



ปีการศึกษา 2532

ดิจิทัลไมโครเวฟ

(DIGITAL MICROWAVE)

โดย

นาย สมบัติ โตศิลาพันธ์

นาย อัมพร บุญศิริ

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. เปรงค์ เขมกรณ์

อ. นิภา ลีลารุจิ

ปริญญาโทบริหารการศึกษา 2532

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ดิจิตอลไมโครเวฟ

ผู้จัดทำ

1. นาย สมบัติ โตศิลานท์ 29.1270

2. นาย อัมพร บุญศิริ 29.1307

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. แรงค์ เหมกรณ์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. นิภา สิลารุจี)

ดิจิทัลไมโครเวฟ

สมบัติ โตศิลาพันธ์

อัมพร บุญศิริ

ผศ.ณรงค์ เหมกรณ์ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. นิภา ลีลารุจิ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

ปฏิญานินทร์ เรื่องดิจิทัลไมโครเวฟนี้ เป็นการนำเอาเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟที่มีอยู่แล้ว มาใช้ให้เป็นประโยชน์ในการศึกษาวิเคราะห์และทดลองการทำงานของส่วนต่างๆของอุปกรณ์รับ-ส่ง ส่วนที่ได้จัดทำขึ้นคือ อุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ (Frequency Shifter) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนความถี่จากทางด้านส่ง ให้เป็นความถี่สำหรับทางด้านรับเพื่อความสะดวกในการทดสอบการทำงานของเครื่องรับ-ส่งภายในสถานีเดียวกัน โดยไม่ต้องผ่านเครื่องรับ-ส่งของอีกสถานีหนึ่ง

หวังว่าปฏิญานินทร์ฉบับนี้ จะเป็นประโยชน์สำหรับผู้ที่สนใจและต้องการที่จะศึกษาเกี่ยวกับอุปกรณ์รับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟนี้

DIGITAL MICROWAVE

Sombat Tosilanon

Amporn Boonsiri

Asst. Prof. Narong Hemmakorn Advisor

Mrs. Nipa Leelaruji Advisor

1989

Abstract

This study presents the method of using the existing Digital Microwave equipment to analyze and experiment the function of several parts in the digital microwave. The parts of the equipment constructed in this study is the Frequency Shifter which changes the frequency for the transmitting into the frequency for receiving within a station. This will facilitate the testing of the transmitter's performance within one station. This is in order to check its performance we needn't transmit the frequency to other station.

Expected that, this thesis will be useful for students who are interesting in the Digital Microwave Equipment.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 การทำงานของเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟ	2
2.1.1 การทำงานของเครื่องส่ง	2
2.1.2 การทำงานของเครื่องรับ	11
2.2 อุปกรณ์เปลี่ยนความถี่	16
2.2.1 มิกเซอร์	17
2.2.2 วงจรกำเนิดความถี่	23
2.2.3 วงจรขยายความถี่สูง	25
2.2.4 ฟิลเตอร์	33
2.2.5 ไมโครสตริปไลน์	33
บทที่ 3 การออกแบบและการทดลอง	42
3.1 มิกเซอร์	42
3.2 วงจรกำเนิดความถี่	43
3.3 วงจรขยายสัญญาณ	43
3.4 ฟิลเตอร์ 119 MHz	54
3.5 การออกแบบฟิลเตอร์ย่าน 2 GHz โดยใช้ไมโครสตริปไลน์	55
บทที่ 4 ผลการทดลอง	61
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	66
ภาคผนวก	67
กิตติกรรมประกาศ	73
หนังสืออ้างอิง	74

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันการสื่อสารมีการเพิ่มปริมาณอย่างรวดเร็ว เพื่อรองรับปริมาณการสื่อสารที่เพิ่มขึ้นนี้ จึงได้มีการนำเอาระบบสื่อสารแบบดิจิทัลไมโครเวฟมาใช้แทนระบบสื่อสารแบบอนาล็อก โดยการแซมปลิง (Sampling) สัญญาณเสียง จากนั้นแซมเบิ้ล (Sample) ของสัญญาณเสียงที่ได้จากการแซมปลิงจะผ่านเข้าอุปกรณ์มัลติเพล็กซ์ แล้วเข้ามาที่เครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟ ซึ่งจะทำหน้าที่ในการมอดูเลตสัญญาณด้วยวิธี 4PSK (4 Phase Shift Keying) แล้วส่งออกอากาศต่อไป

เครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟนี้จะส่งด้วยความถี่หนึ่งแล้วรับอีกความถี่หนึ่ง สำหรับเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟที่ใช้ในการศึกษาและทดลองนั้น สถานีหนึ่งจะส่งด้วยความถี่ 2038.5 MHz และรับด้วยความถี่ 1919.5 MHz ส่วนอีกสถานีหนึ่งจะส่งความถี่ด้วยความถี่ 1919.5 MHz และรับด้วยความถี่ 2038.5 MHz ทางกลุ่มผู้จัดทำจึงได้ทำอุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนความถี่ที่ส่งให้ เป็นความถี่ที่รับกลับเข้ามายังสถานีเดิม โดยไม่ต้องผ่านเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟของอีกสถานีหนึ่ง เรียกว่าอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ (Frequency Shifter)

สำหรับอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ที่ทำขึ้นนั้น ใช้เปลี่ยนความถี่จาก 2038.5 MHz ไปเป็นความถี่ 1919.5 MHz เพื่อความสะดวกในการทดลองการทำงานของเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟภายในสถานีเดียวกัน (Loop test)

บทที่ 2 กล่าวถึง การทำงานของเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟ และการทำงานของอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่

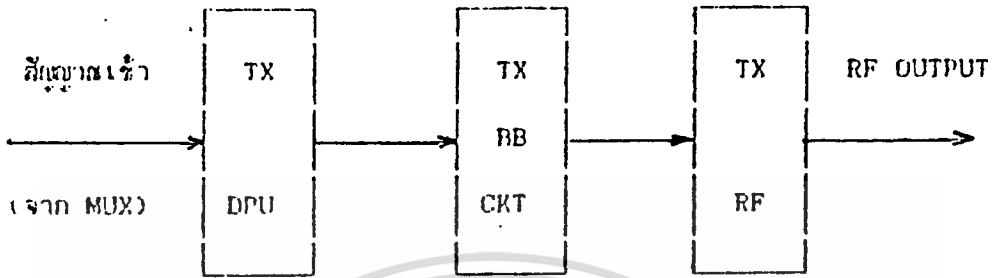
บทที่ 3 เป็นขั้นตอน การออกแบบส่วนต่างๆของอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ อันได้แก่ วงจรกำเนิดความถี่ (oscillator) , วงจรกรองความถี่ (filter) , วงจรขยายความถี่อาร์เอฟ (RF amplifier) และ มิกเซอร์ (mixer)

บทที่ 4 แสดงผลการทดลองจากอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ที่ได้ทำขึ้น

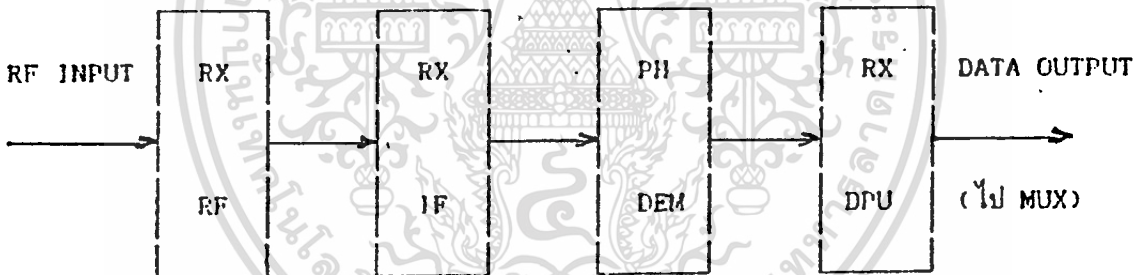
บทที่ 5 เป็นบทวิจารณ์ และ สรุปผลการทำงาน

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การทำงานของเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟ



ด้านเครื่องส่ง



ด้านเครื่องรับ

รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ-ส่งดิจิทัลไมโครเวฟ

2.1.1 การทำงานของเครื่องส่ง

เครื่องส่งดิจิทัลไมโครเวฟประกอบด้วยภาคต่าง ๆ ดังนี้

2.1.1.1 Transmitter Digital Processor : TX DPU

2.1.1.2 Transmitter Baseband Circuit : TX BB CKT

2.1.1.3 Transmitter Radio Frequency : TX RF

2.1.1.1 TX DPU ประกอบด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1-1.1 วงจรเปลี่ยนรหัสจาก HDB-3 เป็นยูนิโพลาร์ (HDB-3-Unipolar Converter) HDB-3 นั้นย่อมาจาก High Density Bipolar ในระบบนี้จะสามารถให้มี "0" ติดกันได้ไม่เกิน 3 บิต โดยมีการเพิ่มพัลส์เข้าไปในสัญญาณไบโพลาร์ ถ้าสัญญาณไบโพลาร์นั้นมี "0" ติดกันมากกว่า 3 บิต โดยจะแทน "0000" ด้วย "1001" หรือ "0001" นั้นมีหลักการดังนี้

หลักการของรหัสแบบ HDB-3

a) รหัส HDB-3 นั้นเป็นสัญญาณไบโพลาร์

b) สำหรับสัญญาณที่ไม่มี "0" ติดกันเกิน 3 บิต รหัส "1" ของสัญญาณไบโพลาร์ จะเปลี่ยนเป็น B+ และ B- สลับกันไปตามหลักการของรหัสไบโพลาร์

c) สำหรับสัญญาณที่มี "0" ต่อเนื่องกัน 4 บิต

- สัญญาณ "0000" จะถูกเปลี่ยนเป็น "B00V" หรือ "000V"

B : คือรหัส "1" ของสัญญาณไบโพลาร์ ซึ่งจะเป็นบวกและลบ สลับกันไป

V : คือพัลส์ที่เพิ่มเข้าไปในสัญญาณไบโพลาร์

- สัญญาณ "0000" จะถูกเปลี่ยนเป็น "B00V" หรือ "000V" ขึ้นอยู่กับ

จำนวนของพัลส์ B ที่อยู่ระหว่าง V ว่าเป็นจำนวนคี่หรือจำนวนคู่

ถ้าเป็นจำนวนคี่ : จะแทนด้วย "000V"

ถ้าเป็นจำนวนคู่ : จะแทนด้วย "B00V"

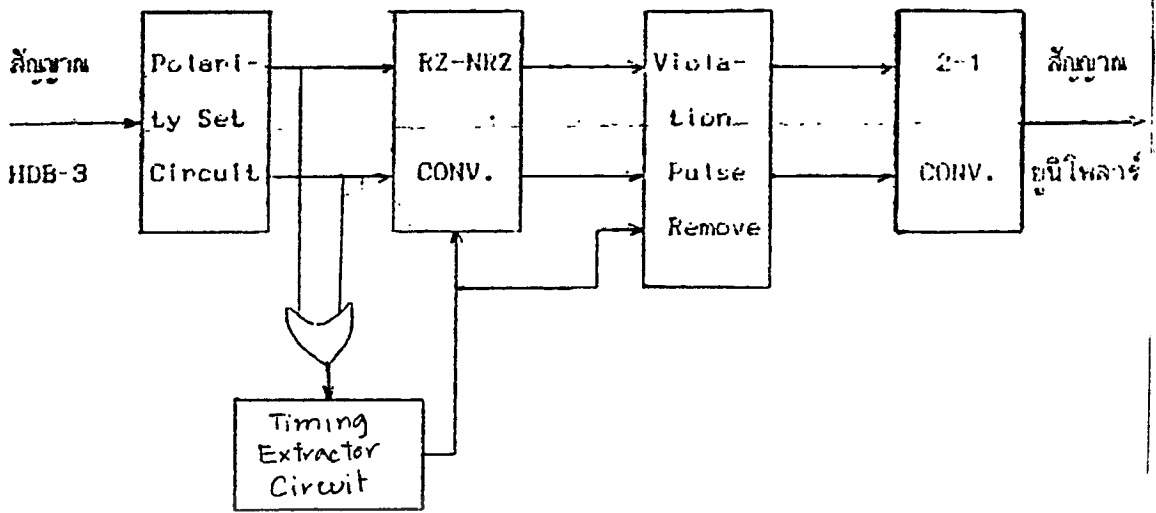
นั่นคือจำนวนพัลส์ B ที่อยู่ระหว่างพัลส์ V จะต้องเป็นจำนวนคี่เสมอ

- พัลส์ V จะเป็นบวกหรือลบขึ้นอยู่กับพัลส์ B ที่อยู่ข้างหน้า

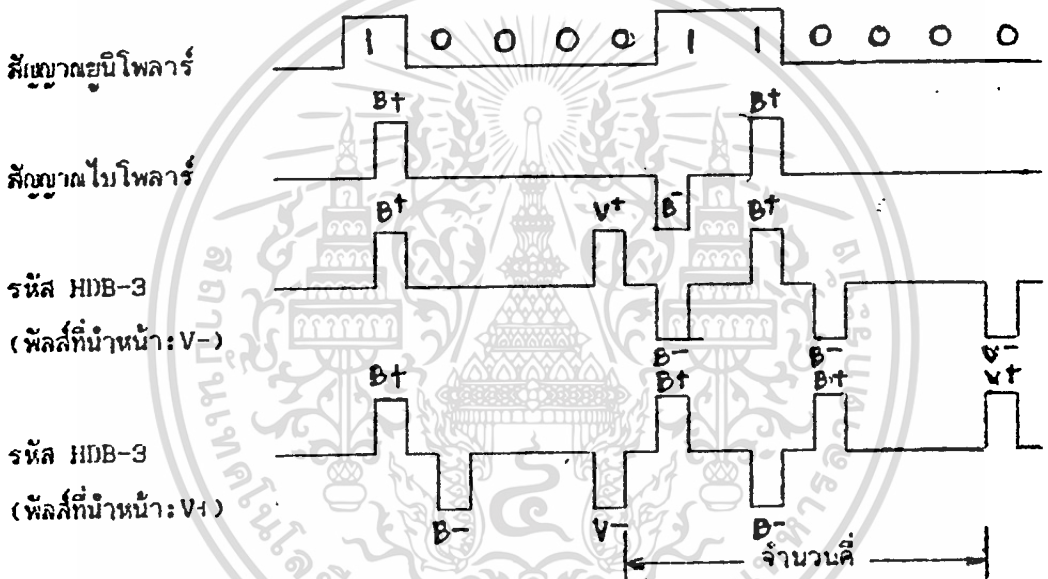
ถ้าพัลส์ B ที่อยู่ข้างหน้าเป็นบวก : พัลส์ V ก็จะเป็นบวก

ถ้าพัลส์ B ที่อยู่ข้างหน้าเป็นลบ : พัลส์ V ก็จะเป็นลบ

การทำงานของวงจรเปลี่ยนรหัสจาก HDB-3 เป็นยูนิโพลาร์มีขั้นตอนดังต่อไปนี้ รหัส HDB-3 จะถูกแยกออกเป็นบวกและลบ โดย Polarity Set Circuit แล้วเปลี่ยนเป็นรหัส NRZ (Non-Return-to-Zero) จากนั้นพัลส์ส่วนเกินที่ถูกเติมเข้าไปในรหัส HDB-3 จะถูกแยกออกมา ซึ่งรหัสที่ไม่มีพัลส์ส่วนเกินแล้วนี้จะถูกเปลี่ยนโดย 2-1 คอนเวอร์เตอร์ให้เป็นรหัสยูนิโพลาร์



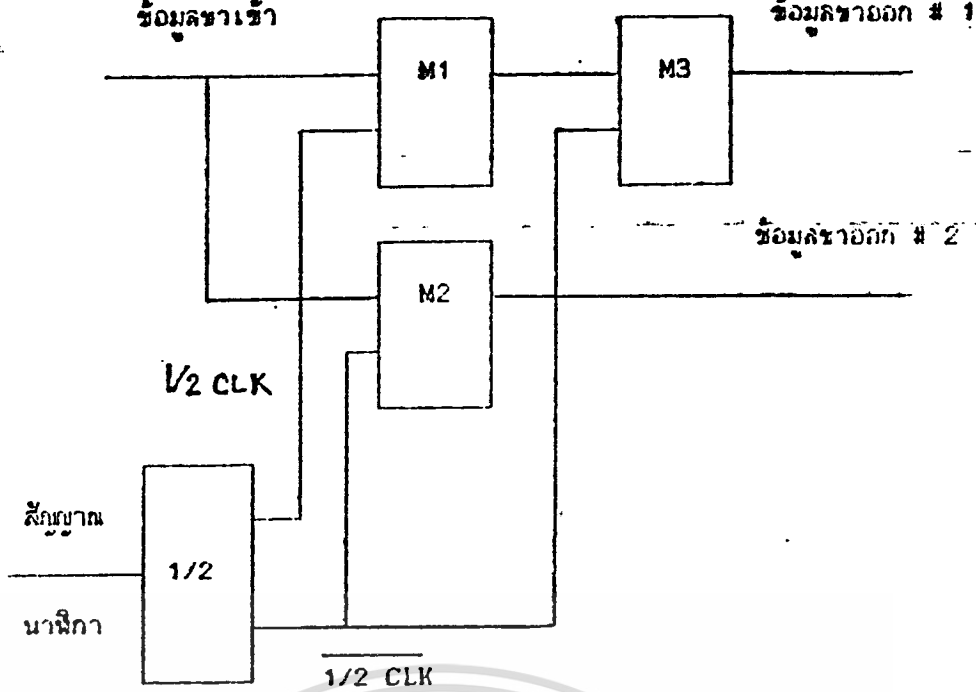
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเปลี่ยนรหัสจาก HDB-3 เป็นยูนิโพลาร์



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการเปลี่ยนรหัสจาก HDB-3 เป็นยูนิโพลาร์

2.1.1.1.2 วงจรเปลี่ยนจากอนุกรมเป็นขนาน (Serial-Parallel Converter) ทำหน้าที่เปลี่ยนจากข้อมูลแบบอนุกรมให้เป็นข้อมูลแบบขนานดังนี้

สัญญาณที่มีความเร็ว 8.448 เมกะบิตต่อวินาทีจะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำ 2 ตัว คือ M1 และ M2 และถูกอ่านออกจากหน่วยความจำด้วยความเร็วครึ่งหนึ่งของสัญญาณนาฬิกา สัญญาณจากหน่วยความจำ M1 จะถูกจัดเวลาใหม่โดยหน่วยความจำ M3 แล้วส่งออกไปพร้อมกันกับสัญญาณจากหน่วยความจำ M2 ดังรูป 2.4



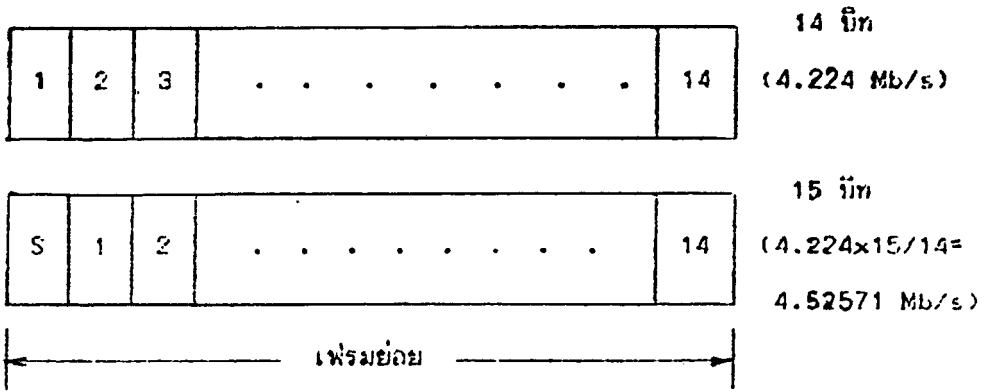
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของการเปลี่ยนข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

ข้อมูลขาเข้า	1	2	3	4	5	6	7	8	
ข้อมูลขาออก # 2			2		4		6		8
ข้อมูลขาออก # 1			1		3		5		7

รูปที่ 2.5 แสดงการเปลี่ยนข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

2.1.1.1.3 มัลติเพล็กซ์เซอร์ (Multiplexer) มีหลักการทำงานดังนี้

สัญญาณยูนิโพลาร์จากวงจร S-P คอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีความเร็ว 4.224 เมกกะบิตต่อวินาที เมื่อผ่านหน่วยความจำบัฟเฟอร์แล้วความเร็วจะเปลี่ยนเป็น 4.52571 เมกกะบิตต่อวินาที เนื่องจากหน่วยความจำบัฟเฟอร์จะเพิ่มบิตนำหน้า (overhead bit) อีกหนึ่งบิตเข้าไปในแต่ละเฟรมย่อยซึ่งปกติจะมีข้อมูลอยู่ 14 บิต ทำให้จำนวนบิตในเฟรมย่อยเพิ่มเป็น 15 บิต ดังนั้นความเร็วจึงเปลี่ยนเป็น 4.52571 เมกกะบิตต่อวินาทีดังรูป 2.6



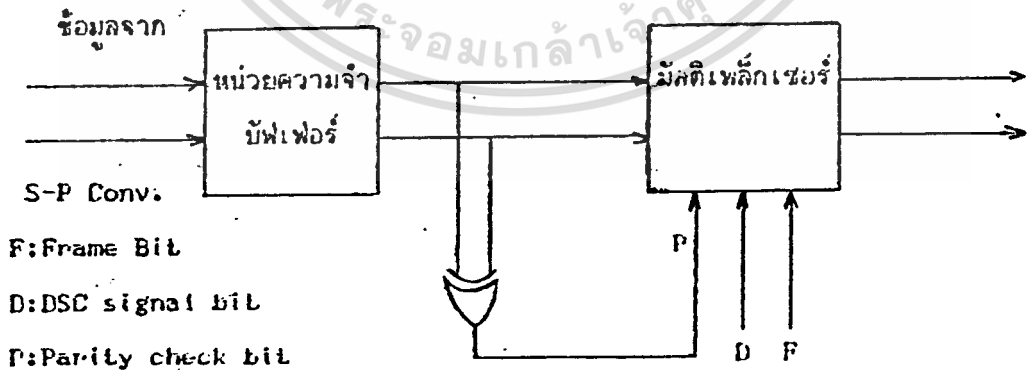
รูปที่ 2.6 แสดงการเพิ่มบิตนำหน้าเข้าไปในเฟรมย่อย

สัญญาณที่มีความเร็ว 4.52571 เมกะบิตต่อวินาทีจากหน่วยความจำบัฟเฟอร์จะถูกส่งไปยังวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ เพื่อมัลติเพล็กซ์เฟรมบิต (Frame bit), DSC บิต (Digital service channel signal bit) และพาริตีเช็คบิต (Parity check bit) เข้าไปในโอเวอร์เฮดบิต ซึ่งบิตเหล่านี้จะมีหน้าที่ต่าง ๆ กันดังนี้

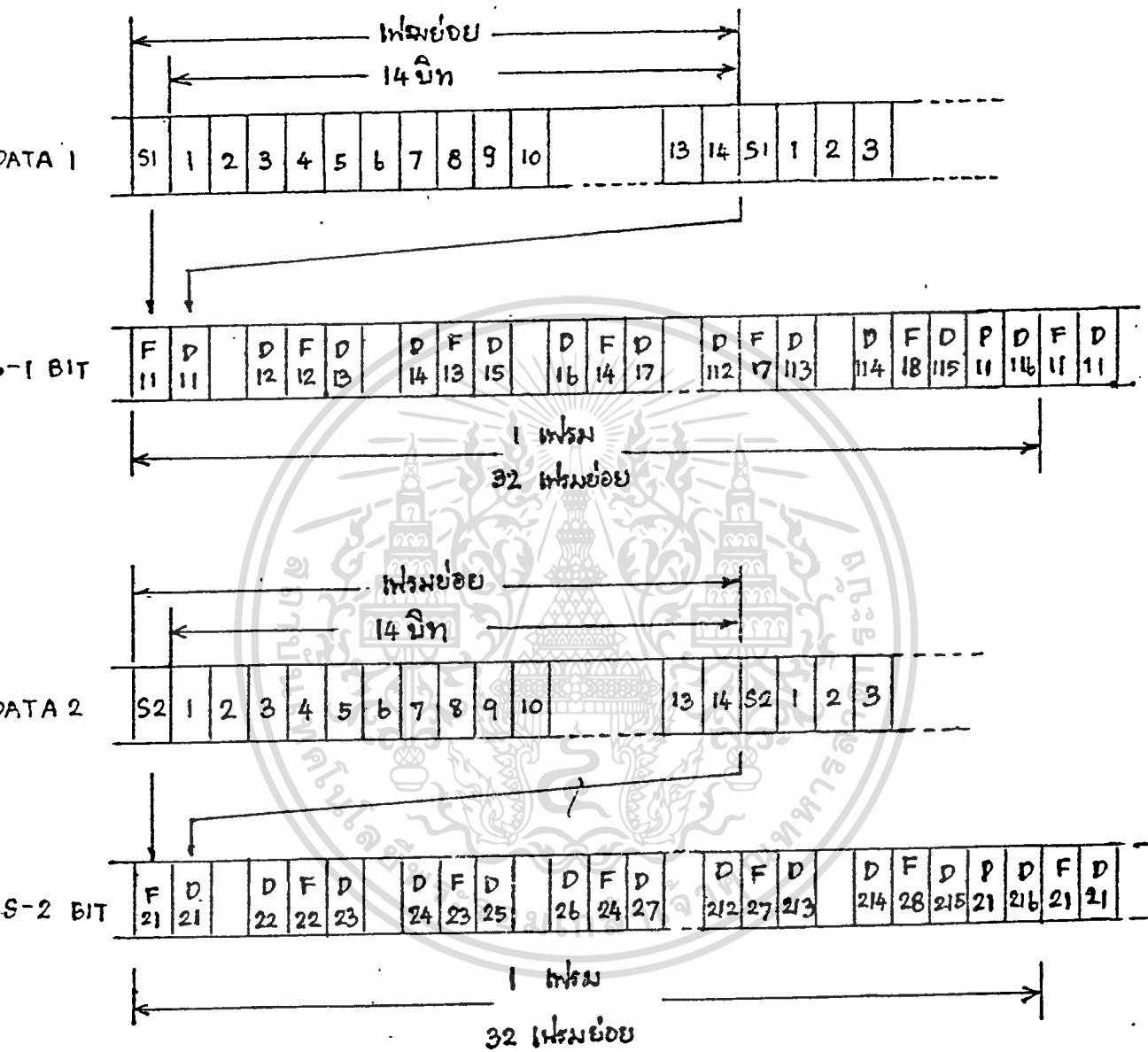
เฟรมบิต จะถูกใช้เป็น ID code (Identification code)

DSC บิต จะเป็นบิตที่ใช้ติดต่อกันภายใน

พาริตีเช็คบิต จะใช้ตรวจสอบความผิดพลาดของบิต (bit error) โดยถ้าจำนวนของบิต "1" เป็นเลขคี่ พาริตีเช็คบิตก็จะเป็น "1" ถ้าเป็นเลขคู่พาริตีเช็คบิตก็จะเป็น "0"



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของมัลติเพล็กซ์เซอร์



F : Frame bit

D : DSC signal bit

P : Parity check bit

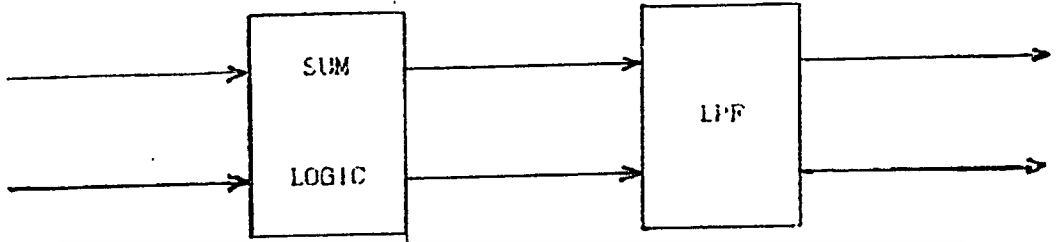
รูปที่ 2.8 แสดงรูปแบบเฟรมของ Digital code conversion



2.1.1.2 TX BB CKT ประกอบ

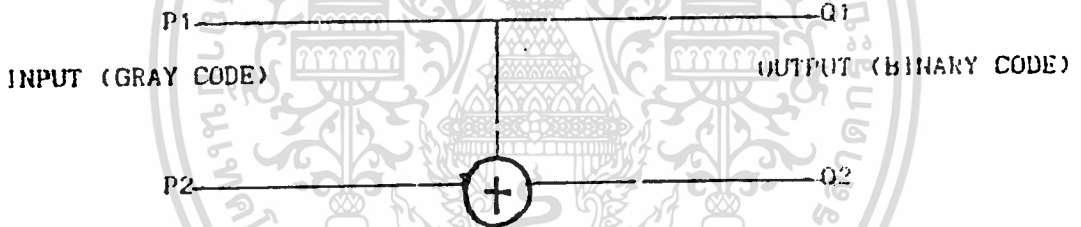
2.1.1.2.1 Sum logic

2.1.1.2.2 โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low pass filter)



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของ TX BB CKT

ข้อมูลที่ส่งมาจาก TX DPU ซึ่งเป็นรหัสแบบเกรย์ (Gray-coded) จะถูกเปลี่ยนเป็นรหัสแบบไบนารี (Binary-coded) โดย Exclusive OR ดังรูป 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงการเปลี่ยนจากรหัสแบบเกรย์เป็นรหัสแบบไบนารี

ตารางที่ 2.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างรหัสแบบเกรย์กับรหัสแบบไบนารี

QUATERNARY	GRAY CODE	BINARY CODE
0	0 0	0 0
1	0 1	0 1
2	1 1	1 0
3	1 0	1 1

ข้อมูลที่ถูกละเปลี่ยนเป็นรหัสแบบไบนารีแล้ว จะถูกเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differentially encoded) โดยมีหลักการดังนี้ ข้อมูลจะถูกส่ง 1 บิตก่อน และถูกบวกกับแต่ละบิตที่ต้องการจะส่งโดย Exclusive OR เพื่อสร้างรหัสใหม่ขึ้นมา รหัสใหม่ที่ได้นี้จะเข้าวงจรดีเลย์ 1 บิต เพื่อบวกกับบิตต่อไป เช่น สัญญาณที่จะส่งเป็น 110101 และสัญญาณที่ส่งไปเริ่มแรกคือ 0 ซึ่งในขณะเดียวกัน 0 ตัวนี้จะเข้าวงจรดีเลย์ 1 บิตแล้วบวกกับบิตต่อไปคือ 1 ได้ 1 ดังนั้น 1 จะเป็นตัวที่ส่งที่จะถูกส่งไปและถูกนำมาบวกกับบิตต่อไปอีกคือ 1 ได้ 1 เช่นนี้ไปเรื่อยๆจนในที่สุดจะได้รหัสที่ถูกส่งออกไปคือ 0100110

ข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วจะถูกเปลี่ยนกลับเป็นรหัสแบบเกรย์อีกครั้ง จากนั้นจะผ่านโวลูทอนิเตอร์ และเข้าวงจรมอดูเลเตอร์ซึ่งจะได้ผลดังตาราง 2.2

ตารางที่ 2.2 ตาราง Logical differential operation

TIME SLOT			1	2	3	4	5	6	7	8
TX	TX BB CKT	DATA 1	0	1	1	0	1	0	0	1
	INPUT	DATA 2	0	0	1	1	1	0	1	0
		QUATERNARY I/P	0	3	2	1	2	0	1	3
		QUATERNARY O/P	0	3	1	2	0	0	1	0
		MOD PLS 1	0	1	0	1	0	0	0	0
		MOD PLS 2	0	0	1	1	0	0	1	0
		MODULATION PHASE	0	$3\pi/2$	$\pi/2$	π	0	0	$\pi/2$	0

2.1.1.3 TX RF ประกอบด้วย

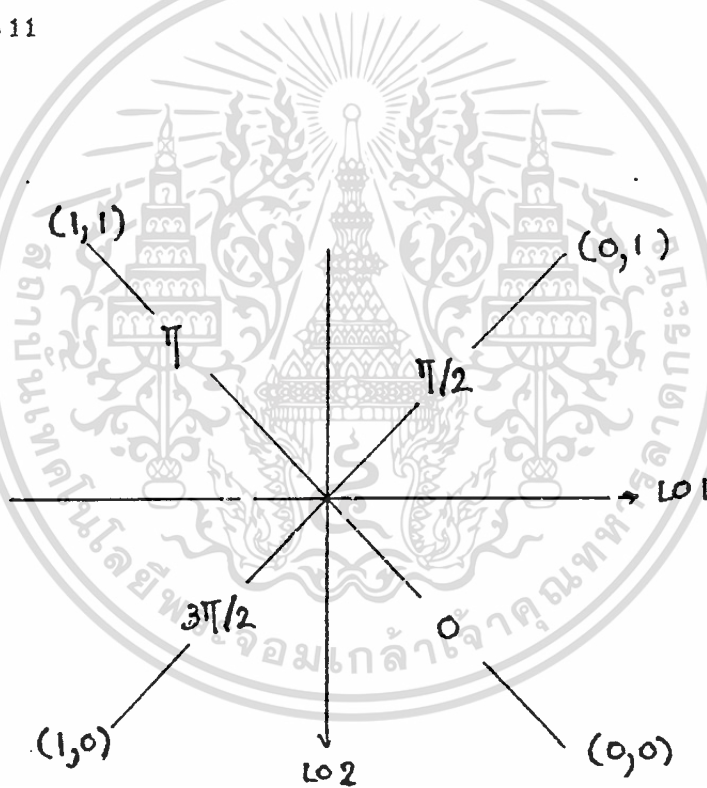
2.1.1.3.1 วงจรมอดูเลเตอร์แบบ 4 เฟส (4-Phase modulator)

2.1.1.3.2 เฟท แอมพลิฟายเออร์ (FET Amplifier)

2.1.1.3.3 วงจรกำเนิดความถี่ (Local oscillator)

ข้อมูลจาก TX BB CKT จะถูกขยายก่อนแล้วจึงส่งไปยังภาค 0- π มอดูเลเตอร์ ส่วนทางด้านวงจรถ่ายความถี่ก็จะผลิตคลื่นพาหะย่านความถี่ 2 GHz โดยจะแยกออกเป็นคลื่นพาหะ 2 ชุดที่มีเฟสต่างกัน $\pi/2$ (LO1 และ LO2) สำหรับแต่ละภาค 0- π มอดูเลเตอร์ ซึ่งจะมอดูเลตคลื่นพาหะให้มีเฟสเป็น 0 หรือ π โดยข้อมูลที่มาจก TX BB CKT

เอาท์พุทของ 0- π มอดูเลเตอร์ทั้งสองภาคจะถูกนำมารวมกันเพื่อทำให้เกิดเฟสต่างๆ 4 เฟสดังรูป 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างรหัสแบบเกรย์กับเฟสของเอาท์พุท

สัญญาณ RF ที่ถูกมอดูเลตแล้วจะผ่านแอมพลิฟายเออร์ เพื่อจะทำการขยายสัญญาณให้มี

กำลังสูงขึ้นก่อนที่จะผ่านไอโซเลเตอร์เพื่อส่งออกไปยังเครื่องรับต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การทำงานของเครื่องรับ

เครื่องรับดิจิทัลไมโครเวฟนี้ประกอบด้วยภาคต่างๆดังนี้

2.1.2.1 ภาครับสัญญาณความถี่อาร์เอฟ : RX RF

2.1.2.2 ภาครับสัญญาณความถี่ไอเอฟ : RX IF

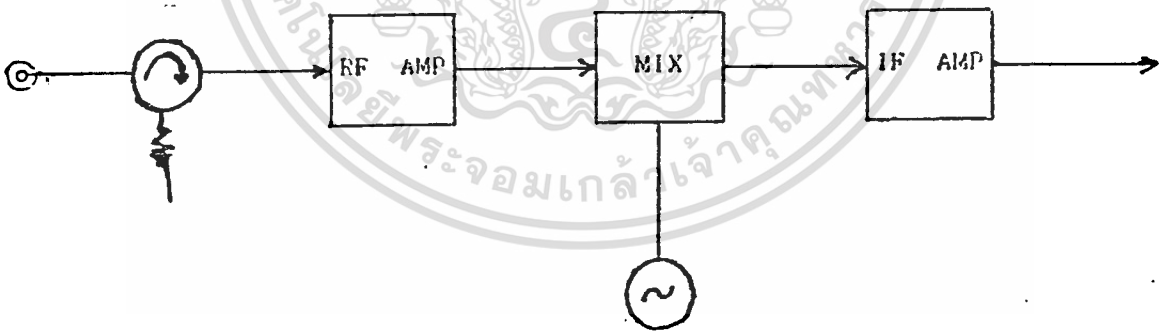
2.1.2.3 เฟลด์ติมอดูเลเตอร์ : PH DEM

2.1.2.4 ภาคจัดสัญญาณดิจิทัลทางด้านรับ : RX DPU

2.1.2.1 RX RF ประกอบด้วย

2.1.2.1.1 ภาคเปลี่ยนความถี่ทางด้านรับ (Receiver frequency converter : RX FREQ CONV) ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรปริอาร์เอฟแอมพลิฟายเออร์ (Pre-RF amplifier) , มิกเซอร์ และวงจรปริไอเอฟแอมพลิฟายเออร์ (Pre-IF amplifier)

2.1.2.1.2 วงจรกำเนิดความถี่ (Receiver local oscillator) จะผลิตสัญญาณความถี่ย่าน 2 GHz เพื่อส่งไปผสมกับสัญญาณความถี่อาร์เอฟที่มิกเซอร์ให้ได้สัญญาณความถี่ไอเอฟ



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณความถี่อาร์เอฟ

2.1.2.2 RX IF ประกอบด้วย

2.1.2.2.1 วงจรขยายสัญญาณความถี่ไอเอฟ (Main IF Amp)

สัญญาณความถี่ไอเอฟจะถูกขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณความถี่ไอเอฟ และเอาท์พุทจะแยก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

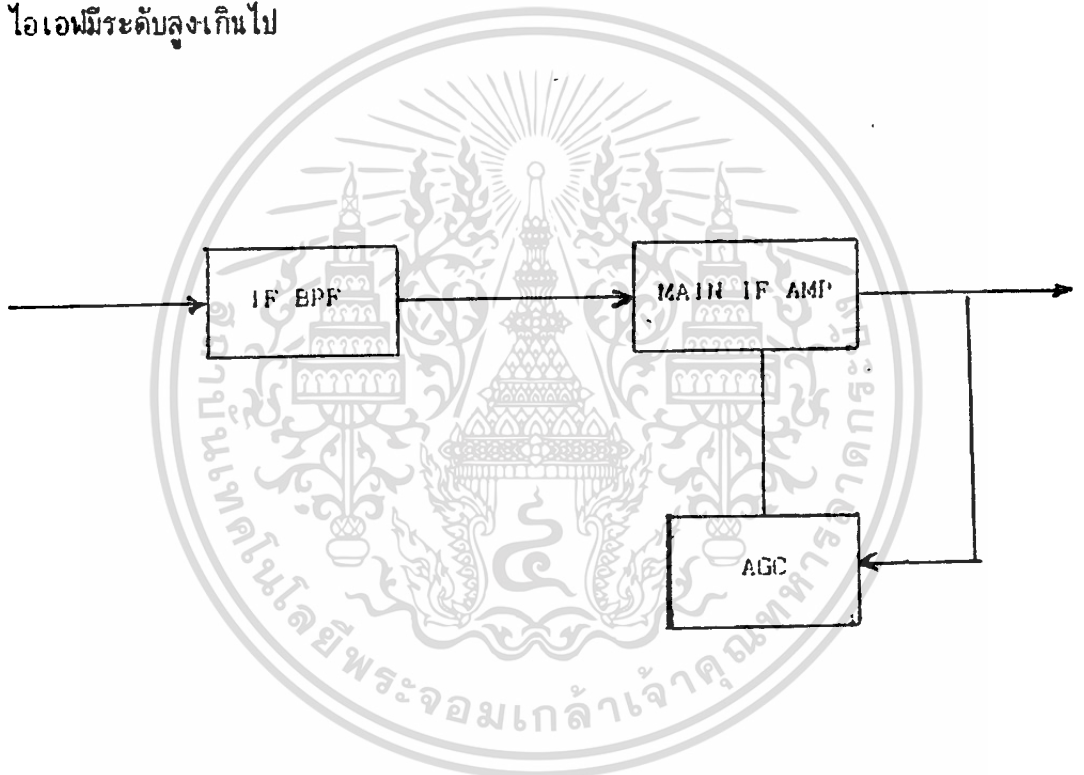
ออกเป็น 2 ส่วนซึ่งจะส่งไปยัง IF OUT ส่วนหนึ่งและอีกส่วนหนึ่งไปยังวงจร AGC

2.1.2.2.2 วงจรกรองความถี่ไอเอฟ (IF bandpass filter)

ทำหน้าที่กรองเอาสัญญาณเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการเอาไว้ ส่วนช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการก็จะกรองทิ้งไป

2.1.2.2.3 วงจรควบคุมอัตราการขยายอัตโนมัติ (Automatic gain control : AGC)

ทำหน้าที่ควบคุมอัตราการขยาย โดยถ้าระดับของสัญญาณไอเอฟลดลง อัตราการขยายของวงจรขยายสัญญาณไอเอฟจะเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามถ้าระดับของสัญญาณไอเอฟเพิ่มขึ้น อัตราการขยายของวงจรขยายก็จะลดลง เพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณไอเอฟมีระดับสูงเกินไป



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณความถี่ไอเอฟ

2.1.2.3 PH DEM ประกอบด้วย

2.1.2.3.1 ดิมอดูเลเตอร์ (Demodulator)

2.1.2.3.2 โลว์พาสฟิลเตอร์

2.1.2.3.3 วงจร Decision

2.1.2.3.4 วงจรถอดรหัสแบบคิฟเฟอเรนเชียล

2.1.2.3.5 วงจรเฟรมซิงโครไนเซอร์ (Frame Synchronizer)

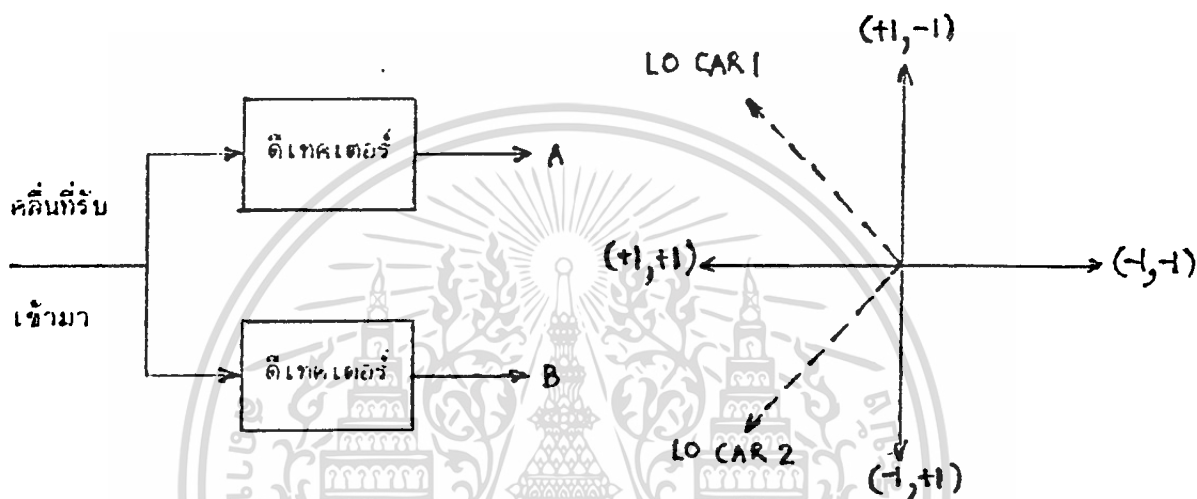
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

สัญญาณ 4 PSK ที่เปลี่ยนความถี่เป็นความถี่ไอเอฟ แล้วจะถูกตีמודูเลตโดยวิธี

Coherent detection

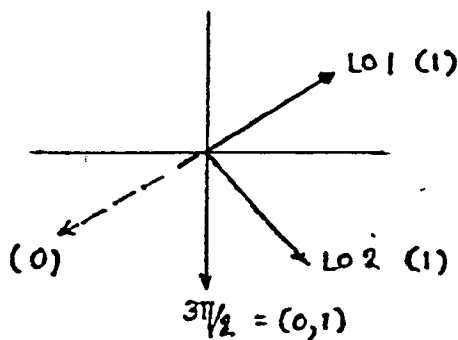
Coherent detection

โดยการผสมคลื่นที่รับเข้ามาด้วยคลื่นพาหะอ้างอิงซึ่งมีความถี่เท่ากัน 2 ชุด แต่มีเฟสต่างกัน $\pi/2$ ดังรูป 2.14



รูปที่ 2.14 หลักการของ Coherent detection

สัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแยกออกเป็น 2 เวกเตอร์ที่ตั้งฉากกัน แล้วเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะอ้างอิงทั้งสอง ถ้าเฟสตรงกันก็จะดีเทคได้ 1 ถ้าเฟสตรงกันข้ามก็จะดีเทคได้ 0 ดังตัวอย่างในรูป 2.15

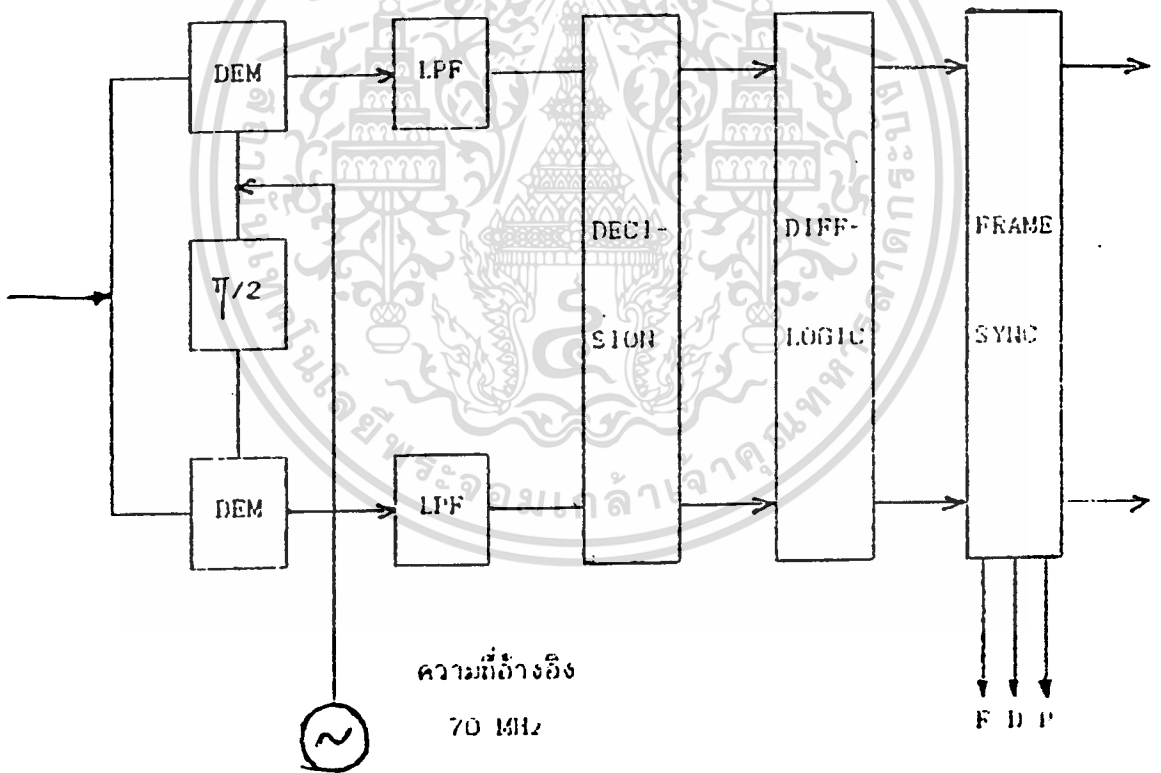


รูปที่ 2.15 ตัวอย่างของ Coherent detection

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกฏนำไปใช้

เมื่อแยกเวกเตอร์ออกเป็น 2 เวกเตอร์ที่ตั้งฉากกันแล้วตั้งรูปซึ่งเวกเตอร์หนึ่งมีเฟสตรงกันข้ามกับ LO1 ส่วนอีกเวกเตอร์หนึ่งมีเฟสเดียวกันกับ LO2 ดังนั้นสัญญาณที่ตัดเทคออกมาได้คือ (0,1)

เอาที่พิกจากรวงจร เฟลตีมอดูเลเตอร์ ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับ อินพุทของวงจรเฟลตีมอดูเลเตอร์ทุกประการ จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF) และเข้าวงจร Decision เพื่อเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ จากนั้นทำการถอดรหัส แบบดิฟเฟอเรนเชียล เพื่อให้ได้สัญญาณที่ถูกต้อง เนื่องจากทางด้านส่งได้ทำการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล เมื่อทำการถอดรหัสเสร็จแล้ว ก็จะทำการแยกบิต ที่ได้เพิ่มเข้าไปทางด้านส่งออกมา เพื่อให้เหลือแต่ข้อมูลที่ต้องการส่งเพียงอย่างเดียว ซึ่งบิตที่ได้แยกออกมานั้น ได้แก่ เฟรมบิต , DSC บิต และ พาริตีบิต



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของเฟลตีมอดูเลเตอร์

ตารางที่ 2.3 ตาราง Logical differential operation

MODULATED PHASE			0	$\pi/2$	$\pi/2$	π	0	0	$\pi/2$	0	0	π	
PH	PULSE REGENE CKT	DEMODU- LATION	$\pi/4$	2	1	3	0	3	2	3	2	2	0
		LOCAL CARRIER	$3\pi/4$	1	0	2	3	1	1	2	1	1	3
	(QUATER- NARY PHASE	(LO1)	$5\pi/4$	0	3	1	2	0	0	1	0	0	2
			$7\pi/4$	3	2	0	1	3	3	0	3	3	1
DIEM	DIFF LOGIC OUTPUT QUATERNARY		(0)	3	2	1	2	0	1	3	0	2	
	RX LOGIC OUTPUT	DATA 1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	
DATA 2		0	0	1	1	1	0	1	0	0	1		

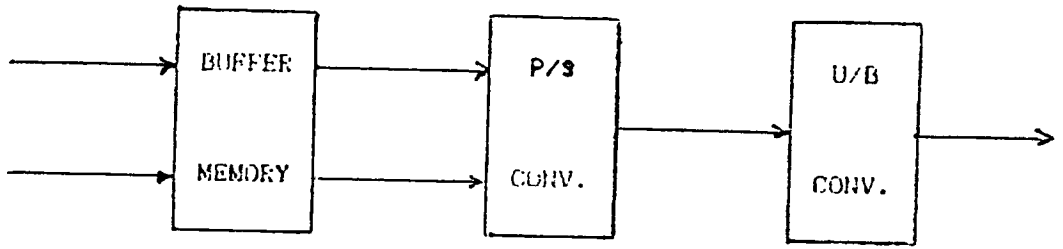
2.1.2.4 RX DPU ประกอบด้วย

2.1.2.4.1 หน่วยความจำบัฟเฟอร์ (Buffer memory) ข้อมูลที่จะเข้าหน่วยความจำบัฟเฟอร์โดยที่ทุกๆ 15 บิตจะเก็บเข้าหน่วยความจำ 14 บิตไม่ถูกเก็บ 1 บิตเพราะฉะนั้นโอเวอร์เฮดบิตจะไม่ถูกเขียนลงในหน่วยความจำบัฟเฟอร์ ดังนั้นจะเกิดช่องว่างในหน่วยความจำ ช่องว่างนี้จะถูกจัดการโดย PLL (Phase lock loop)

2.1.2.4.2 วงจรเปลี่ยนข้อมูลขนานให้เป็นข้อมูลอนุกรม ข้อมูลอินพุตทั้งสองที่ขนานกัน จะถูกทำให้เป็นข้อมูลอนุกรม ข้อมูลอนุกรมที่ได้จะเป็นข้อมูลจากอินพุตหนึ่งก่อนแล้วสลับด้วยข้อมูลจากอินพุตสอง

2.1.2.4.3 วงจรเปลี่ยนสัญญาณยูนิโพลาร์ให้เป็นสัญญาณไบโพลาร์ ข้อมูลอนุกรมที่เป็นสัญญาณ NRZ จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณ NZ ก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นรหัส

HUB-3 เหมือนสัญญาณทางด้านส่ง



รูปที่ 2.17 บล็อกไดอะแกรมของภาคจัดสัญญาณดิจิทัลด้านรับ

2.2 อุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ (Frequency shifter)

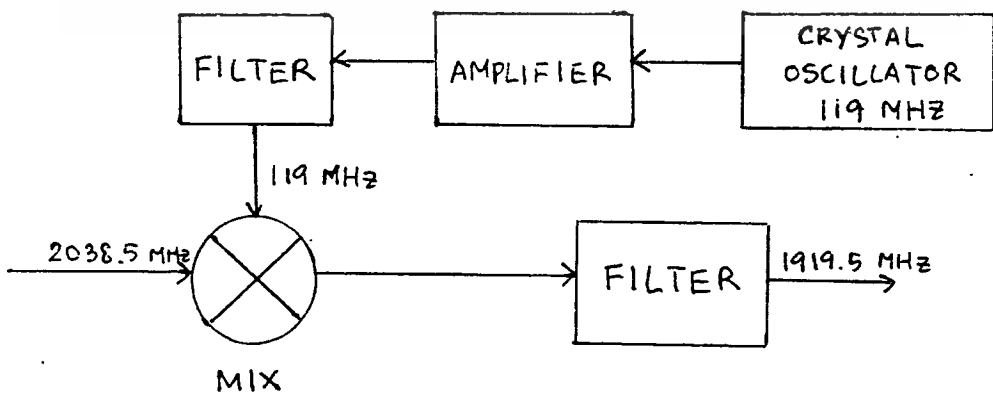
อุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

2.2.1 มิกเซอร์ ทำหน้าที่ผสมสัญญาณจากวงจรกำเนิดความถี่และสัญญาณความถี่อินพุตที่ต้องการเปลี่ยนความถี่

2.2.2 วงจรกำเนิดความถี่ สำหรับสร้างความถี่ป้อนเข้าสู่มิกเซอร์เพื่อรวมกับสัญญาณอินพุตที่ต้องการเปลี่ยนความถี่ให้ลดลงมา

2.2.3 วงจรขยายสัญญาณจากวงจรกำเนิดความถี่ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากวงจรกำเนิดความถี่ให้มีระดับสัญญาณสูงพอที่จะไปผสมกับสัญญาณอินพุตที่ต้องการเปลี่ยนความถี่ได้

2.2.4 ฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองสัญญาณต่างๆที่ไม่ต้องการออกไป เพราะสัญญาณที่ได้จากมิกเซอร์จะมีสัญญาณที่มีความถี่เป็นผลต่างและผลรวมของความถี่ของสัญญาณอินพุตรวมทั้งฮาร์โมนิคอื่นๆของสัญญาณต่างๆด้วย



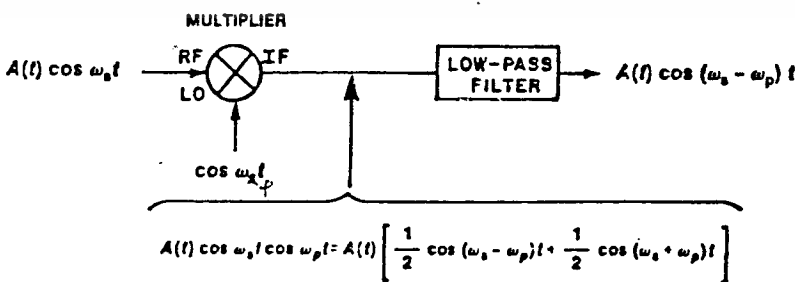
รูปที่ 2.18 แสดงส่วนประกอบของอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่

2.2.1 มิกเซอร์

มิกเซอร์เป็นอุปกรณ์ผสมสัญญาณสองสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน เพื่อให้ได้สัญญาณใหม่ที่มีความถี่พาหะเปลี่ยนไป โดยที่ข้อมูลที่ผสมมานั้นยังคงเหมือนเดิม มิกเซอร์สามารถสร้างขึ้นโดยอุปกรณ์ที่มีลักษณะการทำงานไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear device)

วัตถุประสงค์หลักในการใช้งานมิกเซอร์ ก็เพื่อที่จะเปลี่ยนความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่งที่จะทำการขยายสัญญาณหรือผ่านขบวนการอื่นต่ออย่างมีประสิทธิภาพ มิกเซอร์จะเปลี่ยนความถี่ไปเป็นความถี่ที่มีการรบกวน และการเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุด เพราะคุณสมบัติของแอมพลิฟายเออร์ ฟิลเตอร์ หรือ ดีเทคเตอร์ จะต่างกันถ้าทำงานที่ความถี่ต่างกัน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่ต้องเปลี่ยนความถี่ไปที่ความถี่ที่แอมพลิฟายเออร์ ฟิลเตอร์ หรือ ดีเทคเตอร์ทำงานได้ดี

มิกเซอร์เป็นมัลติพลายเออร์อย่างพื้นฐานดังแสดงในรูป 2.19 ซึ่งวงจรมัลติพลายเออร์แบบอนาล็อกซึ่งป้อนด้วยสัญญาณไซน์ (sinusoids) 2 สัญญาณ สัญญาณที่ถูกป้อนทางด้านพอร์ต RF มีความถี่สัญญาณพาหะ ω_c และ ถูกมอดูเลตด้วยฟังก์ชัน $A(t)$ (ฟังก์ชันนี้แทนสัญญาณดับเบิลไซด์แบนด์, ซัมเพรสแคร่เรียร์ หรือสัญญาณที่ถูกการมอดูเลชันแบบอื่นๆ ก็จะมีผลลัพธ์ของสัญญาณเช่นเดียวกัน) และพอร์ต LO ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ได้ถูกมอดูเลตซึ่งมีความถี่ ω_p LO บางทีเรียกว่า คลื่นปั๊ม (pump waveform) และมิกเซอร์จะถูกปั๊มเมื่อมี LO ถูกป้อนเข้ามิกเซอร์ เอาท์พุทที่ได้จะประกอบด้วย ความถี่ที่ได้จากการบวกและลบของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต สัญญาณที่ได้จากการบวกกันของความถี่ จะถูกกำจัดทิ้งโดยผ่านฟิลเตอร์ เหลือเพียงสัญญาณที่เป็นผลต่างของความถี่



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรมัลติพลายเออร์อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$v_1(t)$ คืออินพุตของมิกเซอร์ ซึ่งประกอบด้วยอินพุตคือ $v_1(t)$ ที่มีความถี่ f_1 และ $v_2(t)$ ที่มีความถี่ f_2

จาก Taylor Series ใน Time Domain จะได้เอาท์พุท $i_o(t)$ ดังนี้

$$i_o(t) = I_o + a v_1(t) + b [v_1(t)]^2 + c [v_1(t)]^3 + \dots \quad (2.1)$$

เพื่อตัดความยุ่งยากในการคำนวณ เราจะสมมติให้อุปกรณ์มีลักษณะการทำงานตามกฎยกกำลังสอง (Square-Law Device) ดังนั้นสมการ (2.1) สามารถเขียนได้เป็น

$$i_o(t) = a v_1(t) + b [v_1(t)]^2 \quad (2.2)$$

โดยที่อินพุตคือ $v_1(t) = V_1 \cos \omega_1 t = V_2 \cos \omega_2 t \quad (2.3)$

กระแสที่เอาท์พุทจะเป็น

$$i_o(t) = a V_1 \cos \omega_1 t + a V_2 \cos \omega_2 t + b V_1^2 \cos^2 \omega_1 t + b V_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2b V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (2.4)$$

สองเทอมแรกในสมการ จะไม่นำมาพิจารณา เนื่องจากเป็นความถี่ของสัญญาณอินพุท จะใช้ฟิลเตอร์กรองออกไป ส่วนในเทอมยกกำลังสองใช้วิธีทางตรีโกณมิติลดกำลังลงมา

$$b V_1^2 \cos^2 \omega_1 t = (b/2) V_1^2 (1 + \cos 2\omega_1 t) \quad (2.5)$$

ดังนั้นเทอมที่ 3 และ 4 จะมีส่วนประกอบของไฟตรง และฮาร์โมนิคที่ 2 ของสัญญาณอินพุท ในเทอมสุดท้ายของสมการ (2.4) เรียกว่าเป็นผลลัพธ์ (Product Term) ซึ่งเป็นเอาท์พุทที่เราต้องการ

$$2b V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = b V_1 V_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (2.6)$$

เมื่อพิจารณาเฉพาะเทอมผลลัพธ์

$$i_o = b V_1 V_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (2.7)$$

ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นการแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุท ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงให้มีความถี่สูงขึ้นเป็น $\omega_1 + \omega_2$ หรือมีความถี่ต่ำลงเป็น $\omega_1 - \omega_2$ สามารถเลือกใช้ได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่เหมาะสม

ชนิดของวงจรมิกเซอร์

การแบ่งมิกเซอร์ตามจำนวนอุปกรณ์ที่มาทำมิกเซอร์ แบ่งได้ 2 ชนิดใหญ่ๆ คือ

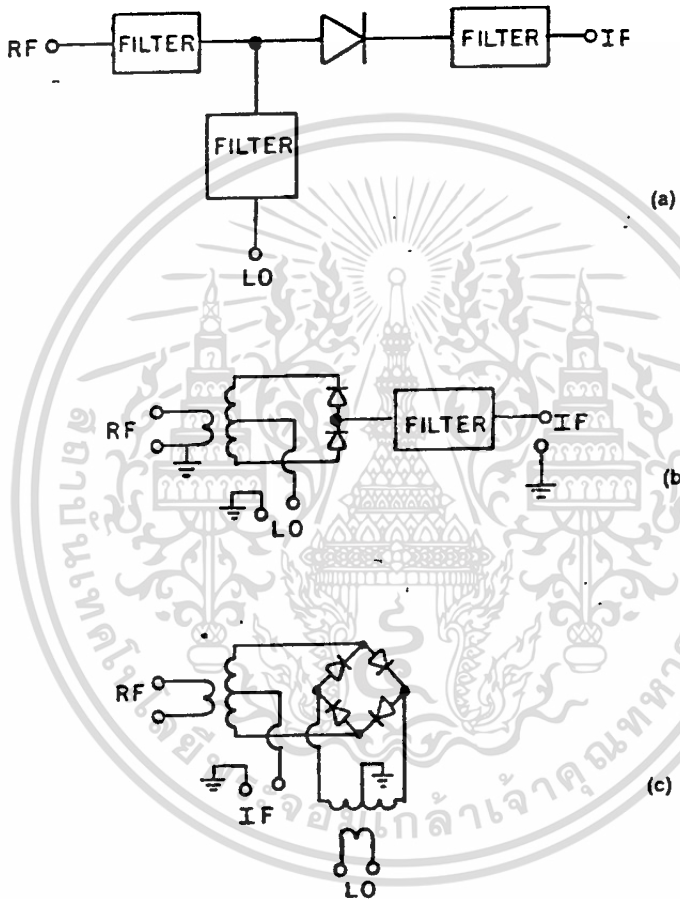
1. ซิงเกิลดีไวซ์มิกเซอร์ (Single-device Mixer)
2. บาลานซ์ดีไวซ์มิกเซอร์ (Balance-device Mixer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรซิงเกิ้ลไดโอดมิกเซอร์ (Single-Diode Mixer)

วงจรมิกเซอร์อย่างง่าย คือการใช้ไดโอดหนึ่งตัวต่ออนุกรมด้วยตัวกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Source) , วงจรกำเนิดความถี่ , วงจรฟิลเตอร์ ตามรูป 2.20 a



รูปที่ 2.20 (a) single diode; (b) singly balanced; (c) doubly balanced

วงจรซิงเกิ้ลไดโอดมิกเซอร์ ไม่ค่อยจะใช้กับสัญญาณ ที่มีความยาวคลื่น น้อยกว่า มิลลิเมตร ใช้เป็นพื้นฐานของการออกแบบมิกเซอร์ทั้งหมด โดยเฉพาะบาลานซ์ไดโอดหรือ

เอกสารนี้ **มัลติไดโอดมิกเซอร์** สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นฐานของการออกแบบมิกเซอร์ คือ การแก้ที่ความถี่ RF และ IF ดังนั้น ปัญหาที่เกิดขึ้นในการออกแบบไดโอดมิกเซอร์ คือ การหาค่าอิมพีแดนซ์ของอินพุต และเอาท์พุทของไดโอด ไดโอดนั้นไม่ใช่อุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นความต้านทาน และ คาปาซิแตนซ์ของจังก์ชันของไดโอดเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา เมื่อความต่างศักย์ LO ที่ป้อน เข้าไดโอดเปลี่ยนแปลง ดังนั้น ความถี่ที่จะให้แอมป์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของซอสซึ่งคงที่ กับอินพุตอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

ลักษณะของวงจรมีข้อเสียคือ

- มี Noise Figure สูง
- มีการสูญเสียในการทำงาน (Conversion Loss) คือ สัญญาณความถี่กลาง ซึ่งเป็นเอาท์พุท มีกำลังน้อยกว่าสัญญาณออร์เพนอินพุท
- ความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอดอันเนื่องมาจากการสวิตช์เปิด-ปิด อย่างทันทีทันใด
- ไม่มีการแยกส่วนระหว่างวงจรกำเนิดความถี่กับสัญญาณวิทยุ ทำให้สัญญาณจาก วงจรกำเนิดความถี่ถูกป้อนเข้าสู่สายอากาศเครื่องรับ

วงจรบาลานซ์ดีไวซ์มิกเซอร์ (Balance-device Mixer)

ถึงแม้ว่า ซึ่งเกิดไดโอดมิกเซอร์ จะใช้กันมากในทางปฏิบัติ โดยเฉพาะย่านความถี่ที่มีความยาวคลื่นเป็นมิลลิเมตร แต่มีข้อเสียคือเป็นการยากที่จะป้อน LO เข้าที่ไดโอด โดยปราศจากการรบกวนไปที่พอร์ต RF หรือ IF และมีความจำเป็นในการใช้คูเพลลิกเซอร์ แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้กำลังของ LO มากตามจำนวนของไดโอดที่นำมาใช้มิกเซอร์ สำหรับการประยุกต์ใช้งานในย่านไมโครเวฟ จะต้องมีการสูญเสียที่น้อยที่สุด วงจรแบบง่ายและจำนวนฟิลเตอร์ที่น้อยที่สุดจึงเป็นสิ่งสำคัญ ซึ่งบาลานซ์มิกเซอร์สามารถใช้ได้สำหรับงานนี้

บาลานซ์มิกเซอร์

เป็นวงจรมิกเซอร์ที่มีความซับซ้อน มากกว่าวงจรเชิงเส้นดีไวซ์มิกเซอร์ ลักษณะของวงจรจะมีการแยกอินพุตทั้งสอง ไม่ให้รบกวนกัน โดยใช้ทรานส์ฟอร์มเมอร์เป็นตัวแยกและทำหน้าที่แอมป์ระหว่างพอร์ตอาร์เอฟ (RF port) , พอร์ตไอเอฟ (IF port) และวงจรกำเนิดความถี่ ดังรูปที่ 2.21 a แบ่งได้เป็น 2 ประเภทคือ

1. Singly Balanced Mixer

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 2. Doubly Balanced Mixer ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. Singly Balanced Mixer

วงจรจะประกอบด้วยอุปกรณ์ 2 ตัว ปกติจะใช้ทิงเกิ้ลไดโอด 2 ตัวต่อกันกับไฮบริดจ์ 180 องศาหรือ 90 องศา ดังรูปที่ 2.20 b

2. Doubly Balance Mixer

วงจรจะประกอบด้วยอุปกรณ์ 4 ตัวต่อกันแบบวงแหวน (ring) หรือรูปดาว (star) กับไฮบริดจ์ , ทรานส์ฟอร์เมอร์ หรือบาลานซ์ ดังนั้นวงจรจึงมีการสูญเสียมากกว่า Singly Balanced Mixer และอาจจะถูกจำกัดด้วยความถี่สูง แต่จะให้ผลตอบสนองต่อความถี่ได้ดีกว่า Singly Balanced Mixer และการที่ประกอบด้วยวงจรที่ไม่สามารถปรับได้จึงใช้ได้กับช่วงความถี่กว้าง ดังรูปที่ 2.20 c

การทำงานของวงจรดับเบิลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ ต้องมีความแรงของสัญญาณจากวงจรถูกกำเนิดความถี่ที่เพียงพอในการควบคุมให้ไดโอดเปิดปิดตามสภาวะ เพราะว่ากระแสของสัญญาณอาร์เอฟมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกระแสของวงจรถูกกำเนิดความถี่

ในรูป 2.21b แสดงทิศทางของกระแส i_1 และ i_2 ในขณะที่โวลเตจของสัญญาณอาร์เอฟ และ โวลเตจของสัญญาณจากวงจรถูกกำเนิดความถี่ในช่วงบวก ไดโอด D_1 และ D_2 จะทำหน้าที่ให้ไหลรอบรูป $c-a-d-f-c$ ไดโอด D_3 และ D_4 จะไม่ทำงาน เพราะถูกไบอัสกลับ โดยโวลเตจของสัญญาณอาร์เอฟจาก a ไปยัง e และที่จุด a และ f จะมีโวลเตจเท่ากัน ถ้าหากว่าตัวไดโอด และทรานส์ฟอร์เมอร์ของวงจรถูกกำเนิดความถี่มีความสมดุลย์

ในรูป 2.21c เมื่อทิศทางของกระแส i_1 และ i_2 กลับจากรูป b ทำให้จุด d เป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด c ไดโอด d_3 และ d_4 จะทำงาน (โดยที่ d_1 และ d_2 ไม่ทำงาน เนื่องจากถูกไบอัสกลับด้วยโวลเตจของสัญญาณอาร์เอฟ $=v_{rf}$) ทำให้กระแส i_2 และ i_1 ทำให้เกิด v_o ในทิศทางตรงกันข้ามกับรูป b

ในรูป 2.21 d แสดง $v_o(t)$ โดยที่ขอบของคลื่นที่แสดงไว้คือ v_{rf}

FUNCTION SWITCHING ของ v_{Lo} และไดโอดแสดงในรูป 2.14e โดยกำหนดให้

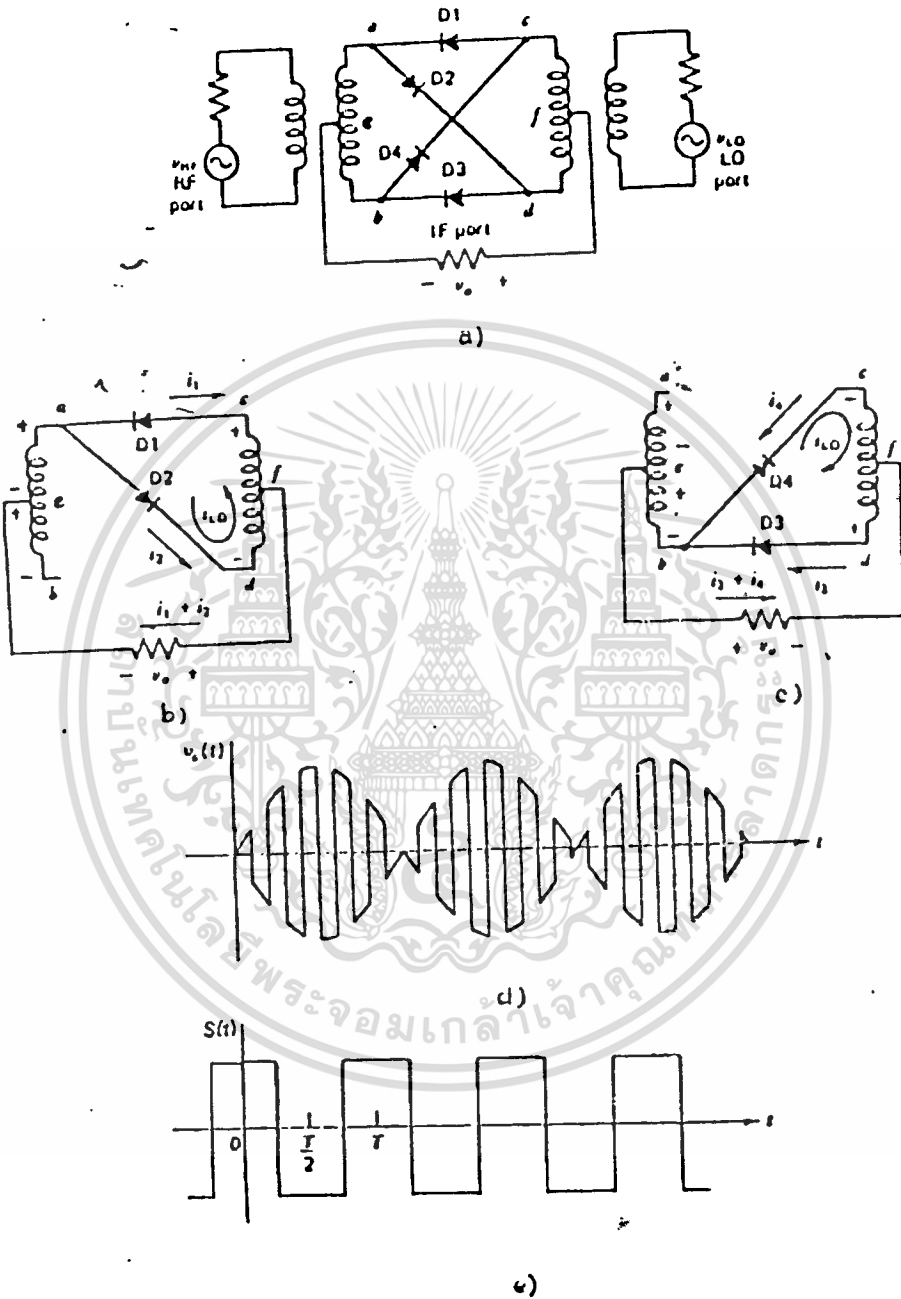
$$S(t) = 2 \sin(\cos n\omega_{Lo} t)$$

จะได้ $V_o(t) = V_{rf}(t) S(t)$

$$= 2V_{rf} \cos\omega_{rf} + [SIN(\cos n\omega_{Lo} t)]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $v_o(t)$ จะประกอบไปด้วยความถี่ $n f_{LO}$ เมื่อ n เป็นเลขคี่ ถ้ากำหนดให้ $n=1$ จะได้เอาต์พุตเป็น $f_{LO} f_{RF}$



รูปที่ 2.21 a) แสดงวงจร Double-Balance Diode Mixer;
 b) เมื่อ v_{LO} เป็นบวก ไดโอด D_1, D_2 ทำงาน ในขณะที่ D_3, D_4 ไม่ทำงาน
 c) เมื่อ v_{LO} เป็นลบ ไดโอด D_3, D_4 ทำงาน ในขณะที่ D_1, D_2 ไม่ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ d) โวลิตีจของเอาต์พุต (v_o) ที่ไหลด ; e) Carrier
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการเลือก MIXER ต้องคำนึงถึงคุณสมบัติหลายประการซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

1. มิกเซอร์ สร้างมาจากอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติตามกฎยกกำลังสอง (Square-Law Device)
2. อัตราการขยายของการผสมสัญญาณ (Conversion Gain) คืออัตราส่วนของระดับสัญญาณของเอาท์พุทต่อระดับสัญญาณของอาร์ เอ็นอินพุท
3. สัญญาณรบกวนเป็นอย่างไร
4. มิกเซอร์ต้องการกำลังจากเครื่องกำเนิดความถี่เท่าไร
6. ความแรงของสัญญาณ RF และ LO ที่เอาท์พุทโดยไม่พิจารณา IF มิลเตอร์

2.2.2 วงจรกำเนิดความถี่

วงจรถูกกำเนิดความถี่เป็นวงจรมูลฐานที่สำคัญวงจรมีหนึ่ง ทั้งในระบบสื่อสารและอุปกรณ์วัดต่างๆ เช่น ความถี่คลื่นพาหะ , โลคัลออสซิลเลเตอร์ สำหรับมิกเซอร์ , บีทออสซิลเลเตอร์ (Beat Oscillator) สำหรับการตรวจจับสัญญาณ เป็นต้น ความถี่เหล่านี้มีทั้งแบบคงที่และปรับค่าได้ ส่วนการออกแบบนั้นสามารถทำได้หลายวิธี

วงจรถยายสัญญาณจะสร้างสัญญาณเอาท์พุทที่มีลักษณะเหมือนกับอินพุท ส่วนวงจรถูกกำเนิดความถี่จะสร้างเอาท์พุทที่มีความถี่คงที่โดยไม่ต้องการสัญญาณอินพุท ความถี่และระดับสัญญาณที่เอาท์พุทสามารถควบคุมได้ ด้วยส่วนประกอบต่างๆของวงจรถ

รูปที่ 2.22 แสดงให้เห็นบล็อกไดอะแกรมของวงจรถูกกำเนิดความถี่ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ วงจรถยายสัญญาณ วงจรถริโซแนนท์ และโพลที่เอาท์พุท โดยวงจรถยายสัญญาณทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ที่เราต้องการ วงจรถริโซแนนท์เป็นตัวเลือกความถี่อาจประกอบด้วยทรานส์ฟอร์เมอร์หรือตัวเปลี่ยนอิมพีแดนซ์อื่นๆ ในรูปที่ 2.22 a เป็นตัวต้านทานต่อเข้าที่เอาท์พุทของวงจรถยายสัญญาณ และถ้าเราตัดวงจรถออกที่จุด X ในรูปที่ 2.22 a เราจะได้วงจรถดังรูป 2.22 b

ทฤษฎีการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) เป็นพื้นฐานที่สำคัญของวงจรถูกกำเนิดความถี่ ดังรูปที่ 2.15 กรณีที่จำเป็นสำหรับวงจรถป้อนกลับ เพื่อให้เกิดการออสซิลเลทมีอยู่ว่าวงจรถป้อนกลับ จะให้กำเนิดความถี่ที่ต่อเนื่อง

1. ผลรวมของการขยายสัญญาณทั้งหมดภายในลูปของการป้อนกลับ (Feedback

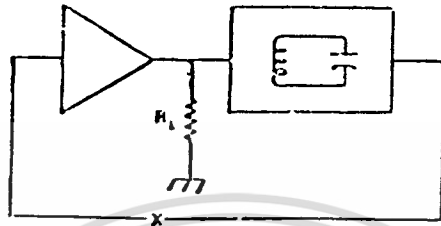
เอกสาร Loop) ต้องมากกว่าหรือเท่ากับ 1 ทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

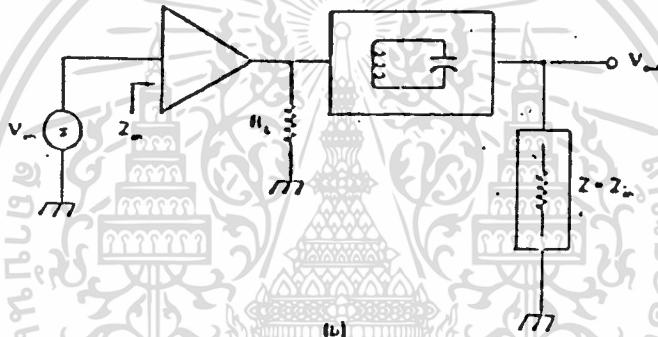
2. ผลรวมของเฟส (phase) ภายในลูปต้องเป็นจำนวนเท่าของ 2π เรเดียน หรือ 360 องศา ถ้าเกิดการนี้ทั้งสองพร้อมกันแล้ว วงจรจะออสซิลเลต ดังนั้น

$$\text{LOOP GAIN} = |GH| \angle \theta$$

เมื่อ $\theta = 2n\pi$ โดยที่ $n = 0, 1, 2, \dots$ และ $|GH| \geq 1$



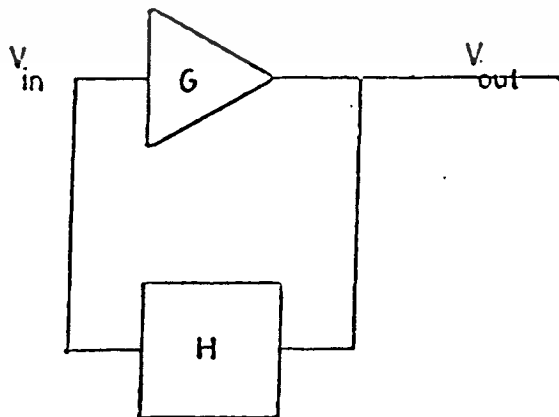
(a)



(b)

รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถูกกระตุ้นความถี่ แบบ LC

- a) แสดง ลูปบ้อนกลับที่ถูกตัดออกที่จุด X
- b) แสดงลูปที่ขาดออกจากกัน



รูปที่ 2.23 แสดงการบ้อนกลับแบบบวกของวงจรถูกกระตุ้นความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายสัญญาณโดยทั่วไปมักจะเป็นชนิดที่สร้างสัญญาณเอาต์พุต มีเฟสเลื่อนไปจากอินพุต 180 องศา และมีอัตราขยายมากกว่า 1 ในวงจรถ้าเกิดความถี่ที่วงจรรขยายสัญญาณเป็นส่วนไปข้างหน้า (G ในรูป 2.23) จากรูป 2.23 ผลรวมของการขยายสัญญาณของลูปสามารถกำหนดได้ จากผลคูณของ จำนวนเชิงซ้อน G และ H อัตราการขยายของการป้อนกลับ (Feedback Gain) ทั้งหมดรวมทั้งการป้อนกลับของสัญญาณ หาได้จาก

$$A_v = G/(1-GH)$$

เมื่อ $A_v = \text{Complex Gain}$ ทั้งหมดของวงจร (ขนาดและมุมของเฟส)

$G = \text{Complex Gain}$ ไปข้างหน้า

$H = \text{Complex Gain}$ ป้อนกลับ

$GH = \text{Complex Gain}$ ของ loop

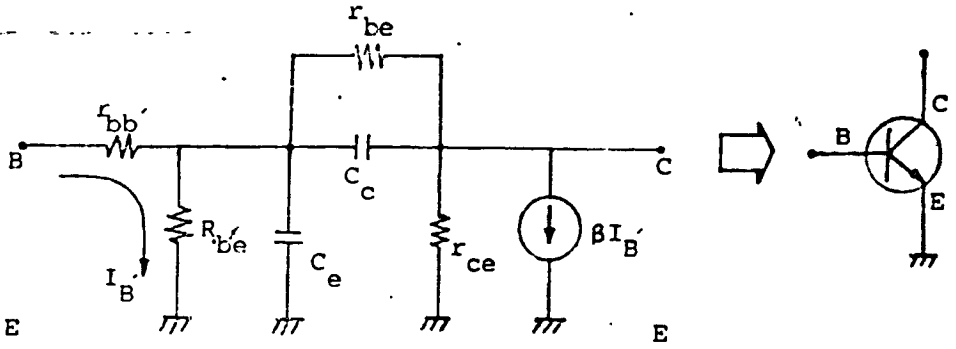
ในวงจรถ้าเกิดความถี่ ทั้ง G และ H ต่างเลื่อนเฟสไป 180 องศา หรือตรงข้าม ถ้าขนาด |GH| ของอัตราการขยายของลูป (loop gain) เป็น 1 ผลรวมของอัตราการขยายของการป้อนกลับจะเป็นอนันต์ ซึ่งให้เห็นว่าจะเกิดการออสซิลเลท ถ้าขนาดของการออสซิลเลทจะเพิ่มขึ้นในวงจรถ้าเกิดความถี่ ในทางปฏิบัติการออสซิลเลท จะเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องไปจนกระทั่ง เข้าสู่ย่านที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ของวงจรรขยายสัญญาณ การออสซิลเลทจะจำกัดอัตราการขยายให้เท่ากับ 1 หลังจากนั้น ขนาดจะปรับตัวมันเองโดยอัตโนมัติ เพื่อรักษาการขยายสัญญาณให้เท่ากับ 1 หรือวงจรถ้าเกิดความถี่มีเสถียรภาพที่ดี

ความถี่ของการออสซิลเลทกำหนดได้โดยส่วนประกอบภายใน H ซึ่งทำให้เฟสเลื่อนไป 180 องศา ที่ความถี่ที่วงจรถ้าเกิดความถี่จะออสซิลเลท

2.2.3 วงจรรขยายสัญญาณความถี่สูง

2.2.3.1 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

ลักษณะของทรานซิสเตอร์ สามารถแทนได้ด้วยวงจรร่ง่ายๆ ของความต้านทาน , คาปาซิเตอร์ และ อินดักเตอร์ ตามรูปที่ 2.24 ซึ่งอาศัยการต่อวงจรแบบไฮบริด-พาย (hybrid- π) โดยนำมาใช้แทนทรานซิสเตอร์แบบวงจรมิตเตอร์ร่วม



รูปที่ 2.24 แสดงวงจรเทียบเท่าทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงในรูปของ hybrid- π

จากรูป 2.24

- r_{be} = ความต้านทานที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ เมื่อมองจากขาเบสไปถึงจังก์ชัน ซึ่งเป็นลักษณะ forward bias โดยทั่วไปจะประมาณ 1 กิโลโอห์ม
- $r_{bb'}$ = เป็นเสมือนความต้านทานที่ป้อนกลับ ขาเบส และคอลเลคเตอร์ โดยทั่วไปมีค่าสูงมาก ขนาด 1 เมกกะโอห์ม ถึง 5 เมกกะโอห์ม
- r_{ce} = ความต้านทานทางด้านเอาต์พุต ระหว่างขาคอลเลคเตอร์ และขาอีมิเตอร์ โดยทั่วไป ถ้าเป็นทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ จะมีค่าประมาณ 100 กิโลโอห์ม
- C_c = ค่าคาปาซิเตอร์ระหว่างเบสจังก์ชัน และอีมิเตอร์ บางครั้งเราเรียกว่า ดิฟฟิวชันคาปาซิเตอร์ (Diffusion capacitor) โดยทั่วไปประมาณ 100 pF
- C_e = คาปาซิเตอร์ ระหว่าง ขาคอลเลคเตอร์ และเบสจังก์ชันของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปมีค่าน้อยประมาณ 3 pF ค่าคาปาซิเตอร์จะทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณ บางครั้งเรียกว่า ฟีดแบ็ค คาปาซิเตอร์ (Feedback Capacitor)

2.2.3.2. การไบอัสวงจรขยายสัญญาณของทรานซิสเตอร์

การไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานนั้น คือ การให้คิกดา และกระแสที่เหมาะสมกับทรานซิสเตอร์ ปัจจุบันนิยมใช้ทรานซิสเตอร์แบบซิลิกอน การไบอัสที่ขาเบส และอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบนี้จะมีค่าประมาณ 0.7 โวลต์ ที่อุณหภูมิห้อง (25°C) และจะเปลี่ยนแปลงไป $2.5 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ โดยจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ดังนั้นการออกแบบจึงมักจะคำนึงถึง

การแก้การเปลี่ยนแปลงนี้ โดยนำเอา R_{be} ต่อเข้าไป เพื่อควบคุมการไบอัสให้เปลี่ยนแปลง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้อยลง การเปลี่ยนแปลง V_{BE} นี้เรียกเป็น ΔV_{BE} ซึ่งการเปลี่ยนค่า V_{BE} นี้จะมีผลทำให้ค่า I_C เปลี่ยนแปลงด้วยเรียกเป็นค่า ΔI_C ดังสมการที่ 2.8

$$\Delta I_C = (\Delta V_{BE} I_C) / V_{BE} \quad (2.8)$$

โดยที่ V_{BE} = ศักดาที่ขาอิมิตเตอร์

I_C = กระแสที่ผ่านขาคอลเลคเตอร์

จากสมการที่ 2.8 ค่าของ I_C ก็มักจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของ V_{BE} และค่าของ I_C ก็จะแปรเปลี่ยน ตามอุณหภูมิด้วย นอกจากนี้ ที่ทางโรงงานให้มายังเป็นค่าเฉลี่ยอีก จึงทำให้การออกแบบยุ่งยากมาก ในการคำนวณจึงมีผู้คิดสมการออกมาใหม่ โดยดูได้จากสมการที่ 2.9

$$\Delta I_C = I_C (\Delta \beta / \beta_1 \beta_2) [1 + (R_B / R_E)] \quad (2.9)$$

β_1 = ค่าต่ำสุดของ β

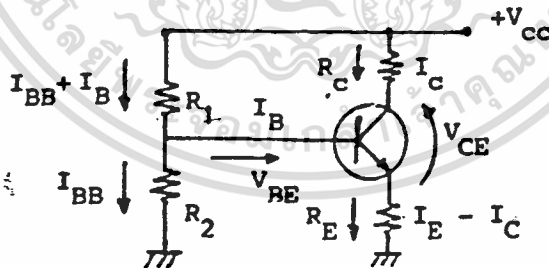
β_2 = ค่าสูงสุดของ β

$\Delta \beta = \beta_2 - \beta_1$

I_{C1} = กระแสคอลเลคเตอร์เมื่อ $\beta = \beta_1$

$R_B = R_1 // R_2$ ดูจากรูปที่ 2.25

R_E = ความต้านทานที่ระหว่างอิมิตเตอร์กับกราวด์



รูปที่ 2.25 แสดงวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

จากรูป 6.11 จะสรุปการออกแบบดังนี้

1. เลือกค่าจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสม เช่น $I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CC} = 20 \text{ V}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $\beta = 50$ โดยดูจากคู่มือทรานซิสเตอร์
2. เลือก R_E ให้มีค่าความต่างศักย์ตกคร่อมไม่มากกว่า 10% ของ V_{CC}
3. R_B ประมาณ 10-20 เท่าของ R_E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. หา R_1 , R_2 จากสมการ

$$R_1 = V_{cc} * R_b / V_b$$

$$R_2 = V_{cc} * R_b / (V_{cc} - V_b)$$

2.2.3.3 การออกแบบวงจรขยายแบบใช้ S พารามิเตอร์

ในคู่มือทรานซิสเตอร์ บางครั้งจะให้ข้อมูลเป็น S พารามิเตอร์ การคำนวณหาเสถียรภาพจึงใช้วิธีหาค่า K โดยใช้ค่า D_{11} (Intermediate quantity) จากสมการ

$$D_{11} = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

แล้วนำค่า D_{11} มาคำนวณหาค่า K (Rollett stability factor)

$$K = \{ 1 + |D_{11}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 \} / \{ 2 * |S_{21}| |S_{12}| \}$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 แสดงว่าวงจรมีเสถียรภาพดี

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 แสดงว่าวงจรไม่มีเสถียรภาพอาจเกิดการออสซิลเลชันได้

ถ้าคำนวณค่า K ออกมาแล้ว ค่า K น้อยกว่า 1 ให้จัดการดังนี้

1. เลือกจุดไบอัสใหม่
2. เลือกทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างออกไป
3. ทำการลดอัตราขยายโดยให้วงจรไม่แมทช์กัน

2.2.3.4 การออกแบบสำหรับเกนที่ถูกระบุแล้ว

(DESIGN FOR A SPECIFIED GAIN)

บ่อยครั้งเมื่อเราออกแบบแอมพลิฟายเออร์ มันเป็นความต้องการที่เกนจะต้องคงที่ไม่มากกว่าหรือน้อยกว่า ในภาวะเช่นนี้การใช้ทรานซิสเตอร์อาจจะมีผลให้ได้เกนที่สูงเกินไป และเกิดการขับโหลดมากเกินไป (Overdrive) การเลือกทรานซิสเตอร์ให้แมทช์กับโหลดทำได้ยาก จึงใช้การออกแบบที่เรียกว่า Selective Mismatching

วิธีการนี้สามารถควบคุมการลดของเกนได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ที่ไม่แมทช์กับโหลดซึ่งสามารถนำมาปฏิบัติได้ ซึ่งยังคงเชื่อกันว่าย่านความถี่ RF นั้นทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องแมทช์กับแหล่งกำเนิดสัญญาณ และโหลดในกรณีที่ต้องการอัตราขยายสูงสุดเท่านั้น โดยที่ไม่คำนึงถึงพารามิเตอร์อื่น เช่น noise figure และ แบนวิดท์

วิธีการ Selective mismatching ที่ง่ายที่สุดที่ใช้ก็คือ การเขียนวงกลมที่มีเกนคงที่ (constant-gain circle) ลงบนสมิทชาร์ท (Smith Chart) โดยที่เส้นรอบวง

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นแก่ประโยชน์ส่วนรวม

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาหรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(แทนโพลดิมพีแดนซ์) จะแทนเส้นทางเดินของจุดของเกนที่ออกแบบไว้ ตัวอย่างเช่น จุดบนเส้นรอบวงของวงกลมที่มีเกนคงที่มีค่าเท่ากับ 10dB แทนค่าโพลดิมพีแดนซ์

วิธีการเขียนวงกลมที่มีเกนคงที่บนสมิทชาร์ทจะต้องคำนวณหา

1. จุดศูนย์กลางของวงกลมอยู่ตำแหน่งใด
2. รัศมีของวงกลม

สามารถหาได้ดังนี้

1. คำนวณหาค่า D_u จาก

$$D_u = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.10)$$

2. คำนวณหาค่า D_2 จาก

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_u|^2 \quad (2.11)$$

3. คำนวณหา C_2 จาก

$$C_2 = S_{22} - (D_u S_{11})^* \quad (2.12)$$

4. คำนวณหา G จาก

$$G = \text{เกนที่ต้องการ (ค่าสัมบูรณ์)} / |S_{21}|^2 \quad (2.13)$$

ข้อสังเกต ค่าเกนที่ต้องการจะต้องเป็นค่าสัมบูรณ์ไม่ใช่ค่าในหน่วย dB

5. คำนวณหาตำแหน่งของจุดศูนย์กลางของวงกลม

$$r_o = GC_2^* / (1 + D_2 G) \quad (2.14)$$

6. คำนวณหารัศมีของวงกลม

$$P_o = (1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2G^2)^{1/2} / (1 + D_2 G) \quad (2.15)$$

สมการที่ 2.14 จะเป็นจำนวนเชิงซ้อนเช่นเดียวกับสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่าที่ได้จะถูกเขียนลงบนสมิทชาร์ทเช่นเดียวกับการเขียนค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนลงบนสมิทชาร์ท

รัศมีของวงกลม สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.15 ซึ่งจะมีค่าเป็นเศษส่วนอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ขนาดของวงกลมจะเทียบกับสมิทชาร์ท ถ้าวงกลมมีรัศมีเท่ากับ 1 ก็คือมีรัศมีขนาดเท่ากับสมิทชาร์ท ถ้ารัศมีที่คำนวณได้เท่ากับ 0.5 ก็คือ มีรัศมีเท่ากับครึ่งหนึ่งของรัศมีของสมิทชาร์ท

2.2.3.5. วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circle)

เมื่อตัวประกอบเสถียรภาพของ Rollett (Rollett Stability Factor) จะ

เอกสารคำนวณได้จากสมการ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K = 1 + |D_{\bullet}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 / 2|S_{21}||S_{12}| \quad (2.16)$$

ค่า K จะแสดงความเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ว่าเป็นไปได้หรือไม่

ถ้าค่า K ที่คำนวณได้น้อยกว่า 1 เป็นสิ่งสำคัญที่จะต้องเลือกซอร์สอิมพีแดนซ์และโหลดอิมพีแดนซ์อย่างระมัดระวัง เพราะอาจจะทำให้เกิดการออสซิลเลท วิธีที่ตีวิธีหนึ่งคือการหาอิมพีแดนซ์ของซอสและโหลด ที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพ คือ การเขียนวงกลมเสถียรภาพลงบนสมิทชาร์ท

วงกลมเสถียรภาพเป็นวงกลมบนสมิทชาร์ท ที่แทนบริเวณของอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลดว่ามีเสถียรภาพหรือไม่ เส้นรอบวงของวงกลมแทนเส้นทางเดินของจุดที่มีค่า $K = 1$ บริเวณนอกหรือในของวงกลมเสถียรภาพ จะเป็นบริเวณ ที่มีความเสถียรภาพหรือไม่ก็ได้ การจะรู้ได้นั้น ต้องวาดวงกลมเสถียรภาพเสียก่อน

จุดศูนย์กลาง และ รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุตและเอาต์พุต สามารถหาได้โดย

1. คำนวณหา D_{\bullet}

$$D_{\bullet} = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.17)$$

2. คำนวณหา C_1

$$C_1 = S_{11} - D_{\bullet}S_{22}^* \quad (2.18)$$

3. คำนวณหา C_2

$$C_2 = S_{21} - (D_{\bullet}S_{11}^*) \quad (2.19)$$

4. คำนวณหา ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต

$$r_{\bullet 1} = C_1^* / |S_{11}|^2 - |D_{\bullet}|^2 \quad (2.20)$$

5. คำนวณหา รัศมีของวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต

$$p_{\bullet 1} = \left| S_{12}S_{21} / |S_{11}|^2 - |D_{\bullet}|^2 \right| \quad (2.21)$$

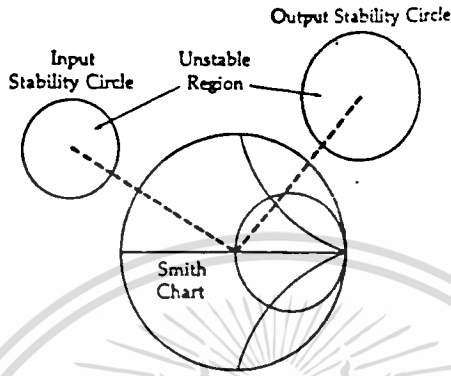
6. คำนวณหา ตำแหน่งของจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต

$$r_{\bullet 2} = C_2^* / |S_{22}|^2 - |D_{\bullet}|^2 \quad (2.22)$$

7. คำนวณหา รัศมีของวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต

$$p_{\bullet 2} = \left| S_{12}S_{21} / |S_{22}|^2 - |D_{\bullet}|^2 \right| \quad (2.23)$$

วงกลมเสถียรภาพที่คำนวณได้นั้น เป็นการยากที่จะพยายามให้ได้วงกลมเสถียรภาพ
 อย่างไม่มีเงื่อนไข บนสมิทชาร์ท (เสถียรภาพทุกจุดบนสมิทชาร์ท) เพราะวงกลมที่มี
 เสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขนั้น บริเวณทั้งหมด บนสมิทชาร์ทนั้น แทนจุดการทำงานของ
 ทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 แสดงวงกลมเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข

สำหรับทรานซิสเตอร์ที่อาจจะไม่เสถียรภาพ วงกลมเสถียรภาพอาจเขียนได้ดังรูปที่
 2.27 บ่อยครั้ง ที่วงกลมเสถียรภาพ ที่เขียนลงบนสมิทชาร์ท มีเพียงบางส่วนของวงกลม
 เท่านั้นที่อยู่บนสมิทชาร์ทดังรูปที่ 2.27

หลังจากที่ วงกลมเสถียรภาพ ถูกวาดลงบนสมิทชาร์ทแล้ว ขั้นตอนต่อไป คือการหาว่า
 ด้านไหน(ด้านนอกหรือด้านใน)ของวงกลมที่แทนบริเวณที่เสถียรภาพ วิธีพิจารณาคือ ถ้า S_{11}
 และ S_{22} ของทรานซิสเตอร์น้อยกว่า 1 และเนื่องจากพารามิเตอร์ S ถูกวัดกับซอร์สและ
 โหลด 50 โอห์ม (S_{11} หรือ S_{22} อาจจะมีมากกว่า 1 สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ไม่เสถียรภาพ)
 และจุดศูนย์กลางที่ถูกนอร์มอลไลซ์บนสมิทชาร์ท จะต้องเป็นส่วนหนึ่งของบริเวณที่มีเสถียรภาพ
 ดังนั้น ในกรณีนี้ ถ้าวงกลมเสถียรภาพ วนรอบจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ท บริเวณภายใน
 วงกลมเสถียรภาพนั้นจะเป็นบริเวณที่มีเสถียรภาพ ในทางตรงข้าม ถ้าวงกลมเสถียรภาพนั้น
 ไม่ได้วนอ้อมจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ท บริเวณทั้งหมดนอกวงกลมเสถียรภาพ เป็นบริเวณ
 ที่มีเสถียรภาพ

การออกแบบวงจรขยายความถี่สูงให้มีค่า NF (noise figure) น้อยที่สุดสามารถ
 ทำได้โดย ดูจากคู่มือทรานซิสเตอร์เป็นอันดับแรก จากนั้นหาจุดไบอัสให้ได้ NF น้อยที่สุด
 จากนั้นคำนวณค่า K ถ้า K น้อยกว่า 1 ต้องเลือกโหลดและซอร์สอิมพีแดนซ์อย่างระมัดระวัง

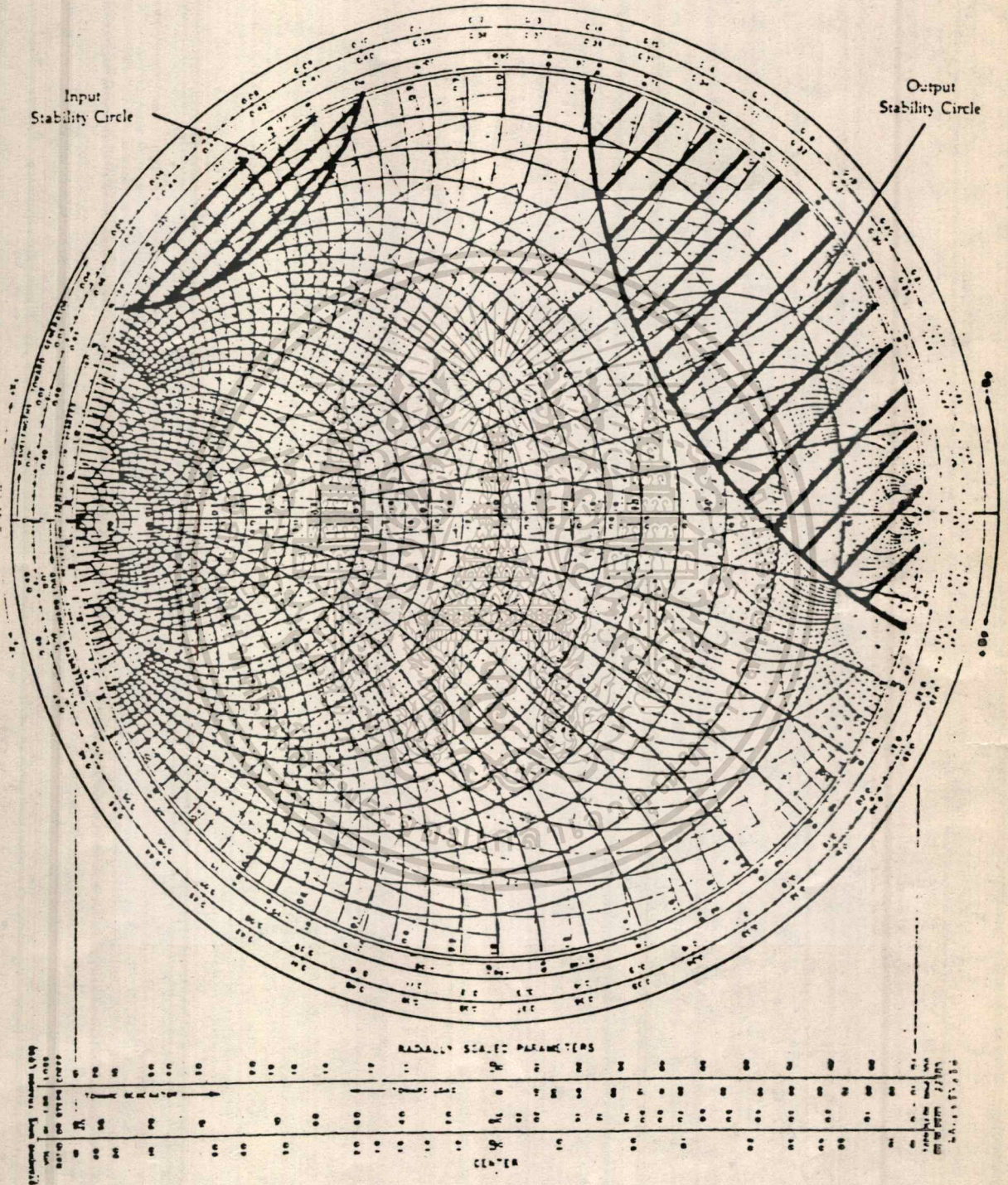
เอกสารนี้เขียนวงกลมเสถียรภาพบนสมิทชาร์ท จากนั้นคำนวณค่า Γ_{in} ได้โดย

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_L = \{ S_{22} + [(S_{12}S_{21}\Gamma_S) / (1-S_{11}\Gamma_S)] \}^{-1} \quad (2.24)$$

เมื่อ Γ_S เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสัญญาณซอสเมื่อ NF ต่ำสุด

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 2.27 แสดงวงกลมเสถียรภาพบนสมิทชาร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 ฟิลเตอร์ (FILTER)

ฟิลเตอร์ เป็นวงจรที่ยอม ให้ความถี่ที่เราต้องการผ่านไปได้ วงจรที่ยอมให้ ความถี่ต่ำผ่าน เรียกว่า โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low pass filter) และ วงจรที่ยอมให้ ความถี่สูงผ่าน เรียกว่า ไฮพาสฟิลเตอร์ (High pass filter) ส่วนแบนด์พาสฟิลเตอร์ (Band pass filter) จะยอมให้ความถี่ช่วงที่ต้องการผ่าน

ในการออกแบบฟิลเตอร์สมัยใหม่ เริ่มแรกเป็นวิชาที่จะรู้เฉพาะผู้ที่เชี่ยวชาญเท่านั้น เพราะต้องอาศัยคณิตศาสตร์ขั้นสูง แต่ในปัจจุบันมีตาราง และวงจรที่จัดทำไว้สำเร็จรูป ผู้ที่ พื้นฐานทางคณิตศาสตร์มาบ้าง ก็สามารถที่จะออกแบบฟิลเตอร์เองได้

ชนิดของฟิลเตอร์ที่ใช้ในปัจจุบันจะใช้ชื่อของผู้ที่ค้นพบขึ้นมา ดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

1. ฟิลเตอร์แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth response) เป็นฟิลเตอร์ ที่มีค่า Q ปานกลาง ตลอดช่วงพาสแบนด์ (Pass band) จะไม่มีริปเปิล (ripper) และ จะแฟลท (Flat) ที่สุดในบรรดาฟิลเตอร์ด้วยกัน

2. ฟิลเตอร์แบบเชบีเชฟ (Chebchev response) เป็นฟิลเตอร์ที่มีค่า Q สูง ช่วงคัตออฟของฟิลเตอร์คม แต่ต้องยอมให้มี ริปเปิลในพาสแบนด์ ถ้ายอมให้มีริปเปิล มากขึ้น ความคมของการคัตออฟก็จะมากขึ้นตามไปด้วย

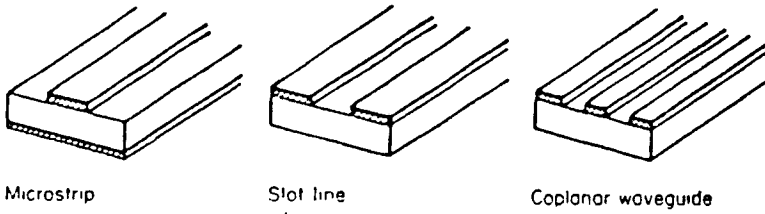
3. ฟิลเตอร์แบบเบสเซล (Bessel response) เป็นฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติด้าน คัตออฟที่เลวมาก แต่มีข้อดีคือ เป็นฟิลเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด

2.2.5 ไมโครสตริปไลน์ (Micro strip line)

2.2.5.1 ชนิดของสตริปไลน์ (Strip Line)

แบ่งได้เป็น 3 แบบใหญ่ๆ ดังรูปที่ 2.28 คือ

1. ไมโครสตริปไลน์ (Micro strip line) ประกอบด้วยสารไดอิเล็กตริก โดยมี หน้าหนึ่งเป็นโลหะตัวนำ อีกหน้าหนึ่งเป็นสตริปตัวนำ
2. slot line มีลักษณะเหมือนสายส่งบนสารไดอิเล็กตริก
3. coplanar waveguide ประกอบด้วย สตริปตัวนำ 3 เส้นแยกออกจากกัน อยู่ บนด้านเดียวกันของสารไดอิเล็กตริก



รูปที่ 2.28 แสดง micro strip , slot line , coplanar waveguide

2.2.5.2 ขนาดของไมโครสตริปไลน์

ตามความสัมพันธ์ของ Wheeler สามารถหาค่าของอัตราส่วน w/h จากฟังก์ชันของคาบเรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ Z_m ของสายจริง ๆ (ด้วย $Z_0 = 120\pi$) เมื่อ $w/h < 2$

$$w/h = 4 \{ 1/2 \exp(A) - \exp(-A) \}^{-1}$$

โดยที่ $A = [\pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} Z_m / Z_0] + [(\epsilon_r - 1)(0.23 + 0.11/\epsilon_r) / (\epsilon_r + 1)]$

เมื่อ $w/h > 2$

$$w/h = \{ \epsilon_r - 1 [\ln(B-1) + 0.39 - 0.61/\epsilon_r] / \pi \epsilon_r \} + \{ 2[B-1 - \ln(2B-1)] / \pi \}$$

โดยที่ $B = \pi Z_0 / 2 \sqrt{\epsilon_r Z_m}$

2.2.5.3 ส่วนของสายส่งที่มีลักษณะเหมือนอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์

(1) ส่วนของสายส่งจะมีคาบเรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ Z_e และต่อดำวยอิมพีแดนซ์ Z_r จะมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ระยะ x จากปลายที่ต่อ Z_r เท่ากับ

$$Z(x) = Z_e \{ (Z_r + jZ_e \tan \rho x) / (Z_e + jZ_r \tan \rho x) \} \quad (2.25)$$

ส่วนของสายที่ใช้เป็นส่วนของวงจรมีความยาว x โดยที่ $\rho x < \pi/6$ หรือ $x < \lambda/12$

แล้ว $\tan x \approx x$ จากเงื่อนไขนี้จะได้ สมการที่ 2.25 ใหม่

$$Z(x) = Z_e \{ (Z_r + jZ_e \rho x) / (Z_e + jZ_r \rho x) \} \quad (2.26)$$

ถ้า $Z_r = 0$ หรือ $\ll Z_e \rho x$ (หรือ $Z_e \rho x \ll Z_e$) แล้ว

$$Z(x) = jZ_e \rho x = jZ_e \omega x / v \quad (2.27)$$

ส่วนของสายจะประพฤติดัวเสมือน อินดักแตนซ์ wL และ สามารถหาค่าอินดักแตนซ์

$$L = Z_e x / v \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติทำอินดักแทนที่ได้จาก

1. ลัดวงจรส่วนของสาย

2. ส่วนของสายที่นำมาใช้ จะต้องมิต่ำค่าคาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ สูงมาก

เมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์เมื่อต่อโหลด

ถ้า $Z_L = \infty$ หรือ $Z_L \rho x \gg Z_0$ (หรือ $Z_L \gg Z_0 \rho x$) แล้ว

$$Z(x) = -jZ_0 / \rho x = -jv/wx \quad (2.29)$$

ส่วนของสายจะประพฤติตัวเสมือนคาปาซิเตอร์อิมพีแดนซ์ $1/wL$ และสามารถหาค่าคาปาซิแทนที่ได้จาก

$$C = x/Z_0 v \quad (2.30)$$

ในทางปฏิบัติสามารถทำคาปาซิแทนที่ได้จาก

1. เบียดวงจรของส่วนของสาย

2. ส่วนของสายที่นำมาใช้จะต้องมิต่ำค่าคาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ต่ำมาก เมื่อเทียบกับ อิมพีแดนซ์ที่ต่อโหลดแล้ว

(2) การใช้วงจร two port แทนความยาวของสายส่งดังรูปที่ 2.29 ก็ให้ผลลัพธ์เช่นเดียวกัน ถ้าประมาณว่าไม่มีการสูญเสียของสายส่ง โครงข่ายดังรูปที่ 2.29 ก็สามารถแทนด้วยโครงข่ายดังรูปที่ 2.30 และทฤษฎีสายส่ง ได้แสดงค่า β และ Z_0 ดังนี้

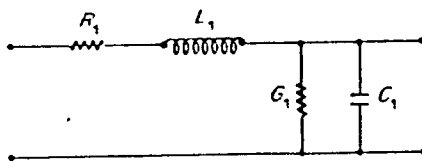
$$\beta = w(L_1 C_1)^{1/2} \quad \text{หรือ} \quad w/v = [(wL_1)(wC_1)]^{1/2}$$

และ $Z_0 = [(wL_1)/(wC_1)]^{1/2}$

ดังนั้น $wL_1 = wZ_0/v$ และ $wC_1 = (w/v)(1/Z_0)$

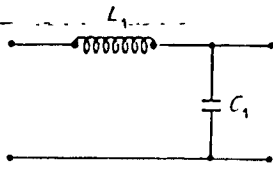
สำหรับส่วนของสายยาว 1

$$wL = (wl/v)/Z_0 \quad \text{และ} \quad wC = (wl/v)/Z_0$$



รูปที่ 2.29 แสดงวงจรเสมือนของสายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 แสดงวงจรเสมือนของสายส่ง

การแทนส่วนของสายส่งด้วย two port network จะใช้ได้สำหรับความยาวสาย $l \ll \lambda$ (ในทางปฏิบัติ $l < \lambda/10$) ดังนั้นสามารถกล่าวได้ว่า

(a) การทำอินดักแทนซ์อนุกรม ส่วนของสายจะต้องมีค่าคาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์สูงๆ เพราะเมื่อ $\omega L \gg \omega C$ ค่าของอินดักแทนซ์จะเป็น $C = Z_0 (1/v)$ ตามสมการที่ 2.28

(b) การทำคาปาซิแทนซ์ขนาน ส่วนของสายจะต้องมีค่าคาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ต่ำๆ เพราะเมื่อ $\omega L \ll \omega C$ ค่าของคาปาซิแทนซ์จะเป็น $C = (1/Z_0) (1/v)$ ตามสมการที่

2.30

2.2.5.4 การสร้างอินดักเตอร์ คาปาซิเตอร์ และวงจรรีโซแนนท์

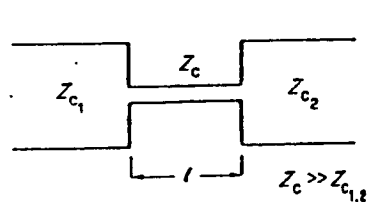
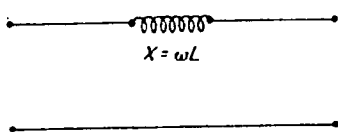
จากสายส่ง

1. อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

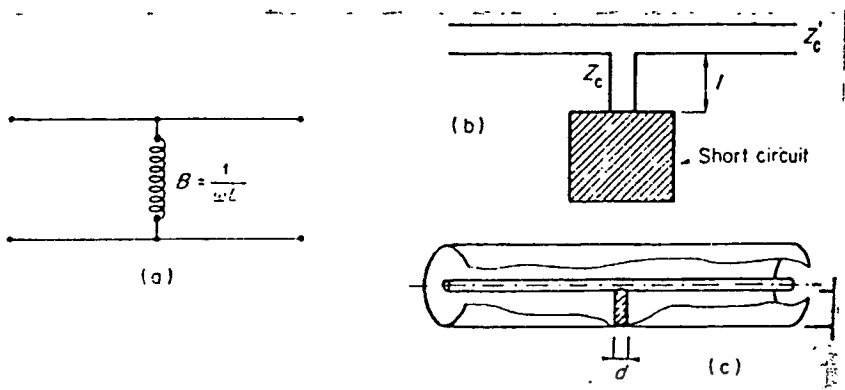
คาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์จะแปรผกผันกับความกว้างของสตริป

1. อินดักแทนซ์แบบอนุกรม ถูกแทนด้วยส่วนแคบของสตริปตัวนำ ดังรูปที่ 2.31 ส่วนของสายมีค่าคาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์สูงๆ หรือ ต่อด้วยโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำกว่ามากๆ ดังสมการที่ 2.27

2. อินดักแทนซ์แบบขนาน ดังรูป 2.32a ถูกแทนด้วยการชันที่สายด้วยการลัดวงจร ซึ่งสามารถทำได้ทั้งในไมโครสตริปไลน์ ดังรูป 2.32b และสายโคแอกเซียลดังรูปที่ 2.32c



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.31 แสดงแบบอินดักเตอร์แบบอนุกรมให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 แสดงอินดักแตนซ์แบบขนาน

3. คาปาซิแตนซ์แบบขนาน ถูกแทนด้วยความกว้างของสตริปตัวนำ ดังนั้น ส่วนของสายจะมีค่าคาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ต่ำ หรือต่อด้วยโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงกว่า มากตามสมการที่ 2.29 ดังรูปที่ 2.33



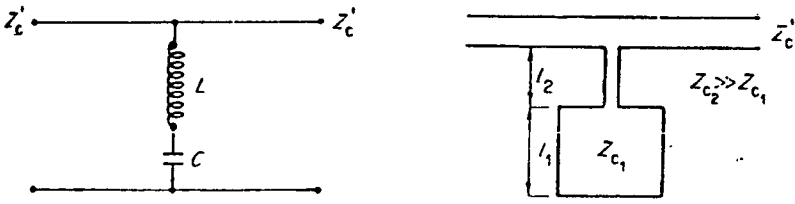
รูปที่ 2.33 แสดงคาปาซิแตนซ์แบบขนาน

4. คาปาซิแตนซ์แบบอนุกรม เป็นการยากที่จะทำให้สำเร็จ เพราะว่าจะต้อง ตัดสายที่สั้นมาก (เป็นไมโครเมตร) เพราะฉะนั้นการต้องการค่าคาปาซิแตนซ์ จึงเป็น การประมาณค่าอย่างหยาบ และวงจรเสมือนก็ไม่ใช่มีเพียง คาปาซิแตนซ์ที่อนุกรม แต่จะ มีคาปาซิแตนซ์ที่ขนานแฝงอยู่

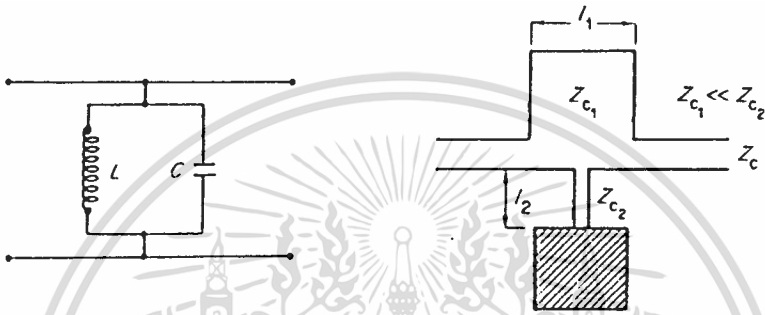
2. วงจรรีโซแนนซ์และแอนตี้รีโซแนนซ์

เป็นการยากที่จะอ้างถึง วิธีการสร้างวงจรรีโซแนนซ์ จากส่วนของที่รีโซแนนซ์ (ดังรูปที่ 2.34) หรือแอนตี้รีโซแนนซ์ (ดังรูปที่ 2.35) เพียงอย่างเดียว วิธีเดียวของการ วางชนิดของวงจร คือการใช้คุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ ตามความยาวหนึ่งในสี่ ของความยาวคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 แสดงวงจรรีโซแนนซ์

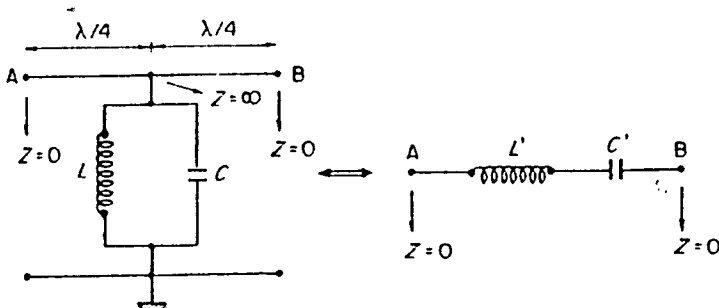


รูปที่ 2.35 แสดงวงจรแอนตี้รีโซแนนซ์

เป็นที่รู้กันจากทฤษฎีสายส่ง อิมพีแดนซ์ของสายส่ง ยาวหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นที่มีค่าคาแรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ Z_c ต่อกับโหลด Z_L จะมีค่า $Z_{in} = Z_c^2 / Z_L$

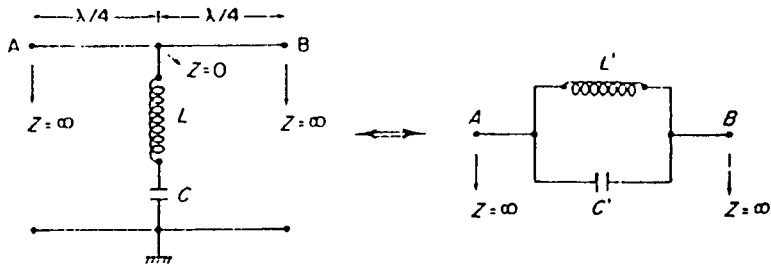
ดังนั้น วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ที่วางวางอยู่ตรงกลางของสายส่งยาว $\lambda/4$ ในรูปที่ 2.36 จะมียวจรเสมือนเป็นรีโซแนนซ์แบบอนุกรม

เช่นเดียวกัน ถ้าวางวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม วางขึ้นที่อยู่ระหว่างสายส่งความยาว $\lambda/4$ ดังรูปที่ 2.37 จะมียวจรเสมือนเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

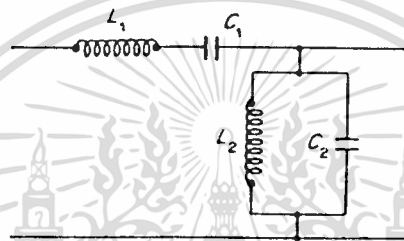


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.36 แสดงวงจรมีอนุกรมรีโซแนนซ์แบบอนุกรมไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



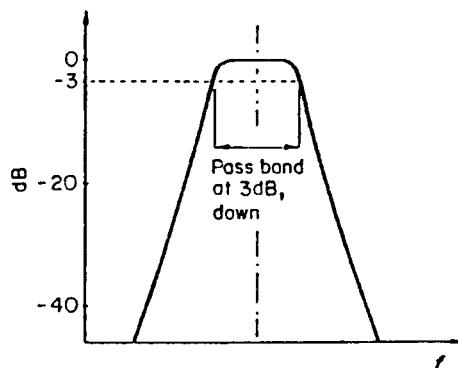
รูปที่ 2.37 แสดงวงจรเสมือนรีโซแนนซ์แบบขนาน



รูปที่ 2.38 แสดงวงจรจูนแบบอนุกรมและแบบขนาน

2.2.5.5 แบนด์พาสฟิลเตอร์โดยใช้สาย TEM

ฟิลเตอร์ชนิดนี้จะยอมให้ช่วงความถี่ภายในแบนด์ที่มีความถี่กลาง f_0 ผ่านโดยไม่มี การลดทอน และให้ผลตอบสนองต่อความถี่ดังกราฟรูปที่ 2.39 ช่วงความถี่ที่ผ่านถูกกำหนด โดยความถี่ที่มีแอมพลิจูดลดลง 3 dB จากค่าสูงสุด และย่านที่ถูกกำจัดออกถูกกำหนดที่ -20 dB, -30 dB ที่ความชันที่จุดเหล่านี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.39 แสดงแบนด์พาสฟิลเตอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a) วิธีการทำงาน (Mode of operation)

ย่านความถี่ต่ำ (ความถี่ย่านที่ต่ำกว่าย่านที่ออกแบบ) ถูกทำให้สะท้อนกลับโดย คาปาซิแตนซ์ C_1 ด้วยอิมพีแดนซ์ที่สูง และทำให้ลัดวงจรโดยอินดักแตนซ์ L_2 ด้วยอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ สำหรับย่านความถี่ที่สูงกว่าย่านที่ออกแบบ ถูกทำให้สะท้อนกลับโดย L_1 (high Z) และทำให้ลัดวงจรโดย C_2 (low Z) การใช้วงจรจูนแบบอนุกรมและขนานหลายวงจร มาต่อโดยความถี่ต่างกันเพียงเล็กน้อย จะทำให้ย่านความถี่ผ่านกว้างขึ้น

(b) การใช้ส่วนของสายโคแอกเซียล

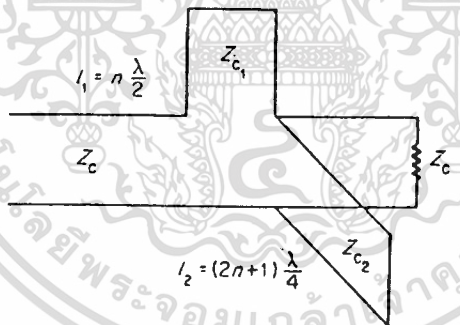
วงจรแสดงดังรูปที่ 2.40 ประกอบด้วย

1. วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม ทำได้โดยการลัดวงจรสายยาว $\lambda/2$ โดยที่สายมีค่า

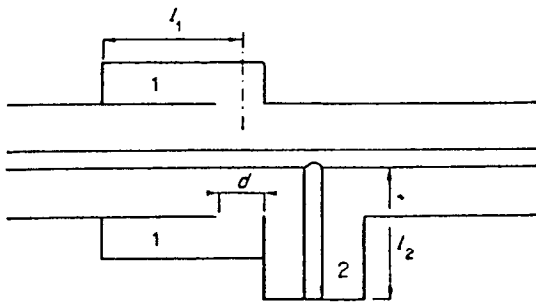
คาบเรคเตอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ $Z_{c1} = 4L_1 f_0$

2. วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ทำได้โดยการลัดวงจรสายยาว $\lambda/4$ โดยที่สายมีค่า

คาบเรคเตอร์รีสติกอิมพีแดนซ์ $Z_{c2} = 1/(8C_2 f_0)$



รูปที่ 2.40 แสดงการใช้ส่วนของสายโคแอกเซียลเป็นฟิลเตอร์



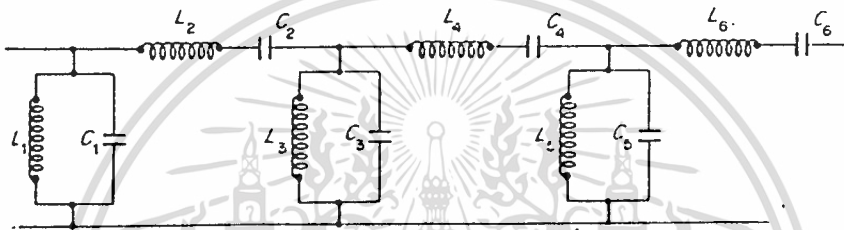
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.41 แสดงโครงสร้างการต่อของสายโคแอกเซียลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

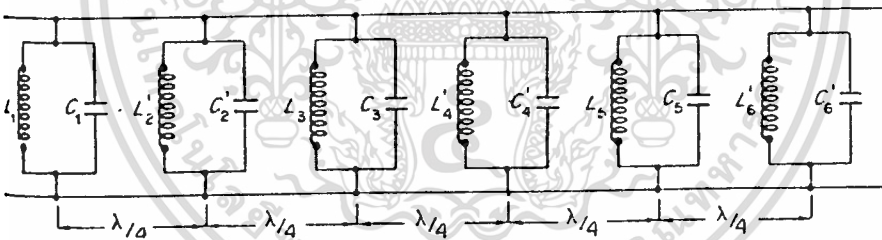
รูปที่ 2.41 แสดงโครงสร้างการต่อของสายโคแอกเซียล ฟิลเตอร์ชนิดนี้เหมาะสำหรับความถี่ย่าน ultra-high-frequency (UHF) ถึงความถี่ 2-3 GHz

(c) การใช้ไมโครสตริปไลน์

ฟิลเตอร์จะประกอบด้วยโครงสร้างที่เป็น วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน ดังรูปที่ 2.42 จากที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.2.5.4 ว่า วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานที่อยู่ระหว่างความยาวสาย $\lambda/4$ จะมีวงจรเสมือน เป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม ดังนั้นฟิลเตอร์ดังรูปที่ 2.43 จะมีวงจรเสมือนดังรูปที่ 2.42

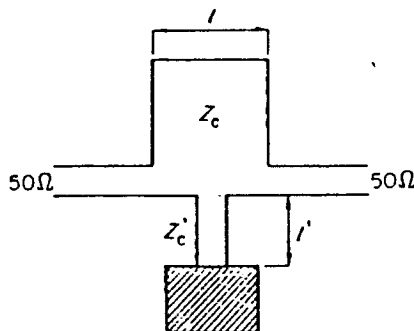


รูปที่ 2.42 แสดงวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน



รูปที่ 2.43 แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 2.42

การใช้ไมโครสตริปไลน์นั้น แต่ละวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน สามารถจัดโครงสร้างดังรูปที่ 2.44



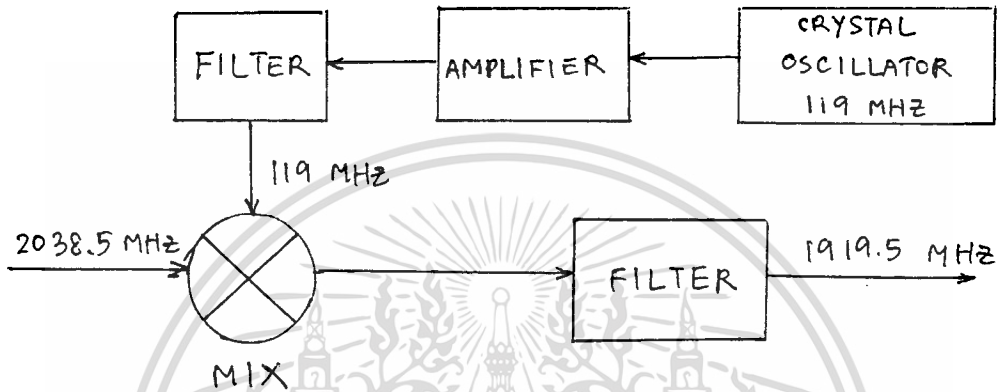
เอกสารนี้รูปที่ 2.44 แสดงการใช้ไมโครสตริปไลน์แทนวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานแต่ละวงจร

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการทดลอง

การออกแบบอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่

สัญญาณจากเครื่องส่งความถี่ 2038.5 MHz มีระดับของสัญญาณ +20 dBm จะเข้าสู่ วงจรมิกเซอร์เพื่อผสมกับสัญญาณจากวงจรกำเนิดความถี่ 119 MHz ซึ่งต้องมีระดับสัญญาณ มากกว่า +8 dBm อินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม สัญญาณที่ผสม กันแล้วจะมีทั้งสัญญาณที่มีความถี่ $2038.5+119$ MHz และ $2038.5-119$ MHz ดังนั้นจึง จำเป็นต้องใช้วงจรกรองความถี่เพื่อกรองสัญญาณความถี่ที่ต้องการคือ $2038.5-119$ MHz (1919.5 MHz) ผ่านเท่านั้น

3.1 มิกเซอร์

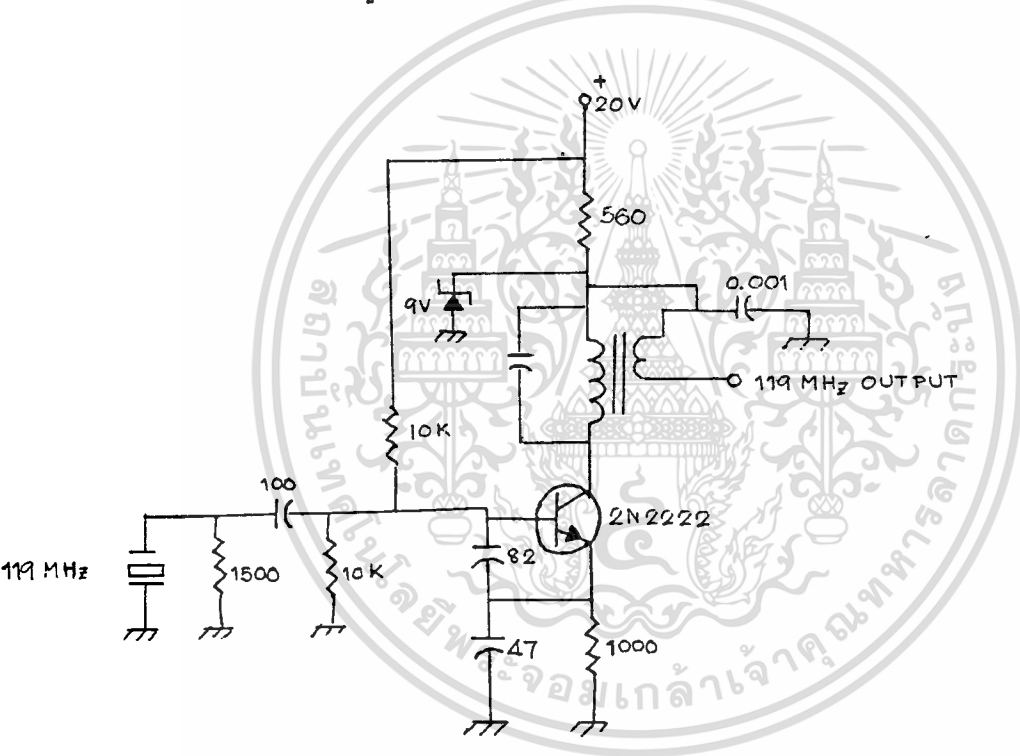
เนื่องจากระยะเวลาการปฏิบัติที่จำกัดในหนึ่งภาคการศึกษา อีกทั้งความยุ่งยากในการ ออกแบบวงจรอื่นๆ ดังนั้นสำหรับมิกเซอร์นี้จึงเลือกใช้มิกเซอร์สำเร็จ ซึ่งเป็นวงจรรวมใน อุปกรณ์ตัวเดียว สามารถนำมาใช้งานได้โดยไม่ต้องเพิ่มวงจรประกอบใดๆ และมีอัตราการ สูญเสียของการผสมสัญญาณ 7-10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรกำเนิดความถี่

เนื่องจากวงจรถ่ายความถี่สำหรับวงจรแปลงความถี่นี้เป็นวงจรถ่ายความถี่ที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง ดังนั้นจึงใช้วงจรคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถให้ความแม่นยำและความคงที่ของความถี่สูง โดยใช้คริสตัลความถี่ 119 MHz

จากคริสตัลซึ่งให้กำเนิดสัญญาณความถี่ 119 MHz จะคัปปลิง (coupling) ผ่าน C เข้าสู่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q ซึ่งจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณ จะได้สัญญาณความถี่มูลฐานคือ 23.8 MHz และฮาร์โมนิคต่าง ๆ ออกมา จึงใช้ L และ C สำหรับจูนความถี่ 119 MHz ที่ต้องการ สัญญาณนี้จะถูกคัปปลิงผ่าน T เข้าภาคขยายต่อไป



รูปที่ 3.2 วงจรคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 119 MHz

3.3 วงจรขยายสัญญาณ

การออกแบบวงจรถ่ายขยายสัญญาณ

การออกแบบวงจรถ่ายขยายสัญญาณให้มีเกน 20 dB ที่ความถี่ 119 MHz บนสมิทชาร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N5179

1. การคำนวณ การไบอัส

$$\text{กำหนดให้ } V_{cc} = 20 \text{ v}$$

$$I_c = 1.5 \text{ mA}$$

$$I_b = I_c / \beta$$

$$= 1.5 \text{ mA} / 50$$

$$= 30 \text{ uA}$$

$$V_b = I_b (R_b + (\beta + 1)R_e) + V_{BE}$$

$$\text{กำหนดให้ } R_e = 1 * 10^3$$

$$R_b = 10R_e$$

$$= 10 * 10^3$$

$$= 30 * 10^{-6} (10 * 10^3 + (50 + 1) * 1 * 10^3) + 0.7$$

$$= 2.5 \text{ v}$$

$$R_1 = V_{cc} R_b / V_b$$

$$= 20 * 10^3 * 10^3 / 2.5$$

$$= 80 \text{ K ohm}$$

$$R_2 = V_{cc} R_b / (V_{cc} - V_b)$$

$$= 20 * 10^3 * 10^3 / (20 - 2.5)$$

$$= 11.429 \text{ K ohm}$$

$$R_e = 5 \text{ K ohm}$$

2. การคำนวณ การทำงานของทรานซิสเตอร์ให้มีเสถียรภาพ

นำค่าพารามิเตอร์ S จากคู่มือการใช้ทรานซิสเตอร์ ที่ความถี่ 119 MHz

$$S_{11} = 0.58 \angle 305^\circ$$

$$S_{22} = 0.82 \angle 147^\circ$$

$$S_{12} = 0.03 \angle 70^\circ$$

$$S_{21} = 7.5 \angle 116^\circ$$

$$S_{11} S_{22} = 0.476 \angle 452^\circ$$

$$S_{12} S_{21} = 0.225 \angle 186^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_1 = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$= 0.540 \angle 67.4^\circ$$

$$K = 1 + |D_1|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 / 2|S_{12}||S_{21}|$$

$$= 0.629$$

$$C_1 = S_{11} - D_1^* S_{22}^*$$

$$= 0.255 \angle -8.903^\circ$$

คำนวณตำแหน่งของจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต

$$r_{i1} = C_1^* / |S_{11}|^2 - |D_1|^2$$

$$= 5.721 \angle 8.903^\circ$$

คำนวณรัศมีของวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต

$$p_{i1} = \left| S_{12}S_{21} / |S_{11}|^2 - |D_1|^2 \right|$$

$$= 5.039$$

$$C_2 = S_{22} - (D_1^* S_{11}^*)$$

$$= 0.550 \angle 160.72^\circ$$

คำนวณตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต

$$r_{o2} = C_2^* / |S_{22}|^2 - |D_1|^2$$

$$= 1.450 \angle -160.72^\circ$$

คำนวณรัศมีของวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต

$$p_{o2} = \left| S_{12}S_{21} / |S_{22}|^2 - |D_1|^2 \right|$$

$$= 0.593$$

$$G = \text{เกนที่ต้องการ (ค่าสัมบูรณ์)} / |S_{21}|^2$$

$$= 1.778$$

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_1|^2$$

$$= 0.379$$

คำนวณหาจุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีเกนตามต้องการ

$$r_o = GC_2^* / 1 + D_2 G$$

$$= 0.584 \angle -160.721^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณวีคิมี่ของวงกลมที่มีแกนตามต้องการ

$$P_o = (1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2G^2)^{1/2} / 1 + D_2G$$

$$= 0.484$$

นำค่าวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต , วงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต และวงกลมที่มีแกนคงที่ ที่คำนวณข้างต้นเขียนลงบนสมิทชาร์ท ดังรูปที่ 3.3 พิจารณาบริเวณที่มีเสถียรภาพ แล้วเลือกค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด (Load-reflection coefficient Γ_L) บนเส้นรอบวงของวงกลมที่มีแกนคงที่ ในที่นี้เลือก

$$\Gamma_L = 0.65 \angle -112 \text{ บนสมิทชาร์ท}$$

$$\text{ขนาน } L = 1.5 \text{ mhos}$$

หาค่า L จาก

$$L = N/wB$$

$$= 0.28 \text{ uH} \text{ -----*}$$

$$\text{อนุกรม } C = 1.1 \text{ ohms}$$

หาค่า C จาก

$$C = 1/wXN$$

$$= 152.7 \text{ pF} \text{ -----*}$$

จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอส

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

$$= 0.583 \angle 32.37^\circ$$

นำค่า Γ_{in} ที่คำนวณได้ เขียนลงบนสมิทชาร์ทดังรูปที่ 3.3 ค่าที่คำนวณได้อยู่ในบริเวณที่มีเสถียรภาพ จากการเขียนสมิทชาร์ทจะได้ค่า L และ C ดังรูปที่ 3.3

$$\text{อนุกรม } C = 1.6 \text{ ohms}$$

$$\text{ขนาน } L = 0.72 \text{ mhos}$$

หาค่า C จาก

$$C = 1/wXN$$

$$= 105.04 \text{ pF} \text{ -----*}$$

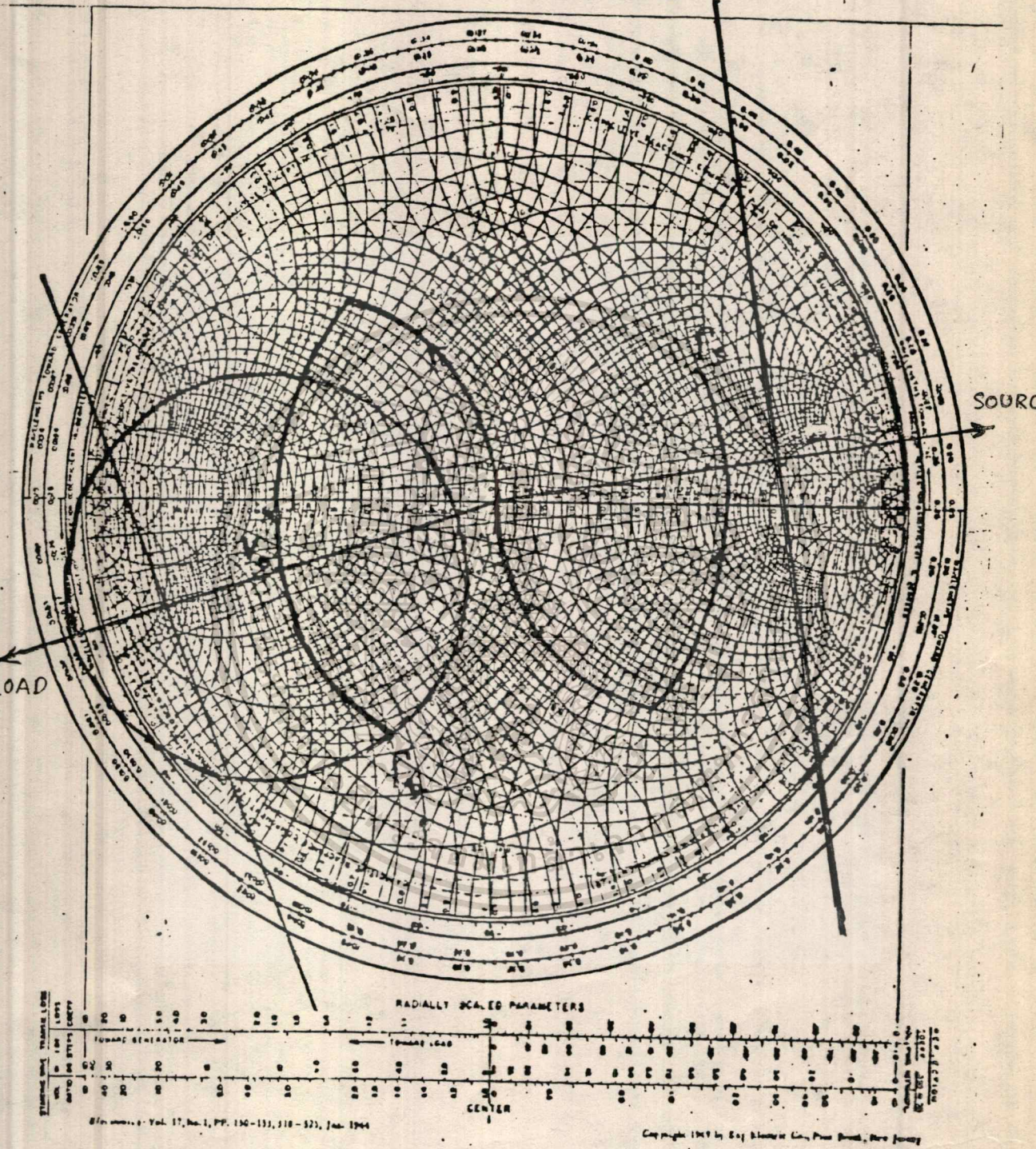
หาค่า L จาก

$$L = N/wB$$

$$= 0.58 \text{ uH} \text{ -----*}$$

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 530-7560N	GENERAL RADIO COMPANY, WILST CONCORD MASSACHUSETTS	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



ET/Am... Vol. 17, No. 1, PP. 130-133, 318-323, Jan. 1964

Copyright 1967 by Raytheon Co., Pine Bluff, Pine Junction

รูปที่ 3.3 แสดงวงกลมเสถียรภาพและวงกลมแกนคงที่ของทรานซิสเตอร์ 2N5179

รูปที่ 3.3 แสดงวงกลมเสถียรภาพและวงกลมแกนคงที่ของทรานซิสเตอร์ 2N5179

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถคืนค่าทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N5109

1. การคำนวณการไบอัสทรานซิสเตอร์

$$\text{กำหนดให้ } V_{cc} = 20 \text{ v}$$

$$I_c = 10 \text{ mA}$$

$$I_b = I_c / \beta$$

$$= 10 \text{ mA} / 50$$

$$= 0.2 \text{ mA}$$

$$V_b = I_b (R_b + (\beta + 1)R_e) + V_{be}$$

$$\text{กำหนดให้ } R_e = 200 \text{ ohm}$$

$$R_b = 10R_e$$

$$= 2 \times 10^3 \text{ ohm}$$

$$= 0.2 \times 10^{-3} (2 \times 10^3 + (50 + 1)200) + 0.7$$

$$= 3.14 \text{ v}$$

$$R_1 = V_{cc} R_b / V_b$$

$$= 20 \times 2 \times 10^3 / 3.14$$

$$= 12.738 \text{ K ohm}$$

$$R_2 = V_{cc} R_b / (V_{cc} - V_b)$$

$$= 20 \times 200 / (20 - 3.14)$$

$$= 2.37 \text{ K ohm}$$

$$R_e = 800 \text{ ohm}$$

1. การคำนวณ การทำงานของทรานซิสเตอร์ให้มีเสถียรภาพ

นำค่าพารามิเตอร์ S จากคู่มือการใช้ทรานซิสเตอร์ ที่ความถี่ 119 MHz

$$S_{11} = 0.42 \angle 202^\circ$$

$$S_{22} = 0.29 \angle 313^\circ$$

$$S_{12} = 0.05 \angle 65^\circ$$

$$S_{21} = 8.8 \angle 89^\circ$$

$$S_{11} S_{22} = 0.122 \angle 515^\circ$$

$$S_{12} S_{21} = 0.44 \angle 154^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_u = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

$$= 0.318 \angle -26.383^\circ$$

$$K = 1 + |D_u| - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 / 2|S_{21}||S_{12}|$$

$$= 0.955$$

$$C_1 = S_{11} - D_u S_{22}$$

$$= 0.512 \angle -158.249^\circ$$

คำนวณตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต

$$r_{u1} = C_1 / |S_{11}|^2 - |D_u|^2$$

$$= 6.818 \angle +158.249^\circ$$

คำนวณรัศมีของวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต

$$p_{u1} = \left| S_{12} S_{21} / |S_{11}|^2 - |D_u|^2 \right|$$

$$= 5.856$$

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_u|^2$$

$$= 0.017$$

$$C_2 = S_{22} - D_u S_{11}$$

$$= 0.424 \angle -47.436^\circ$$

คำนวณตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต

$$r_{u2} = C_2 / |S_{22}|^2 - |D_u|^2$$

$$= 24.676 \angle 47.436^\circ$$

คำนวณรัศมีของวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต

$$p_{u2} = \left| S_{12} S_{21} / |S_{22}|^2 - |D_u|^2 \right|$$

$$= 25.630$$

$$G = \text{เกณฑ์ต้องการ (ค่าสัมบูรณ์)} / |S_{21}|^2$$

$$= 1.291$$

คำนวณหาจุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีเกณฑ์ตามต้องการ

$$r_o = GC_2 / 1 + D_2 G$$

$$= 0.535 \angle 47.436^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณรีคิมี่ของวงกลมที่มีแกนตามต้องการ

$$P_o = (1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2G^2)^{1/2} / (1 + D_2G)$$

$$= 1.303$$

นำค่าวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต , วงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต และวงกลมที่มีแกนคงที่ ที่คำนวณข้างต้นเขียนลงบนสมิทชาร์ท ดังรูปที่ 3.4 นิยามาบริเวณที่มีเสถียรภาพ แล้วเลือกค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด (Load-reflection coefficient, Γ_L) บนเส้นรอบวงของวงกลมที่มีแกนคงที่ ในที่นี้เลือก

$$\Gamma_L = 0.8 \angle -125^\circ \text{ บนสมิทชาร์ท}$$

$$\text{ชานาน } L = 2.4 \text{ mhos}$$

หาค่า L จาก $L = N/wB$

$$= 0.175 \text{ uH} \text{ -----*}$$

$$\text{อนุกรม } C = 0.88 \text{ ohms}$$

หาค่า C จาก $C = 1/wXN$

$$= 190.98 \text{ pF} \text{ -----*}$$

จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของข้อล

$$\Gamma_{in} = \{S_{11} + (S_{12}S_{21}\Gamma_L) / 1 - (\Gamma_L S_{22})\}^*$$

$$= 0.143 \angle -175.16$$

นำค่า Γ_{in} ที่คำนวณได้ เขียนลงบนสมิทชาร์ทดังรูปที่ 3.4 ค่าที่คำนวณได้อยู่ในบริเวณที่มีเสถียรภาพ จากการเขียนสมิทชาร์ทจะได้อค่า L และ C ดังรูปที่ 3.4

$$\text{อนุกรม } C = 0.4 \text{ ohms}$$

$$\text{ชานาน } L = 0.6 \text{ mhos}$$

หาค่า C จาก $C = 1/wXN$

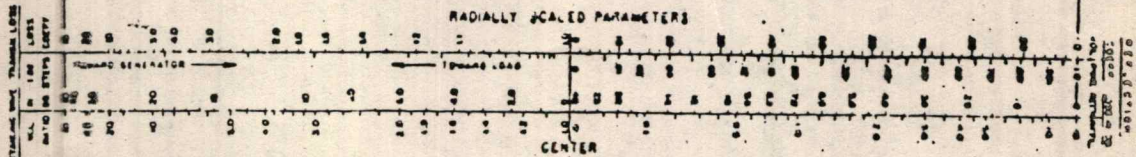
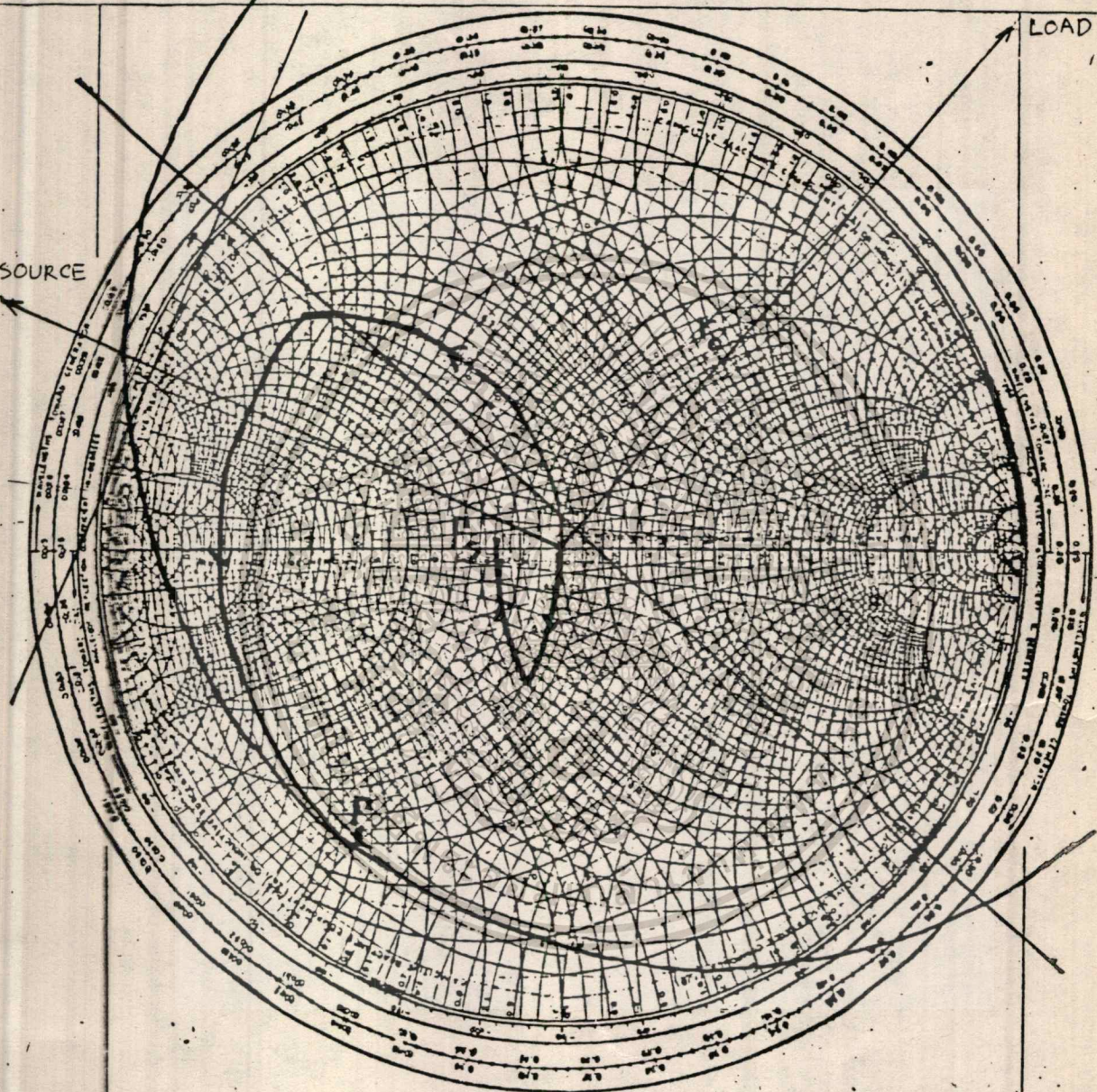
$$= 420 \text{ pF} \text{ -----*}$$

หาค่า L จาก $L = N/wB$

$$= 0.70 \text{ uH} \text{ -----*}$$

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 530-7560-N	GENERAL RADIO COMPANY, WEST CONCORD, MASSACHUSETTS	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

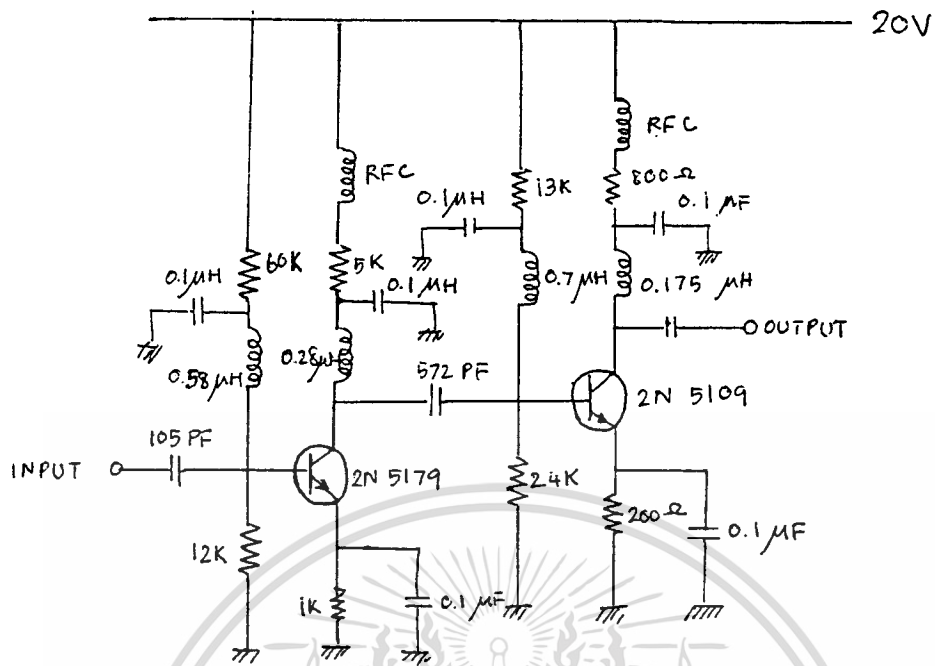


IRE Transactions, Vol. 17, No. 1, PP. 130-133, 318-323, Jan. 1944

Copyright 1949 by Raytheon Co., Pine Brook, New Jersey

รูปที่ 3.4 แสดงวงกลมเสถียรภาพและวงกลมแกนคงที่ของทรานซิสเตอร์ 2N5109

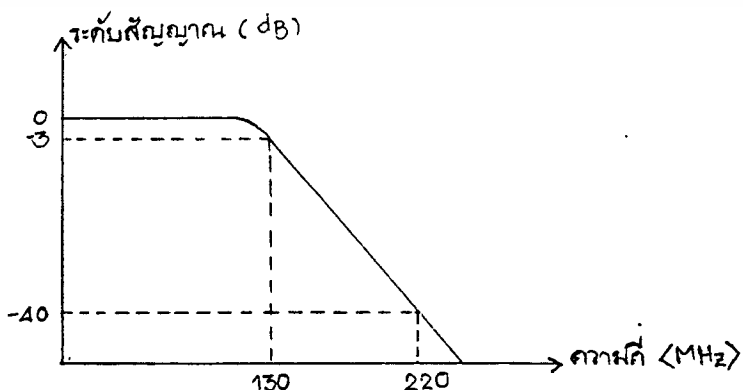
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถแก้ไขทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขยายสัญญาณความถี่ 119 MHz

3.4 ฟิลเตอร์ 119 MHz

เนื่องจากเอาท์พุทจากวงจรกำเนิดความถี่ 119 MHz เมื่อถูกขยายแล้วจะมีอาร์โมนิคอื่นๆของความถี่ 119 MHz ออกมาด้วย ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ เพื่อกรองความถี่ต่างๆที่ไม่ต้องการทิ้งไปให้เหลือแต่ความถี่ 119 MHz ที่ต้องการ โดยฟิลเตอร์ที่ใช้ควรมีคุณสมบัติด้านคัตออฟที่คมมีฉะนั้นช่วงสัญญาณที่อยู่ใกล้เคียงอาจเข้ามารบกวนกันได้ จึงเลือกใช้ฟิลเตอร์แบบเซมิเชมและให้มิริปเปิล 1.0 dB การออกแบบฟิลเตอร์มีขั้นตอนดังนี้



รูปที่ 3.6 ภาพแสดงช่วงความถี่ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้บุคคลภายนอกนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

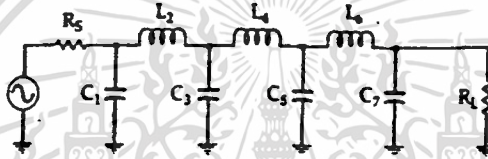
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 กำหนดให้ความถี่คัตออฟเท่ากับ 130 MHz และความถี่ที่สัญญาณลดทอนลง 40 dB เท่ากับ 220 MHz

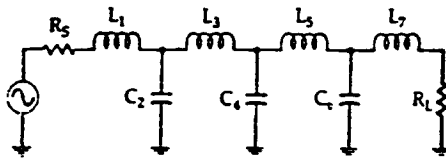
$$f/f_c = 220/130 = 1.7$$

จากกราฟในรูปที่ 3.7 ที่จุด $f/f_c = 1.7$ และค่าการลดทอนสัญญาณ 40 dB ต้องเลือกใช้ $n = 5$

ตารางที่ 3.1 ค่าพื้นฐานสำหรับการออกแบบวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ แบบเชบีเชฟที่ให้มีรีปเบิล 1.0 dB



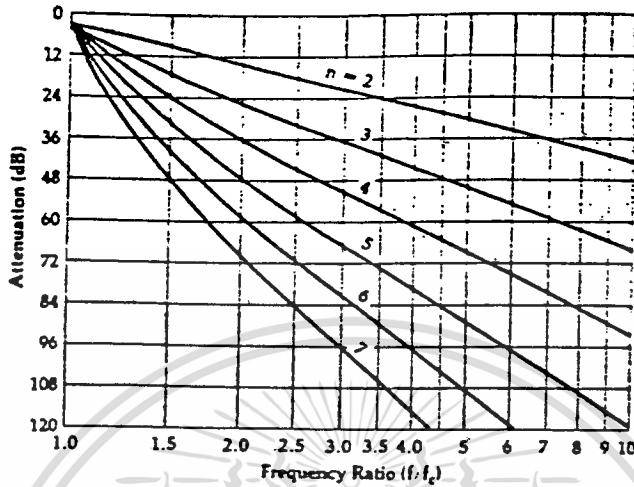
n	R_s/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.000	2.207	1.128	3.103	1.128	2.207		
	0.500	4.414	0.565	4.653	1.128	2.207		
	0.333	6.622	0.376	6.205	1.128	2.207		
	0.250	8.829	0.282	7.756	1.128	2.207		
	0.125	17.657	0.141	13.961	1.128	2.207		
	∞	1.721	1.645	2.061	1.493	1.103		
6	3.000	0.679	3.873	0.771	4.711	0.969	2.406	
	4.000	0.481	5.644	0.476	7.351	0.849	2.562	
	8.000	0.227	12.310	0.198	16.740	0.726	2.800	
	∞	1.378	2.097	1.690	2.074	1.494	1.102	
7	1.000	2.204	1.131	3.147	1.194	3.147	1.131	2.204
	0.500	4.408	0.566	6.293	0.895	3.147	1.131	2.204
	0.333	6.612	0.377	9.441	0.796	3.147	1.131	2.204
	0.250	8.815	0.283	12.588	0.747	3.147	1.131	2.204
	0.125	17.631	0.141	25.175	0.671	3.147	1.131	2.204
	∞	1.741	1.677	2.155	1.703	2.079	1.494	1.102



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

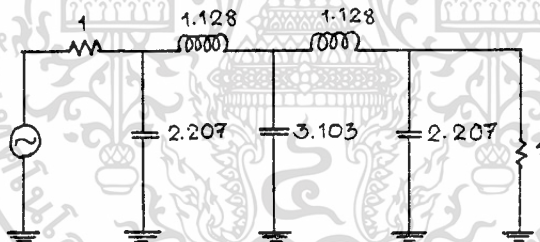
เมื่อเปิดดูจากตาราง 3.1 ที่อันดับที่ 5 จะได้วงจรที่เป็นโปรโตไทป์ (Prototype)

ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 ภาพแสดงคุณสมบัติการลดทอนสัญญาณของฟิลเตอร์

แบบเชบีเชฟที่มีรีปเบิ้ล 1.0 dB



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรโลว์พาสแบบโปรโตไทป์

3.4.2 ค่า L_n และ C_n เป็นค่าที่ถูกทำให้อยู่ในรูปอัตราส่วน ไม่สามารถนำมาใช้ได้เลยในทันทีที่ต้องแปลงกลับให้อยู่ในรูปที่จะใช้ได้จริงๆ โดยใช้สูตร

$$C = C_n / 2 f_c R \quad , \quad L = R L_n / 2 f_c$$

โดยที่ C_n , L_n คือค่า C และ L ในวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์

$$f_c = \text{ความถี่คัทออฟ} = 130 \text{ MHz}$$

$$R = R_c = 50 \text{ โอห์ม}$$

3.4.3 หาค่า L , C แต่ละตัวให้ถูกต้องโดยการแทนค่าลงในสูตรดังกล่าวข้างต้น

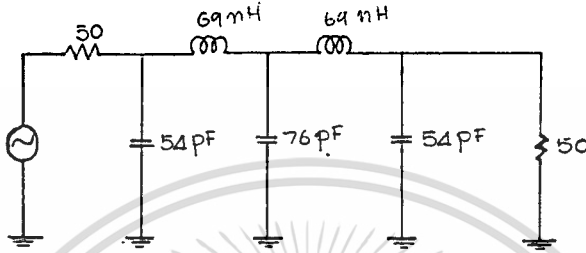
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่หาได้จะเป็นดังต่อไปนี้ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1 = C_2 = 54 \text{ pF}$$

$$L_2 = L_4 = 69 \text{ nH}$$

$$C_3 = 76 \text{ pF}$$

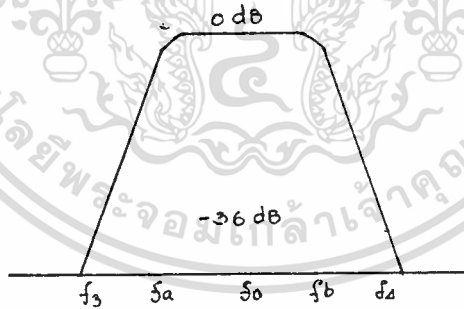
3.4.5 นำค่าอุปกรณ์ที่ได้มาต่อเป็นวงจรในรูป 3.10 ก็จะได้วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ตามที่ต้องการ



รูปที่ 3.10 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ที่คำนวณได้

3.5 การออกแบบฟิลเตอร์ย่าน 2 GHz โดยใช้ไมโครสตริปไลน์

- คำนวณค่าของ L และ C ในวงจรฟิลเตอร์ ดังนี้



รูปที่ 3.11 ภาพแสดงช่วงความถี่ที่ต้องการ

กำหนดให้ความถี่ที่ผ่านไปได้อยู่ในช่วง $1919.5 \pm 35 \text{ MHz}$

$$\text{จากรูป } f_{\underline{}} = 1919.5 - 35 = 1884.5 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{b}} = 1919.5 + 35 = 1954.5 \text{ MHz}$$

$$\text{แบนด์วิธที่ } 3 \text{ dB} = 1954.5 - 1884.5 = 70 \text{ MHz}$$

$$\text{แทนค่า } f_{\underline{}}, f_{\text{b}} \text{ ลงในสูตร } f_{\text{o}} = \sqrt{f_{\underline{}} \cdot f_{\text{b}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา $f_{\text{o}} = \sqrt{1884.5 \cdot 1954.5} = 1919.2 \text{ MHz}$ ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_4 เป็นความถี่ที่สัญญาณลดทอนลง 36 dB กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 2030 MHz

เราสามารถหา f_2 จากสูตร

$$f_2 = f_0^2 / f_4 = 1814.4 \text{ MHz}$$

$$\text{แบนด์วิดท์ที่ 36 dB} = 2030 - 1814.4 = 215.6 \text{ MHz}$$

$$\text{BW (36 dB) / BW (3 dB)} = 215.6/70$$

$$= 3.08 = f/f_2$$

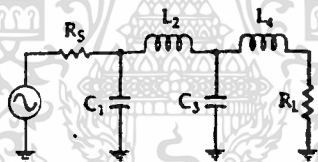
ดูจากกราฟในรูปที่ 3.12 ที่จุด $f/f_2 = 3.08$ และค่าการลดทอนสัญญาณ 36 dB

ต้องเลือกใช้ $n = 3$

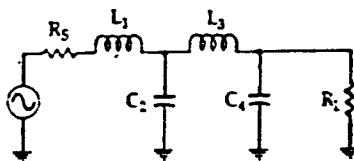
เมื่อเปิดดูจากตารางที่ 3.2 ที่อันดับที่ 3 จะได้วงจรที่เป็นโปรโตไทป์ (Prototype) ในรูปที่ 3.13

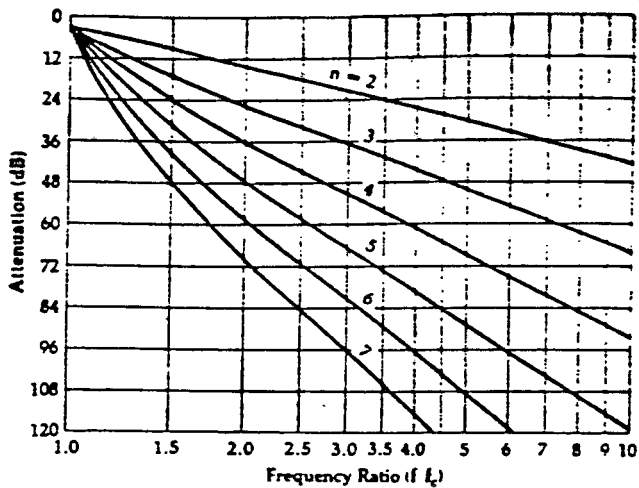
ตารางที่ 3.2 ค่าพื้นฐานสำหรับการออกแบบวงจร โลว์พาสฟิลเตอร์แบบเชบีเชฟ ที่ให้มี

รีปเบิ้ล 1.0 dB



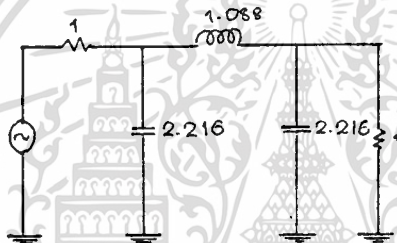
n	R_g/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4
2	3.000	0.572	3.132		
	4.000	0.365	4.600		
	8.000	0.157	9.658		
	∞	1.213	1.109		
3	1.000	2.216	1.088	2.216	
	0.500	4.431	0.817	2.216	
	0.333	6.647	0.726	2.216	
	0.250	8.862	0.680	2.216	
	0.125	17.725	0.612	2.216	
	∞	1.652	1.460	1.108	
4	3.000	0.653	4.411	0.614	2.535
	4.000	0.452	7.083	0.612	2.648
	8.000	0.209	17.164	0.428	3.281
	∞	1.350	2.010	1.455	1.106





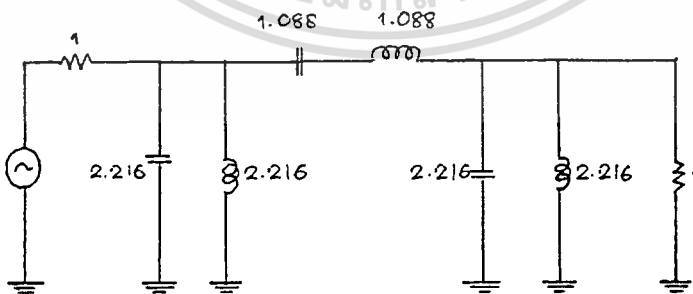
รูปที่ 3.12 ภาพแสดงคุณลักษณะการลดทอนสัญญาณของฟิลเตอร์แบบเชบีเชฟที่มีรีปเบิล

1.0 dB



รูปที่ 3.13 แสดงวงจร โลว์พาสแบบโปรโตไทป์

นำวงจร โลว์พาสมาดัดแปลงเป็นวงจรแบนด์พาสได้เป็นวงจรในรูปที่ 3.14.



รูปที่ 3.14 วงจรแบนด์พาสที่ดัดแปลงมาจากวงจร โลว์พาส

ค่า L_n และ C_n เป็นค่าที่ทำให้อยู่ในรูปอัตราส่วน ไม่สามารถนำมาใช้ได้เลยในทันที

เอกสาร ต้องแปลงกลับไปอยู่ในรูปที่ใช้ได้จริงๆ โดยให้สูตร

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = C_n / 2 RB, \quad L = RB / 2 f_o^2 L_n$$

ในกรณีที่เป็นวางจรรีโซแนนซ์แบบขนาน (parallel resonant) และ

$$C = B / 2 f_o^2 C_n R, \quad L = RL_n / 2 B$$

ในกรณีที่เป็นวางจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series resonant)

โดยที่ C_n, L_n คือค่า C และ L ใดๆในแบนด์พาสฟิลเตอร์

$$B = \text{แบนด์วิดธ์} = 70 \text{ MHz}$$

$$f_o = 1919.2 \text{ MHz}$$

$$R = R_1 = 50$$

หาค่า L, C แต่ละตัวให้ถูกต้อง โดยแทนค่าลงในสูตรดังกล่าวข้างต้น ข้อที่ควรระวังคือการเลือกใช้สูตรให้ถูกต้องว่าเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมหรือแบบขนาน ค่า L และ C ที่หาได้จะเป็นดังต่อไปนี้

$$C_1 = C_3 = 94 \text{ pF}$$

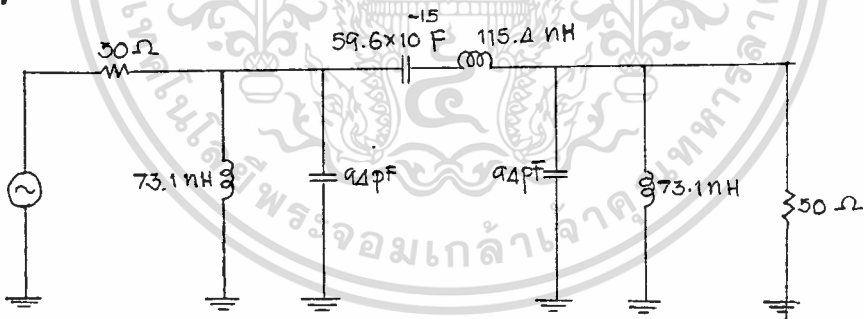
$$L_1 = L_3 = 73.1 \text{ pH}$$

$$C_2 = 59.6 \times 10^{-15}$$

$$L_2 = 115.4 \text{ nH}$$

นำค่าอุปกรณ์ที่ได้มาต่อเป็นวงจรในรูปที่ 3.15 ก็จะได้วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ตาม

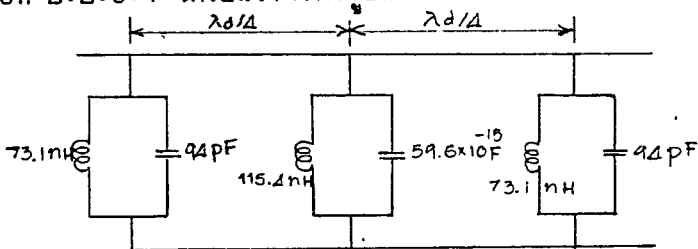
ต้องการ



รูปที่ 3.15 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

สำหรับวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม สามารถแปลงให้เป็นวางจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

ตามหัวข้อที่ 2.2.5.4 ได้เป็นวางจรดังรูปที่ 3.16



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คำนวณความกว้างความยาวของไมโครสตริปไลน์ดังนี้

แผ่นปริ้นท์ที่ใช้ทำจากสารจำพวกอีพ็อกซี่ (Epoxy) ซึ่งมีค่า ϵ_r ที่ย่านความถี่ 2 GHz

ประมาณ 3

$$\begin{aligned} \text{ความเร็วของคลื่นที่เดินทางในไมโครสตริปไลน์} \quad (v) &= c/\sqrt{\epsilon_r} \\ &= 3*10^{10}/\sqrt{3} \quad \text{cm/sec} \\ &= 1.732*10^{10} \quad \text{cm/sec} \end{aligned}$$

$$\text{ความยาวคลื่นในไมโครสตริปไลน์} (\lambda_g) = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r} = c/f\sqrt{\epsilon_r}$$

$$\lambda_g/4 = 9.02/4 = 2.26 \quad \text{cm}$$

จากค่า C และ L คำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ของสตริป โดยใช้สูตร

$$C = 1/Zv \quad , \quad Z = 1/cZ$$

$$L = Z1/v \quad , \quad Z = Lv/1$$

เมื่อ 1 คือความยาวของสตริปไลน์

เมื่อคำนวณค่า Z ได้แล้ว นำมาคำนวณหาความกว้างและความยาวไมโครสตริปไลน์

โดยใช้สูตร

เมื่อ $w/h < 2$

$$w/h = 4\{ 1/2 \exp(A) - \exp(-A) \}^{-1}$$

$$\text{โดยที่ } A = [\pi (2(\epsilon_r+1)) Z_m/Z_0] + [(\epsilon_r-1)(0.23+0.11/\epsilon_r)/(\epsilon_r+1)]$$

เมื่อ $w/h > 2$

$$w/h = \{ \epsilon_r - 1 [\ln(B-1) + 0.39 - 0.61/\epsilon_r] / \pi \epsilon_r \} + \{ 2[B-1 - \ln(2B-1)] / \pi \}$$

$$\text{โดยที่ } B = Z_0 \pi / 2 \sqrt{\epsilon_r} \cdot Z_m$$

ซึ่งผลการคำนวณจะเป็นดังนี้

1. C = 94 pF

1	Z_m	B	w/h
4	2.46	139	85.4
5	3.07	111.4	67.9
6	3.69	12.7	56.1
7	4.30	79.5	47.7
8	4.91	69.6	41.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. $L = 73.1 \text{ pH}$

l	Z_m	B	w/h
0.05	25.3	13.5	6.5
0.1	12.7	26.9	14.7
0.2	6.3	54.3	31.8

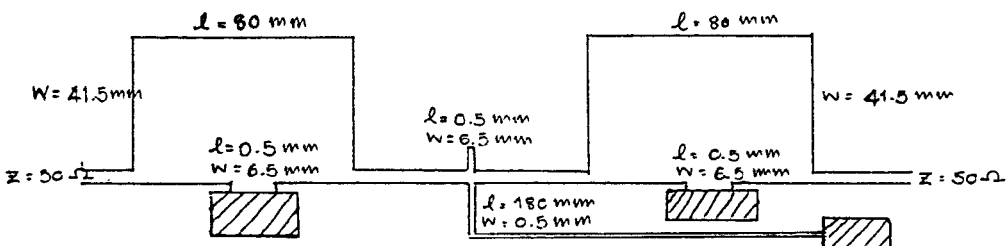
3. $c = 59.6 * 10^{-15} \text{ F}$

l	Z_m	B	w/h
0.05	48.4	1.2	2.9
0.1	96.9	2.4	0.7
0.2	193.7	4.7	0.1

5. $L = 115.44 \text{ nH}$

l	Z_m	A	w/h
10	199.9	4.8	0.1
15	133.3	3.2	0.3
16	125	3	0.35
17	117.6	2.9	0.4
18	111.1	2.7	0.5
19	105.2	2.6	0.6
20	100.0	2.5	0.7

จากที่คำนวณได้เลือกเอาค่าที่ $Z_1 \gg Z_2$ มาสร้างวงจรฟิลเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.17



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 3.17 แสดงวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ 1919.5 MHz แบบไมโครสตริปไลน์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 การวัดผลจากวงจรกำเนิดความถี่ 119 MHz

ความถี่ที่วัดได้ 119.003 MHz

ระดับสัญญาณ -14 dBm

4.2 การวัดผลของวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่ 119 MHz

เมื่อป้อนสัญญาณที่มีระดับสัญญาณ 0 dBm ให้กับอินพุตของวงจรขยาย และทำการวัดระดับสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรขยาย จะได้เอาต์พุตที่มีระดับสัญญาณ 15 dBm

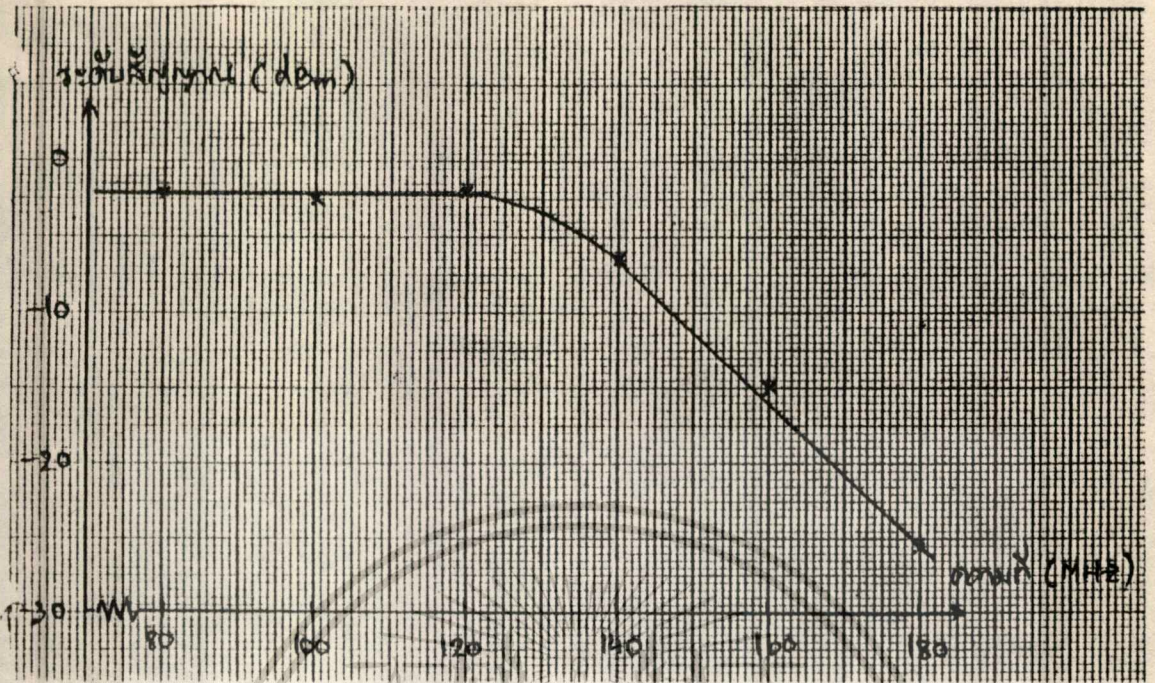
$$\text{อัตราขยาย} = 15 \text{ dB}$$

4.3 การวัดผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ 119 MHz

เมื่อสัญญาณเข้าที่มีระดับสัญญาณ 0 dBm ให้กับอินพุตของฟิลเตอร์ และทำการวัดระดับสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์ จะได้ผลตอบสนองต่อความถี่ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ 119 MHz

ความถี่ (MHz)	ระดับสัญญาณ (dBm)	ความถี่ (MHz)	ระดับสัญญาณ (dBm)
50	0.0	130	-3.2
60	0.0	140	-6.8
70	-1.0	150	-11.1
80	-2.2	160	-15.0
90	-2.6	170	-20.5
100	-2.5	180	-25.5
110	-2.3	190	-31.0
120	-2.0	200	-36.2



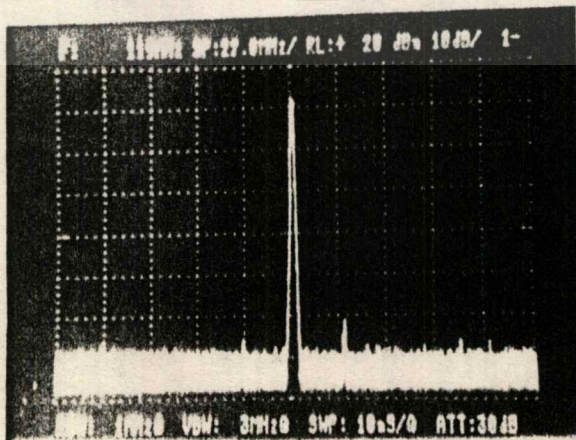
รูปที่ 4.1 เส้นแสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ 119 MHz

จากผลตอบสนองต่อความถี่ของฟิลเตอร์ จะได้จุดตัดความถี่ต่ำ (Low Frequency Cut off) ที่ความถี่ประมาณ 130 MHz

4.4 การวัดผลเมื่อนำวงจรกำเนิดความถี่ วงจรขยายและวงจรฟิลเตอร์มาต่อรวมกัน

เมื่อนำวงจรกำเนิดความถี่ วงจรขยายสัญญาณ และวงจรฟิลเตอร์มาต่อรวมกัน แล้วทำการวัดจะได้ผลดังนี้

ความถี่ 119 MHz มีระดับสัญญาณประมาณ 10 dBm และมีความถี่ข้างเคียงอื่นอีก แต่มีระดับสัญญาณต่ำกว่าระดับสัญญาณความถี่ 119 MHz มากกว่า 35 dB ดังรูปที่ 4.1



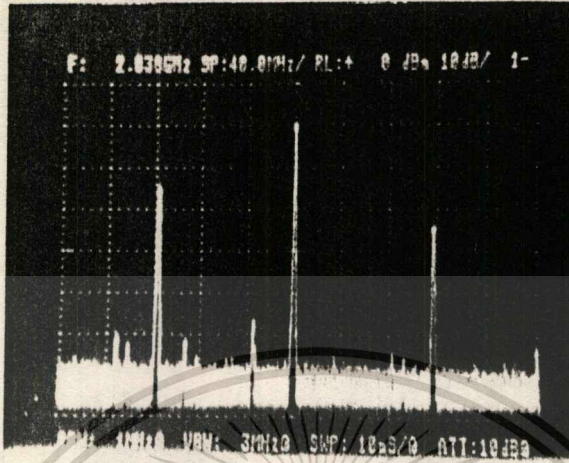
รูปที่ 4.1 แสดงผลจากวงจรกำเนิดความถี่ที่ผ่านวงจรขยายและวงจรฟิลเตอร์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อที่ 62 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การวัดผลจากวงจรมิกเซอร์

เมื่อป้อนสัญญาณความถี่ 2038.5 MHz ระดับสัญญาณ 0 dBm และสัญญาณความถี่ 119 MHz จากวงจรกำเนิดความถี่ซึ่งมีระดับสัญญาณ 9dBm เข้าไปในมิกเซอร์แล้วจะได้ผลดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ผลจากวงจรมิกเซอร์

4.6 การวัดผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรแบคเคาฟิลเตอร์ 1919.5 MHz

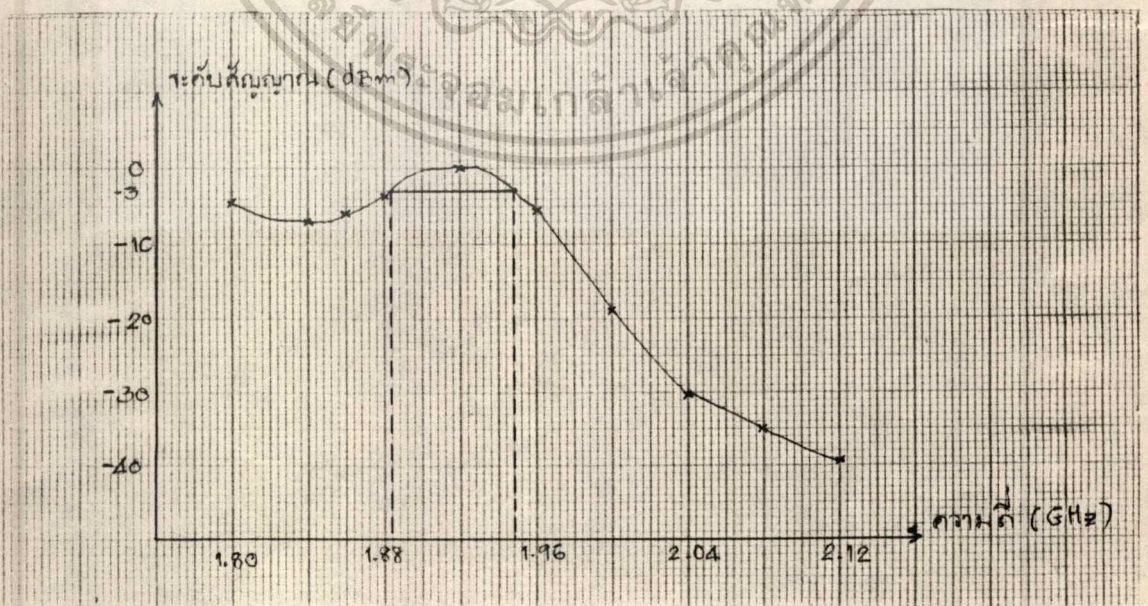
เมื่อป้อนสัญญาณเข้าที่มีระดับสัญญาณ 0 dBm ให้กับอินพุทของวงจรมิกเซอร์ และทำการวัดระดับสัญญาณที่เอาต์พุทของวงจรมิกเซอร์ จะได้ผลตอบสนองต่อความถี่ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรแบคเคาฟิลเตอร์ 1919.5 MHz

ความถี่ (MHz)	ระดับสัญญาณ (dBm)
1800	-4.6
1820	-7.9
1840	-7.0
1860	-6.0
1880	-3.4

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

ความถี่ (MHz)	ระดับสัญญาณ (dBm)
1900	-2.9
1920	0.0
1940	-0.4
1960	-5.6
1980	-13.0
2000	-18.8
2020	-23.8
2040	-30.2
2060	-30.9
2080	-35.1
2100	-39.3
2120	-39.8
2140	-44.2



รูปที่ 4.2 เส้นแสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรแบบดีฟาสนิลเตอร์ 1919.5 MHz

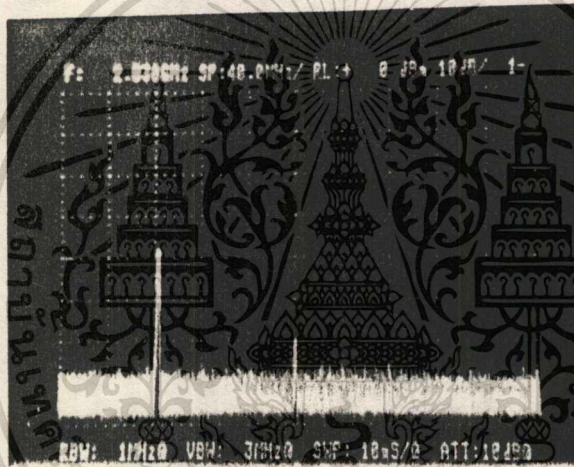
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ จะได้จุดตัดความถี่ต่ำ (Low Frequency Cut Off) ที่ความถี่ประมาณ 1890 MHz และจุดตัดความถี่สูง (High Frequency Cut Off) ที่ความถี่ประมาณ 1950 MHz ดังนั้นแถบกว้างของความถี่ผ่าน จะมีค่าประมาณ 60 MHz

4.7 การวัดผลจากอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ที่สำเร็จแล้ว

เมื่อป้อนสัญญาณความถี่ 2038.5 MHz ระดับสัญญาณ 0 dBm ให้กับอินพุตของอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ แล้วทำการวัดผลที่เอาต์พุตของอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ จะได้ผลดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงผลจากอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

เนื่องจากเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟโมเดล 770 เป็นเครื่องที่ใหม่ที่ได้รับมาจากญี่ปุ่นไว้สำหรับใช้ในการทดลอง ของนักศึกษาภาควิชาโทรคมนาคม ทางกลุ่มผู้ทำการทดลองจึงได้ศึกษาการทำงานของเครื่อง จากผู้เชี่ยวชาญญี่ปุ่น และได้ทำการทดลองวัดผลที่ได้จากส่วนต่างๆของเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟ พร้อมทั้งการใช้เครื่องมือวัดที่เกี่ยวข้องกับเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟ

เครื่องดิจิตอลไมโครเวฟนี้มีข้อดี คือถ้าเฟสที่รับมานั้น มีการเปลี่ยนเฟสไปจากเดิมที่ส่งมาจากทางด้านส่ง เครื่องดิจิตอลไมโครเวฟก็สามารถเปลี่ยน เฟสที่เปลี่ยนไปนั้นเป็นข้อมูลเป็นที่เหมือนทางด้านส่ง เพราะมีวงจรซิมไลจิกและดีฟไลจิก

กลุ่มผู้ทำการทดลอง ได้มีส่วนในการติดตั้งเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟ การเดินสายไฟฟ้า ซึ่งในการติดตั้งนั้น ปัญหาที่เกิดขึ้นก็คือ ลักษณะของฝาผนังของห้อง T303 ด้านที่ตั้งเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟไม่ตรงตามแบบแปลนที่ผู้ติดตั้งได้มา จึงมีการเปลี่ยนแปลงที่ตั้งจากที่เดิม นอกจากนี้การติดตั้งจานสายอากาศ ของเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟนี้ ก็ไม่สามารถทำได้ เนื่องจากตัวฟีดเดอร์(feeder)ที่ได้มานั้นไม่สามารถต่อกับเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟ จึงใช้วิธีต่อสายระหว่างเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟทั้งสอง เพื่อที่สามารถทำการทดลองวัดค่าต่างๆจากเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟได้

และนอกจากนี้ กลุ่มผู้ทำการทดลอง ได้ทำอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ (frequency shifter) ขึ้น เพื่อใช้กับเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟ เพื่อเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟสามารถรับ-ส่งภายในเครื่องเดียวกัน อุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ที่ผู้ทำการทดลองได้ทำขึ้นมานั้นสามารถเปลี่ยนความถี่ ของเครื่องดิจิตอลไมโครเวฟจาก 2038.5 MHz ไปเป็น 1919.5 MHz เป็นการสะดวกในการปฏิบัติการทดลองเรื่องดิจิตอลไมโครเวฟ



MOTOROLA
Semiconductors

BOX 20912, PHOENIX, ARIZONA 85036

2N5179

The RF Line

4.5 dB @ 200 MHz
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON

NPN SILICON RF HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high gain, low noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

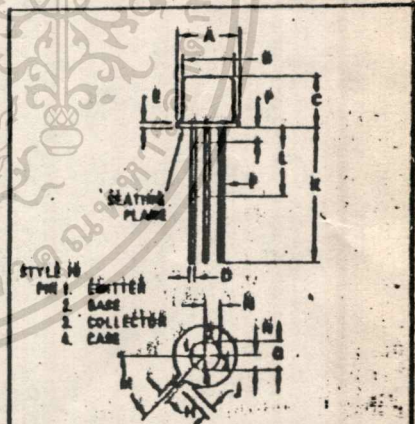
- High Current Gain - Bandwidth Product -
 $f_T = 1.4 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 10 \text{ mAde}$
- Low Collector Base Time Constant -
 $\tau_b C_C = 14 \text{ ps (Max) @ } I_E = 2.0 \text{ mAde}$
- Characterized with Scattering Parameters
- Low Noise Figure -
 $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 200 \text{ MHz}$



***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage Applicable 1.0 to 20 mAde	V _{CEO}	12	Vdc
Collector Base Voltage	V _{CB}	20	Vdc
Emitter Base Voltage	V _{EB}	2.5	Vdc
Collector Current	I _C	50	mAde
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	200 1.14	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	300 1.71	mW mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C

*Indicates JEDEC Registered Data.



Case	P _D (mW)		P _D (mW)	
	MAX	MIN	MAX	MIN
1	200	1.14	300	1.71
2	200	1.14	300	1.71
3	200	1.14	300	1.71
4	200	1.14	300	1.71
5	200	1.14	300	1.71
6	200	1.14	300	1.71
7	200	1.14	300	1.71
8	200	1.14	300	1.71
9	200	1.14	300	1.71
10	200	1.14	300	1.71
11	200	1.14	300	1.71
12	200	1.14	300	1.71
13	200	1.14	300	1.71
14	200	1.14	300	1.71
15	200	1.14	300	1.71
16	200	1.14	300	1.71
17	200	1.14	300	1.71
18	200	1.14	300	1.71
19	200	1.14	300	1.71
20	200	1.14	300	1.71

ALL RIGHTS RESERVED BY MOTOROLA
CASE 20-66
70-72

2N5179

***ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)**

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 3.0 mA dc, I _B = 0)	V _{CE0} (sus)	12	—	V _{dc}
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 0.001 mA dc, I _E = 0)	BV _{CB0}	20	—	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.01 mA dc, I _C = 0)	BV _{EB0}	2.5	—	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 15 V dc, I _E = 0) (V _{CB} = 15 V dc, I _E = 0, T _A = 150°C)	I _{CBO}	—	0.02 1.0	μA dc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (I _C = 3.0 mA dc, V _{CE} = 1.0 V dc)	h _{FE}	25	250	—
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 10 mA dc, I _B = 1.0 mA dc)	V _{CE(sat)}	—	0.4 /	V _{dc}
Base-Emitter Saturation Voltage (I _C = 10 mA dc, I _B = 1.0 mA dc)	V _{BE(sat)}	—	1.0	V _{dc}
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current Gain - Bandwidth Product ① (I _C = 5.0 mA dc, V _{CE} = 5.0 V dc, f = 100 MHz)	f _T	900	2000	MHz
Collector-Base Capacitance (V _{CB} = 10 V dc, I _E = 0, f = 0.1 to 1.0 MHz)	C _{cb}	—	1.0	pF
Small-Signal Current Gain (I _C = 2.0 mA dc, V _{CE} = 5.0 V dc, f = 1.0 kHz)	h _{fe}	25	300	—
Collector-Base Time Constant (I _E = 2.0 mA dc, V _{CB} = 5.0 V dc, f = 31.8 MHz)	τ _b C _{cb}	3.0	14	ps
Noise Figure (See Figure 1) (I _C = 1.5 mA dc, V _{CE} = 5.0 V dc, R _L = 50 ohms, f = 200 MHz)	NF	—	4.5	dB
FUNCTIONAL TEST				
Common-Emitter Amplifier Power Gain (See Figure 1) (V _{CE} = 5.0 V dc, I _C = 5.0 mA dc, f = 200 MHz)	G _{pe}	15	—	dB
Power Output (See Figure 2) (V _{CB} = 10 V dc, I _E = 12 mA dc, f ≥ 800 MHz)	P _{out}	20	—	mW

*Indicates JEDEC Registered Values.

① f_T is defined as the frequency at which |h_{fe}| extrapolates to unity.

FIGURE 6 - CURRENT-GAIN-BANDWIDTH PRODUCT

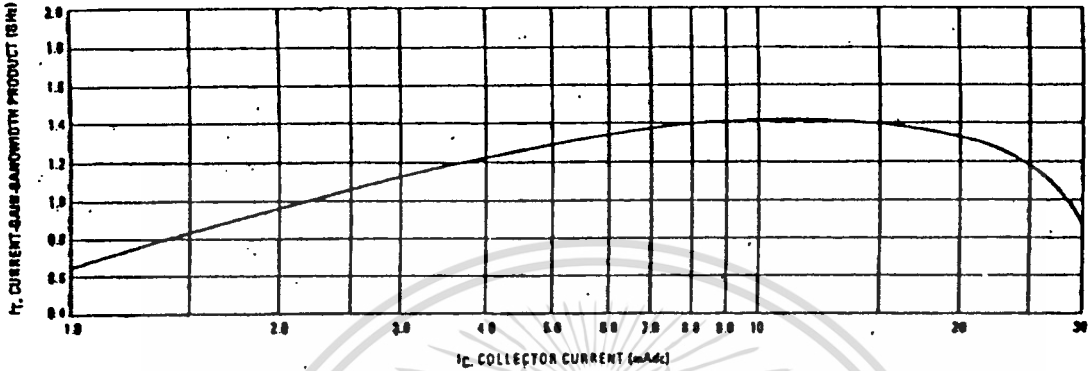


FIGURE 7 - INPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

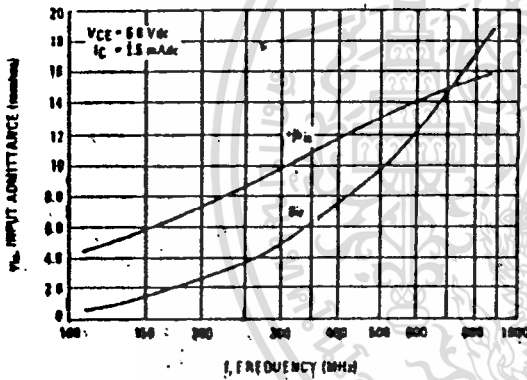


FIGURE 8 - OUTPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

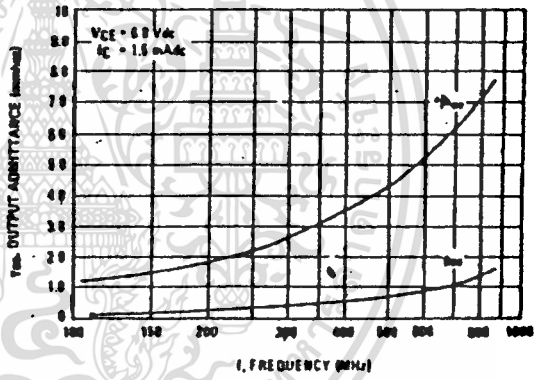


FIGURE 9 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

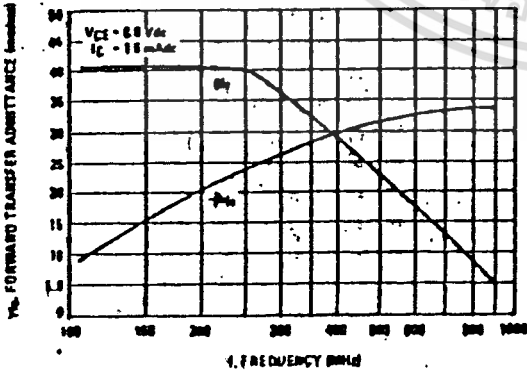
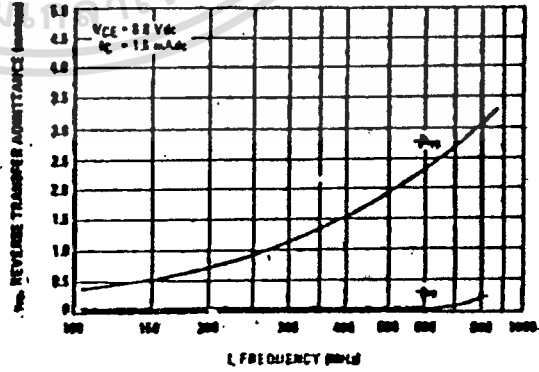


FIGURE 10 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

FIGURE 1 - 200 MHz AMPLIFIER POWER GAIN AND NOISE FIGURE CIRCUIT

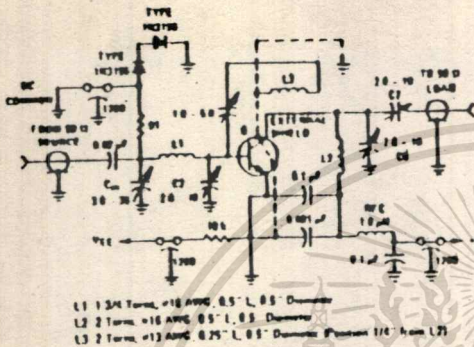


FIGURE 2 - 606 MHz OSCILLATOR CIRCUIT

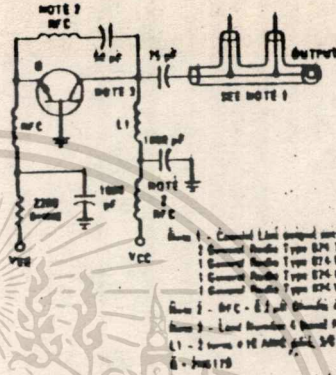


FIGURE 3 - NOISE FIGURE versus FREQUENCY

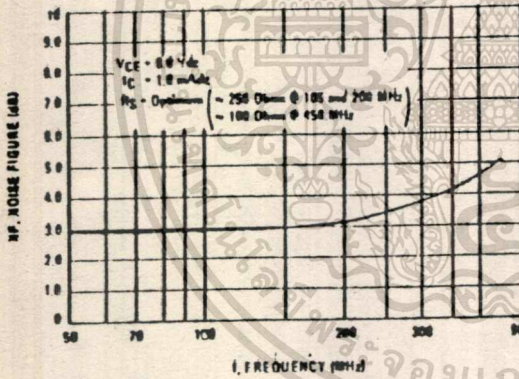


FIGURE 4 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT

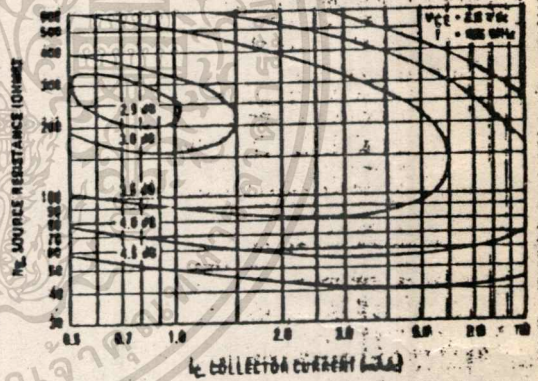
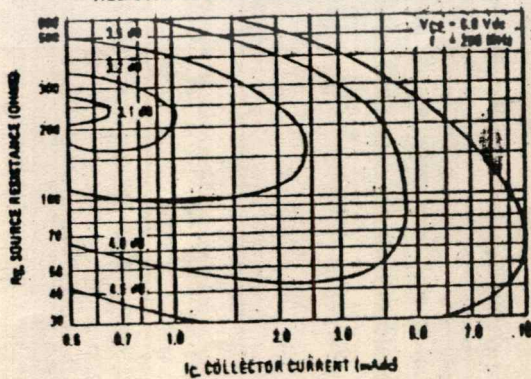


FIGURE 5 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT

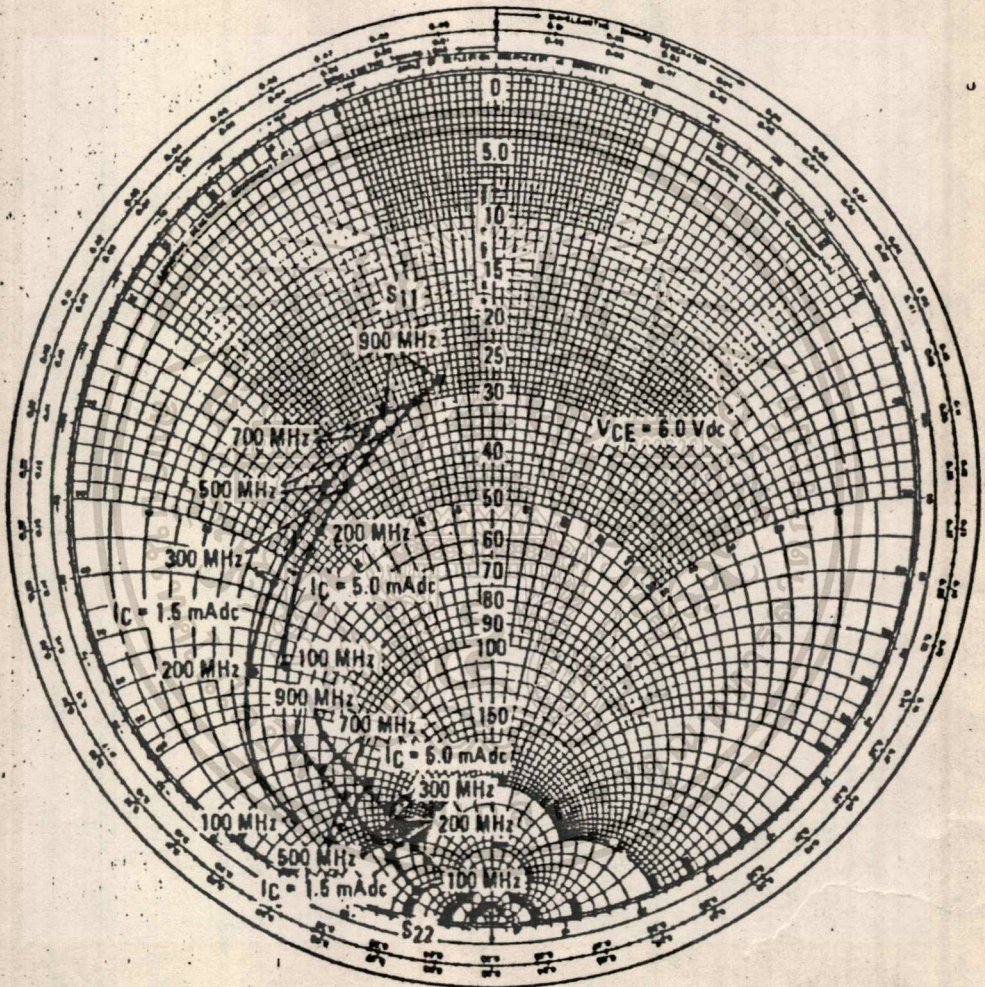


MOTOROLA Semiconductor Products, Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา -70- และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15-511. INPUT REFLECTION COEFFICIENT AND S₂₂. OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

FIGURE 11 - S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT

FIGURE 12 - S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT

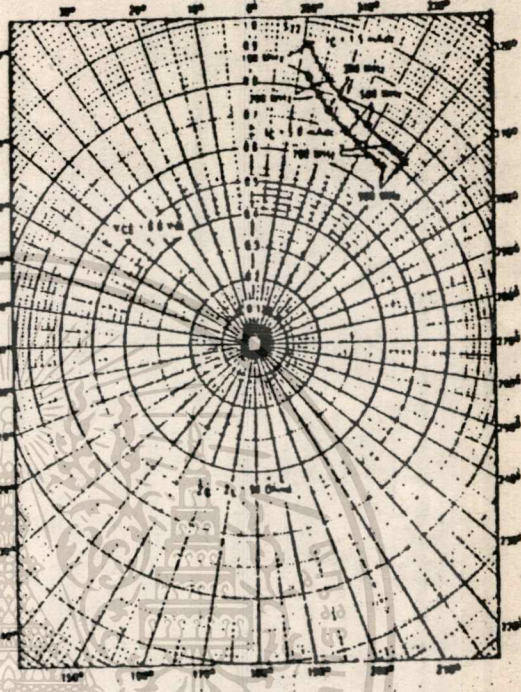
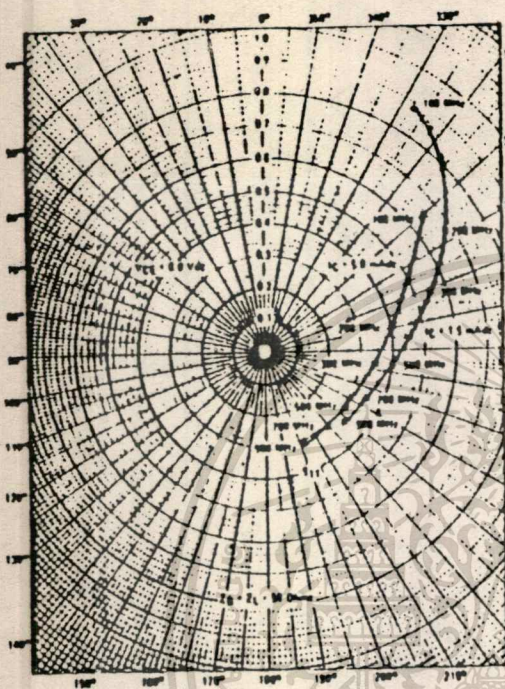
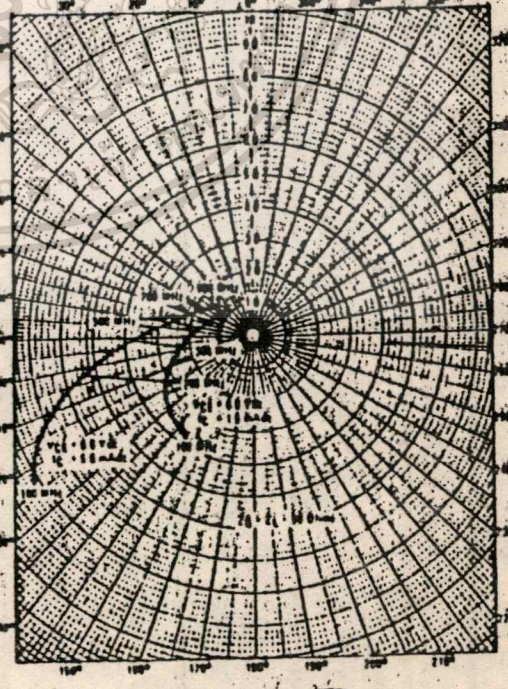
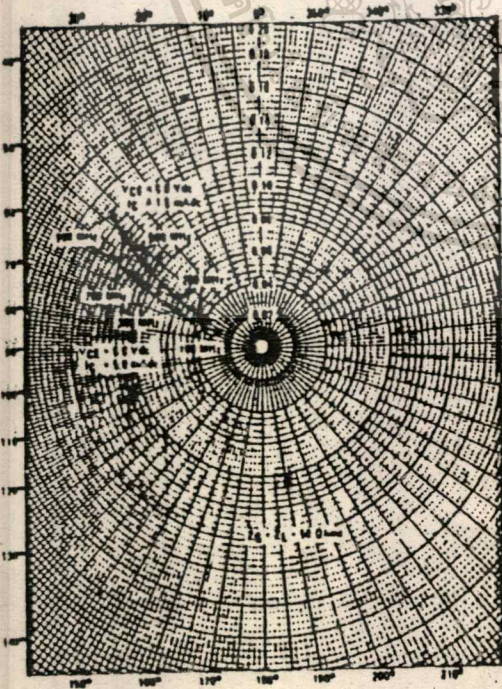


FIGURE 13 - S_{12} , REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENT

FIGURE 14 - S_{21} , FORWARD TRANSMISSION COEFFICIENT



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้ สำเร็จขึ้นมาได้ด้วยความช่วยเหลือ และได้รับคำปรึกษาจาก บุคคลหลายท่าน ขอขอบคุณ ผศ.ณรงค์ เหมกรณ์ อ.นิภา สิลารุจิ อ.ทองทศ วาณิชศรี อ.กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์ และผู้เชี่ยวชาญชาวญี่ปุ่น ที่ได้กรุณาให้ความอนุเคราะห์ทางด้าน อุปกรณ์ คำปรึกษา คำแนะนำ และกำลังใจ ทำให้งานนี้สำเร็จลุล่วงไปได้

ผู้จัดทำ



๖๕

หนังสืออ้างอิง

1. ถวิล พึ่งมา , "การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม" ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
2. Chris Bowick, "RF Circuit Design", Howard W.Sams, 1982.
3. NEC Corporation , "Instruction Manual , TRANSMITTER-RECEIVER TRP-2G8MB-770A", NEC Corporation, 1988.
4. Paul F. COMBES , "Microwave Components, Devices and Active Circuits" , John Wiley & Sons Ltd., 1987.
5. Stephen A. Maas , "Microwave Mixer" , ARTECH HOUSE, INC., 1986.
6. The ARRL, "Handbook for the Radio Amateur" , The American Radio Relay League, Inc. , 1987.

