1
MJE	0.5	VAF	62.3 V
TF	106.0e-12 Sec.	VJE	1.1 V
CJE	8.95e-12 F	RE	1.03 Ω
MJC	0.3	VAR	10 V
VJC	0.3 V	RB	4.12 Ω
XCJC	1	RC	0.412 Ω

การหาค่าพารามิเตอร์สองพอร์ตของทรานซิสเตอร์เบอร์จากแบบจำลอง SPICE จะทำได้โดยการหาค่าขององค์ประกอบของวงจรสมมูลไฮบริด-ไพของทรานซิสเตอร์ ณ จุดการทำงานที่อ้างอิงกับค่า I_C และ V_{CE} ค่าหนึ่งก่อน หลังจากที่ได้ค่าขององค์ประกอบวงจรสมมูลมาแล้ว เราจะคำนวณหาค่า Y พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์(ซึ่งแทนด้วยวงจรสมมูลไฮบริด-ไพ)ได้โดยใช้การวิเคราะห์

โนดเข้ามาช่วย ซึ่งผลจากการคำนวณหาจุดการทำงานและค่าองค์ประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไฟของทรานซิสเตอร์เบอร์ MPS5179 และ 2N5179 ที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ จากแบบจำลอง SPICE ในตารางที่ ค.1 โดยอาศัยสมการและขั้นตอนในหัวข้อ 4.4 (โดยใช้โปรแกรม AmpDe.m) จะได้ผลดังที่แสดงในตารางที่ ค.2 ดังนี้

ตารางที่ ค.2 แสดงผลการคำนวณหาจุดการทำงานและค่าองค์ประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไฟของทรานซิสเตอร์เบอร์ MPS5179 ที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ และ $V_{CE} = 6 \text{ V}$

จุดการทำงาน	ค่าที่ได้จากการคำนวณ
I_B	9.3723uA
I_C^*	1.5mA
V_{BE}	0.6836
V_{BC}	-5.3164
V_{CE}^*	6.0
BETADC	160.0469
GM	0.0553
RPI	2.9873K
RX	4.12
RO	42.238K
Ru	6.9718M
CBE	23.757pF
CBC	1.20pF
BETAAC	165.0592

จากค่าขององค์ประกอบวงจรสมมูลไฮบริด-ไฟดังในตารางที่ ค.2 นำไปหาค่า Y พารา มิเตอร์ ณ ค่าความถี่ 150 เมกะเฮิรตซ์ โดยอาศัยสมการในหัวข้อ 4.5 ทำให้ได้

$$y_{11} = 2.7922 + j21.989 \text{ mS}$$

$$y_{12} = -103.19 - j1118.84 \text{ uS}$$

$$y_{21} = 51.425 - j7.0009 \text{ mS}$$

$$y_{22} = 55.855 + j1370.7 \text{ uS}$$

จากค่า Y พารามิเตอร์ที่ได้นี้ แปลงให้เป็น S พารามิเตอร์โดยอาศัยสมการในภาคผนวก ก. เมื่อใช้ค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์มได้ดังนี้

$$S_{11} = -0.1932 - j0.8452$$

$$S_{12} = 0.0538 + j0.0370$$

$$S_{21} = -1.5988 + j2.5581$$

$$S_{22} = 0.8298 - j0.2011$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ เมื่อนำมาคำนวณค่าเสถียรภาพของ Rollete จะได้

$$K = 0.23071$$

$$\Delta = 0.75605$$

ซึ่งผลจากการคำนวณชี้ให้เห็นว่า ทรานซิสเตอร์มีโอกาที่จะเกิดการออสซิลเลต เราจึงไม่สามารถออกแบบวงจรขยายให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” ได้ จึงต้องปรับให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไขก่อน โดยเลือกใช้วิธีการ Shunt feedback และใช้โปรแกรมที่เขียนขึ้นช่วย(หลักการการทำงานของโปรแกรมได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 5.2)และให้ผลการคำนวณออกมาว่า

ค่าความต้านทานที่ใช้ในการปรับเสถียรภาพโดยวิธี Shunt feedback ที่จะทำให้ได้ค่า Stern factor มากกว่า 4 เมื่อวงจรขยายถูกออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneous conjugate match” เท่ากับ 706.16 โอห์ม และทำให้มีคุณสมบัติต่างๆ ดังนี้

ค่า S พารามิเตอร์รวมของตัวต้านทานและทรานซิสเตอร์ คือ

$$S_{11} = -0.1730 - j0.6985$$

$$S_{12} = 0.0941 - j0.0124$$

$$S_{21} = -1.5710 + j1.9967$$

$$S_{22} = 0.6448 - j0.0456$$

ค่าเสถียรภาพ

$$K = 1.010$$

$$\Delta = 0.650$$

อัตราขยายกำลัง

$$G_{max} = 13.669 \text{ เดซิเบล}$$

และ

$$\text{Stern}_k = 4.6724$$

แต่ด้วยเหตุที่ค่าความต้านทานเท่ากับ 706 โอห์มไม่ใช่ค่ามาตรฐาน ผู้เขียนจึงเลือกที่จะใช้ค่าความต้านทานเท่ากับ 680 โอห์มซึ่งหาได้ง่ายกว่าและทำให้ค่าเสถียรภาพดีขึ้นอีกเล็กน้อยถึงแม้ว่าจะ

ทำให้อัตราขยายลดลงไปบ้างก็ตาม และเมื่อใช้ความต้านทานเท่ากับ 680 โอห์มในการปรับค่าเสถียรภาพจะทำให้ได้ค่าคุณสมบัติต่างๆ ดังนี้

S พารามิเตอร์รวมของตัวต้านทานปรับค่าเสถียรภาพและทรานซิสเตอร์ คือ

$$S_{11} = -0.1730 - j0.6936$$

$$S_{12} = 0.0956 - j0.0138$$

$$S_{21} = -1.5678 + j1.9783$$

$$S_{22} = 0.6381 - j0.0412$$

ค่าเสถียรภาพ

$$K = 1.021$$

$$\Delta = 0.647$$

และอัตราขยายกำลัง

$$G_{max} = 13.27 \text{ เดซิเบล}$$

ซึ่งผลจากการที่ $K > 1$ และ $\Delta < 1$ นี้แสดงว่า ทรานซิสเตอร์(ที่ถูกปรับค่าเสถียรภาพด้วยตัวต้านทาน Shunt feedback เท่ากับ 680 โอห์ม)มีเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข ส่งผลให้สามารถหาค่า $\Gamma_{S(opt)}(Z_{S(opt)})$ และ $\Gamma_{L(opt)}(Z_{L(opt)})$ ที่ทำให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneous conjugate match” ได้โดยอาศัยสมการ(3.47) ถึง สมการ(3.54) ดังนี้

$$\Gamma_{S(opt)} = -0.4817 + j 0.7145$$

$$\Gamma_{L(opt)} = 0.6438 + j 0.4875$$

จากนั้นนำค่า $\Gamma_{S(opt)}$ และ $\Gamma_{L(opt)}$ มาใช้ในการหาค่า $Z_{S(opt)}$ และ $Z_{L(opt)}$ โดยสมการ(2.44)จะได้

$$Z_{S(opt)} = 4.7576 + j 26.4027$$

$$Z_{L(opt)} = 47.651 + j 133.64$$

ค่าอิมพีแดนซ์ $Z_{S(opt)} = 4.7576 + j 26.4027$ และ $Z_{L(opt)} = 47.651 + j 133.64$ เป็นค่าที่จะทำให้ได้อัตราขยายกำลังสูงสุด แต่หาค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม เราจึงต้องออกแบบวงจรแมตซิงเพื่อแปลงค่าอิมพีแดนซ์ให้มีค่าตามที่ต้องการ โดยในที่นี้จะแสดงการคำนวณออกแบบวงจรแมตซิงชนิดตัวแอลโดยใช้สมิตชาร์ต

เราจะอาศัยหลักการออกแบบวงจรแมตซิงที่กล่าวในหัวข้อ 5.4.2 โดยจะเริ่มจากการออกแบบวงจรแมตซิงทางฝั่งอินพุต ดังนี้

1) พิจารณาทางฝั่งอินพุตจะเป็นการทำอิมพีแดนซ์แมตซิงระหว่างอิมพีแดนซ์แหล่งกำเนิดสัญญาณ 50 โอห์ม กับอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปทางอินพุตของทรานซิสเตอร์ $Z_{IN(opt)}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $4.7576 - j 26.4027$ โอห์ม(เป็นค่าคอนจูเกตกับ $Z_{S(opt)}$)

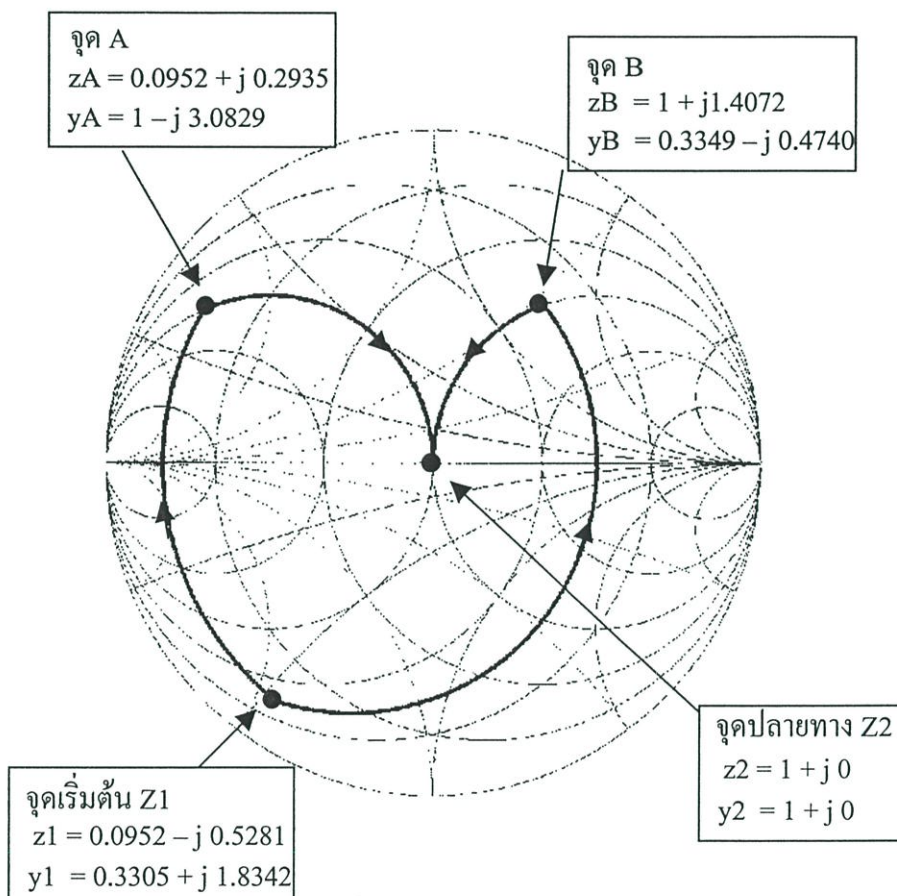
2) กำหนดให้ $Z_{IN(opt)}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $4.7576 - j 26.4027$ โอห์ม เป็นจุดเริ่มต้น Z_1 ส่วนอิมพีแดนซ์แหล่งกำเนิดสัญญาณ 50 โอห์มจะกำหนดให้เป็นจุดปลายทาง

3) ทำการนอร์มัลไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองโดยการนำค่า Z_0 ซึ่งในที่นี้เราใช้ค่า 50 โอห์มหารค่าทั้งสองอิมพีแดนซ์จะได้

$$z1 = r1 + j x1 = Z1/50 = (4.7576 - j 26.4027)/50 = 0.0952 - j 0.5281$$

$$z2 = r2 + j x2 = Z2/50 = (50 + j 0)/50 = 1 + j 0$$

4) หาค่าแห่งของค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองค่าและทำเครื่องหมายบนสมิตชาร์ตดังรูปที่ ค.1



รูปที่ ค.1 แสดงการออกแบบวงจรแมตชิ่งทางด้าอินพุตโดยใช้สมิตชาร์ต

5) หาค่าแอดมิตแดนซ์ $y1$ และ $y2$ จะได้

$$y1 = 1/z1 = g1 + j b1 = 0.3305 + j 1.8342$$

$$y2 = 1/z2 = g2 + j b2 = 1 + j 0$$

6) ลากเส้นเพื่อเชื่อมค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองเข้าด้วยกัน โดยมีเงื่อนไขว่า เส้นที่ลากจะต้องเดินไปตามวงกลมค่าความต้านทานคงที่หรือวงกลมค่าความนำคงที่ดังรูป และจะเห็นว่ามีเส้นทางที่เป็นไปได้ 2 เส้นทางและระหว่างเส้นทางจะมีจุดที่เกิดจากวงกลมค่าความต้านทานคงที่และวงกลมค่าความนำคงที่ตัดกันและกำหนดให้เป็นจุด A และ B และเราจะใช้ค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแดนซ์ของจุด

ตัดนี้ในการหาค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในขั้นตอนต่อไป โดยที่อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ของจุดตัดจะมีค่าดังนี้

$$z_A = r_A + j x_A = 0.0952 + j 0.2935$$

$$y_A = g_A + j b_A = 1 - j 3.0829$$

$$z_B = r_B + j x_B = 1 + j 1.4072$$

$$y_B = g_B + j b_B = 0.3349 - j 0.4740$$

7) เราสามารถหาค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการทำแมตริงได้จากความยาวของเส้นทางที่ลากในแต่ส่วนและจากการที่มีเส้นทาง 2 เส้นทางจากจุด A ไปจุด Z1 จึงทำให้ได้วงจรแมตริงเป็น 2 รูปแบบ กล่าวคือ

วงจรรูปแบบที่ 1 เกิดจากเส้นทางระหว่าง Z1 ถึงจุด Z2 โดยผ่านทางจุด A ซึ่งจะทำได้วงจรแมตริงที่เกิดจากการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับ Z1 ตามด้วยการต่อตัวเก็บประจุแบบขนานเข้าไปที่จุด A ซึ่งจะทำได้ค่าอิมพีแดนซ์ปลายทาง Z2 โดยที่ค่าของอุปกรณ์เหล่านี้จะหาได้จากความยาวของเส้นทางแต่ละส่วน ดังนี้

ค่าตัวเหนี่ยวนำในเส้นทางจาก Z1 ไปจุด A หาได้โดยนำค่ารีแอกแตนซ์ของ Z1 ไปลบค่ารีแอกแตนซ์ของจุด A จะได้

$$x_{Z1_A} = x_A - x_1 = j 0.2935 - (-j 0.5281) = j 0.8216$$

โดยที่เครื่องหมายบวกจะแสดงถึงอินดักทีฟรีแอกแตนซ์

และเราสามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำได้โดยการแทนค่าความถี่ 150 เมกะเฮิร์ตซ์ ค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์มลงในสมการ(2.72)จะได้

$$\begin{aligned} L_{\text{Series}} &= (Z_0 * x_{Z1_A}) / (2 * \pi * f) \\ &= (50 * 0.8216) / (2 * \pi * 150 * 10^6) \\ &= 43.58 \text{ นาโนเฮนรี} \end{aligned}$$

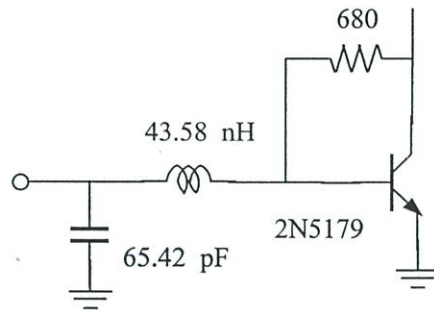
ตัวเก็บประจุในเส้นทางจากจุด A ไปยัง Z2 หาได้โดยส่วนเส้นทางระหว่าง จุด A ถึง Z2 จะเป็นค่าตัวค่าตัวเก็บประจุที่นำมาต่อขนานกับ จุด A ซึ่งหาได้โดยนำค่าซัสเซปแตนซ์ของจุด A ไปลบค่าซัสเซปแตนซ์ของจุด Z2 จะได้

$$b_{A_Z2} = b_2 - b_A = j 0 - (-j 3.0829) = j 3.0829$$

โดยที่เครื่องหมายบวกจะแสดงถึงคาปาซิทีฟซัสเซปแตนซ์

เราสามารถหาค่าตัวเก็บประจุได้โดยการแทนค่าความถี่ 150 เมกะเฮิร์ตซ์ ค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์มลงในสมการ(2.73)จะได้

$$\begin{aligned} C_{\text{Shunt}} &= b_{A_Z2} / (2 * \pi * f * Z_0) \\ &= 3.0829 / (2 * \pi * 150 * 10^6 * 50) \\ &= 65.42 \text{ พิโกฟารัด} \end{aligned}$$



รูปที่ ค.2 แสดงส่วนประกอบวงจรแมตชิงทางด้านอินพุตรูปแบบที่ 1

วงจรรูปแบบที่ 2 เกิดจากเส้นทางระหว่าง Z1 ถึงจุด Z2 โดยผ่านทางจุด B ซึ่งจะทำให้ได้วงจรแมตชิงที่เกิดจากการต่อตัวเหนี่ยวนำขนานกับ Z1 ตามด้วยการต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรมเข้าไปที่จุด B ซึ่งจะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ปลายทาง Z2 เช่นกัน ซึ่งค่าของอุปกรณ์เหล่านี้จะหาค่าได้จากความยาวของเส้นทางแต่ละส่วน ดังนี้

เส้นทางระหว่าง Z1 ถึง จุด B จะเป็นค่าตัวเหนี่ยวนำที่นำมาต่อขนานกับ Z1 ซึ่งหาค่าได้โดยนำค่าซัสเซปแตนซ์ของ Z1 ไปลบค่าซัสเซปแตนซ์ของจุด B จะได้

$$b_{Z1_B} = b_B - b_1 = -j0.4740 - j1.8342 = -j2.3082$$

โดยที่เครื่องหมายลบจะแสดงถึงอินดักทีฟซัสเซปแตนซ์

และเราสามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำได้โดยการแทนค่าความถี่ 150 เมกะเฮิร์ตซ์ ค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์มลงในสมการ(2.74) จะได้

$$\begin{aligned} L_{\text{Shunt}} &= Z_0 / (2 * \pi * f * b_{Z1_B}) \\ &= 50 / (2 * \pi * 150 * 10^6 * 2.3082) \\ &= 22.98 \text{ นาโนเฮนรี} \end{aligned}$$

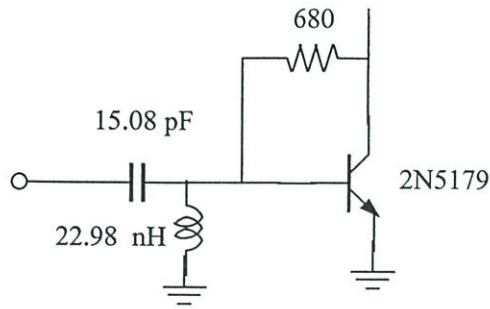
ส่วนเส้นทางระหว่างจุด B ถึง Z2 จะเป็นค่าตัวเก็บประจุที่นำมาต่ออนุกรมกับจุด B ซึ่งหาค่าได้โดยนำค่ารีแอกแตนซ์ของจุด B ไปลบค่ารีแอกแตนซ์ของ Z2 จะได้

$$x_{B_Z2} = x_2 - x_B = j0 - j1.4072 = -j1.4072$$

โดยที่เครื่องหมายลบจะแสดงว่าเป็นคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์

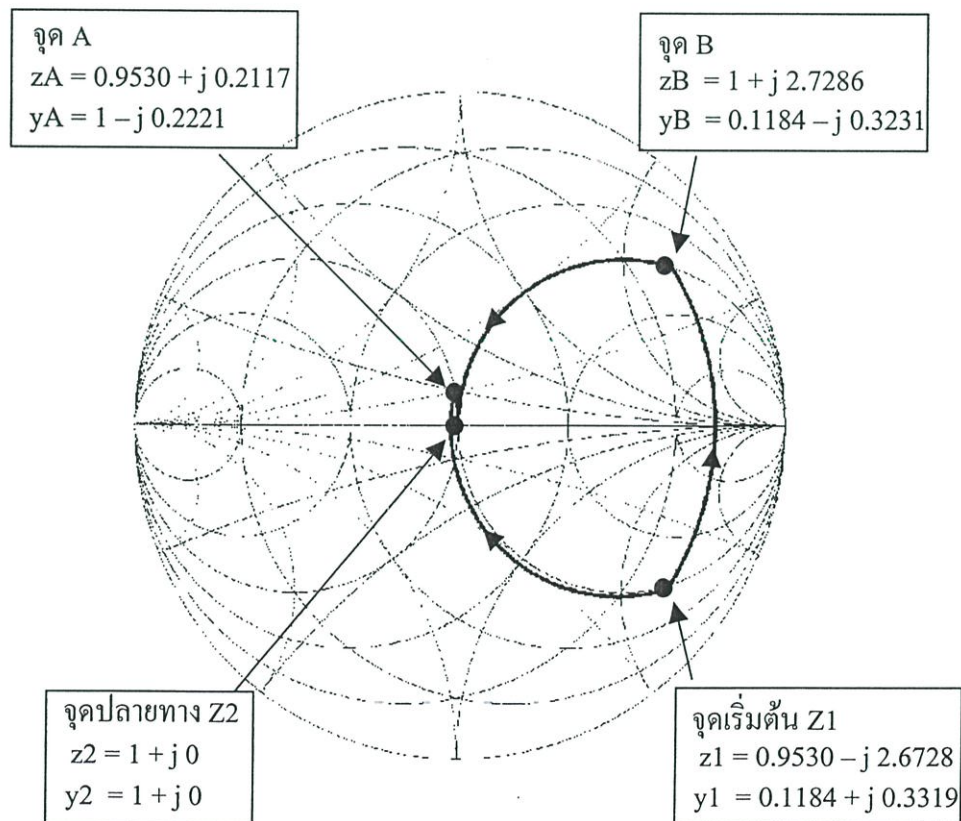
และเราสามารถหาค่าตัวเก็บประจุได้โดยการแทนค่าความถี่ 150 เมกะเฮิร์ตซ์ ค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์มลงในสมการ(2.71) จะได้

$$\begin{aligned} C_{\text{Series}} &= 1 / (2 * \pi * f * x_{B_Z2} * Z_0) \\ &= 1 / (2 * \pi * 150 * 10^6 * 1.4072 * 50) \\ &= 15.08 \text{ พิโกฟาร์ัด} \end{aligned}$$



รูปที่ ค.3 แสดงส่วนประกอบวงจรแมตซิงทางด้านอินพุตรูปแบบที่ 2

สำหรับวงจรแมตซิงทางด้านเอาต์พุตซึ่งเป็นการแมซิงระหว่างอิมพีแดนซ์ของโหลด 50 โอห์ม กับ $Z_{OUT(opt)}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $47.651 - j 133.64$ โอห์ม(เป็นค่าคอนจูเกตกับ $Z_{L(opt)}$) โดยที่จะกำหนดให้ $Z_{OUT(opt)}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $47.651 - j 133.64$ โอห์ม เป็นจุดเริ่มต้น Z1 ส่วนโหลดอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม จะกำหนดให้เป็นจุดปลายทาง Z2 ดังรูปที่ ค.4 จากนั้น ใช้หลักการคำนวณเช่นเดียวกันกับทางด้านอินพุตจะได้วงจรแมตซิงทางด้านเอาต์พุตดังนี้



รูปที่ ค.4 แสดงการออกแบบวงจรแมตซิงทางด้านเอาต์พุตโดยใช้สมิตชาร์ต

วงจรรูปแบบที่ 1 เกิดจากเส้นทางระหว่าง Z1 ถึงจุด Z2 โดยผ่านทางจุด A ซึ่งจะทำให้ค่าของอุปกรณ์เหล่านี้จากความยาวของเส้นทางแต่ละส่วน ดังนี้

ตัวเหนี่ยวนำในเส้นทางจาก Z1 ไปจุด A หาได้โดยนำค่ารีแอกแตนซ์ของ Z1 ไปลบค่ารีแอกแตนซ์ของจุด A จะได้

$$x_{Z1_A} = x_A - x_1 = j 0.2117 - (-j 2.6728) = j 2.8845$$

หาค่าตัวเหนี่ยวนำจากสมการ(2.72)จะได้

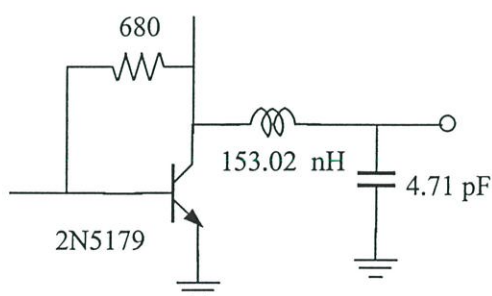
$$\begin{aligned} L_{\text{Series}} &= (Z_0 * x_{Z1_A}) / (2 * \pi * f) \\ &= (50 * 2.8845) / (2 * \pi * 150 * 10^6) \\ &= 153.02 \text{ นาโนเฮนรี} \end{aligned}$$

ตัวเก็บประจุในเส้นทางจากจุด A ไปยัง Z2 หาได้โดยส่วนเส้นทางระหว่าง จุด A ถึง Z2 จะเป็นค่าตัวค่าตัวเก็บประจุที่นำมาต่อขนานกับ จุด A ซึ่งหาค่าได้โดยนำค่าซัสเซปแตนซ์ของจุด A ไปลบค่าซัสเซปแตนซ์ของจุด Z2 จะได้

$$b_{A_Z2} = b_2 - b_A = j 0 - (-j 0.2221) = j 0.2221$$

หาค่าตัวเหนี่ยวนำจากสมการ(2.73) จะได้

$$\begin{aligned} C_{\text{Shunt}} &= b_{A_Z2} / (2 * \pi * f * Z_0) \\ &= 0.2221 / (2 * \pi * 150 * 10^6 * 50) \\ &= 4.71 \text{ พิโกฟารัด} \end{aligned}$$



รูปที่ ค.5 แสดงส่วนประกอบวงจรแมตริงทางด้านเอาต์พุตรูปแบบที่ 1

วงจรรูปแบบที่ 2 เกิดจากเส้นทางระหว่าง Z1 ถึงจุด Z2 โดยผ่านทางจุด B ซึ่งจะทำให้ได้ค่าของอุปกรณ์เหล่านี้จากความยาวของเส้นทางแต่ละส่วน ดังนี้

เส้นทางระหว่าง Z1 ถึง จุด B จะเป็นค่าตัวเหนี่ยวนำที่นำมาต่อขนานกับ Z1 ซึ่งหาค่าได้โดยนำค่าซัสเซปแตนซ์ของ Z1 ไปลบค่าซัสเซปแตนซ์ของจุด B จะได้

$$bZ1_B = bB - b1 = -j 0.3231 - j 0.3319 = -j 0.655$$

หาค่าตัวเหนี่ยวนำจากสมการ(2.74) จะได้

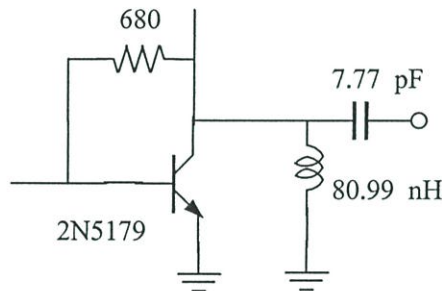
$$\begin{aligned} L_Shunt &= Z_0 / (2 * \pi * f * bZ1_B) \\ &= 50 / (2 * \pi * 150 * 10^6 * 0.655) \\ &= 80.99 \text{ นาโนเฮนรี} \end{aligned}$$

ส่วนเส้นทางระหว่าง จุด B ถึง Z2 จะเป็นค่าตัวเก็บประจุที่นำมาต่ออนุกรมกับจุด B ซึ่งหาค่าได้ โดยนำค่ารีแอกแตนซ์ของจุด B ไปลบค่ารีแอกแตนซ์ของ Z2 จะได้

$$x_{B_Z2} = x_2 - x_B = j 0 - j 2.7286 = -j 2.7286$$

หาค่าตัวเก็บประจุสมการ(2.71) จะได้

$$\begin{aligned} C_Series &= 1 / (2 * \pi * f * x_{B_Z2} * Z_0) \\ &= 1 / (2 * \pi * 150 * 10^6 * 2.7286 * 50) \\ &= 7.77 \text{ พิโกฟารัด} \end{aligned}$$



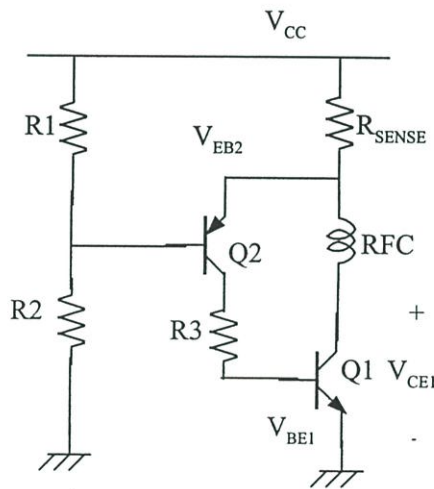
รูปที่ ค.6 แสดงส่วนประกอบวงจรแมตซิงทางด้านเอาต์พุตรูปแบบที่ 2

สำหรับการเลือกใช้งานวงจรแมตซิงทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตจะนำการจับวงจรไปอัสมาประกอบการพิจารณาด้วย เช่น ถ้าเราเลือกใช้งานวงจรแมตซิงทางด้านเอาต์พุตรูปแบบที่ 2 จะทำให้สามารถใช้ตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่ทั้งการไบแอส(เป็นทางผ่านของไฟกระแสตรง)และการทำแมตซิงไปพร้อมกันได้ ส่วนตัวเก็บประจุของวงจรแมตซิงแบบนี้ก็จะทำหน้าที่สองอย่างเช่นกัน กล่าวคือเป็นทั้งตัวเก็บประจุในการทำอิมพีแดนซ์แมตซิงและคัปปลิงสัญญาณไปในตัวด้วย เป็นต้น นอกจากนี้ ยังมีเหตุผลอื่นๆประกอบอีก เช่น ค่าอุปกรณ์ที่จะใช้ในการสร้างวงจรแมตซิงรูปแบบที่เลือกนั้นเป็นค่ามาตรฐานหรือสร้างได้จริงหรือไม่ ซึ่งจะทำให้มีผลกระทบอย่างอื่นตามมา เช่น ตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อยมากๆ จะลำบากต่อการสร้างจริงและอ่อนไหวต่อค่าผิดพลาดและอิทธิพลของอุปกรณ์แฝงมากจนอาจทำให้วงจรขยายที่สร้างขึ้นไม่สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ เป็นต้น

สำหรับการเลือกใช้งานวงจรแมตซิงทางด้านอินพุตก็จะใช้หลักการพิจารณาเดียวกัน

ต่อไปจะเป็นการออกแบบวงจรไบแอสใช้วงจรแบบแอกทีฟไบแอสและใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง V_{CC} เท่ากับ 9 โวลต์และใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี เบอร์ BC557B ซึ่งหาซื้อได้ง่ายและมีแบบจำลอง SPICE ที่จำเป็นต่อการหาจุดการทำงานดังนี้ (ข้อมูลจากไลบรารีของ PSpice[®] 9.1)

```
*****
IS = 3.8340e-014      ISE = 1.2190e-014      BF = 344.4      VAF = 21.11
-----
IKF = 0.08039  NE = 1.5280  NF = 1.0080  VAR = 32.02
*****
```



รูปที่ ค.7 แสดงวงจรแอกทีฟไบแอส

พิจารณาจากรูปที่ ค.7 จะได้และผลการหาจุดการทำงานในตารางที่ ค.2 จะได้

$$\begin{aligned}
 V_{BE1} &= V_{BE} + I_{E1}R_E + I_{B1}R_B & (5.52) \\
 &= 0.683 + (9.3 \text{ uA} + 1.5 \text{ mA})1.03 + 9.3 \text{ uA}(4.12) \\
 &= 0.6845 \text{ โวลต์}
 \end{aligned}$$

เมื่อ

R_E และ R_B คือ ความต้านทานแฝงใน Q_1

V_{BE} คือ แรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_1 ที่ยังไม่คิดผลของ R_E และ R_B

$$V_{CE1} = V_{BE1} + I_{B1}R_3 + V_{EC2(\min)} \quad (5.53)$$

พิจารณากรณีเลวร้าย(Worse case) คือ ในกรณีที่ Q1 มีค่า h_{FE} ต่ำๆ และ Q2 จะต้องไม่เข้าสู่สภาวะอิ่มตัว ($V_{CE2} \geq 2$ โวลต์) โดยการกำหนดให้ $h_{FE1(\min)} = 0.1 h_{FE1}$ จะทำให้ได้ $R3_{(\max)}$ มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} R3_{(\max)} &= \frac{V_{CE1} - 2 - V_{BE1}}{I_{B1}} - (0.1h_{FE1} + 1)RE - RB \\ &= 353 \text{ กิโลโอห์ม} \end{aligned} \quad (5.54)$$

เมื่อค่าผิดพลาดของตัวต้านทานอีก 20 เปอร์เซ็นต์โดยให้ $R3_{(\max)} = 0.8R3_{(\max)}$ แล้วใช้ค่าที่ได้หาค่า V_{EC2}

$$\begin{aligned} V_{EC2} &= 1.9992 \text{ โวลต์} \\ I_{C2} = I_{B1} &= 9.37 \text{ ไมโครแอมป์} \end{aligned}$$

จากนั้นนำค่า V_{EC2} และ I_{C2} ที่ได้มาใช้ในการทำวนซ้ำตามวิธีของนิวตัน-ราฟสันเพื่อหาค่า V_{EB2} และ I_{B2} ทำให้ได้

$$\begin{aligned} h_{FE2} &= 314.38 \\ I_{B2} &= 29.811 \text{ นาโนแอมป์} \\ V_{EB2} &= 0.5019 \text{ โวลต์} \end{aligned}$$

และทำให้สามารถหาค่า I_{E2} ได้จาก $I_{E2} = I_{B2} + I_{C2}$

$$I_{E2} = 9.4021 \text{ ไมโครแอมป์}$$

นำค่า I_{E2} ที่ได้มาหาค่าความต้านทานกำหนดกระแส คือ

$$R_{SENSE} = \frac{V_{CC} - V_{CC1}}{I_{E2} + I_{C1}} \quad (5.55)$$

$$R_{SENSE} = 1.9875 \text{ กิโลโอห์ม}$$

กำหนดให้กระแสไหลผ่าน R1 เป็น 100 เท่าของ I_{B2} ($I_{R1} = 100I_{B2}$) และหาค่า R1 และ R2 ได้จาก

$$R1 = \frac{V_{CC} - V_{CE1} + V_{EB2}}{100I_{B2}} \quad (5.56)$$

$$R1 = 1.174 \text{ เมกะโอห์ม}$$

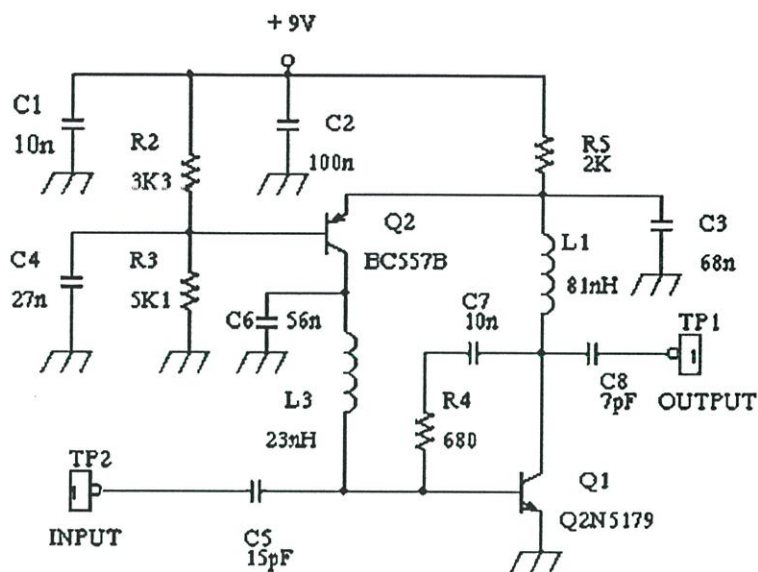
$$R2 = \frac{V_{CC}}{101I_{B2}} - \frac{100}{101}R1 \quad (5.57)$$

$$R2 = 1.826 \text{ เมกะโอห์ม}$$

จะเห็นได้ว่าค่า R1 และ R2 ที่คำนวณได้มีค่าสูง ทั้งนี้ก็เนื่องจากทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี Q2 ทำงานด้วยกระแสที่ต่ำนั่นเอง และมีข้อสังเกตว่า เราสามารถใช้ค่าความต้านทานที่มีค่าแตกต่างจากที่คำนวณในการไบแอสได้ แต่มีเงื่อนไขว่า อัตราส่วนของค่าความต้านทานที่ใช้ต้องมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณ ตัวอย่างเช่น อัตราส่วนของ $R2 / (R1 + R2)$ ที่คำนวณได้ข้างต้นมีค่าเท่ากับ 0.608

เราสามารถใส่ตัวต้านทานค่าอื่นที่ทำให้ได้อัตราส่วนเท่ากัน เช่น R1 เท่ากับ 3.3 กิโลโอห์มกับ R2 เท่ากับ 5.1 กิโลโอห์ม เป็นต้น

สุดท้ายจะได้วงจรขยายที่ทำงานภายใต้เงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz ดังรูปที่ ค.8



รูปที่ ค.8 แสดงวงจรขยายที่ออกแบบให้เกิดเงื่อนไข “Simultaneously conjugate match” เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า $I_C = 1.5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 6 \text{ V}$ และความถี่ 150 MHz

จากรูปจะเห็นว่า ตัวเหนี่ยวนำค่า 23 นาโนเฮนรีซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจรแมตชิงทางด้านอินพุตสามารถใช้ในการไบแอสทรานซิสเตอร์ได้ด้วยโดยการต่อแทนตำแหน่งของ R3 ในรูปที่ ค.7 ส่วนตัวเหนี่ยวนำค่า 81 นาโนเฮนรีซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจรแมตชิงทางด้านเอาต์พุตก็จะใช้ทำหน้าที่ในการไบแอสแทน RFC ในรูปที่ ค.7 ด้วยเช่นกัน

ประวัติผู้เขียน

นายสันติ ชนวนอก เกิดเมื่อวันที่ 25 ตุลาคม 2516 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2539 มีผลงานวิจัยชื่อ “การออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่าน
ความถี่วิทยุโดยใช้พารามิเตอร์สองพอร์ตที่หามาจากแบบจำลอง SPICE” ได้รับการตีพิมพ์ในการ
ประชุมวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 41