

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบอุปกรณ์รับ-ส่งวิทยุสำหรับเครื่องมือพัลส์เอ็นเอ็มอาร์

THE DESIGNING OF RADIO EQUIPMENT FOR  
PULSED NMR MACHINE



นายสาวัดดี บุญยะเวศ

MR.SAWAT BUNNJAWEHT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2539

ISBN 974-621-672-4

เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 27286  
วัน, เดือน, ปี 18 ส.ค. 2540

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นเอกสารนี้แล้วโปรดแจ้งคืนให้เจ้าหน้าที่หอสมุด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# THE DESIGNING OF RADIO EQUIPMENT FOR PULSED NMR MACHINE



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

1996

ISBN 974-621-672-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Thesis Title**           The Designing of Radio Equipment for Pulsed NMR Machine  
**Student**                 Mr.Sawat Bunnjaweth  
**Thesis Advisor**       Prof. Dr.Pairash Thajchayapong  
**Level of Study**        Master of Engineering in Electrical Engineering  
**Department**         Computer Engineering ,King Mongkut's Institute of  
                                  Technology Ladkrabang  
**Year**                    1996

### ABSTRACT

This thesis presents the research and development on radio transceiver system for pulsed NMR machine. Transmitting system composed of high resolution single-loop frequency synthesizer, wideband small signal amplifiers, modulator, wideband linear power amplifier and NMR coil coupling circuit. Receiving system composed of wideband low-noise amplifiers and coherent detector. Detector gives two FID baseband signal, inphase and quadrature phase. Resonance frequencies of equipment are 5-20 MHz. FID signal level readied for signal processing system. The equipment, which is of modular construction, easily modified for a particular NMR experiment.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ เพราะได้รับการสนับสนุนและเมตตาครูณาจากท่าน ศาสตราจารย์ ดร. ไพรัช ธัชยพงศ์ ผู้วิจัยขอขอบคุณสำนักวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ที่ได้ช่วยเหลือสนับสนุนเครื่องมือทำวิจัย

ขอขอบคุณพี่น้อง เพื่อนร่วมงาน ซึ่งเปรียบเสมือนครอบครัวที่ 2 ที่ให้ความสนับสนุนและอนุเคราะห์แก่ผู้วิจัยตลอดมา ขอขอบคุณ คุณพิมลวรรณ เรืองฤทธิ์ ผู้พิมพ์ต้นฉบับ ขอขอบคุณ คุณทรรศนีย์พร บุญยะเวช ที่เป็นกำลังใจให้ผู้วิจัยเสมอมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณแม่สวัสดิ์ และคุณพ่อไพฑูรย์ บุญยะเวช ซึ่งเป็นกำลังใจและสนับสนุนผู้วิจัยมาตลอด คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ ครูบาอาจารย์ทุกๆ ท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ไม่ว่าทางตรงและทางอ้อมแก่ผู้วิจัย

สวัสดิ์ บุญยะเวช

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญภาพ .....	V
บทที่	
1. บทนำ .....	1
ที่มาและวัตถุประสงค์.....	1
แนวคิดในการออกแบบ.....	2
2. ทฤษฎีของเอ็นเอ็มอาร์.....	4
นิวเคลียร์สปินและ โมเมนต์แม่เหล็ก.....	4
พฤติกรรมของระบบนิวเคลียสในสนามแม่เหล็กคงที่.....	4
สนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ.....	7
สนามเกรเดียนท์.....	8
การดูดกลืนพลังงานคลื่นวิทยุ.....	9
เวลาผ่อนคลาย.....	9
การตรวจจับสัญญาณเอ็นเอ็มอาร์แบบวิธีคลื่นต่อเนื่อง.....	14
การตรวจจับสัญญาณเอ็นเอ็มอาร์แบบวิธีการแปลงฟูรีเยร์.....	14
โครงสร้างของเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์.....	16
3. ระบบส่งสัญญาณ.....	18
ส่วนส่งเคราะห์ความถี่.....	18
วงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน.....	35
การออกแบบวิธีไอเฟสน้อยส์ค่า.....	40
วิธีไอที่ออกแบบใช้งานในเครื่องกำเนิดสัญญาณคลื่นพาร์.....	49
การส่งเคราะห์ความถี่รายละเอียดสูงรูปเดียว.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ ( ต่อ )

บทที่	หน้า
มอดูเลเตอร์.....	80
วงจรถยายกำลังเชิงเส้นแถบความถี่กว้าง.....	91
การออกแบบเพื่อให้ได้ไอเอ็มดีต่ำ.....	112
การป้องกันความเสียหายของวงจรถยายกำลัง เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของโพรบไม่เหมาะสม.....	113
วิธีการแก้ไขพัลส์ครอบ.....	114
เอ็นเอ็มอาร์โพรบและคูเพลกเซอร์.....	115
4. ระบบรับสัญญาณและดีเทกเตอร์.....	124
การป้อนกลับเพื่อให้แถบความถี่กว้าง โดยมีสัญญาณรบกวนต่ำ.....	126
การรับสัญญาณแบบแถบความถี่แคบ.....	131
โคฮีเรนต์ดีเทกเตอร์.....	132
การปรับเฟสของคลื่นพาห์.....	137
การป้องกันภาครับสัญญาณจากอาร์เอฟพัลส์.....	138
สัญญาณเบสแบนด์.....	139
5. สรุปลงและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	141
คุณสมบัติของเครื่องส่งสัญญาณ.....	141
คุณสมบัติของเครื่องรับสัญญาณ.....	147
คุณภาพของสัญญาณ.....	148
ข้อเสนอแนะ.....	148
บรรณานุกรม .....	151
ภาคผนวก.....	159
ประวัติผู้เขียน.....	192

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

หน้า

1. แสดงระดับพลังงานของนิวเคลียส เมื่อ $I = 1/2$ ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ.....	5
2. แสดงการเรียงตัวของ โมเมนต์แม่เหล็กของระบบนิวเคลียสเมื่ออยู่ในสภาวะปกติ.....	6
3. แสดง (ก) เมื่อระบบนิวเคลียสวางอยู่ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ (ข) การส่ายรอบสนาม $B_0$ ของ $M_0$ ด้วยความถี่ธรรมชาติของระบบ.....	7
4. แสดงการป้อนสนามแม่เหล็กความถี่วิทยุให้วัตถุตัวอย่าง.....	10
5. แสดงแมกนีไตเซชันของระบบนิวเคลียส (ก) ระบบนิวเคลียสคู่เคลื่อนที่ (ข) การเพิ่มขึ้นของส่วนประกอบของแมกนีไตเซชันในแกน $Z'$ .....	11
6. แสดงแมกนีไตเซชันหมุนควงรอบแกน $Z'$ เนื่องจากสนาม $B_0$ .....	13
7. แสดงสัญญาณเอฟไอดีหลังจากระบบนิวเคลียสคู่เคลื่อนที่.....	13
8. แสดงวัตถุตัวอย่างซึ่งสามารถพิจารณาเป็นระบบเชิงเส้น โดยมีอินพุทและผลตอบสนอง.....	14
9. แสดง โครงสร้างของเครื่องมือเอ็มเอ็มอาร์.....	16
10. แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสังเคราะห์ความถี่.....	19
11. แสดงเฟสดีเทกเตอร์และซาร์จพัมป์.....	22
12. แสดงแรงดันเอาต์พุทของเฟสดีเทกเตอร์และลูปีลเตอร์.....	23
13. แสดงสัญญาณเอาต์พุทของเฟสดีเทกเตอร์.....	24
14. แสดงพิสัยใช้งานของเฟสดีเทกเตอร์แบบดับเบิลเอ็น.....	25
15. แสดงลูปีลเตอร์สำหรับเฟสดีเทกเตอร์แบบดับเบิลเอ็น.....	26
16. แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงสัญญาณรบกวนในระบบ.....	28
17. แสดงแบบจำลองของออสซิลเลเตอร์สำหรับพิจารณาผลของสัญญาณรบกวน.....	31
18. แสดงผลตอบสนองสัญญาณรบกวนของลูปีลด์.....	35
19. แสดงแบบจำลองออสซิลเลเตอร์สองพอร์ท.....	36
20. แสดงวงจรวีซีโอ.....	39
21. แสดงเฟสน้อยซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเมสเฟต.....	41
22. แสดงการผสมสัญญาณย้อนกลับเนื่องจากเฟสน้อยซ์.....	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ ( ต่อ )

หน้า

23. แสดง (ก) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งตัวต้านทาน $R_B$ ขนานอยู่กับ $C_S$ (ข) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งตัวต้านทาน $R_B$ ขนานอยู่กับ $C_T$ .....	45
24. แสดงวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีไดโอดสองตัว.....	46
25. แสดงวงจรสมมูลอย่างง่ายของวาริแคปไดโอด.....	47
26. แสดงคุณสมบัติของ $Q_D$ เมื่อเทียบกับความถี่.....	48
27. แสดงแบบจำลอง 2SC3358.....	50
28. แสดงทรานซิสเตอร์ในแบบวายพารามิเตอร์ร่วมกับตัวเก็บประจุป้อนกลับ $C_F$ .....	51
29. แสดง (ก) วงกลมเสถียรภาพทางอินพุท (ข) วงกลมเสถียรภาพทางอินพุทเมื่อต่อ $C_F$ .....	52
30. แสดงอิมพีแดนซ์ที่กำหนดให้เป็น $Z_S$ , $T_S$ .....	53
31. แสดงเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ เมื่อต่อ $C_F$ และ $Y_S$ .....	54
32. แสดงบล็อกไดอะแกรมเมื่อต่อโหลดภายนอก.....	54
33. แสดงเรโซเนเตอร์ของวีซีโอ.....	55
34. แสดงอินพุทอิมพีแดนซ์ของ $Z_R$ .....	57
35. แสดงอินพุทอิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์เมื่อวีซีโอมีความถี่เอาต์พุท 213 MHz.....	58
36. แสดงวีซีโอที่ออกแบบได้ .....	58
37. แสดงแรงดันเอาต์พุทของวีซีโอหลังจากเริ่มทำงาน 500 ns .....	59
38. แสดงขนาดของแรงดันเอาต์พุทของวีซีโอในโดเมนความถี่ .....	60
39. แสดงวงจรวีซีโอที่ใช้งานจริง .....	60
40. แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสังเคราะห์ความถี่ที่สร้างขึ้น .....	61
41. แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบพริสเกลตัวหารคงที่.....	62
42. แสดงวิธีการหารความถี่แบบดูอัลโมดูลัส .....	62
43. แสดงสัญลักษณ์ และวงจรสมมูลของคริสตอล .....	65
44. แสดง (ก) วงจรคริสตอลออกสซิลเลเตอร์ที่ใช้สร้างความถี่อ้างอิง (ข) สเปกตรัมและระดับเฟสnoise ของสัญญาณ $f_0$ .....	66
45. แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของ MC145152-2 .....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ ( ต่อ )

	หน้า
46. แสดงวงจรรหาร 180 สำหรับสัญญาณอินพุท 32K ของ MC145152-2 .....	68
47. แสดงรูปฟิลเตอร์ .....	70
48. แสดงผลตอบสนองวงรอบเปิดเมื่อใช้รูปฟิลเตอร์ในภาพที่ 47.....	70
49. แสดงส่วนเฟสเมื่อใช้รูปฟิลเตอร์ในภาพที่ 47.....	71
50. แสดงผลตอบสนองขนาดของรูปฟิลเตอร์ .....	72
51. วงจรกรองผ่านต่ำที่เพิ่มขึ้น .....	73
52. ผลตอบสนองขนาดของวงจรกรองที่เพิ่มเข้าไปเพื่อลดขนาดแรงดัน ความถี่ $F_c$ .....	74
53. แสดงวงจรรูปฟิลเตอร์ทั้งหมดที่ใช้งาน.....	75
54. แสดงการเปรียบเทียบการลดทอนที่ความถี่ $F_c$ ของอินทิเกรเตอร์ และอินทิเกรเตอร์-วงจรกรองผ่านต่ำ .....	76
55. แสดงผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบเมื่อใช้รูปฟิลเตอร์ในภาพที่ 53 .....	76
56. แสดงส่วนเฟสเมื่อใช้รูปฟิลเตอร์ในภาพที่ 53 .....	77
57. แสดงแรงดันเอาต์พุทของรูปฟิลเตอร์เมื่อมีความต่างเฟส 43.20 องศา .....	77
58. แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ในส่วนสัญญาณดิจิทัล .....	78
59. แสดงวงจรสร้างคลื่นพาร์สำหรับเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณ .....	79
60. แสดงบล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์ .....	81
61. แสดงวงจรคุณจตุภาค .....	82
62. แสดงสัญญาณพัลส์และสเปกตรัมความหนาแน่นกำลัง .....	85
63. แสดงวงจรคุณจตุภาคที่ใช้งานเป็นมอดูเลเตอร์ .....	86
64. แสดงวงจรมอดูเลเตอร์ และวงจรขยายสัญญาณ .....	88
65. แสดงผลตอบสนองสัญญาณอินพุท $\sin x/x$ .....	89
66. แสดงผลตอบสนองสัญญาณรูปแบบเกาส์ใน โดเมนเวลา .....	89
67. แสดงผลตอบสนองสัญญาณรูปแบบเกาส์ใน โดเมนความถี่ .....	90
68. แสดงผลตอบสนองสัญญาณรูปเหลี่ยมใน โดเมนเวลา .....	90
69. แสดงผลตอบสนองสัญญาณรูปเหลี่ยมใน โดเมนความถี่ .....	91
70. แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายในระบบส่งสัญญาณ.....	92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ ( ต่อ )

	หน้า
71. แสดงวงจรป้อนกลับเชิงประกอบ .....	93
72. แสดงวงจรสมมูลความถี่ต่ำของภาพที่ 71 .....	93
73. แสดงการใช้ทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน .....	95
74. แสดงวงจรขยายพร้อมตัวต้านทานไบอัส .....	96
75. แสดงผลตอบสนองความถี่ของ WBDAMP (AMP) และเมื่อรวมผลของ ตัวต้านทานไบอัส $R_B$ $R_E$ $R_C$ พร้อมขดลวดเหนี่ยวนำแฝงของวงจรที่ สร้างขึ้นแบบคิสคริต (AMP1) .....	97
76. แสดงวงจรคาสโคดป้อนกลับเชิงประกอบ.....	98
77. แสดงวงจรขยายพหุพหุคาสโคด .....	99
78. แสดงวงจรสมมูลของ $T_1$ .....	100
79. แสดงผลตอบสนองความถี่ของหม้อแปลง $T_1$ .....	101
80. แสดงวงจรขยายสัญญาณพหุพหุคาสโคดภาคแรก (CASAMP) .....	102
81. แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจร และการประวิงกลุ่ม .....	102
82. แสดงวงจรขยายพหุพหุคลาสเอบี .....	104
83. แสดงการชดเชยอัตราขยายและอินพุทอิมพีแดนซ์ .....	105
84. แสดงวงจรขยายกำลัง A1 .....	106
85. แสดงวงจรขยายกำลัง A2 .....	107
86. แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน $V_{BE}$ และกระแส $I_C$ .....	109
87. แสดงวงจร ไบอัสทรานซิสเตอร์กำลัง .....	110
88. แสดงแบบจำลองของวงจรไบอัส .....	111
89. แสดงวิธีการป้องกันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันเอาต์พุตสูง .....	113
90. แสดงพัลส์ดรอ๊ป .....	114
91. แสดงวงจรอนุกรมและขนานซึ่งมีอิมพีแดนซ์จุดจับเท่ากัน .....	116
92. แสดงวงจร โพรบแมตซ์ .....	117
93. แสดงผลตอบสนองความถี่และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของโพรบ.....	119
94. แสดงวงจรดูเพลกเซอร์แบบสายส่ง .....	120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ ( ต่อ )

	หน้า
95. แสดงโพรบและคูเพลกเซอร์ .....	121
96. แสดงแรงดันตกคร่อม $C_2$ ที่กำลังงานเอาท์พุท 100 วัตต์ .....	122
97. แสดงแรงดันที่ $R_X$ พอร์ท ขณะเครื่องส่งทำงาน .....	122
98. แสดงแรงดันที่ $C_2$ ที่ระดับกำลังงานเอาท์พุท 100 วัตต์ จากอาร์เอฟพัลส์ รูปแบบเกาส์ .....	123
99. แสดงส่วนรับสัญญาณของเครื่องรับ .....	124
100. แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบรับสัญญาณที่ใช้จำลองการทำงาน .....	125
101. แสดงวงจรขยายสัญญาณป้อนกลับสัญญาณรบกวนต่ำ .....	126
102. แสดงวงจรเบสร่วมอุดมคติ และวงจรสมมูลของภาพที่ 101 .....	127
103. แสดงวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้างสัญญาณรบกวนต่ำ .....	130
104. แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรคิมอคูเลเตอร์ .....	134
105. แสดงวงจร โคฮีเรนซ์คิมอคูเลเตอร์ .....	135
106. แสดงสัญญาณเอฟไอดีอินพุท ซึ่งคลื่นพาห์เลื่อนเฟสไป 45 องศา .....	136
107. แสดงสัญญาณเอาท์พุทช่อง $I[V(14)]$ และช่อง $Q[V(15)]$ เมื่อมีสัญญาณอินพุท ของคิมอคูเลเตอร์ ดังภาพที่ 106 .....	136
108. แสดงสัญญาณเอาท์พุทช่อง $I$ และ $Q$ เมื่อสัญญาณอินพุทของคิมอคูเลเตอร์ มีคลื่นพาห์ซึ่งเลื่อนเฟสไป 90 องศา .....	137
109. แสดงการกำหนดเฟสของอาร์เอฟพัลส์ .....	138
110. แสดงวงจรสวิตช์ป้องกันภาครับสัญญาณ .....	139
111. แสดงสัญญาณเบสแบนด์ในโดเมนความถี่ .....	140
112. แสดงระดับเฟสน้อยส์ที่ความถี่ออฟเซต 10 KHz ของเครื่องกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้น .....	141
113. แสดงระดับเฟสน้อยส์ที่ความถี่ออฟเซต 10 KHz ของเครื่องกำเนิดสัญญาณที่สร้าง HP33120A .....	142
114. แสดงสัญญาณปลอมของเครื่องกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้น .....	142
115. แสดงสัญญาณปลอมของเอาท์พุทของ HP33120A .....	143

## สารบัญภาพ ( ต่อ )

	หน้า
116. แสดงอัตราขยายและประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลัง A1 .....	144
117. แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุทของ A1 .....	145
118. แสดงอัตราขยายและประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลัง A2 .....	145
119. แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุทของ A2 .....	146
120. แสดงผลตอบสนองสัญญาณพัลส์ของมอดูเลเตอร์ .....	147
121. แสดงเครื่องรับส่งวิทยุที่สร้างขึ้น.....	149
122. แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบรับสัญญาณที่ หลีกเลี่ยงออฟเซ็ทของคิมอดูเลเตอร์ .....	149



# บทที่ 1

## บทนำ

### ที่มาและวัตถุประสงค์

นิวเคลียร์แมกเนติกเรโซแนนซ์ หรือรู้จักกันในชื่อย่อว่าเอ็นเอ็มอาร์ (NMR, Nuclear Magnetic Resonance) ระดับพลังงานที่แตกต่างกันของนิวเคลียสที่อยู่ภายใต้อิทธิพลของสนามแม่เหล็ก เอ็นเอ็มอาร์เป็นประโยชน์มากในการศึกษาเกี่ยวกับสูตรโครงสร้างของสารอินทรีย์ หรือสารอนินทรีย์ก็ตาม นอกจากนี้วิธีการเอ็นเอ็มอาร์สามารถใช้ทำปริมาณวิเคราะห์ได้ด้วยเช่น การหาปริมาณน้ำตาลในเครื่องดื่ม ในช่วงสิบปีที่ผ่านมาเทคนิคของเอ็นเอ็มอาร์ได้รับการพัฒนารวดเร็ว มีการประยุกต์ใช้งานทางการแพทย์อย่างกว้างขวาง เพื่อการตรวจวินิจฉัย ใช้เทคนิคเอ็นเอ็มอาร์ในการสร้างภาพตัดขวางได้ในทุกระนาบของร่างกายผู้ป่วย เทคนิคเอ็นเอ็มอาร์สามารถใช้วิเคราะห์การไหลเวียนโลหิต (angiography) โดยไม่ต้องฉีดสารทึบแสง สำหรับใช้งานทางด้านเคมีวิเคราะห์ วิถีเอ็นเอ็มอาร์เป็นเทคนิคทดสอบโดยไม่ทำลาย จึงสามารถนำสารตัวอย่างที่ทำการวิเคราะห์แล้วกลับมาใช้ใหม่ได้ เทคนิคทางเอ็นเอ็มอาร์เริ่มต้นเมื่อปี ค.ศ. 1946 โดยนักฟิสิกส์สองกลุ่มคือ Purcell, Torrey และ Pound แห่งมหาวิทยาลัย Harvard กับ Bloch, Hansen และ Packard แห่งมหาวิทยาลัย Stanford ซึ่งทั้ง Purcell และ Bloch ได้รับรางวัลโนเบลสาขาฟิสิกส์ เมื่อปี ค.ศ. 1952 การประยุกต์ใช้เอ็นเอ็มอาร์ทางด้านเคมีเริ่มต้นในปี ค.ศ. 1949 โดย Knight และการศึกษาอย่างเป็นระบบเริ่มต้นในปี ค.ศ. 1953 โดย Meyer, Saika และ Gutowsky ในปี ค.ศ. 1956 เครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์เริ่มมีจำหน่ายในทางการค้า

งานวิจัยและประยุกต์ใช้งานเทคนิคเอ็นเอ็มอาร์ ในลักษณะที่ต้องสร้างเครื่องมือขึ้นเองโดยไม่อาศัยเครื่องมือที่นำเข้ามาจากต่างประเทศของนักวิจัยชาวไทยอาจนับย้อนไปถึงปี พ.ศ. 2517 อย่างไรก็ตามเป็นการสร้างเครื่องมือระดับพื้นฐาน ซึ่งการขาดความรู้ทางวิศวกรรมไฟฟ้าทำให้การดำเนินการไม่ประสบความสำเร็จ งานวิจัยซึ่งดำเนินการในช่วงแรกเป็นการทดลองในแบบคลื่นต่อเนื่องซึ่งประกอบด้วยเครื่องมืออย่างง่ายคือออสซิลเลเตอร์ และเอนเวโลปดิเทกเตอร์ (สุน ศรีสวัสดิ์ 2521: 2 - 10) แม้ว่าในเวลาต่อมา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์พัฒนาไปอย่างมาก งานวิจัยในเรื่องนี้ของนักวิจัยชาวไทยก็มีการพัฒนาไปจนใช้วิธีพัลส์เอ็นเอ็มอาร์ (Sripen Towta 1981 : 37 - 52) ในเคมีวิเคราะห์ การพัฒนาจนถึงการสร้างภาพตัดขวางของวัตถุตัวอย่าง (ไข่มุก) ของนักวิจัยชาวไทย (Chunpen Simaroj Thomas 1981 : 1 - 28) แม้ว่าการวิจัยของนักวิจัยชาวไทยจะก้าวไปตามเทคโนโลยี แต่เป็นการประยุกต์ใช้งานเครื่องมือสำเร็จที่นำมาประกอบเป็นระบบโดยมิได้วิจัยพัฒนาอุปกรณ์ประกอบขึ้นเอง ผู้เขียนมีความเห็นว่าควรวิจัยพัฒนาเพื่อสร้างเครื่องมือเครื่องใช้ โดยใช้เทคโนโลยีของตนเอง เราจำเป็นต้องมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

know how ในทุกส่วนของงานโดยถี่ถ้วน ซึ่งจะทำให้เราสามารถพึ่งพาตนเองได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นระบบรับส่งวิทยุที่เป็นส่วนประกอบสำคัญหนึ่งในสามของเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์ เป็นส่วนประกอบของเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์ที่นักวิจัยของเราละเลย โดยใช้วิธีพึ่งพาเครื่องมือสำเร็จรูปมาตลอด ควรได้รับการวิจัยและพัฒนา เพื่อให้เหมาะสมกับความต้องการที่ใช้งานจริงโดยไม่จำเป็นต้องอาศัยอุปกรณ์สำเร็จมาดัดแปลง ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับคือมีเทคโนโลยีในส่วนหนึ่งของเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์ในระดับที่พร้อมจะใช้งานได้เมื่อรวมกับเทคโนโลยีในส่วนอื่นแล้ว เราจะสามารถพัฒนาเครื่องมือประเภทนี้ขึ้นใช้เองแทนการนำเข้าจากต่างประเทศ หรืออย่างน้อยการพัฒนาเครื่องมือรับส่งสัญญาณวิทยุขึ้นเองจะทำให้เรามีความเข้าใจการทำงานของระบบที่ซับซ้อนกว่าเช่น เครื่องมือเอ็มอาร์ไอ (MRI, Magnetic Resonance Imaging) ได้ดีกว่าที่เป็นอยู่ในปัจจุบัน เพราะว่าการใช้งานในวงการแพทย์ นักรังสีเทคนิคเป็นเพียงผู้ใช้งานเครื่องมือเท่านั้น โดยแพทย์จะไม่ทราบเลยว่าเลขวามเบื้องหลังปุ่มต่าง ๆ นั้น เกิดอะไรขึ้นบ้างที่ทำให้ได้ผลการวินิจฉัยจากภาพที่ได้จากผู้ป่วย นอกจากนี้ถ้าพิจารณาว่าเทคโนโลยีการใช้งานและพัฒนาอุปกรณ์แม่เหล็กและเทคโนโลยีการประมวลสัญญาณดิจิทัลเป็นสิ่งที่เราหามาได้ เราสามารถสร้างเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์สเปกโตรมิเตอร์ที่มีประสิทธิภาพขึ้นเองได้

### แนวคิดในการออกแบบ

การออกแบบวงจรความถี่วิทยุไม่ใช่เรื่องลำบาก แต่การนำสิ่งที่ออกแบบได้มาสร้างเป็นต้นแบบที่ประสบความสำเร็จกับต้นแบบวงจรแรกที่สร้างขึ้นอาจเป็นสิ่งที่ทำให้ผู้ที่ออกแบบอยากจะเปลี่ยนอาชีพงานเกี่ยวกับความถี่วิทยุมักถูกมองว่าเป็นศิลปะหรือเวทย์มนต์ อย่างไรก็ตามการออกแบบวงจรวิทยุเป็นไปตามกฎพื้นฐานที่เราทราบคือ กฎของโอห์ม กฎของเคอร์ชอฟ กฎของเลนซ์ หรือกฎของฟาราเดย์ เพียงแต่เรามองข้ามไป (เช่น ตัวเก็บประจุหนึ่งตัวเป็นได้ทั้งตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน หรือขดลวดเหนี่ยวนำขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งาน) ถ้าเรายอมรับและปฏิบัติตามกฎโดยไม่ละเลย ความสำเร็จในการออกแบบและสร้างต้นแบบเป็นสิ่งที่เกิดขึ้นได้ Bryant (1994 : 433 - 447) การออกแบบอุปกรณ์รับส่งวิทยุสำหรับเครื่องมือพัลส์เอ็นเอ็มอาร์ที่เสนอในงานวิจัยนี้ ผู้เขียนเสนอการออกแบบให้ตอบสนองความต้องการของเครื่องมือพัลส์เอ็นเอ็มอาร์ในลักษณะที่มีความยืดหยุ่นสูงสามารถดัดแปลงให้ใช้งานกับอุปกรณ์เอ็นเอ็มอาร์ในหลายลักษณะ โดยมีคุณสมบัติและคุณภาพของวงจรเท่าเทียมหรือดีกว่าวงจรที่ใช้ในงานในเทคนิคเอ็นเอ็มอาร์ที่มีอยู่ด้วยราคาที่เหมาะสม การออกแบบโดยอาศัยโปรแกรมช่วยการออกแบบ ทำให้โอกาสที่ต้นแบบของวงจรต่าง ๆ ประสบความสำเร็จในครั้งแรกสูง หลีกเลี่ยงการลองผิดลองถูก เนื่องจากการเสียเวลาและสิ้นเปลืองทรัพยากรอย่างมาก โดยเฉพาะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความดีวิทย์มักจะมีราคาสูงตามระดับกำลังงาน ความดีที่ใช้ วิธีการออกแบบที่ประสบความสำเร็จโดยมี ต้นทุนต่ำจะเกิดจากการใช้โปรแกรมช่วยการออกแบบหรือจำลองการทำงานของวงจรก่อนสร้างจริง ผู้เขียนนำเสนอการออกแบบโดยอาศัยโปรแกรมช่วยการออกแบบที่มีการใช้งานกันกว้างขวางในห้องปฏิบัติการ หรือมหาวิทยาลัยต่าง ๆ (อินพุทไฟล์ และแบบจำลองของอุปกรณ์แสดงในภาคผนวก) ต้นแบบของวงจรที่สร้างขึ้นถูกทดลองเปรียบเทียบกับคุณสมบัติที่ได้จากการจำลองการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีของเอ็นเอ็มอาร์

#### นิวเคลียร์สปิน และโมเมนต์แม่เหล็ก

เราทราบกันว่านิวเคลียสของธาตุทั้งหลายประกอบด้วยโปรตอน (proton) และนิวตรอน (neutron) ซึ่งรวมเรียกว่า นิวคลีออน (nucleon) นิวคลีออนเหล่านี้จะเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลารอบจุดศูนย์กลางมวลของระบบและเคลื่อนที่รอบตัวเอง การจัดตัวจะคล้ายคลึงกับการจัดตัวของอิเล็กตรอน (electrons) ที่โคจรรอบๆ นิวเคลียส การสปิน (spin) ของนิวคลีไอ (nuclei) ทำให้เกิดโมเมนต์แม่เหล็ก (magnetic moment) ความสัมพันธ์ของโมเมนต์แม่เหล็ก  $\bar{\mu}$  กับโมเมนต์เชิงมุม  $\bar{J}$  (total angular momentum) เป็นไปตามสมการ

$$\bar{\mu} = \gamma \bar{J} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $\gamma$  คือ อัตราส่วนไจโรแม่เหล็ก (gyromagnetic ratio) ซึ่งเป็นค่าคงที่สำหรับนิวเคลียสของธาตุแต่ละชนิด

#### พฤติกรรมของระบบนิวเคลียสในสนามแม่เหล็กคงที่

ถ้าวางนิวเคลียสไว้ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ  $\bar{B}_0$  จากทฤษฎีควันตัม (quantum theory) นิวเคลียสจะมีพลังงาน  $E$  โดย

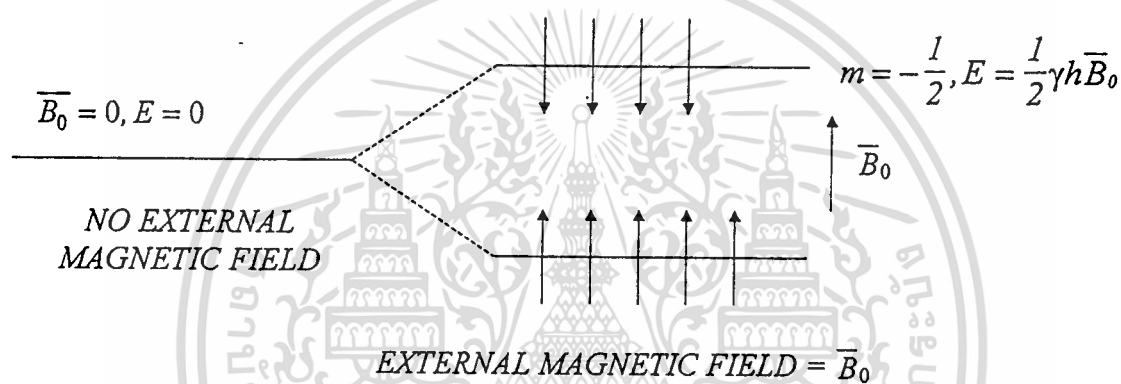
$$E = -\gamma \frac{h}{2\pi} \bar{B}_0 m \quad (2.2)$$

โดย

$$m = I, (I-1), \dots, -(I-1), -I \quad (2.3)$$

เมื่อ  $h$  เป็นค่าคงที่ของพลังค์ (Planck 's constant)  $m$  คือเป็นเลขควันตัมแม่เหล็ก (magnetic quantum number) และ  $I$  คือ เลขควันตัมของโมเมนต์เชิงมุม (angular momentum quantum number)  $I$  เป็นเลขจำนวนเต็ม หรือครึ่งหนึ่งของเลขจำนวนเต็มโดยขึ้นอยู่กับจำนวนนิวคลีออนของนิวเคลียส เช่น ของไฮโดรเจน  $I = 1/2$  แสดงว่า  $m$  มีค่าเท่ากับ  $\pm 1/2$  ดังนั้นนิวเคลียสจะมีระดับพลังงานแยกเป็น 2 ระดับ ดังแสดงในภาพที่ 1 จะเห็นว่าระดับพลังงานทั้งสองของนิวเคลียสต่าง

ภาพที่ 1



แสดง ระดับพลังงานของนิวเคลียส เมื่อ  $I = 1/2$  ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ ลูกศรแสดงการจัดตัวของ โมเมนต์แม่เหล็กของนิวเคลียส

กันเท่ากับ  $\gamma \overline{B}_0 h / 2\pi$  ซึ่งหมายความว่าพลังงานขนาด  $\gamma \overline{B}_0 h / 2\pi$  จากภายนอกจะถูกดูดกลืนไว้ได้และนิวเคลียสก็สามารถปล่อยพลังงานนี้ออกมาได้เช่นเดียวกับการดูดหรือคายพลังงานของอะตอม

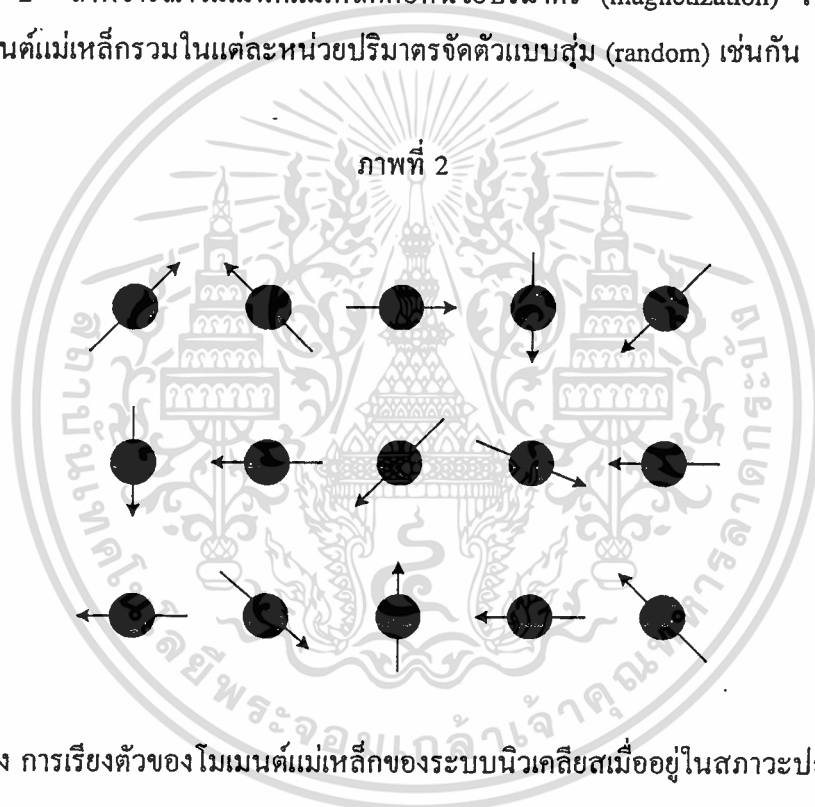
ถ้าคลื่นวิทยุพลังงาน  $h\nu$  ( $\nu$  คือความถี่) จากภายนอกกระทบนิวเคลียสของระบบนิวเคลียสดูดกลืนไว้ได้ แสดงว่าพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั้นตรงกับผลต่างของระดับพลังงานในระบบนิวเคลียสพอดี หรือ

$$h\nu = \gamma \overline{B}_0 h / 2\pi$$

จะได้

$$\nu = \frac{\gamma \overline{B}_0}{2\pi} \quad (2.4)$$

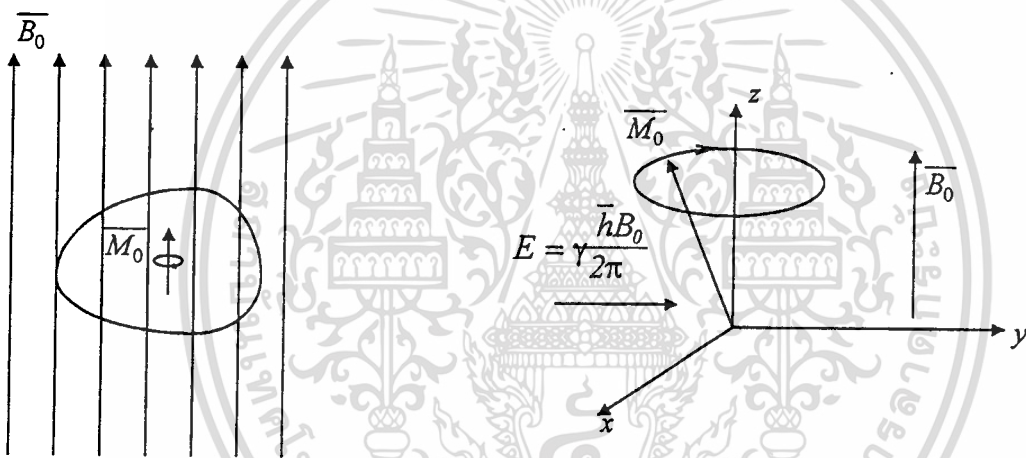
สมการที่(2.4) แสดงให้เห็นว่านิวเคลียสมีความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ค่าหนึ่งเมื่อนิวเคลียสถูกวางไว้ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอและสามารถดูดกลืนพลังงานจากสิ่งแวดล้อมที่มีความถี่ตรงกับความถี่ธรรมชาติของมันได้ กรณีเช่นนี้เป็นเงื่อนไขของการเกิดเรโซแนนซ์แม่เหล็กซึ่งเรียกว่าเอ็นเอ็มอาร์ (NMR ; nuclear magnetic resonance) ความถี่ธรรมชาติของนิวเคลียสเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าความถี่ลามอร์ (Lamor frequency) เมื่อระบบนิวเคลียสอยู่ในสภาวะปกติ ไม่มีสนามแม่เหล็กจากภายนอกครอบงวน โมเมนต์แม่เหล็กของนิวเคลียสแต่ละตัวจะเรียงตัวโดยมีทิศทางไม่แน่นอนดังภาพที่ 2 ถ้าพิจารณาโมเมนต์แม่เหล็กต่อหน่วยปริมาตร (magnetization) ในสภาวะปกติจะพบว่าโมเมนต์แม่เหล็กรวมในแต่ละหน่วยปริมาตรจัดตัวแบบสุ่ม (random) เช่นกัน ถ้าวางระบบ



นิวเคลียสได้ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ  $\overline{B_0}$  โมเมนต์แม่เหล็กของแต่ละนิวเคลียสจะส่ายรอบเส้นแรงของสนาม  $\overline{B_0}$  ด้วยความถี่ธรรมชาติหรือความถี่ลามอร์อย่างเป็นระเบียบแสดงในภาพที่ 3 ถ้าระบบนิวเคลียสของไฮโดรเจนซึ่งนิวเคลียสประกอบด้วยโปรตอน วางอยู่ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอที่มีความหนาแน่นฟลักซ์ (flux density) เท่ากับ 0.15 เทสลา (tesla) ระบบนิวเคลียสของไฮโดรเจนจะมีความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 6.5 MHz ถ้าส่งคลื่นวิทยุที่มีความถี่ตรงกับความถี่ธรรมชาติของระบบนิวเคลียสที่วางอยู่ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอเข้าไปในระบบนิวเคลียสนั้น โดยกำหนด

ให้สนามแม่เหล็กสม่ำเสมอชี้ในแกน  $+z$  และสนามแม่เหล็กของคลื่นวิทยุเปลี่ยนแปลงอยู่ในแกน  $y$  ระบบนิวเคลียสจะดูดกลืนพลังงานของนิวเคลียสเท่ากับ  $\gamma B_0 / 2\pi$  เมื่อระบบนิวเคลียสดูดกลืนพลังงานที่มีความถี่  $\gamma B_0 / 2\pi$  คลื่นวิทยุได้ผลลัพธ์ทำให้แมกนีโตเซชัน  $\overline{M}_0$  เบนออกจากแกน  $z$  แล้วส่ายรอบแกน  $z$  ดังภาพที่ 2.3 (ข) เราสามารถทำให้  $\overline{M}_0$  เอียงทำมุมกับแกน  $z$  เท่าไรก็ได้ขึ้นกับเวลาที่มันดูดกลืนคลื่นวิทยุ กรณีที่  $\overline{M}_0$  ถูกทำให้เอียงทำมุม 90 หรือ 180 องศา กับแกน  $z$  จะเรียกว่า อาร์เอฟพัลส์ 90 องศา ( $90^\circ$  RF. pulse) หรืออาร์เอฟพัลส์ 180 องศา เป็นต้น หลังจากนี้

ภาพที่ 3



- แสดง (ก) เมื่อระบบนิวเคลียสวางอยู่ในสนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ  $\overline{B}_0$  โมเมนต์แม่เหล็กต่อหน่วยปริมาตร  $\overline{M}_0$  จะจัดตัวตามทิศทาง  $\overline{B}_0$
- (ข) การส่ายรอบสนาม  $\overline{B}_0$  ของ  $\overline{M}_0$  ด้วยความถี่ธรรมชาติของระบบ นิวเคลียสเท่ากับ  $\gamma B_0 / 2\pi$  เมื่อระบบนิวเคลียสดูดกลืนพลังงานที่มีความถี่  $\gamma B_0 / 2\pi$

$\overline{M}_0$  เอียงทำมุมกับแกน  $z$  ในขณะที่นิวเคลียสดูดกลืนคลื่นอาร์เอฟ เมื่อหยุดจ่ายอาร์เอฟพัลส์  $\overline{M}_0$  จะเคลื่อนตัวเข้าสู่สมดุลเดิมโดยปล่อยพลังงานคลื่นวิทยุที่ดูดกลืนไปให้ระบบแวดล้อม

### สนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ

สนามแม่เหล็กสม่ำเสมอเป็นตัวกำหนดความถี่ของนิวคลีไอในการเกิดการหมุนควง (precession) ในเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์สเปกโตรมิเตอร์ สนามเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (magnetic induction field) หรือฟลักซ์แม่เหล็กกำหนดเป็นเทสลาในหน่วย SI ( $10^{-4} T = 1 \text{ gauss}(G)$ ) สนามแม่เหล็กสม่ำเสมอสร้างได้จากแม่เหล็กถาวร (permanent magnets) แม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnets) และแม่เหล็กชนิดตัวนำยิ่งยวด (Superconduction magnets) เครื่องมือฟลักซ์เอ็นเอ็มอาร์ส่วนใหญ่มักใช้แม่เหล็กไฟฟ้า หรือแม่เหล็กชนิดตัวนำยิ่งยวดเนื่องจากสร้างความเข้มสนามได้สูงกว่าแม่เหล็กถาวร แม่เหล็กในเครื่องมือสร้างภาพทางการแพทย์ หรือเอ็มอาร์ไอ (MRI ; Magnetic Resonance Imaging) มักเป็นแม่เหล็กชนิดตัวนำยิ่งยวด ความถี่ธรรมชาติของระบบนิวเคลียสของไฮโดรเจนมีค่า 42.553 MHz ต่อความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก 1 เทสลา ในสภาวะเกิดการเรโซแนนซ์นิวคลีไอจะได้รับผลรวมของสนามแม่เหล็ก 2 สนามคือ สนามแม่เหล็กสม่ำเสมอ  $\overline{B_0}$  และสนามแม่เหล็กไฟฟ้าอันเนื่องมาจากคลื่นวิทยุ  $\overline{B_1}$  โดยทั่วไปนิยมให้ทิศทางของ  $\overline{B_0}$  อยู่ในแกน Z และมักกำหนดให้แกน Z อยู่ในแนวตั้งเสมอ ความสม่ำเสมอของสนามแม่เหล็กจะสัมพันธ์กับกำลังแยกขยายของสเปกโตรมิเตอร์ กำลังแยกขยายของสเปกโตรมิเตอร์คือการวัดความสามารถของการแยกสัญญาณที่อยู่ใกล้กันในสเปกตรัมออกจากกัน (แม้ใน อมรสิทธิ์ 2534 : 223-225) แม้ว่าการผลิตแม่เหล็กจะทำด้วยความระมัดระวังอย่างไร การจะทำให้แม่เหล็กมีความสม่ำเสมอของสนามแม่เหล็กสูงเป็นสิ่งที่เป็นไปได้ยาก ดังนั้นต้องมีวิธีการปรับที่เหมาะสมเพื่อให้สนามแม่เหล็กมีความสม่ำเสมอตลอดเวลา ตามปกติระหว่างขั้วแม่เหล็กจะมีเกรเดียนท์ (gradient) ของสนามแม่เหล็ก ซึ่งเกรเดียนท์สนามแม่เหล็กนี้อาจเป็นเส้นตรงหรือเป็นเส้นโค้งก็ได้ ในการปรับเกรเดียนท์นี้(ไม่ว่าจะเป็นแม่เหล็กถาวรหรือแม่เหล็กไฟฟ้า) จะใช้แม่เหล็กไฟฟ้าอันเล็กๆ เรียกว่า ชิมคอยล์ (shim coil) เมื่อปรับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านชิมคอยล์เหล่านี้ ฟลักซ์แม่เหล็กทั้งหมดระหว่างขั้วแม่เหล็กก็จะถูกปรับให้มีความสม่ำเสมอตลอด กรรมวิธีเหล่านี้เป็นสิ่งจำเป็น ถ้าแม่เหล็กมีความเสถียรสูงก็จะใช้ชิมคอยล์เพียง 2-3 ชุด

### สนามเกรเดียนท์

สนามเกรเดียนท์สร้างจากขดลวดจ่ายกระแสความถี่ต่ำ สนามเกรเดียนท์สร้างได้ในทุกทิศทางของแกน X , Y , Z สนามเกรเดียนท์มีความจำเป็นเฉพาะเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์ที่ใช้สร้างภาพทางการแพทย์ ซึ่งต้องการเลือกแผ่นสไลซ์ (Slice) ที่ต้องการพิจารณาเฉพาะส่วนของผู้ป่วย สนาม

เกรเดียนท์ทำให้เกิดการเข้ารหัสสเปซ (spatial encoding) แยกเฉพาะส่วนของวัตถุตัวอย่าง (ผู้ป่วย) เพื่อทำเรโซแนนซ์แม่เหล็ก ซึ่งแตกต่างจากกรณีของสเปกโตรมิเตอร์ที่ทำการศึกษาโดยเรโซแนนซ์ทั้งวัตถุตัวอย่างพร้อมกัน การใช้สนามเกรเดียนท์ทำให้คลอควัตถุตัวอย่างใดๆ มีความถี่เรโซแนนซ์ต่างกัน เราสามารถเรโซแนนซ์ได้ในทุกระนาบที่สนใจ ดังนั้นแผ่นสไลซ์จึงสามารถสร้างได้ในทุกแนวระนาบไม่ได้ถูกจำกัดโดยคุณสมบัติเชิงกลของเครื่องมือเพราะการเลือกทำโดยอิเล็กทรอนิกส์ การที่จะได้มาซึ่งภาพของสไลซ์ที่มีคุณภาพ เกรเดียนท์ของสนามอาจมีขนาด  $10 \mu T / mm$  วงจรขยายที่จ่ายกระแสให้ขดลวดเกรเดียนท์ เป็นวงจรขยายกำลังความถี่ต่ำที่มีแบนด์วิดท์ถึงสัญญาณดีซี กระแสที่จ่ายให้ขดลวดอาจมีค่าสูงถึง 200 แอมแปร์ (Young : 1987)

### การดูดกลืนพลังงานคลื่นวิทยุ

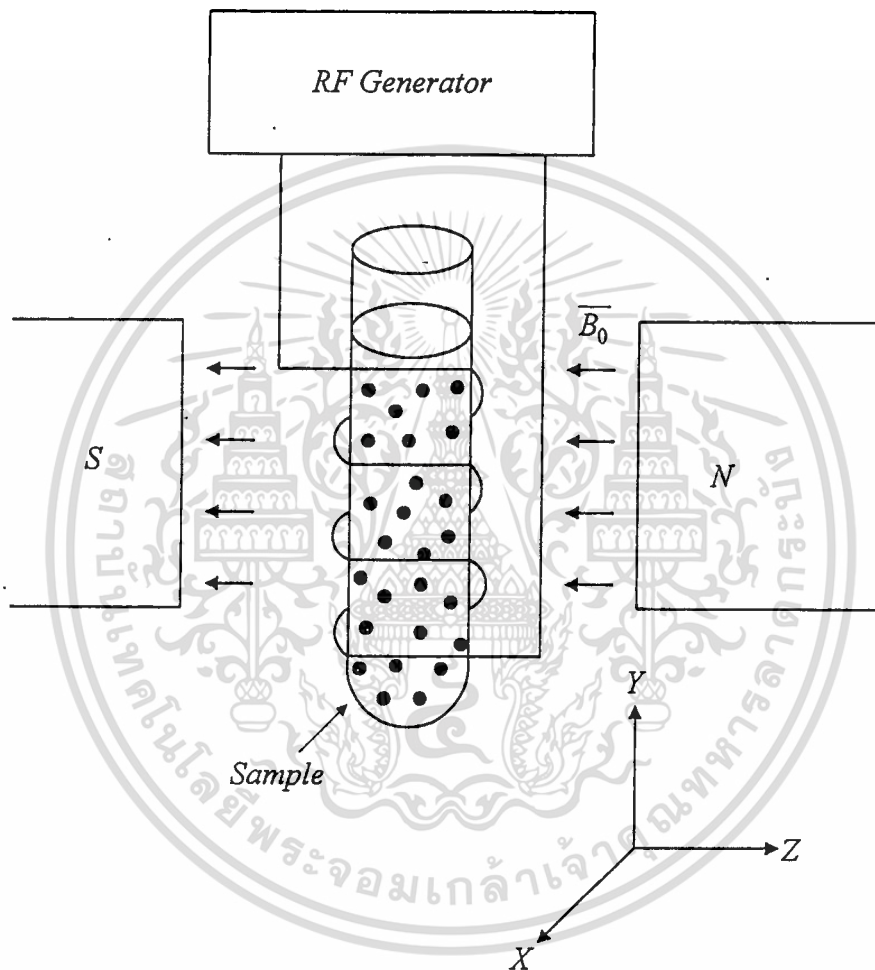
การดูดกลืนพลังงานคลื่นวิทยุเกิดขึ้นเมื่อสนามแม่เหล็กความถี่วิทยุ  $\overline{B_1}$  จากภายนอกกระบวนนิวเคลียสที่เกิดเรโซแนนซ์แม่เหล็กมีความถี่ตรงกับความถี่ลาเมอร์ ความถี่ที่ระบบนิวเคลียสดูดกลืนพลังงานคลื่นวิทยุจากภายนอก กำหนดจากสมการที่ (2.4) การป้อนสนามแม่เหล็กความถี่วิทยุให้ระบบนิวเคลียสของวัตถุตัวอย่างสามารถทำได้ โดยวางวัตถุตัวอย่างไว้ในขดลวดโซลินอยด์ (Solenoid) ดังแสดงในภาพที่ 2.4 ถ้าเราปรับความถี่ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ (RF. Generator) เริ่มจากความถี่ต่ำจนถึงความถี่สูงที่แหล่งกำเนิดสัญญาณผลิตได้ เราจะพบว่าที่ความถี่ลาเมอร์ของวัตถุตัวอย่างในสนามสม่ำเสมอ  $\overline{B_0}$  วัตถุตัวอย่างจะดูดกลืนพลังงานความถี่วิทยุที่มีค่าตรงกับความถี่ลาเมอร์ ซึ่งอาจสังเกตได้จากแรงดันเอาท์พุทของแหล่งกำเนิดสัญญาณมีค่าลดลงจากเดิม พลังงานภายนอกจะทำให้ระดับพลังงานของนิวเคลียสเปลี่ยนแปลงดังแสดงในภาพที่ 1 สนามแม่เหล็กความถี่วิทยุจะทำให้นิวคลีไอเปลี่ยนแปลงระดับพลังงาน นิวคลีไอในระดับพลังงานต่ำจะดูดกลืนพลังงานแล้วขึ้นไปอยู่ที่ระดับพลังงานสูง (โดยจัดตัวในทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็ก) นิวคลีไอในระดับพลังงานสูงบางตัวจะถูกกระตุ้นให้คายพลังงานออกมาแล้วลงไปอยู่ในระดับพลังงานต่ำ (โดยจัดตัวในทิศทางเดียวกันกับสนามแม่เหล็ก) การเปลี่ยนแปลงนี้จะเกิดเมื่อ  $\Delta E = h\nu$

### เวลาผ่อนคลาย

เวลาผ่อนคลาย (relaxation time) ของระบบนิวเคลียสมี 2 กรณี คือ

$T_1$  เวลาผ่อนคลายสปินแลตทิซ (spin-lattice relaxation time)

ภาพที่ 4



แสดง การป้อนสนามแม่เหล็กความถี่วิทยุให้วัตถุตัวอย่าง

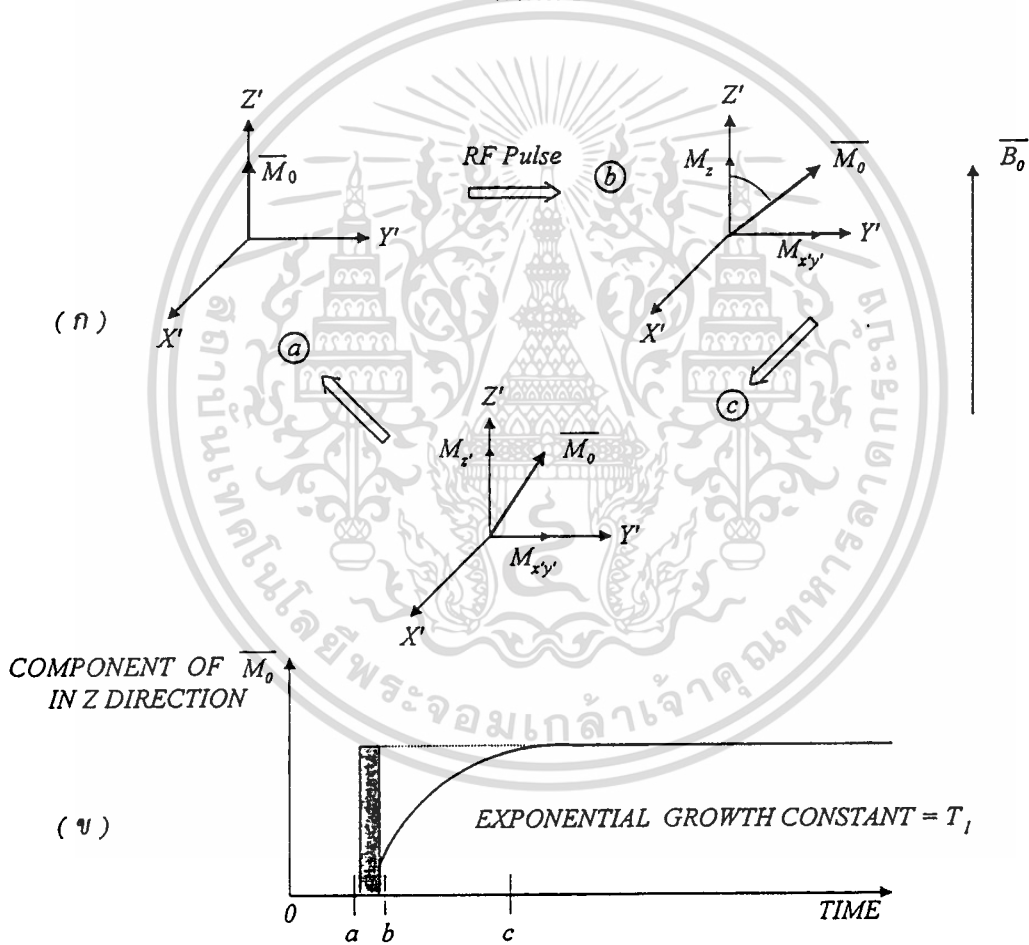
ถ้ากำหนดให้  $X' Y' Z'$  เป็นกรอบอ้างอิงจุดหมุนซึ่งหมุนด้วยความถี่เท่ากับความถี่ธรรมชาติของระบบนิวเคลียสรอบแกน  $Z'$  โดยที่  $Z'$  กับแกน  $Z$  ชี้ไปในทางเดียวกัน สำหรับอาร์เอฟพัลส์ 90 องศา ส่วนประกอบของแมกนีโตเซชันในแกน  $Z'$  คือ  $M_z$  จำนวนได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M_z = M_0 [1 - \exp(-t / T_1)] \tag{2.5}$$

$M_0$  เป็นขนาดของแมกนีไทเซชันที่จุดสมดุลความร้อน (thermal - equilibrium magnetization) มีทิศทางไปตามแกน  $Z'$  และ  $t$  คือเวลาใดๆ เมื่อระบบนิวเคลียสดูดกลืนพลังงานคลื่นวิทยุ แมกนีไทเซชันเคลื่อนตัวเบนออกจากสมดุลเดิมในแกน  $Z'$  ดังภาพที่ 5 (ก) เมื่อหยุดป้อนคลื่นวิทยุ

ภาพที่ 5



แสดง แมกนีไทเซชันของระบบนิวเคลียสจัดตัวอยู่ในระนาบ  $X' Y' Z'$

(ก) ระบบนิวเคลียสดูดกลืนคลื่นวิทยุ

(ข) การเพิ่มขึ้นของส่วนประกอบของแมกนีไทเซชันในแกน  $Z'$

ภาพที่ 5 แสดง แมกนีไตเซชันของระบบนิวเคลียสจัดตัวอยู่ในระนาบ  $X' Y' Z'$  ซึ่งหมุนด้วยความถี่เท่ากับความถี่ธรรมชาติของระบบนิวเคลียสรอบแกน  $Z'$  (ก) ระบบนิวเคลียสดูดกลืนคลื่นวิทยุ แมกนีไตเซชันจึงเอียงทำมุม  $\theta$  กับแกน  $Z'$  (ข) โดยมีส่วนประกอบในแกน  $Z'$  ซึ่งจะเพิ่มขึ้นเมื่อคลื่นวิทยุหมด (ค) เพื่อปรับตัวสู่สมดุล (ง) การเพิ่มขึ้นของส่วนประกอบของแมกนีไตเซชันในแกน  $Z'$  จะเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียล แมกนีไตเซชันจะเริ่มเคลื่อนตัวกลับเข้าสู่สมดุลเดิม ในการนี้ส่วนประกอบของแมกนีไตเซชันในแกน  $Z'$  จะเพิ่มขึ้นแบบเอกซ์โพเนนเชียลตามสมการที่ (2.5) และมีค่าคงตัวทางเวลาเท่ากับ  $T_1$  ดังภาพที่ 5(ข) การเพิ่มขึ้นของ  $M_z$  มันจะปล่อยพลังงานจากระบบไปสู่สิ่งแวดล้อม คือปล่อยจากระบบสปินไปสู่แลตทิซจึงเรียก  $T_1$  ว่า เวลาผ่อนคลายสปินแลตทิซ

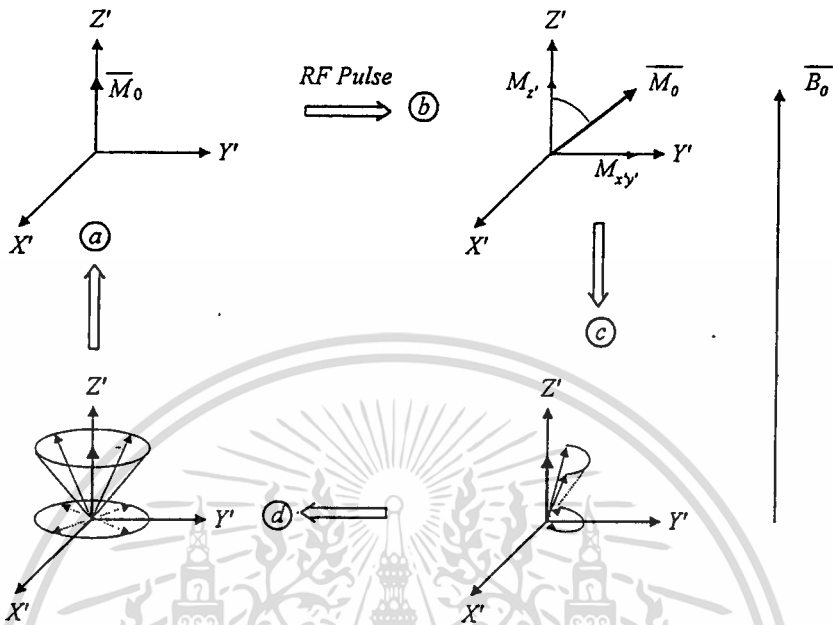
$T_2$  เวลาผ่อนคลาย สปิน-สปิน (spin-spin relaxation time นอกจากส่วนประกอบของแมกนีไตเซชัน ในแกน  $Z'$  แล้วยังมีส่วนประกอบในระนาบ  $X' Y'$  อีกด้วยคือ  $M_{xy}$  ซึ่งคำนวณได้จาก

$$M_{xy} = (M_{xy})_0 \exp(-t/T_2) \quad (2.6)$$

โดย  $(M_{xy})_0$  คือแมกนีไตเซชันในระบบ  $X' Y'$  เมื่อ  $t = 0$  จากสมการที่ (2.6) สนามแม่เหล็กมีความสม่ำเสมออย่างแท้จริง ส่วนประกอบของแมกนีไตเซชันในระนาบ  $X' Y'$  จะลดลงอย่างเอกซ์โพเนนเชียล ค่าคงตัวทางเวลา  $T_2$  จะเรียกว่าเวลาผ่อนคลายสปิน-สปิน การลดลงของ  $M_{xy}$  จะทำให้เกิดสัญญาณที่เรียกว่า เอฟไอดี (FID, free induction decay)

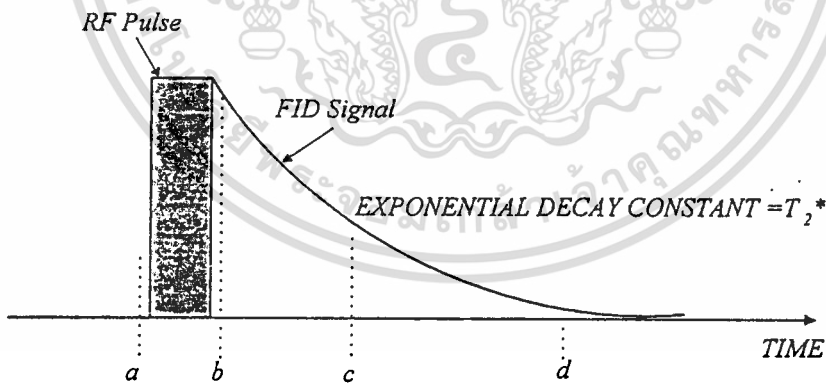
กรณีที่สนามแม่เหล็ก  $\overline{B}_0$  ไม่สม่ำเสมอ แมกนีไตเซชันในระนาบ  $X' Y'$  จะลดลงอย่างเอกซ์โพเนนเชียล ด้วยค่าคงตัวทางเวลาที่สั้นลงเป็น  $T_2^*$  กล่าวคือเมื่อระบบนิวเคลียสดูดกลืนคลื่นวิทยุแล้ว แมกนีไตเซชันเอียงทำมุมกับแกน  $Z'$  ทำให้มีส่วนประกอบในระนาบ  $X' Y'$  เนื่องจากความไม่สม่ำเสมอไม่แท้จริงของ  $\overline{B}_0$  จึงทำให้แมกนีไตเซชันหมุนรอบแกน  $Z'$  และส่วนประกอบของมันในระนาบ  $X' Y'$  ก็จะกระจายเต็มระนาบ  $X' Y'$  ดังแสดงในภาพที่ 6 และสัญญาณเอฟไอดีที่ตรวจจับได้แสดงในภาพที่ 7

ภาพที่ 6



แสดง แมกนีไทเซชันหมุนรอบ  $z'(cd)$  เนื่องจากสนามแม่เหล็ก  $\overline{B_0}$  ไม่สม่ำเสมออย่างสมบูรณ์

ภาพที่ 7



แสดง สัญญาณเอฟไอดีหลังจากที่ระบบนิวเคลียสดูดกลืนคลื่นวิทยุแล้ว เวลา  $b$  สัญญาณเอฟไอดีจะแรงที่สุด เวลา  $c$  แมกนีไทเซชันเริ่มส่ายรอบแกน  $Z'$  สัญญาณเอฟไอดีจึงลดลง และเวลา  $d$  ส่วนประกอบของแมกนีไทเซชันในระนาบ  $X' Y'$  กระจายแบบสุ่มจึงทำให้ เอฟไอดีลดลงจนเป็นศูนย์

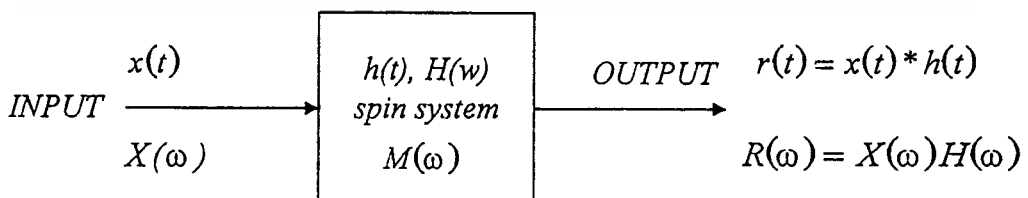
### การตรวจจับสัญญาณเอ็นเอ็มอาร์ แบบวิธีคลื่นต่อเนื่อง

ในเครื่องสเปกโตรมิเตอร์อย่างง่ายดังภาพที่ 4 สภาวะการเกิดเรโซแนนซ์ทำได้โดยให้สนามแม่เหล็กคงที่ และปรับความถี่ของแหล่งกำเนิดสัญญาณในช่วงโปรตอนจะเกิดเรโซแนนซ์ เราก็จะเห็นการเปลี่ยนแปลงที่เอาท์พุทของแหล่งกำเนิดสัญญาณ วิธีการนี้จะเรียกว่าการกวาดความถี่วิทยุ (frequency sweep) อีกวิธีหนึ่งคือการกำหนดให้ความถี่วิทยุมีค่าคงที่แล้วปรับความเข้มของสนามแม่เหล็กจนสังเกตการเรโซแนนซ์ได้ที่เอาท์พุทของแหล่งกำเนิดสัญญาณ วิธีการทั้งสองเรียกว่ากรรมวิธีคลื่นต่อเนื่อง (CW ; Continuous wave)

### วิธีการแปลงฟูริเยร์

ปัจจุบันวิธีการคลื่นคงที่ไม่นิยมใช้เนื่องจากประสิทธิภาพต่ำ วิธีการที่ใช้กันในสเปกโตรมิเตอร์ และอุปกรณ์สร้างภาพทางการแพทย์จะเป็นวิธีแปลงฟูริเยร์-พัลส์ (Pulsed Fourier Transform) วิธีการนี้วัตถุตัวอย่างจะได้รับอาร์เอฟพัลส์ในช่วงเวลาสั้นๆ เมื่อหยุดจ่ายอาร์เอฟพัลส์ก็จะทำการตรวจจับสัญญาณเอฟไอดี สัญญาณเอฟไอดีที่บันทึกไว้ในโดเมนเวลาถูกแปลงฟูริเยร์ ผลที่ได้ก็คือสเปกตรัมในโดเมนความถี่ซึ่งแทนองค์ประกอบทางเคมีของวัตถุตัวอย่าง เราสามารถแสดงการทำงานของระบบที่ใช้วิธีการแปลงฟูริเยร์ในลักษณะการหาผลตอบสนองของระบบเชิงเส้นดังแสดงในภาพที่ 8 โดยระบบเชิงเส้นในบล็อกไดอะแกรมแทนโครงสร้างทางเคมีของวัตถุตัวอย่าง Shaw (1984 : 53-54)

ภาพที่ 8



แสดง วัตถุตัวอย่างซึ่งสามารถพิจารณาเป็นระบบเชิงเส้น ซึ่งมีอินพุทและผลตอบสนอง

เอาท์พุทในโดเมนเวลาของระบบหาได้จาก

$$r(t) = h(t) * x(t) \quad (2.7)$$

โดย  $h(t)$  เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมนเวลา สำหรับการเรโซแนนซ์แม่เหล็ก  $h(t)$  ก็คือโครงสร้างทางเคมีของวัตถุตัวอย่าง การทำคอนโวลูชัน (Convolution) ตามสมการที่ (2.7) กับอินพุทที่เป็นเดลต้าฟังก์ชัน (delta function)

$$R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot \delta(t - \tau) d\tau \quad (2.8)$$

จะได้

$$r(t) = h(t) \quad (2.9)$$

ผลตอบสนองของระบบเชิงเส้นในโดเมนเวลาก็คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบ เช่นเดียวกับสัญญาณเอฟไอดี ก็คือ  $h(t)$  ของวัตถุตัวอย่าง ในโดเมนความถี่สมการที่ (2.7) จะเขียนได้ในแบบ

$$R(\omega) = H(\omega)X(\omega) \quad (2.10)$$

โดย  $H(\omega)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของระบบ ผลการแปลงฟูริเยร์ของเดลต้าฟังก์ชันมีค่าเท่ากับหนึ่ง ดังนั้น  $X(\omega)$  ซึ่งคืออาร์เอฟพัลส์ที่ป้อนให้ระบบนิวเคลียสจะทำให้เราได้เอาท์พุท

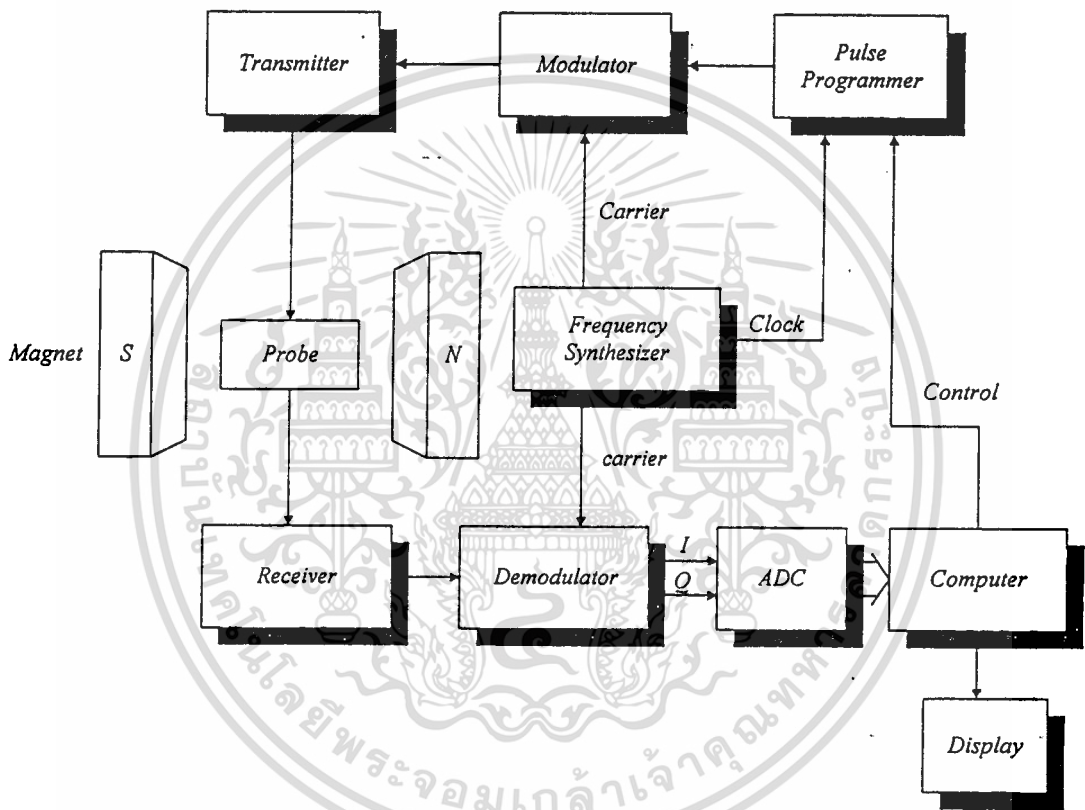
$$R(\omega) = H(\omega) \quad (2.11)$$

ในโดเมนความถี่สัญญาณเอฟไอดีจะแสดงเป็นสเปกตรัม ซึ่งแต่ละเส้นสเปกตรัม (spectral line) ก็จะเป็นการเลื่อนทางเคมี (chemical-shift) ของวัตถุตัวอย่างที่ทำให้เราทราบองค์ประกอบทางเคมีของวัตถุตัวอย่างนั้นๆ ได้

## โครงสร้างของเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์

โครงสร้างของเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์ แสดงในภาพที่ 9

ภาพที่ 9



แสดงโครงสร้างของเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์

จากภาพที่ 9 ส่วนต่างๆ ของเครื่องมือพัลส์เอ็นเอ็มอาร์ประกอบด้วยส่วนสังเคราะห์ความถี่ ทำหน้าที่ผลิตคลื่นพาร์สำหรับเครื่องส่ง และเครื่องรับวิทยุพร้อมกับสร้างสัญญาณนาฬิกาสำหรับ ส่วนโปรแกรมพัลส์ (pulse programmer) ซึ่งทำหน้าที่กำหนดเวลาส่งอาร์เอฟพัลส์  $T_1$  และ  $T_2$  มอดูเลเตอร์ (modulator) ทำหน้าที่มอดูเลตคลื่นพาร์กับแอมพลิจูดของพัลส์ทำให้ได้อาร์เอฟพัลส์ เครื่องส่งวิทยุ (Transmitter) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณอาร์เอฟพัลส์ให้มีกำลังสูงเพื่อจ่ายให้โพรบ

(probe) ที่มีวัตถุประสงค์อย่างอยู่ในเครื่องรับวิทยุ (Receiver) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเอพไอดีที่ได้รับได้ให้มีขนาดเพียงพอที่ตีโมดูเลเตอร์ (Demodulator) สามารถแยกสัญญาณเบสแบนด์ออกมาได้ สัญญาณเบสแบนด์จะป้อนให้วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC ; Analog to Digital Converter) เพื่อประมวลสัญญาณ โดยการแปลงฟูรีเยร์โดยคอมพิวเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

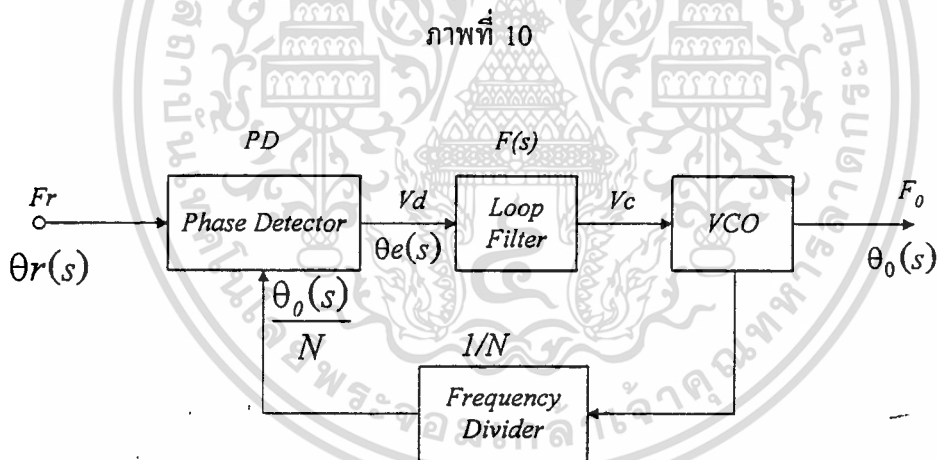
### ระบบส่งสัญญาณวิทยุ

ระบบส่งสัญญาณวิทยุของเครื่องมือพัลส์เอ็นเอ็มอาร์ ทำหน้าที่คล้ายเครื่องส่งเรดาร์ ประกอบด้วยส่วนกำเนิดคลื่นพาห์ (Carrier) วงจรมอดูเลเตอร์ วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก วงจรลดทอนเพื่อควบคุมระดับกำลังงานเอาต์พุต และวงจรขยายกำลัง เครื่องส่งวิทยุที่สร้างขึ้นใช้วิธีสร้างคลื่นพาห์ด้วยวิธีสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป (Phase locked loop) ส่วนมอดูเลเตอร์ในเครื่องส่งสัญญาณวิทยุจะขึ้นอยู่กับรูปร่างของอาร์เอฟพัลส์ (RF.pulse) ที่ต้องการ อาร์เอฟพัลส์รูปเหลี่ยม (Rectangular envelope) จะสร้างได้จากมอดูเลเตอร์ที่มีการทำงานเป็นสวิตช์ (Analog switch) หรือริงมอดูเลเตอร์ (ring modulator) ส่วนอาร์เอฟพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian RF. pulse) สามารถสร้างขึ้นโดยใช้วงจรคูณแอนะล็อก (Analog multiplier) ทำหน้าที่เป็นมอดูเลเตอร์ได้ดุล (Balance modulator) วงจรขยายกำลังสำหรับสัญญาณอาร์เอฟพัลส์รูปเหลี่ยมสามารถใช้วงจรขยายกำลังคลาสซี (Class C power amplifier) ได้ ในขณะที่วงจรขยายกำลังสำหรับอาร์เอฟพัลส์ที่มีรูปร่างแบบเกาส์ ต้องใช้วงจรขยายกำลังคลาสเอบี (Class AB Power Amplifier) หรือวงจรขยายกำลังเชิงเส้น (Linear power amplifier) วงจรขยายกำลังสำหรับพัลส์เอ็นเอ็มอาร์จะมีลักษณะการทำงานที่แตกต่างจากวงจรขยายกำลังสำหรับเครื่องส่งวิทยุ โดยทั่วไปคือมีการทำงานเป็นช่วงๆ วงจรจะจ่ายกำลังงานอาร์เอฟพัลส์ให้โหลดในช่วงใช้งาน (Duty cycle) สั้นๆ วงจรขยายกำลังจึงต้องมีการตอบสนองสัญญาณพัลส์ดี ประสิทธิภาพและการระบายความร้อนมักจะไม่ใช่วิทยาของเครื่องมือพัลส์เอ็นเอ็มอาร์ วงจรขยายกำลังเชิงเส้นจะทำงานตลอดเวลาแม้ว่าไม่มีสัญญาณอาร์เอฟที่อินพุต ต่างจากวงจรขยายสัญญาณคลาสซีหรือคลาสดี ดังนั้นในช่วงที่เครื่องส่งหยุดส่งพัลส์ ซึ่งเป็นช่วงที่เครื่องรับทำงานรับสัญญาณเอฟไอดี วงจรขยายกำลังของเครื่องส่งที่ทำงานในแบบเชิงเส้นจะส่งสัญญาณรบกวนแถบความถี่กว้างไปยังวงจรับสัญญาณ เราจึงต้องมีวิธีการป้องกันสัญญาณรบกวนจากวงจรขยายกำลังของเครื่องส่งวิทยุ ปัญหานี้จะเห็นชัดเจนเมื่อเครื่องส่งและเครื่องรับใช้โพรบตัวเดียวกัน

#### ส่วนสังเคราะห์ความถี่

ส่วนสังเคราะห์ความถี่ของเครื่องมือพัลส์เอ็นเอ็มอาร์ ทำหน้าที่สร้างคลื่นพาห์สำหรับอาร์เอฟพัลส์

ของเครื่องส่ง และคลื่นพาห์สำหรับโคฮีเรนต์ดีเทกเตอร์ (Coherent detector) การใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อม (Indirect frequency synthesizer) ด้วยเฟสล็อกลูป (Phase locked loop) หรือวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงด้วยดีดีเอส (DDS ; Direct Digital Synthesizer) เป็นวิธีการที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน แทนการใช้คริสตัลเลเตอร์ควบคุมด้วยผลึกคริสตัล (Crystal controlled oscillator) แบบเครื่องมือสมัยก่อน เนื่องจากการสังเคราะห์ความถี่ทำให้เปลี่ยนความถี่คลื่นพาห์ได้ง่าย และกำหนดความถี่ที่เปลี่ยนได้ล่วงหน้า ทำให้เครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์ มีคุณสมบัติหลายประการซึ่งไม่มีในเครื่องซึ่งใช้วิธีคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ เช่น สามารถเปลี่ยนความถี่คลื่นพาห์เพื่อสังเกตผลของการเลื่อนทางเคมี (Chemical shift) , สามารถเปลี่ยนความถี่เรโซแนนซ์ตามความเข้มข้นของสนามแม่เหล็กเป็นต้น การสังเคราะห์ความถี่อาศัยความถี่อ้างอิงจากคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ คุณภาพและเสถียรภาพของคลื่นพาห์ที่สังเคราะห์ได้ ก็จะเป็นไปตามความถี่อ้างอิง (Reference frequency) ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ บล็อกไดอะแกรมของระบบสังเคราะห์ความถี่แสดงในภาพที่ 10 จากบล็อกไดอะแกรม ระบบมีอินพุต



แสดง บล็อกไดอะแกรมของระบบสังเคราะห์ความถี่

เป็นความถี่อ้างอิง  $F_r$  ซึ่งได้มาจากคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ สัญญาณ  $F_r$  อาจเป็นสัญญาณรูปเหลี่ยม (Rectangular waveform) หรือรูปไซน์ (Sinusoidal) ที่มีสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ต่ำ และมีเสถียรภาพในโดเมนเวลาสูง สัญญาณ  $F_r$  จะใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณจากวีซีโอ (VCO ; Voltage Controlled Oscillator) ซึ่งถูกหารความถี่ลง  $N$  เท่า ด้วยวงจรหารความถี่ (Frequency divider) สัญญาณ  $F_r$  และ  $F_o / N$  จะเปรียบเทียบกับกันด้วยเฟสดีเทกเตอร์ PD (Phase Detector) ที่ใช้ในระบบ

เฟสล็อกกลุ่มีสองลักษณะคือ (1) เป็นวงจรมัลติพลายเออร์ (Analog multiplier) หรือ (2) เป็นวงจรมัลติพลายเฟส (Flip-Flop phase detector)

ระบบสังเคราะห์ความถี่ที่เราใช้เฟสดีเทกเตอร์ที่เป็นวงจรมัลติพลายเฟส เนื่องจากวงจรมัลติพลายเฟสสามารถให้เอาต์พุตในสถานะที่ความถี่อินพุตทั้งสอง ( $F_r$  และ  $F_o = F_o / N$ ) มีค่าไม่เท่ากัน และวงจรมัลติพลายเฟสมีพิสัยความถี่ที่ใช้งานได้สูงกว่าวงจรมัลติพลายเออร์ การใช้งานวงจรมัลติพลายเฟสต้องมีขนาดของ  $F_r$  และ  $F_o / N$  เป็นไปตามระดับสัญญาณของวงจรมัลติพลายเฟส (Logic circuit) สัญญาณเอาต์พุตของ PD มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างแปรตรงกับความต่างเฟสระหว่าง  $F_r$  และ  $F_o / N$  ความกว้างของสัญญาณเอาต์พุตของ PD จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันที่ใช้ควบคุมวงจรมัลติพลายเฟส (Loop filter) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ของระบบ แรงดันเอาต์พุตของวงจรมัลติพลายเฟสจะแปรตรงกับความต่างเฟสระหว่าง  $F_r$  และ  $F_o / N$  ในสภาวะที่ล็อก (Lock condition) เราจะได้ความถี่เอาต์พุต  $F_o = NF_r$  ความถี่เอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ถูกควบคุมจากตัวหารความถี่  $N$  และจะมีค่าเป็นจำนวนเท่าของ  $F_r$  จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 10 เมื่อพิจารณาในสภาวะล็อก PD จะมีแรงดันเอาต์พุต เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสอินพุตของ PD ถ้า  $N = 1$  ดังนั้น

$$V_d = k_d(\theta_r - \theta_o) \quad (3.1.1)$$

เมื่อ  $K_d$  เป็นเกนแฟคเตอร์ (Gain factor) ของเฟสดีเทกเตอร์มีหน่วยเป็นโวลต์ต่อเรเดียน (V/rad) แรงดัน  $V_d$  ถูกกรองโดยวงจรมัลติพลายเฟส ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอน  $F(s)$  ให้เป็นแรงดัน  $V_c$  สำหรับควบคุมความถี่เอาต์พุตของวงจรมัลติพลายเฟส ความถี่ของวงจรมัลติพลายเฟสจะเบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลางด้วยขนาด  $K_o V_c$  เมื่อ  $K_o$  เป็นเกนแฟคเตอร์ของวงจรมัลติพลายเฟสเป็นเรเดียนต่อวินาทีต่อโวลต์ (rad/sec/V) ความถี่เอาต์พุตของวงจรมัลติพลายเฟสยังมีอยู่แม้ว่าแรงดันควบคุมเป็นศูนย์ ( $V_c = 0$ ) ดังนั้นความถี่ของวงจรมัลติพลายเฟสจะมีลักษณะ  $\omega_{vco} = \omega_o + K_o V_c$  เมื่อ  $\omega_o$  เป็นความถี่ทำงานเสรี (Free-running frequency) ขณะที่  $V_c = 0$  การทำงานของวงจรมัลติพลายเฟสในโดเมนความถี่เชิงซ้อน (Complex frequency domain) มีลักษณะเป็นอินทิเกรเตอร์ที่สมบูรณ์ (perfect integrator) เนื่องจากความถี่เป็นอนุพันธ์ของเฟส การทำงานของวงจรมัลติพลายเฟสจะเป็น  $d\theta_o / dt = K_o V_c$  สำหรับในโดเมนความถี่เชิงซ้อน Gardner (1979 : 8-12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L\left\{\frac{d\theta(t)}{dt}\right\} = s\theta_o(s) = K_o V_c(s)$$

ดังนั้น

$$\theta_o(s) = \left[\frac{1}{s}\right] K_o V_c(s) \quad (3.1.2)$$

แรงดันอินพุทของวิธีโอกำหนดจาก

$$V_c(s) = V_d(s)F(s) \quad (3.1.3)$$

โดย

$$V_d(s) = K_d [\theta_r(s) - \theta_o(s)] \quad (3.1.4)$$

จากสมการ (3.1.1) - (3.1.4) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเป็น

$$B(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (3.1.5)$$

เอาต์พุทของเฟสดีเทกเตอร์ ให้สัญญาณเอาต์พุทที่เป็นความผิดพลาดเชิงเฟส (Phase error) ของอินพุททั้งสอง โดย

$$\frac{\theta(s) - \theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{\theta_e(s)}{\theta_r(s)} = \frac{s}{s + K_d K_o F(s)} = 1 - B(s) \quad (3.1.6)$$

แรงดันควบคุมวิธีโอจะเป็น

$$V_c(s) = \frac{s K_d F(s) \theta_r(s)}{s + K_o K_d F(s)} = \frac{s \theta_r(s)}{K_o} B(s) \quad (3.1.7)$$

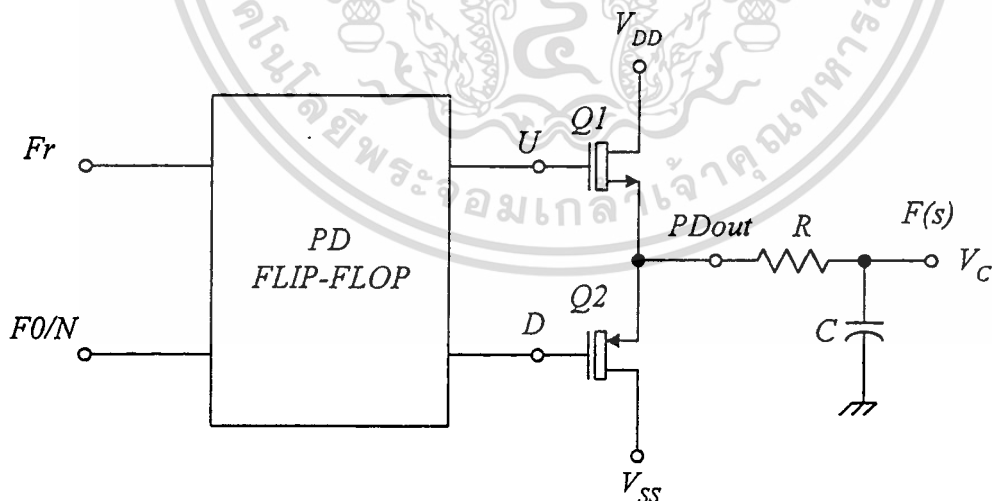
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เฟสดีเทกเตอร์

เฟสดีเทกเตอร์ สำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่เป็นวงจรถลิปฟลอป ทำงานโดยอาศัยขอบขาขึ้นหรือ ขอบขาลงของสัญญาณ  $F_r$  และ  $F_o/N$  โดยปกติเฟสดีเทกเตอร์มักเรียกกันว่าเป็นดีจิตอลเฟสดีเทกเตอร์ ทำงานในลักษณะเฟสฟรีควেনซีดีเทกเตอร์ (Phase-frequency detector) โดยในช่วงที่ลูปยังไม่ล็อก ( $F_r \neq F_o/N$ ) จะทำหน้าที่ช่วยการจับบล็อกล็อก (acquisition aid) ในช่วงที่ลูปยังไม่ล็อก เมื่อ  $F_r < F_o/N$  เฟสดีเทกเตอร์จะให้เอาต์พุตเป็นระดับลอจิก 0 การทำงานเป็นสวิทช์ของเฟสดีเทกเตอร์ร่วมกับตัวเก็บประจุในวงจรถลิปเฟลเตอร์เป็นแบบชาร์จพัมป์ (Charge pump) Gardner (1980:1849-1858)

แรงดันเอาต์พุตจาก PD ในสถานะ 1 ทำหน้าที่ประจุ ตัวเก็บประจุใน  $F(s)$  เพื่อให้  $V_c$  มีแรงดันสูงขึ้นจนกระทั่ง  $F_r = F_o/N$  หรือถ้า  $F_o > NF_r$  เอาต์พุตของ PD จะเป็นลอจิก 0 เพื่อคายประจุ ซึ่งจะทำให้  $V_c$  มีแรงดันลดลงจนกระทั่ง  $F_r = F_o/N$  วงจรเอาต์พุตของ PD แบบซิมอส (CMOS) ซึ่งร่วมกับ  $F(s)$  ทำหน้าที่เป็นชาร์จพัมป์แสดงในภาพที่ 11 จากภาพที่ 11

ภาพที่ 11

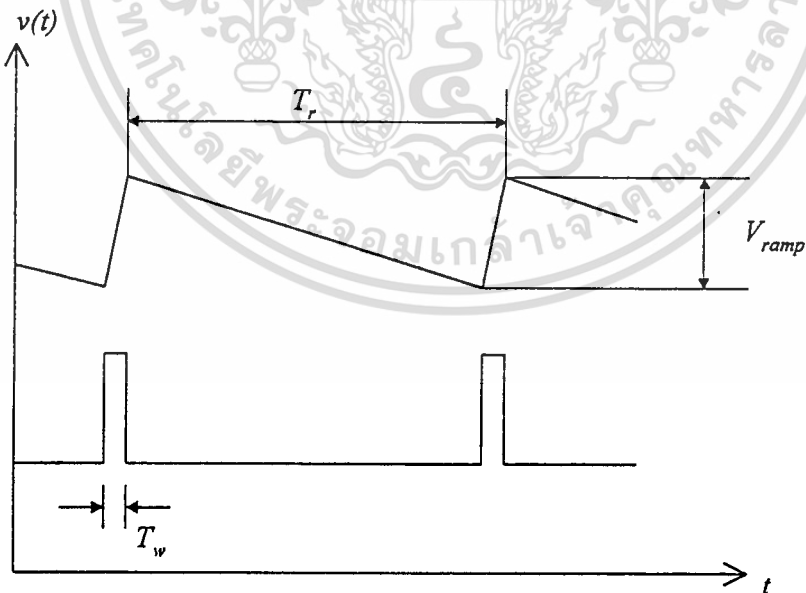


แสดง เฟสดีเทกเตอร์และชาร์จพัมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเอาต์พุต U (Pump Up) ทำให้  $Q_1$  นำกระแสให้อาท์พุทเป็นโลจิก 1 แรงดันเอาต์พุต D (Pump Down) ทำให้  $Q_2$  นำกระแสให้อาท์พุทเป็นโลจิก 0 ขณะที่ลูปอยู่ในสถานะล็อก  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะไม่ทำงานเอาท์พุท PD จะมีสถานะเป็นอิมพีแดนซ์สูง (High impedance) แรงดัน  $V_c$  ที่ค้างอยู่บนตัวเก็บประจุ C จะเป็นตัวกำหนดความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ ในสถานะล็อก  $Q_1$  หรือ  $Q_2$  อาจต้องนำกระแสเป็นพัลส์แคบ ๆ เนื่องจากความสูญเสียในตัวเก็บประจุ C หรือกระแสไบอัสของวาริแคปไดโอด (Varicap diode) ในวีซีโอ อย่างไรก็ตามถ้าโหลดไม่ดึงกระแสจากเอาท์พุทของ PD เลย อาจทำให้เกิดปัญหากับลูปเพราะว่าถ้า PD ไม่ให้อาท์พุท จะทำให้  $K_d$  เป็นศูนย์ ลูปจะขาดเสถียรภาพ จากปรากฏการณ์นี้ ซึ่งเรียกว่าเดดโซน (Dead zone) Best (1984:8-9) แรงดัน  $V_c$  ที่ลูปฟิลเตอร์จ่ายให้วีซีโอ จะมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ ซึ่งถูกอินทิเกรทแรงดัน  $V_c$  ที่มีส่วนประกอบเอซิจจะทำให้วีซีโอถูกมอดูเลตด้วยขนาดแรงดัน  $V_{ramp}$  ดังแสดงในภาพที่ 12 คลื่นพาห์จะเกิดไซด์แบนด์ตามขนาดของแรงดันสูงสุด ซึ่งไม่ใช่แรงดันคิซี และ เกนแพกเคอร์  $K_o$  ของวีซีโอ

ภาพที่ 12



แสดง แรงดันเอาท์พุทของ เฟสดีเทกเตอร์ และ ลูปฟิลเตอร์

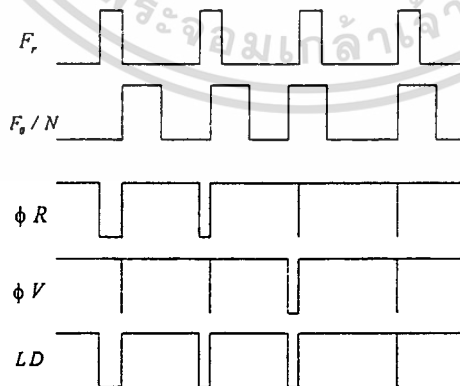
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมมติว่าขนาดของ  $V_{\text{ramp}}$  ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่ขนาดเล็กน้อยที่คลื่นพาห์ เราอาจประมาณ ไซค์แบนด์ที่เกิดขึ้นเทียบกับคลื่นพาห์ได้จาก

$$\frac{\text{ไซค์แบนด์}}{\text{คลื่นพาห์}} \cong \frac{V_{\text{ramp}} K_o}{4 \pi F_r} \quad (3.1.8)$$

การทำงานของ PD ที่เป็นฟลิปฟล็อปมีลักษณะเป็นกระบวนพัลส์ (Pulse train) ช่วงการเปลี่ยนสถานะของฟลิปฟล็อปจะต้องคงที่ตามจังหวะสัญญาณ  $F_r$  และ  $F_o/N$  ถ้าช่วงจังหวะในการเปลี่ยนสถานะไม่คงที่เมื่อเทียบกับเวลา จะทำให้เกิดการมอดูเลตเชิงเฟส (Phase modulation) และทำให้เกิด จิตเตอร์ (Jitter) กับคลื่นพาห์ Wolaver(1991:211-232) การลดขนาดของ  $V_{\text{ramp}}$  อาจทำได้โดยเพิ่มวงจรรองเข้าไปในลูปฟีดแบ็ค วงจรรองที่เพิ่มเข้าไปเพื่อลดขนาด  $V_{\text{ramp}}$  ควรมีการพิจารณาในการออกแบบให้รอบคอบเนื่องจาก วงจรรองผ่านดาวน์ที่เพิ่มเข้าไปในลูป จะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสซึ่งอาจจะทำให้ลูปขาดเสถียรภาพ นอกจากนี้ถ้าเราใช้วงจรรองแบบแอกทีฟในลูป อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ก็จะเพิ่มสัญญาณรบกวนลงไปสัญญาณ  $V_c$  และสัญญาณรบกวนจะเข้าไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์ที่วีซีโอสร้างขึ้น เฟสดีเทกเตอร์ใช้ในระบบสังเคราะห์ความถี่มีลักษณะสัญญาณเอาท์พุทแสดงในภาพที่ 13 เอาท์พุท

ภาพที่ 13

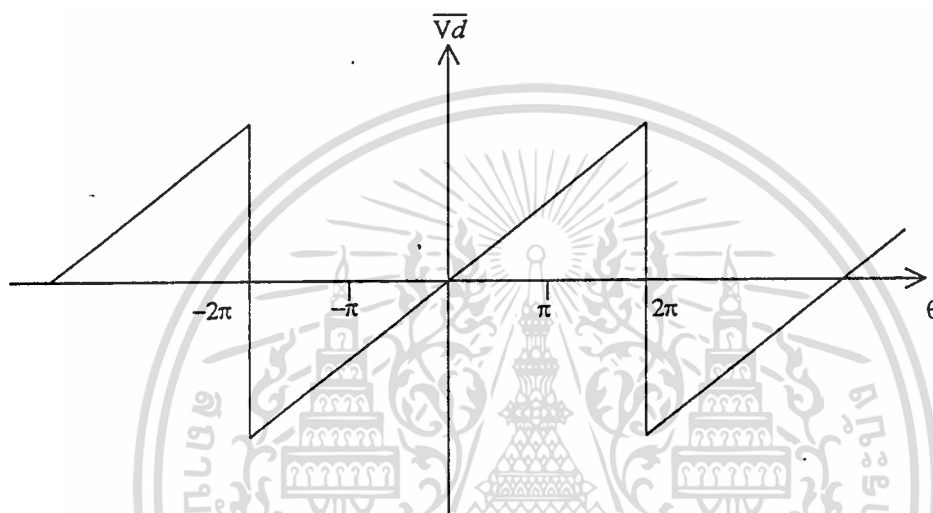


แสดง สัญญาณเอาท์พุทของเฟสดีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ใช้งานคือ  $\phi R$  (U) และ  $\phi V$  (D) สำหรับสัญญาณ LD ใช้แสดงลักษณะการล็อก (Lock detect) ของ  
 รูป เฟสดีเทกเตอร์ที่มีเอาต์พุตแบบนี้เรียกว่าดับเบิลเอนด์เอาต์พุต (Double-end output) แสดงในภาพที่  
 14 ในขณะที่เฟสดีเทกเตอร์ในภาพที่ 11 เป็นแบบซิงเกิลเอนด์เอาต์พุต (Single-end output) พิสัยใช้  
 งานของเฟสดีเทกเตอร์ดับเบิลเอนด์เท่ากับ  $4\pi$

ภาพที่ 14



แสดง พิสัยใช้งานของเฟสดีเทกเตอร์แบบดับเบิลเอนด์

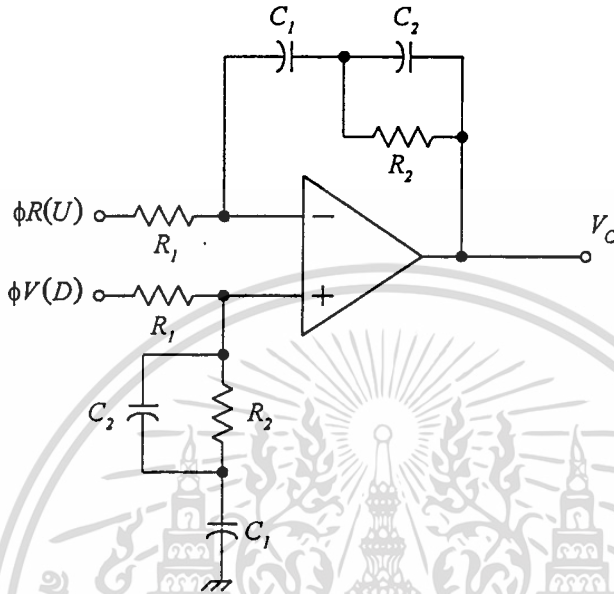
### ลูปฟิลเตอร์

ลูปฟิลเตอร์ในระบบเฟสล็อกเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติทางพลวัต (dynamic) ของลูป ฟิลเตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนความกว้างของพัลส์จากเฟสดีเทกเตอร์ ให้เป็นแรงดันดีซีสำหรับวิธีโอ ลูปฟิลเตอร์สำหรับ PD แบบดับเบิลเอนด์ แสดงในภาพที่ 15 ถ้าไม่พิจารณาอัตราขยายวงรอบเปิด (Open loop gain) และผลตอบสนองความถี่ของออป-แอมป์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเป็น

$$F(s) = -\frac{l}{sT_1} \frac{l+sT_2}{l+sT_3} \quad (3.1.9)$$

$$\text{เมื่อ } T_1 = R_1C_1, T_2 = R_2(C_1 + C_2) \quad \text{และ } T_3 = R_2C_2$$

ภาพที่ 15



แสดง ลูปฟิลเตอร์สำหรับเฟสดีเทกเตอร์แบบดับเบิลอิน

เมื่อแทน  $F(s)$  จากสมการที่ (3.1.9) ลงในสมการที่ (3.1.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิด

$$B(s) = \left( \frac{1 + sT_2}{sT_1 + s^2T_1T_3} \right) \frac{K_d K_o}{s + \frac{K_o K_d}{N} \left( \frac{1 + sT_2}{sT_1 + s^2T_1T_3} \right)} \quad (3.1.10)$$

จากสมการที่ (3.1.10) เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของระบบแบบที่ 2 อันดับที่ 3 (Type 2 Third-Order Loop) เนื่องจากระบบมีอินทิเกรเตอร์สมบูรณ์ที่จุดกำเนิดสองตัว (จากวิธีโอหนึ่งตัวและลูปฟิลเตอร์ตามสมการ (3.1.9) อีกหนึ่งตัว) และกำลังสูงสุดของ  $s$  เท่ากับสาม การออกแบบระบบตามสมการที่ (3.1.10) ทำได้ลำบากเนื่องจากเราไม่สามารถพิจารณา เสถียรภาพของลูปจากตัวประกอบการหน่วง (Damping factor) และ กำหนดตัวแปร (จากค่าคงตัวทางเวลา  $T$ ) ด้วยการเทียบกับผลตอบสนองมาตรฐาน กับความถี่ธรรมชาติ (Natural frequency) ดังเช่นระบบอันดับสอง ในการกำหนด

พารามิเตอร์เราต้องหาค่าคงตัวทางเวลา  $T_1$ ,  $T_2$ , และ  $T_3$  เนื่องจากพารามิเตอร์อื่นๆ ( $K_d$ ,  $K_o$  และ  $N$ ) ซึ่งไม่ใช่ฟังก์ชันของความถี่ เป็นสิ่งที่กำหนดไว้แล้วก่อนการออกแบบลูปลิเตอร์ ค่าคงตัวทางเวลาจะกำหนดค่าอุปกรณ์ต่างๆ ในลูปลิเตอร์ เราสามารถหาค่าคงตัวเวลาโดยพิจารณาจากผลตอบสนองวงจรมีเปิดรอบ (Open loop response) ที่จุดวิกฤตของผลตอบสนองเฟส ณ. ความถี่ ซึ่งผลตอบสนองขนาดเท่ากับหนึ่ง Przedpelski (1991:46-55)

$$B(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

ในสถานะอยู่ตัวอัตราขยายวงรอบเปิดจะเป็น

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{K_d K_o}{T_1 N \omega^2} \left( \frac{-j\omega T_2 - 1}{j\omega T_3 + 1} \right) \quad (3.1.11)$$

จากสมการที่ (3.1.10) ส่วนเฟส (phase margin) คือ

$$\phi = \arctan(\omega T_2) - \arctan(\omega T_3) + 180^\circ \quad (3.1.12)$$

เราหาจุดที่ผลตอบสนองเฟสมีความชันเป็นศูนย์ เมื่อเทียบกับ  $\omega$  โดย

$$\frac{d\phi}{d\omega} = \frac{T_2}{1 + (\omega T_2)^2} - \frac{T_3}{1 + (\omega T_3)^2} = 0 \quad (3.1.13)$$

เมื่อแก้สมการที่ (3.1.12) จะได้ว่า

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{T_2 T_3}} \quad (3.1.14)$$

แทนสมการที่ (3.1.13) ใน (3.1.12) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tan \phi = \frac{(1/\sqrt{T_2 T_3})(T_2 - T_3)}{2} = \frac{T_2 - T_3}{2\sqrt{T_2 T_3}} \quad (3.1.15)$$

จากการแทน (3.1.13) ในสมการ (3.1.14) แล้วจัดรูปใหม่จะได้

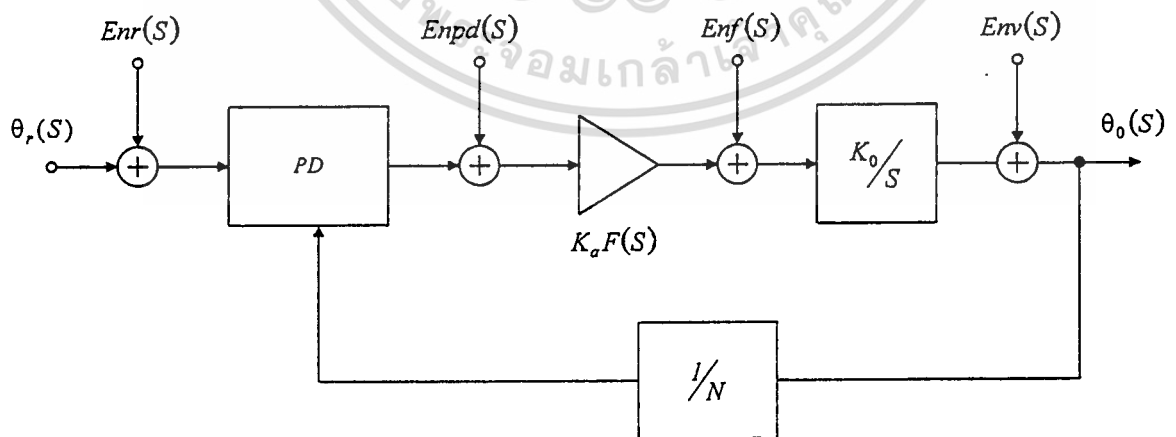
$$T_3 = \frac{\sec \phi - \tan \phi}{\omega_o} \quad (3.1.16)$$

จะเห็นว่าเราหาค่าคงตัวทางเวลา  $T_3$  ได้อย่างอิสระด้วยการกำหนดค่าส่วนเฟื่อเฟส และความถี่เชิงมุมที่อัตราขยายวงรอบเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง (0dB) หรือ  $\omega_o$  ไว้ก่อน

### สัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวนภายในรูป Kroupa (1981:2244-2252) มาจากแหล่งกำเนิดหลายตัว สัญญาณรบกวนมีผลต่อสัญญาณเอาต์พุตอย่างมากในลักษณะที่สัญญาณรบกวนมอดูเลตอยู่กับคลื่นพาห์ที่วีซีไอ ผลึกขึ้น บล็อกไดอะแกรมของสัญญาณรบกวน

ภาพที่ 16



แสดง บล็อกไดอะแกรมแสดงสัญญาณรบกวนในระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เกิดขึ้นในระบบแสดงในภาพที่ 16 โดย  $E_{nr}(S)$  เป็นสัญญาณรบกวนที่มาจากความถี่อ้างอิงอินพุท,  $E_{npd}(S)$  เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากเฟสดีเทกเตอร์,  $E_{nf}(S)$  เป็นสัญญาณรบกวนจากฟิลเตอร์ และ  $E_{nv}(S)$  เป็นสัญญาณรบกวนจากวีซีโอ สัญญาณรบกวน  $E_{nr}(S)$  เกิดจากสัญญาณรบกวนเบสแบนด์ (Base band noise) เนื่องจาก ชอตนอยส์ (Shot noise), ฟลิคเกอร์นอยส์ (Flicker noise) และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (Thermal noise) มอดูเลตกับคลื่นพาห์ของออสซิลเลเตอร์ ทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่คลื่นพาห์เรียกว่าเฟสนอยส์ (Phase noise) สัญญาณรบกวนที่มีผลทำให้เกิดเฟสนอยส์จะเป็น ฟลิคเกอร์นอยส์ และชอตนอยส์ เมื่อความถี่ออฟเซต (Frequency offsets) ห่างจากความถี่คลื่นพาห์ขนาดของเฟสนอยส์จะลดลงจนกระทั่งถึงที่เท่ากับระดับสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน  $E_{npd}(S)$  เป็นสัญญาณรบกวนจากเฟสดีเทกเตอร์โดยรวมอยู่กับแรงดัน  $V_a(s)$   $E_{nf}(S)$  เป็นสัญญาณรบกวนจากฟิลเตอร์และ  $E_{nv}(S)$  เป็นเฟสนอยส์ในวีซีโอซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับสัญญาณรบกวน  $E_{nr}(S)$  สัญญาณรบกวนที่มอดูเลตกับคลื่นพาห์เป็นองค์ประกอบที่ไม่ต้องการ เราอาจเรียกว่าออสซิลเลเตอร์นอยส์ (Oscillator noise) สัญญาณเอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์ใดๆ อาจแสดงได้ในแบบ

$$S(t) = A(t) \cos[\omega_o t + \theta(t)]$$

เมื่อ  $A(t)$  เป็นการเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณเทียบกับเวลา  $A(t)$  จะทำให้เกิดไซด์แบนด์แบบเอเอ็ม (AM, Amplitude Modulation) เป็นสัญญาณรบกวนแบบเอเอ็มของคลื่นพาห์  $\theta(t)$  เป็นการเปลี่ยนเฟสเทียบกับเวลาซึ่งเป็นสาเหตุของเฟสนอยส์ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการออกแบบอย่างดี เราอาจถือว่า  $A(t)$  มีค่าคงที่ สัญญาณรบกวนของออสซิลเลเตอร์ทั้งหมดจึงมาจาก  $\theta(t)$  ถ้าพิจารณาว่าคลื่นพาห์มีขนาดเป็น  $V$  ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์ความถี่  $f_m$  ดังนั้น

$$S(t) = V \cos\left(\omega_o t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t\right) \quad (3.1.17)$$

เมื่อ  $\Delta f$  เป็นความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Peak frequency deviation) และถ้ากำหนดให้  $\theta_p = \Delta f / f_m$  ซึ่งอาจเรียกเป็นดัชนีการมอดูเลต  $\beta$  (Modulation index) เราแสดงสมการ (3.1.17) ได้ในแบบ

$$S(t) = V \left[ \cos(\omega_o t) \cos(\theta_p \sin \omega_m t) - \sin \omega_o t \sin(\theta_p \sin \omega_m t) \right] \quad (3.1.18)$$

ถ้าการเบี่ยงเบนเฟสสูงสุด (Peak phase deviation) น้อยกว่า 1 มาก ๆ จะประมาณได้ว่า

$$\cos(\theta_p \sin \omega_m t) \approx 1$$

และ  $\sin(\theta_p \sin \omega_m t) \approx \theta_p \sin \omega_m t$

คลื่นพาห์  $S(t)$  แสดงได้ในแบบ  $(\theta_p \ll 1)$

$$S(t) = V \left[ \cos(\omega_o t) - \sin \omega_o t (\theta_p \sin \omega_m t) \right] \\ V \left\{ \cos(\omega_o t) - \frac{\theta_p}{2} [\cos(\omega_o + \omega_m)t - \cos(\omega_o - \omega_m)t] \right\} \quad (3.1.19)$$

จะเห็นว่าคลื่นพาห์ที่มีการเบี่ยงเบนเฟสเล็กน้อย ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นสองข้างของคลื่นพาห์ โดยไซด์แบนด์มีขนาด  $\theta_p / 2$  การกระจายของไซด์แบนด์ของการมอดูเลตเอฟเอ็มแบบแถบแคบ (Narrowband FM) สามารถใช้แทนความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power spectral density) ที่เกิดขึ้นเนื่องจากเฟสน้อยส์ แบบจำลองเฟสน้อยส์ ของ D.B. Leeson เป็นที่นิยมใช้สำหรับการพิจารณาเฟสน้อยส์ในออสซิลเลเตอร์ เนื่องจากได้ผลใกล้เคียงกับการทดลอง อัตราส่วนกำลังงานสัญญาณรบกวนต่อกำลังงานคลื่นพาห์ที่แบนด์วิดท์ 1-Hz คือ Rohde (1983 : 71-73)

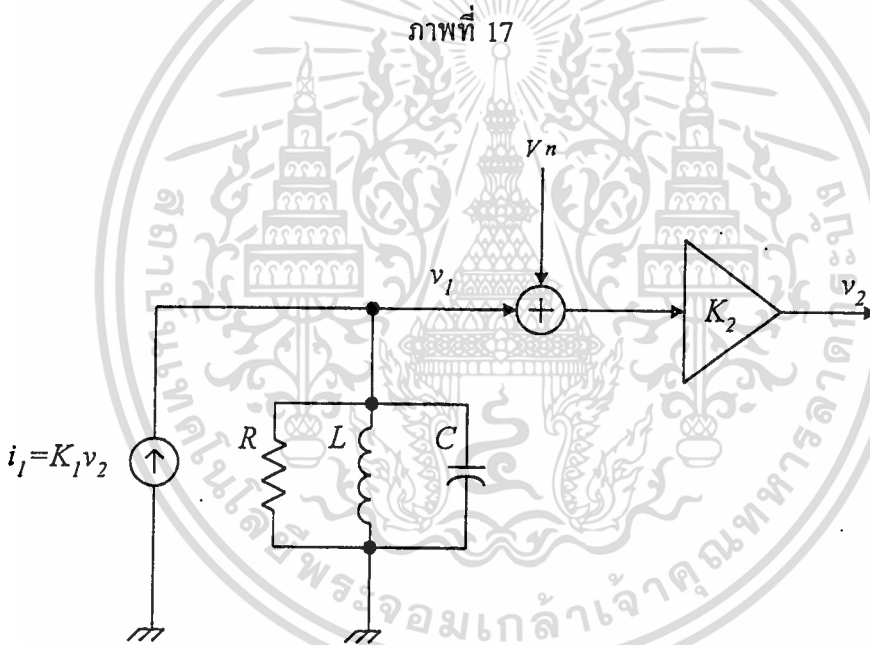
$$\mathcal{L}(f_m) = \left( \frac{V_m}{p} \right)^2 = \frac{\theta_p^2}{4} = \frac{\theta_{rms}^2}{2} \quad (3.1.20)$$

สมการที่ (3.1.20) เป็นเฟสน้อยส์ไซด์แบนด์ข้างเดียว (Single sideband phase noise) เฟสน้อยส์ทั้งหมดของสัญญาณคลื่นพาห์ คือ

$$S_\theta = 2 \frac{\theta_{rms}^2}{2} = \theta_{rms}^2 = 2 \mathcal{L}(f_m) \quad (3.1.21)$$

### สัญญาณรบกวนในออสซิลเลเตอร์

สัญญาณรบกวนในออสซิลเลเตอร์เป็นสิ่งสำคัญสำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่ เนื่องจากไม่สามารถกำจัดไปได้ด้วยวงจรกรองเหมือนฮาร์มอนิก (Harmonic) ของคลื่นพาห์ วงจรสังเคราะห์ความถี่มักจะสร้างขึ้นจากออสซิลเลเตอร์มากกว่าหนึ่งวงจร เสถียรภาพเชิงความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็ขึ้นอยู่กับเสถียรภาพของออสซิลเลเตอร์ โดยเฉพาะออสซิลเลเตอร์ซึ่งผลิตความถี่  $F_r$  สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับสเปกตรัมของออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตความถี่  $F_r$  และวิธีโอสเปกตรัม (เนื่องจากเฟส noise) ของออสซิลเลเตอร์อาจพิจารณาจากแบบจำลอง



แสดง แบบจำลองของออสซิลเลเตอร์สำหรับพิจารณาผลของสัญญาณรบกวน

ดังแสดงในภาพที่ 17 ในสถานะอยู่ตัว ความไม่เป็นเชิงเส้นทำให้  $K_1$ ,  $K_2$  มีค่าที่ทำให้อัตราขยายวงรอบปิดเท่ากับหนึ่ง  $i_1$ ,  $v_1$  และ  $v_2$  มีเฟสเดียวกันที่ความถี่เรโซแนนซ์ แรงดัน  $V_n$  เป็นสัญญาณสัญญาณรบกวนในวงจรเมื่อไม่มีการป้อนกลับ ( $K_1 = 0$ ) สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตจะเป็นแรงดันถูกขยายด้วยอัตราขยาย  $K_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ซึ่งห่างจากแถบผ่าน (Pass band) ของวงจรรزون ผลของการป้อนกลับมีน้อยมาก ดังนั้นที่ความถี่ห่างจากความถี่เรโซแนนซ์มากๆ สัญญาณเอาต์พุต  $v_2$  จะเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งถูกขยาย เมื่อความถี่เข้าใกล้ความถี่ศูนย์กลาง (ความถี่เรโซแนนซ์) การป้อนกลับจะมีผลมากขึ้นเรื่อยๆ  $V_n$  เป็นสัญญาณแบบสุ่ม สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตในช่วงนี้เป็นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน กำลังงานของสัญญาณรบกวนจะเป็นแบบเอเอ็มครึ่งหนึ่งและเป็นแบบพีเอ็ม (PM , Phase Modulation) อีกครึ่งหนึ่ง สัญญาณรบกวนแบบพีเอ็มจะมีผลชัดเจนกว่าถ้า  $v_2$  มีขนาดคงที่ จากภาพที่ 17 อัตรายขยายรูปเปิดกำหนดจาก Egan (1981:81-84)

$$\frac{v_1}{i_1} = Z_T = \frac{1}{1/R + j[\omega C - 1/(\omega L)]} \quad (3.1.22)$$

มุมเฟส

$$\theta_T = \arctan \left\{ R \left[ \omega C - \frac{1}{\omega L} \right] \right\} \quad (3.1.23)$$

อัตราการเปลี่ยนเฟสต่อความถี่ ที่ความถี่เรโซแนนซ์  $\omega_0$  คือ

$$\left. \frac{d\theta_T}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = 2RC = \frac{2Q_L}{\omega_0} \quad (3.1.24)$$

เมื่อ  $Q_L$  เป็นตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์ (Resonator) ขณะมีโหลด ถ้าอัตราการเปลี่ยนเฟสน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของแบนด์วิดท์ของ  $Z_T$  การเปลี่ยนแปลงของความถี่  $\Delta\omega$  ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟส  $\Delta\theta_r$  โดย

$$\Delta\omega \approx \frac{\omega_0}{2Q} \Delta\theta_r \quad (3.1.25)$$

ภายในรูปป้อนกลับของออสซิลเลเตอร์ รูปจะรักษาสถานะการเลื่อนเฟสให้เป็นศูนย์ในสภาวะซึ่งถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณรบกวน การรบกวนของสัญญาณรบกวนทำให้เฟสถูกรบกวนด้วยขนาด  $\Delta\theta_r$  รูปจะตอบสนองโดยเปลี่ยนเฟสในทิศทางตรงข้าม เพื่อให้การเลื่อนเฟสสุทธิเป็นศูนย์การเลื่อนเฟสเพื่อชดเชยนี้ทำให้ความถี่เปลี่ยนไปด้วย สมการที่ (3.1.25)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตเชิงเฟสมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุด  $\Delta\theta_{nr}$  เนื่องจากสัญญาณรบกวน  $V_n$  ทำให้ความถี่เอ้าท์พุทถูกมอดูเลต มีค่าความเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด กำหนดโดย

$$\Delta\omega \approx \frac{\omega_o}{2Q} \Delta\theta_{nr} \quad (3.1.26)$$

ในทำนองเดียวกันสัญญาณเอ้าท์พุท มีการมอดูเลตเฟส (เนื่องจากสัญญาณรบกวน) สูงสุด

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{2r} &= \frac{\Delta\omega_o}{\omega_m} \\ &= \frac{\omega_o}{2Q\omega_m} \Delta\theta_{nr} \end{aligned} \quad (3.1.27)$$

เมื่อ  $\omega_m$  เป็นความถี่มอดูเลต เฟสน้อยส์จะปรากฏที่เอ้าท์พุทสเปกตรัมของออสซิลเลเตอร์เนื่องจากสัญญาณรบกวนภายในอุปกรณ์แอกทีฟและวงจรรวม สเปกตรัมของเฟสน้อยส์จะปรากฏชัดเจนด้วยขนาด  $f_o / 2Qf_m$  เฟสน้อยส์ปรากฏเป็นไซด์แบนด์มีสเปกตรัมต่อเนื่อง Robin (1984:48-53) เสนอวิธีคำนวณอัตราส่วนของเฟสน้อยส์ต่อกำลังงานเอ้าท์พุทของออสซิลเลเตอร์จาก

$$\left(\frac{N_o P}{C}\right)_{f_m} = \frac{FKT}{C} \frac{1}{8Q^2} \left(\frac{f_o}{f_m}\right)^2 \quad (3.1.28)$$

โดย  $F$  เป็นตัวเลขสัญญาณรบกวน ที่ระดับกำลังงาน  $P$  ของอุปกรณ์แอกทีฟ  $P$  เป็นระดับกำลังงานที่ ออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้นซึ่งเป็นการพิจารณาผลของ

- (ก) กำลังงานคลื่นพาห์  $C$  ที่จ่ายให้โหลดภายนอก
- (ข) ความสูญเสียในวงจรรวม
- (ค) เอ้าท์พุทแอดมิตแดนซ์ของอุปกรณ์แอกทีฟ
- (ง) อินพุทแอดมิตแดนซ์ของอุปกรณ์แอกทีฟ

โดย  $K$  เป็นค่าคงที่ของ Boltzmann ,  $T$  เป็น อุณหภูมิสัมบูรณ์และ  $Q$  เป็นตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์

### การตอบสนองสัญญาณรบกวนของเฟสล็อกคูล

การตอบสนองสัญญาณรบกวนของเฟสล็อกคูลเป็นแบบวงจรกรองผ่านสูง (High pass filter) ในแบบเดียวกับผลตอบสนองความผิดพลาดเชิงเฟสตามสมการที่ (3.1.6) ลูปสามารถลดทอนเฟสน้อยส์ในช่วงบริเวณใกล้เคียงกับคลื่นพาร์ โดยถ้าให้  $E_{nv}$  เป็นแรงดันสัญญาณรบกวนที่วีซีโอ และ  $E_n$  เป็นแรงดันสัญญาณรบกวนลูปปิด เราอาจเขียนได้ว่า

$$\frac{E_n(s)}{E_{nv}(s)} = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \quad (3.1.29)$$

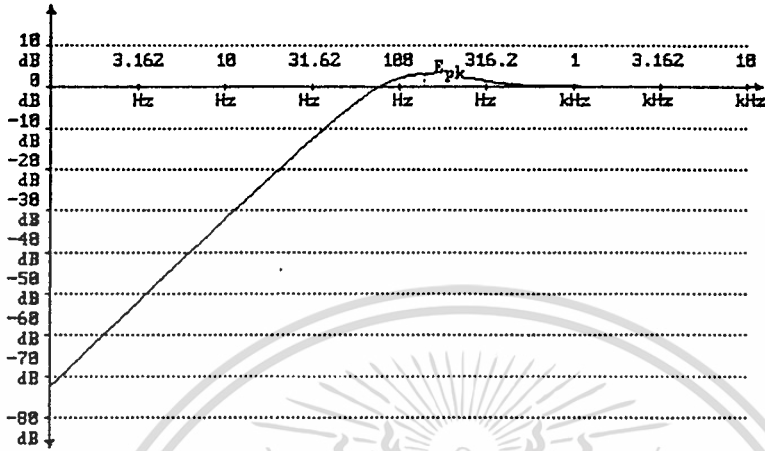
หรือ จากสมการ (3.1.10)

$$\left| \frac{E_n(\omega)}{E_{nv}(\omega)} \right| = \frac{1}{\frac{K_d K_o}{T_f N \omega^2} \left| \frac{1 + j\omega T_2}{1 + j\omega T_1} \right| + 1} \quad (3.1.30)$$

เฟสน้อยส์บริเวณใกล้เคียงกับคลื่นพาร์ถูกลดทอนลงตามสมการที่ (3.1.29) อัตราขยายลูปเปิด  $G(s)H(s)$  มีค่ามากก็ทำให้การลดทอนเฟสน้อยส์มากขึ้นตามไปด้วย เมื่อความถี่อยู่เลยความถี่มุม (Corner frequency) ของสมการ (3.1.29) ลูปจะไม่ตอบสนองต่อสัญญาณรบกวน สัญญาณรบกวนจะมีขนาดคงที่ตามระดับน้อยส์ฟลอร์ (Noise Floor) ของวงจร ผลตอบสนองขนาดของสมการ (3.1.28) เป็นแบบวงจรกรองผ่านสูง มีความชัน 12 ดีบี/ออกเทฟ (Octave) การพุ่งเกิน (Overshoot) ที่บริเวณความถี่ตัด (Cutoff frequency) ไม่ควรมีค่ามากกว่า 6 ดีบี เพื่อความมีเสถียรภาพของวงจร นอกจากนี้เราอาจประมาณเฟสน้อยส์ที่เอาท์พุทของลูปได้จาก Przedpelski (1991:46-48)

$$E_{no} = \left\{ \left[ (E_n(\omega) / E_{nv}(\omega)) (E_{nv}) \right]^2 + \left[ (N) (E_{nv}) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (3.1.31)$$

ภาพที่ 18



แสดง ผลตอบสนองสัญญาณรบกวนของลูปปิด

### วงจรมลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator)

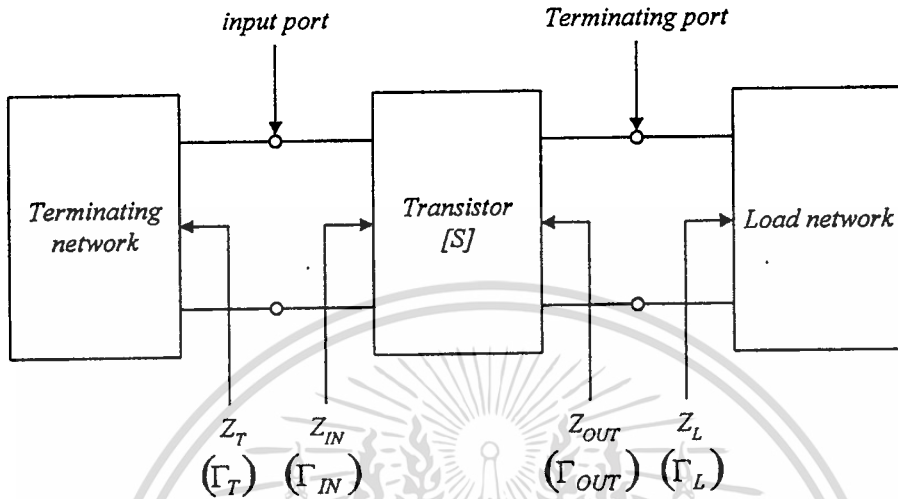
วงจรมลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน หรือวีซีโอ (VCO) จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติที่สำคัญของคลื่นพาห์ ระดับสัญญาณรบกวนของคลื่นพาห์ จะไม่สามารถสังเกตเห็นได้โดยง่ายในโดเมนเวลา ในโดเมนความถี่ที่เราเรียกสัญญาณรบกวนของคลื่นพาห์ว่าเฟสโนイズ (Phase noise) การออกแบบวีซีโออย่างระมัดระวังจะช่วยลดระดับของสัญญาณรบกวนลงได้ วงจรวีซีโอสามารถใช้เทคนิคการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบความถี่คงที่ (Fix Tuned Oscillator) โดยมีช่วงทำการของวงจรมลิตอยู่กับพิสัยการปรับ (Tuning range) ของวีซีโอการออกแบบวีซีโอวิธีหนึ่งซึ่งอาศัยอุปกรณ์ แยกที่ฟสองพอร์ท ซึ่งบอกคุณสมบัติโดยเอสพารามิเตอร์ เราสามารถพิจารณาจากภาพที่ 19 เมื่อเนตเวิร์กสองพอร์ทมีแนวโน้มที่จะขาดเสถียรภาพ (Potentially unstable) ซึ่งจะพิจารณาจากตัวประกอบเสถียรภาพ  $K$  โดย Gonzalez(1984: 95-100)

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \quad (3.1.32)$$

เมื่อ 
$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 19



แสดง แบบจำลองออสซิลเลเตอร์สองพอร์ต

เนตเวิร์กสองพอร์ตที่มีแวนโวน์ที่จะขาดเสถียรภาพเมื่อ  $K$  มีค่าน้อยกว่า 1 ถ้าเราเลือกค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection coefficient) ของโหลด  $\Gamma_L$  หรือสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของเนตเวิร์กปลายสาย (Terminating network) บางค่า เราสามารถทำให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุท หรือเอาต์พุทของทรานซิสเตอร์มีค่ามากกว่าหนึ่ง เราคำนวณสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของเนตเวิร์กได้จาก

$$\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \quad (3.1.33)$$

$$\Gamma_{OUT} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_T}{1 - s_{11}\Gamma_T} \quad (3.1.34)$$

เนตเวิร์กหรือทรานซิสเตอร์ที่มีค่า  $\Gamma_{IN}$  หรือ  $\Gamma_{OUT}$  มากกว่าหนึ่ง แสดงว่าเนตเวิร์กสองพอร์ตขาดเสถียรภาพ เนตเวิร์กจะเป็นตัวจ่ายกำลังงานให้โหลดภายนอก (โดยเปลี่ยนกำลังงานดิซิปาอัส ให้เป็นกำลังงานเอซีที่โหลด) โดยไม่ต้องอาศัยแหล่งกำเนิดสัญญาณจากภายนอก การที่  $\Gamma_{IN}$  หรือ  $\Gamma_{OUT}$  มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดมากกว่าหนึ่ง หมายความว่าเนตเวิร์กสองพอร์ทมีส่วนจริง (Real part) ของ  $Z_{IN}$  หรือ  $Z_{OUT}$  มีค่าเป็นลบ ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$Z_{IN(OUT)} = Z_o \frac{1 + \Gamma_{IN(OUT)}}{1 - \Gamma_{IN(OUT)}} \quad (3.1.35)$$

เมื่อ  $Z_o$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) ของระบบ (เช่น 50 โอห์ม) ขณะที่เนตเวิร์กสองพอร์ทต่อปลายทั้งสองด้วย  $Z_T$  และ  $Z_L$  เนตเวิร์กจะออสซิลเลต (Oscillate) ถ้า

$$\Gamma_T \Gamma_{IN} = 1 \quad (3.1.36)$$

$$\Gamma_L \Gamma_{OUT} = 1 \quad (3.1.37)$$

ถ้าเราให้โหลด  $Z_L$  เป็นอิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์ (Resonator) โดย  $Z_L = R_L + jX_L$  และ  $Z_{OUT} = R_{OUT} + jX_{OUT}$  การออสซิลเลตจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$R_L + R_{OUT} = 0 \quad (3.1.38)$$

$$X_L + X_{OUT} = 0 \quad (3.1.39)$$

พิจารณาที่เอ๊าท์พุทพอร์ท

$$\Gamma_{OUT} = \frac{(R_{OUT} + jX_{OUT}) - Z_o}{(R_{OUT} + jX_{OUT}) + Z_o} \quad (3.1.40)$$

$$\Gamma_L = \frac{(R_L + jX_L) - Z_o}{(R_L + jX_L) + Z_o} \quad (3.1.41)$$

จากสมการที่ (3.1.38) และ (3.1.39) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_L = \frac{-R_{OUT} - Z_o - jX_{OUT}}{-R_{OUT} + Z_o - jX_{OUT}} \quad (3.1.42)$$

แทนสมการที่ (3.1.40) และ (3.1.42) ในสมการที่ (3.1.37) จะได้

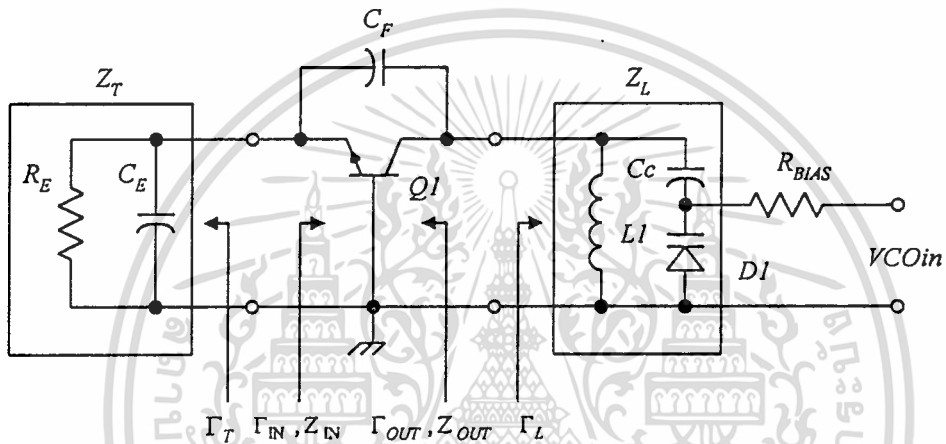
$$\Gamma_L \Gamma_{OUT} = \frac{-R_{OUT} - Z_o - jX_{OUT}}{-R_{OUT} + Z_o - jX_{OUT}} \cdot \frac{R_{OUT} + jX_{OUT} - Z_o}{R_{OUT} + jX_{OUT} + Z_o}$$

จะเห็นว่า เมื่อวงจรเกิดออสซิลเลต ค่าจริงของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะมีเครื่องหมายเป็นลบ และมีขนาดเท่ากับ  $R_L$  ค่าจินตภาพ (Imaginary part) ก็จะเป็นเช่นเดียวกัน เนตเวิร์กสองพอร์ตเมื่อเกิดการออสซิลเลตที่พอร์ตหนึ่ง พอร์ตตรงข้ามก็จะออสซิลเลตเช่นเดียวกัน เพราะว่าเน็ตเวิร์กมีลักษณะส่งผ่านสองทาง (Bilateral) เนตเวิร์กที่มีค่า  $K > 1$  สามารถใช้งานเป็นออสซิลเลเตอร์โดยการป้อนกลับด้วยอุปกรณ์ภายนอก เพื่อให้  $K < 1$  เมื่อวงจรในภาพที่ 19 ทำงานเป็นออสซิลเลเตอร์ หน้าที่ของส่วนต่างๆ ในบล็อกไดอะแกรมเป็นดังนี้ (1) เนตเวิร์กปลายสาย  $Z_T$  จะเป็นอิมพีแดนซ์ซึ่งเมื่อต่อเข้ากับอินพุตพอร์ตแล้ว เนตเวิร์กจะขาดเสถียรภาพทำให้  $\Gamma_{OUT}$  ตามสมการที่ (3.1.34) มีค่ามากกว่า 1 ในขณะเดียวกัน  $Z_T$  อาจเป็นอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรแมตชิ่ง (Matching network) เพื่อส่งถ่ายกำลังงานของวงจรให้อุปกรณ์ภายนอก (2) ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์แอคทีฟทำหน้าที่สร้างความต้านทานลบซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดและชดเชยความสูญเสียใดๆ ในเรโซเนเตอร์ตามสมการที่ (3.1.42) (3) โหลดเน็ตเวิร์ก จะเป็นวงจรเรโซเนเตอร์ ซึ่งจะกำหนดความถี่ของการออสซิลเลตตามสมการที่ (3.1.39) การใช้งานวงจรตามภาพที่ 19 เป็นวงจรวีซีโอ เราทำได้โดยใช้วาริแคปไดโอด (Varicap diode) เป็นตัวเก็บประจุปรับค่าได้ในเรโซเนเตอร์ ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ในแบบที่มาจากวิเคราะห์จากภาพที่ 19 แสดงในภาพที่ 20 วงจรในภาพที่ 20 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์ (Colpitts oscillator) ตัวเก็บประจุ  $C_F$  ทำหน้าที่ป้อนกลับเพื่อทำให้  $K < 1$  ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ทำหน้าที่สร้างความต้านลบเพื่อชดเชยความสูญเสียในเรโซเนเตอร์  $Z_L$  ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจะกำหนดจากขดลวด  $L_1$  ตัวเก็บประจุจาก  $D_1$  และส่วนจินตภาพของ  $Z_{OUT}$  ( $X_{OUT}$ ) ความต้านทานลบที่เอาต์พุตพอร์ท ( $-R_{OUT}$ ) จะต้องมีค่ามากกว่าความสูญเสียในเรโซเนเตอร์ในขณะที่วงจรเริ่มจะออสซิลเลต ขนาดของ  $R_{OUT}$  อาจจะมีค่าเป็น 1.2-3 เท่าของ  $R_L$  ซึ่งเป็นความสูญเสียของเรโซเนเตอร์ ความสูญเสียในเรโซเนเตอร์จะกำหนดจากค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor) หรือ  $Q$  ของตัวเรโซเนเตอร์ สำหรับในกรณีของวีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โอ ค่า  $Q$  ของเรโซเนเตอร์ จะขึ้นอยู่กับวารีแคปไดโอดที่ใช้ในช่วงความถี่ วิเศษเอฟ (VHF) ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  สามารถใช้ได้ทั้งไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และ เจเฟต (JFET) ขดลวด  $L_1$  อาจทำจาก ส่วนของสายส่ง (Transmission line) ที่ถูกลัดปลายสายซึ่งมีความยาวทางไฟฟ้าระหว่าง 45-60 องศา การใช้สายส่งแทนขดลวดจะทำให้เรโซเนเตอร์มีค่า  $Q$  สูงกว่าขดลวดแบบพื้นขดลวด Rhea (1990:85-120)

ภาพที่ 20



แสดง วงจรวีซีโอ

จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าเราสามารถทำให้เนตเวิร์กสองพอร์ท ทำงานเป็นออสซิลเลเตอร์ ซึ่งมีความถี่ของการออสซิลเลตกำหนดได้จากสมการที่ (3.1.39) เราใช้เอสพารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอคทีฟในแบบสัญญาณขนาดเล็ก (Small signal s-parameter) การวิเคราะห์การทำงานทำในแบบวงจรสองพอร์ทเชิงเส้น จะเห็นว่าวิธีการที่กล่าวมาไม่สามารถกำหนดกำลังงานเอาต์พุตของวงจรได้ และที่แตกต่างจากวงจรขยายสัญญาณก็คือ เราสามารถเชื่อมต่อ (Coupling) โหลดได้ทั้งที่อินพุตพอร์ท และเอาต์พุตพอร์ทของออสซิลเลเตอร์ ในกรณีที่เชื่อมต่อโหลดกับอินพุตพอร์ท เราอาจมีวงจรแมตชิ่งเพื่อเปลี่ยนความต้านทานโหลดให้เป็นอิมพีแดนซ์  $Z_T$  และกรณีเชื่อมต่อทางเอาต์พุตพอร์ท ความต้านทานโหลดอาจรวมเข้ากับค่าสูญเสียของวงจรเรโซเนเตอร์ โดยอาศัยการเชื่อมต่อแบบที่เหมาะสม (เช่น  $L_1$  เป็นความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิของ หม้อแปลง หรือ  $L_1$  เป็นความเหนี่ยวนำของคัปเปลอร์ไลน์ (Coupler line), วงจรออสซิลเลเตอร์จะมีสถานะเป็นเชิงเส้นในช่วงเวลาที่วงจรเริ่มทำงาน สัญญาณอินพุตเริ่มต้นจะ

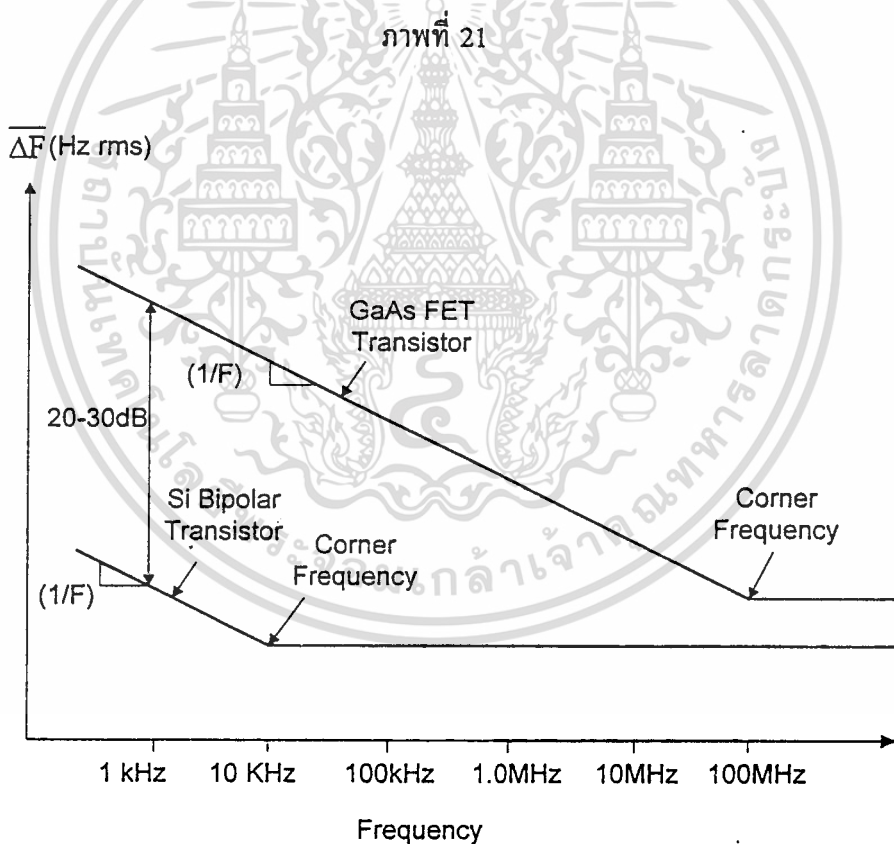
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้มาจากสัญญาณรบกวนในวงจร เมื่อผ่านสถานะเริ่มต้น ขนาดสัญญาณที่ส่วนต่างๆ จะค่อยๆ ใหญ่ขึ้นเรื่อยๆ จนถูกจำกัดเมื่ออุปกรณ์ แอคทิฟเริ่มอิ่มตัว (Saturate) ซึ่งจะเป็นสถานะอยู่ตัว (Steady state) ของวงจร ที่สถานะอยู่ตัวของออสซิลเลเตอร์วงจรจะไม่เป็นเชิงเส้น ในสถานะนี้วงจรจะมีคุณสมบัติที่ต่างไปจากสถานะเริ่มต้น ซึ่งยังเป็นเชิงเส้น เช่น แรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ เข้าใกล้ศูนย์ , แรงดันเบสอิมิตเตอร์มีลักษณะไบอัสกลับ และกระแสคอลเลคเตอร์หยุดไหลในบางช่วงของวงรอบสัญญาณเอาต์พุต เป็นต้น ลักษณะเช่นนี้จะทำให้เอสพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์กลายเป็นแบบสัญญาณขนาดใหญ่ (Large signal s-parameter) ช่วงเวลาจากสถานะเริ่มต้นจนถึงสถานะอยู่ตัวของวงจรจะกำหนดจากค่า  $Q$  ของวงจร วงจรที่มีค่า  $Q$  สูงจะเข้าสู่สถานะอยู่ตัวช้ากว่าวงจรที่มีค่า  $Q$  ต่ำกว่า โดยส่วนใหญ่แล้วการเปลี่ยนแปลงจากสัญญาณขนาดเล็ก เป็นสัญญาณขนาดใหญ่ จะไม่ทำให้การคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ตามสมการที่ (3.1.39) ผิดไปมาก เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ จะเกิดขึ้นกับส่วนรีแอกแตนซ์ น้อยกว่าส่วนรีซิสแตนซ์ของอุปกรณ์ สำหรับการประมาณระดับกำลังงานเอาต์พุตได้มีผู้นำเสนอวิธีการที่พัฒนาขึ้นโดยอาศัยการวัดและประมาณเอสพารามิเตอร์ขนาดใหญ่ของอุปกรณ์ Holzman (1992:174-184) ซึ่งสามารถประมาณระดับกำลังงานของสัญญาณความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) ได้แม่นยำพอควร อย่างไรก็ตามยังต้องอาศัยการวัดพารามิเตอร์ที่ยุ่งยากและต้องอาศัยเครื่องมือเฉพาะ วิธีการออกแบบซึ่งสามารถทำนายลักษณะรูปร่างของสัญญาณเอาต์พุตในโดเมนเวลาและองค์ประกอบของสัญญาณในโดเมนความถี่แบบหนึ่งคือวิธีการวิเคราะห์ในแบบฮาร์โมนิกบาลานซ์ (Harmonic balance) Maas (1988:449-461) ซึ่งสามารถวิเคราะห์วงจรที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรมิกเซอร์ (มิตรชัย จงเชี่ยวชำนาญ 2538:300-306) วิธีการวิเคราะห์แบบฮาร์โมนิกบาลานซ์ต้องอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ร่วมกับแบบจำลองที่เหมาะสมของอุปกรณ์แอคทิฟ การออกแบบวงจรวีซีไอนี้ผู้เขียนอาศัยวิธีการสร้างความต้านทานลบ ดังที่กล่าวมาในตอนแรก ร่วมกับอาศัยโปรแกรมวิเคราะห์วงจรเชิงเส้น (Touchstone) เพื่อกำหนดเงื่อนไขการออสซิลเลต และ โปรแกรม PSpice ในการทำนายเอาต์พุตของวงจร

### การออกแบบวิธีโอเฟส นอยส์ต่ำ

เฟส นอยส์เป็นสัญญาณรบกวนที่ปรากฏเห็นชัดในโดเมนความถี่ เฟส นอยส์เกิดจากสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำแบบฟลิคเกอร์นอยส์ (Flicker noise) หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า  $1/f$  นอยส์ เนื่องจากลักษณะของสัญญาณรบกวนแบบนี้จะมีค่าสูงที่ความถี่ต่ำๆ และลดลงเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นจนถึงความถี่หักมุม

$f_n$  (Corner frequency) จากความถี่  $f_n$  เป็นต้นไป สัญญาณรบกวนของวงจรจะถูกกำหนดโดยสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (Thermal noise) ฟลิคเกอร์นอยส์ที่ความถี่ต่ำจะถูกกระบวนการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์แอกทีฟมอดูเลต (Modulate) เข้ากับความถี่คลื่นพาห้ซึ่งออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้น การมอดูเลตของสัญญาณรบกวนกับความถี่ออสซิลเลตซึ่งเป็นคลื่นพาห้จะทำให้เกิดไซด์แบนด์ แบบสเปกตรัมต่อเนื่อง (Continuous spectrum sideband) ขนาดของเฟสนอยส์จะค่อยๆ ลดลงที่ความถี่สูงขึ้นหรือต่ำลงเมื่อเทียบกับคลื่นพาห้ ที่ความถี่ออฟเซต (Frequency offsets)  $f_m$  ใดๆ ห่างจากคลื่นพาห้ เราสามารถแสดงระดับของเฟสนอยส์ในแบบแถบข้างเดียว (Single sideband)  $L(f_m)$  ในลักษณะระดับกำลังงานต่ำกว่าคลื่นพาห้เป็น dBc/Hz ที่แถบความถี่ Hz ลักษณะของเฟสนอยส์ตามชนิดของอุปกรณ์แอกทีฟที่ชี้แสดงในภาพที่ 21 เฟสนอยส์มีผลทำให้พิสัยพลวัต (Dynamic range)

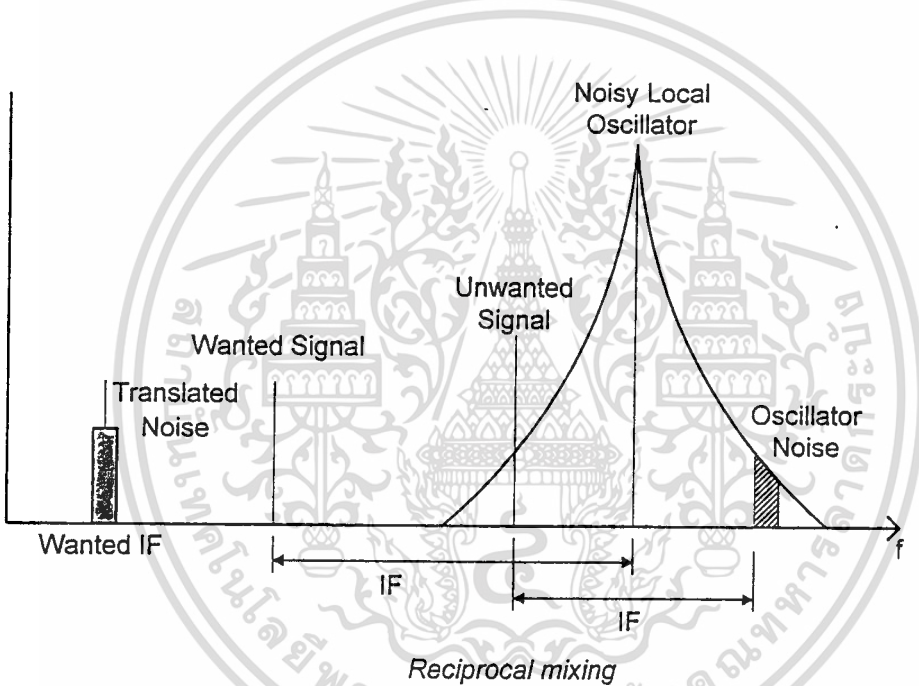


แสดง เฟสนอยส์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเมสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเครื่องรับวิทยุทั้งแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne receiver) และแบบแปลงความถี่โดยตรง (Direct conversion) ลดลง ในกรณีของเครื่องรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ จะทำให้ความสามารถในการกำจัดสัญญาณวิทยุที่ไม่ต้องการลดลง เนื่องจากไซด์แบนด์ของคลื่นพาห่ที่มีเฟสnoiseสูงจะทำให้เกิดการแปลงความถี่สัญญาณวิทยุที่ไม่ต้องการกับไซด์แบนด์ของคลื่นพาห่ให้กลายเป็นความถี่ไอเอฟดังแสดงในภาพที่ 22 ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่าการผสมสัญญาณย้อนกลับ (Reciprocal mixing)

ภาพที่ 22



แสดง การผสมสัญญาณย้อนกลับเนื่องจากเฟสnoise

ที่ความถี่ห่างจากคลื่นพาห่ สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนทำให้ความถี่คลื่นพาห่เบี่ยงเบนไป ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบเอฟเอ็มกับคลื่นพาห่ ค่าเฉลี่ยกำลังสองของการเบี่ยงเบนความถี่คำนวณได้จาก

$$\frac{\omega_0}{\Delta\omega^2} = \frac{\omega_0^2 K T_n B}{4 Q_r^2 P_{OUT}} \tag{3.1.43}$$

เมื่อ

$\omega_0$  เป็นความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห่จากออสซิลเลเตอร์

$K$  คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $T_n$  อุณหภูมิสมมูลสัญญาณรบกวน  
 $B$  แบนด์วิดท์ของการวัด  
 $Q_r$  ค่าตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์ขณะไม่มีโหลด  
 $P_{OUT}$  กำลังงานเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์

สัญญาณรบกวนแบบฟลิคเกอร์ จะทำให้เกิดเฟสnoise สั้นลักษณะเอฟเอ็มกับคลื่นพาห้ในช่วงความถี่  $f_o \pm f_n$  เราสามารถคำนวณค่าเฉลี่ยกำลังสองของการเบี่ยงเบนความถี่เนื่องจากฟลิคเกอร์ noise โดย

$$\frac{\Delta\omega^2}{\omega_o^2} = \left[ \frac{\omega_o^2 \left( \frac{dC_d}{dV_o} \right)}{4Q_r G_r} \right] s\Delta V_o (\omega_m) B \quad (3.1.44)$$

เมื่อ

$\left( \frac{dC_d}{dV_o} \right)$  เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุรอยต่อของอุปกรณ์แอกทิฟ

(เช่น ความจุไฟฟ้าที่รอยต่อ เบส-อิมิตเตอร์)

$s\Delta V_o$  เป็นความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ

$G_r = 1/R$  เมื่อ  $R$  เป็นความสูญเสียของเรโซเนเตอร์

$\omega_m$  เป็นความถี่เชิงมุมที่มอดูเลตกับคลื่นพาห้เนื่องจากสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ

จากสมการที่ (3.1.43) และ (3.1.44) จะทำให้เราทราบว่ามิตัวแปรใดบ้างที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณรบกวนแบบเอฟเอ็ม จากสมการทั้งสองจะเห็นว่าตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์ , กำลังงานเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ เมื่อมีค่าสูง และ  $T_n, s\Delta V_o, dC_d / dV_o$  เมื่อมีค่าต่ำ จะทำให้สัญญาณรบกวนเนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่อื่นทำให้เกิดเฟสnoise สั้นมีค่าต่ำ นอกจากเรโซเนเตอร์แล้วพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ จะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้ ความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน ( $s\Delta V_o$ ) จะเป็นพารามิเตอร์สำคัญที่กำหนดขนาดสัญญาณรบกวนในช่วงใกล้กับความถี่คลื่นพาห้ เราอาจคำนวณระดับของเฟสnoise เมื่อเทียบกับคลื่นพาห้จากสมการของ Leeson ซึ่งพิจารณาที่แบนด์วิดท์ 1Hz โดย Rhea (1990: 83-85 )

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left( \frac{1}{2} \left( \left( \frac{f_o}{2Q_L f_m} \right)^2 + 1 \right) \left( \frac{f_n}{f_m} + 1 \right) \left( \frac{FKT_n}{P_{out}} \right) \right) \quad (3.1.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

- $Q_L$  เป็นค่า  $Q$  ของเรโซเนเตอร์เมื่อมีโหลด
- $f_n$  เป็นความถี่มุมของสัญญาณรบกวน  $1/f$  (ฟลิคเกอร์นอยส์) ของทรานซิสเตอร์
- $F$  ตัวประกอบสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์

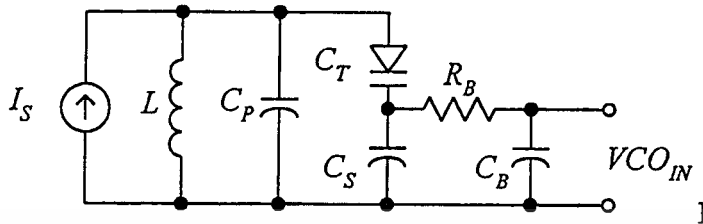
วงจรวีซีโอเราจะใช้วาริแคปไดโอดร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำในวงจเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel resonant) ดังภาพที่ 23 (ก) , (ข) จากภาพที่ 23 ตัวเก็บประจุ  $C_s$  ทำหน้าที่กันแรงดันดีซีไบอัส ขณะที่ผ่านสัญญาณเอซี แรงดันไบอัสกลับของไดโอดจะป้อนผ่าน  $R_B$  ซึ่งมีค่าสูง ตัวเก็บประจุ  $C_p$  เป็นตัวเก็บประจุค่าคงที่ปรากฏ อยู่ในวงจเรโซแนนซ์เนื่องจากตัวเก็บประจุแฝงของขดลวดหรือเป็นค่ารีแอคแตนซ์ของความต้านทานลบบที่สร้างขึ้น หรือเป็นตัวเก็บประจุที่ใส่ไว้เพื่อปรับความถี่ ตัวเก็บประจุ  $C_B$  ทำหน้าที่แยกการเชื่อมร่วม (Decoupling) ตัวเก็บประจุ  $C_s$  และ  $C_p$  จะมีค่ารีแอคแตนซ์ต่ำที่ความถี่เรโซแนนซ์ ในภาพที่ 23 (ก) ความต้านทานสมมูลที่ขนานอยู่กับวงจเรโซแนนซ์จะคำนวณได้จาก

$$R_T = R_B \left( 1 + \frac{C_s}{C_T} \right)^2 \quad (3.1.46)$$

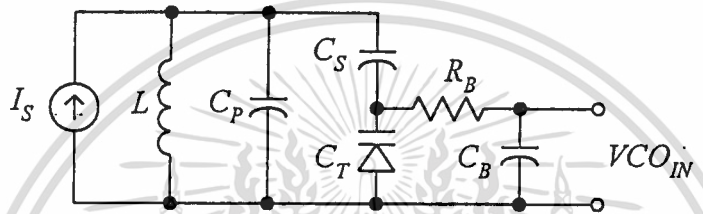
หรือเมื่อแทนค่าตัวเก็บประจุในสมการด้วยเทอมของตัวเก็บประจุในวงจเรโซแนนซ์จะได้

$$R_T = R_B \left( \frac{\omega_o^2 LC_s}{1 - \omega_o^2 LC_p} \right)^2 \quad (3.1.47)$$

ภาพที่ 23



(ก)



(ข)

แสดง (ก) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งตัวต้านทาน  $R_B$  ขนานอยู่กับ  $C_S$   
 (ข) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งตัวต้านทาน  $R_B$  ขนานอยู่กับ  $C_T$

จะเห็นว่าตัวต้านทาน  $R_T$  ซึ่งแทนความสูญเสียในวงจรเรโซแนนซ์ เนื่องจากตัวต้านทานไบอัส  $R_B$  มีค่าเปลี่ยนไปตามความถี่เรโซแนนซ์ ( $\omega_o$ ) ซึ่งจะทำให้แบบคircuit ของวงจรเรโซแนนซ์ เปลี่ยนไปตามความถี่เรโซแนนซ์ด้วย เป็นผลทำให้เฟสน้อยส์เปลี่ยนไปตามความถี่เรโซแนนซ์เช่นกันถ้าตัวเก็บประจุ  $C_S$  มีค่าน้อย สำหรับวงจรในภาพที่ 23 (ข) ตัวต้านทานสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์กำหนดจาก

$$R_T = R_B \left( 1 + \frac{C_T}{C_S} \right)^2 \quad (3.1.48)$$

และ

$$R_T = R_B \left( \frac{\omega_o^2 LC_S}{\omega_o^2 L(C_S + C_P) - 1} \right)^2 \quad (3.1.49)$$

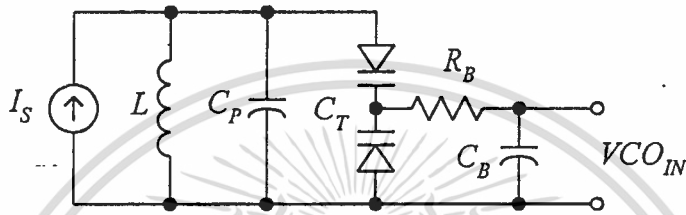
ผลของตัวต้านทานไบอัสจะมีค่ามากกว่าในกรณีของภาพที่ 23 (ก) ดังนั้นการใช้งานวงจรในภาพ 23 จึงมีความเหมาะสมกว่า อย่างไรก็ตามทั้งสองก็ยังมีปัญหาเรื่องแรงดันของความถี่ออสซิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลดที่ปรากฏคร่อมวงจรเรโซแนนซ์ (คร่อมไดโอด) ซึ่งจะทำให้ ความจุไฟฟ้าของไดโอดถูกมอดูเลตด้วยแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด นอกจากนี้เมื่อแรงดันเอซีคร่อมไดโอดมีค่าสูง ก็อาจเกิดการเรียงกระแสน้ำขึ้นทำให้การทำงานของวงจรผิดปกติ เราสามารถหลีกเลี่ยงปัญหานี้ได้โดยใช้วงจรในภาพที่

24

ภาพที่ 24



แสดง วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีไดโอดสองตัว

สมมติว่าไดโอด ทั้งสองตัวเป็นอุดมคติและเหมือนกันทุกประการจะได้ว่า

$$R_T = 4R_B \quad (3.1.50)$$

วงจรภาพที่ 24 จะมีความต้านทานสูญเสียคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ ผลของการมอดูเลตค่าความจุไฟฟ้าเนื่องจากแรงดัน ตกคร่อมของไดโอดจะถูกชดเชยซึ่งกันและกันถ้าไดโอดทั้งสองตัวมีคุณสมบัติเหมือนกัน ค่าความจุไฟฟ้าของไดโอดหนึ่งตัวจะเป็นฟังก์ชันของแรงดันไบอัสกลับ ค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อ พี-เอ็น ของไดโอด คำนวณจาก

$$C_j = C_o \left( 1 + \frac{V_R}{\phi} \right)^{-m} \quad (3.1.51)$$

เมื่อ

$V_R$  เป็นแรงดันไบอัสกลับ

$C_o$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าเมื่อ  $V_R = 0$

$m$  เป็นเลขชี้กำลังมีค่าระหว่าง 1/3-2 ขึ้นอยู่กับสารเจือปนที่รอยต่อ

$\phi$  เป็นแรงดันรอยต่อพีเอ็น ( $\cong 0.7V$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความจุไฟฟ้าของวารีแคปไตโอด จะเป็นตัวกำหนดอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่สูงสุด-ต่ำสุด ที่วีซีโอปรับได้ Johnson (1983:45-53)

$$T_R = \frac{C_J(V_2)}{C_J(V_1)} = \left( \frac{V_1 + \phi}{V_2 + \phi} \right)^m \quad (3.1.52)$$

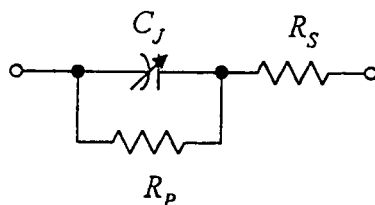
เมื่อ  $C_J(V_1)$  = ค่าความจุไฟฟ้าของไดโอดที่แรงดันไบอัส  $V_1$   
 $C_J(V_2)$  = ค่าความจุไฟฟ้าของไดโอดที่แรงดันไบอัส  $V_2$  ( $V_1 > V_2$ )

จากสมการที่ (3.1.51) และ (3.1.52) ทำให้ทราบว่า การเปลี่ยนความถี่เมื่อเทียบกับแรงดันอินพุทของวีซีโอไม่เป็นเชิงเส้น วงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ไดโอดเป็นตัวเปลี่ยนความถี่ ค่าตัวประกอบคุณภาพของวารีแคปไตโอดมักจะเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพของไดโอด เราอาจพิจารณาค่า  $Q$  ของไดโอดได้จากวงจรสมมูลของไดโอดเมื่อละเลยความเหนี่ยวนำแฝง เนื่องจากขาของไดโอด (Lead inductance) และค่าความจุไฟฟ้าของตัวถัง (Case capacitance) วงจรสมมูลของไดโอดแสดงในภาพที่ 25 เรากำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพของไดโอดจาก

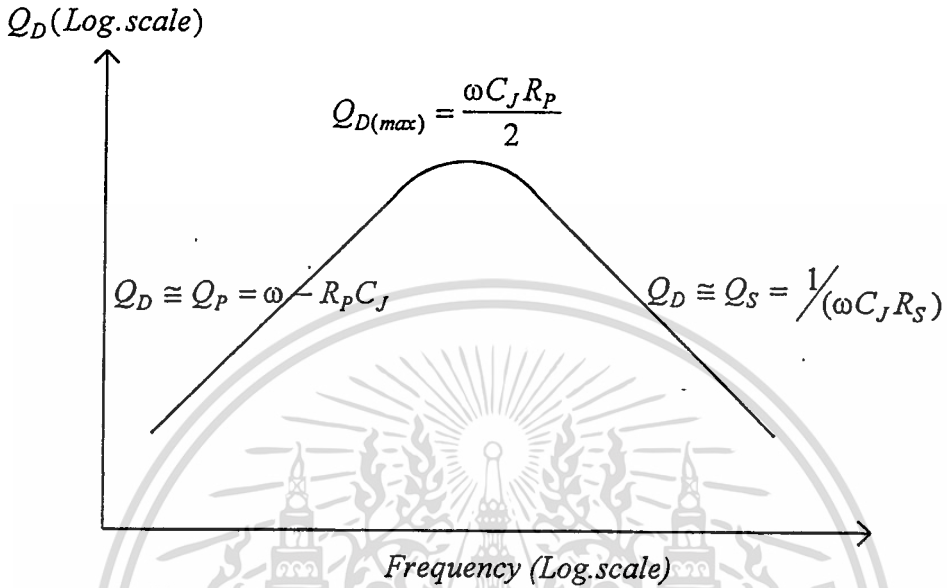
$$Q_D = \frac{\omega_o C_J R_p^2}{R_s + R_p + (\omega_o C_J)^2 R_s R_p^2} \quad (3.1.53)$$

ถ้าเราลืตกความเปลี่ยนแปลงของ  $Q_D$  เทียบกับ  $\omega_o$  เราจะพบว่ามีลักษณะคล้ายกับผลตอบสนองขนาด (Magnitude response) ของวงจรรุนดังแสดงในภาพที่ 26 ในการใช้งานกับวงจรวีซีโอค่า  $Q_D$  จะอยู่ในช่วง  $Q_S$

ภาพที่ 25



ภาพที่ 26



แสดง คุณสมบัติของ  $Q_D$  เมื่อเทียบกับความถี่

ซึ่งจะมีค่าลดลงความถี่มากขึ้น วาริแคปไตโอดในวงจรวีซีโอจะทำให้เกิดเฟสน้อยส์กับคลื่นพาร์ เนื่องจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเนื่องความสูญเสียภายในไตโอด ( $R_p$  หรือ  $R_s$ ) ขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ใช้งาน ตามภาพที่ 26 ถ้าพิจารณาว่าไม่มีสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจากภายนอกไตโอด สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเกิดจากตัวต้านทาน R ภายในไตโอดมีขนาดเท่ากับ

$$V_n = \sqrt{4KT_n R} \quad V / \sqrt{HZ} \tag{3.1.54}$$

แรงดัน  $V_n$  จากไตโอดจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟสสูงสุด (ที่แบนด์วิธ 1 Hz) ของความถี่ออกสซัลเลตมีค่า

$$\theta_d = \left[ \frac{2K_o V_n}{f_m} \right]^{1/2} \tag{3.1.55}$$

เมื่อ  $K_o$  เป็นเกนแฟคเตอร์ของวีซีโอ ( $H_z / V$ ) และ  $f_m = \omega_m / 2\pi$  การเบี่ยงเบนเฟสตามสมการที่ (3.1.55) ทำให้เกิดเฟสน้อยส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประจักษ์ (3.1.56) การค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

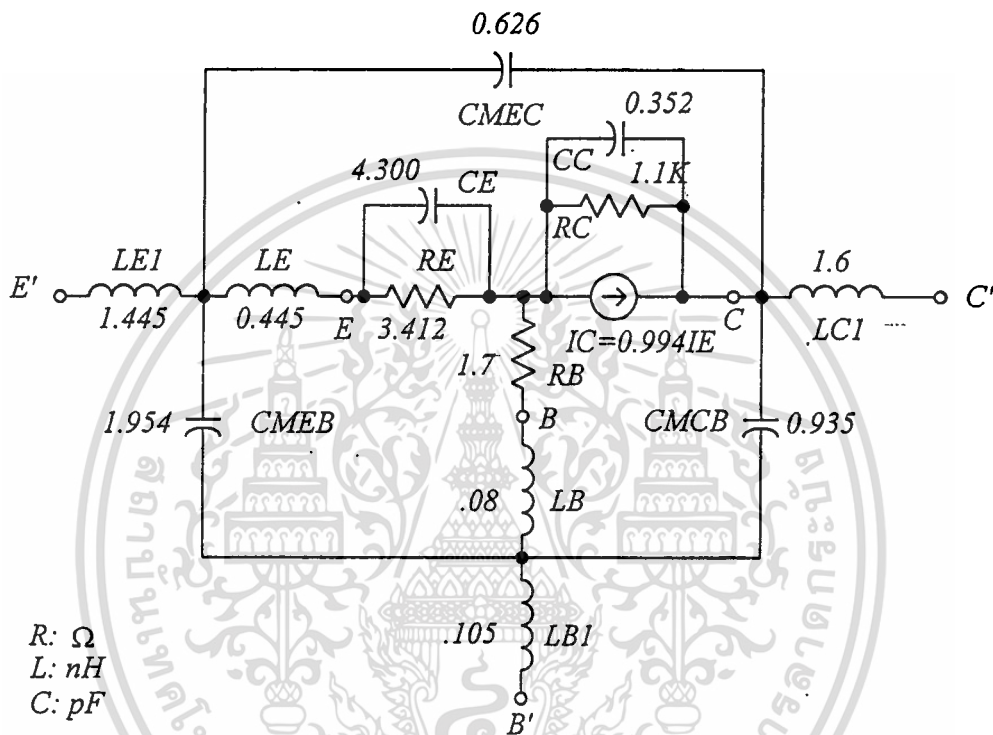
### วิธีโอที่ออกแบบใช้งานในเครื่องกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์

วิธีโอต้องการความถี่เอาท์พุทในช่วง 208-218 MHz ที่แรงดันอินพุทช่วง 1-11 โวลต์ อุปกรณ์แอกทิฟเลือกใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3358 ในวงจรแบบเบสร่วม ออกแบบวงจรที่ความถี่ 213 MHz ทรานซิสเตอร์ไบอัสที่  $V_{CE} = 5V$ ,  $I_C = 10mA$  มีเอสพารามิเตอร์ดังนี้

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.856 / 173.90^\circ & S_{12} &= 0.856 / 134.6^\circ \\ S_{21} &= 1.755 / -9.20^\circ & S_{22} &= 0.925 / -10.47^\circ \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.1.32) คำนวนค่าตัวประกอบเสถียรภาพ  $K = 1.04$  ซึ่งอยู่บนช่วงที่ ทรานซิสเตอร์ยังมีเสถียรภาพ ในทางปฏิบัติเมื่อวางทรานซิสเตอร์บนวงจร ขดลวดเหนี่ยวนำเนื่องจากขาเบสจะทำให้ทรานซิสเตอร์มีแนวโน้มที่จะขาดเสถียรภาพ เราจะใช้วิธีการป้อนกลับด้วยตัวเก็บประจุภายนอกเพื่อให้พื้นที่ของวงกลมเสถียรภาพ (Stability circle) ใหญ่เพียงพอที่ทำงานเป็น วงจรออสซิลเลเตอร์ เราทราบได้จากสมการที่ (3.1.44) ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อของทรานซิสเตอร์ ทำให้เกิดการมอดูเลตของสัญญาณรบกวนกับคลื่นพาห์ ถ้าเราเลือกตัวเก็บประจุ ภายนอกให้มีค่ามากกว่าตัวเก็บประจุภายในทรานซิสเตอร์จะทำให้ผลของ  $dC_d / dV_o$  มีไม่มาก เราทราบค่าตัวเก็บประจุภายในของทรานซิสเตอร์ได้จากแบบจำลองที่สัญญาณขนาดเล็ก แบบจำลองของวงจรเบสร่วมสร้างได้จากวิธีทำแบบจำลองของผลตอบสนอง (Modeling a response) จากเอสพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ แบบจำลองของ 2SC3358 ในแบบเบสร่วมแสดงในภาพที่ 27

ภาพที่ 27



แสดง แบบจำลองของ 2SC3358

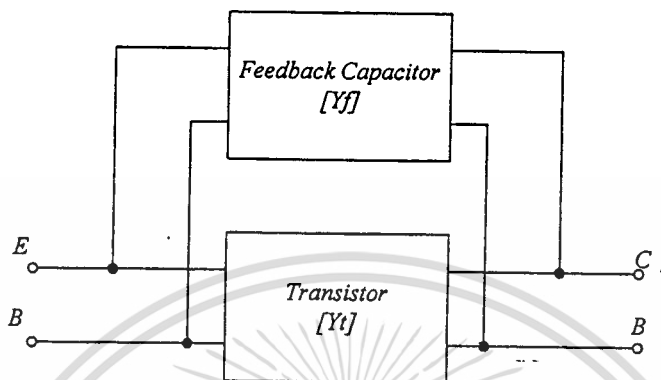
จากวงจรในภาพที่ 20 เราเลือกใช้ตัวเก็บประจุป้อนกลับ  $C_F$  โดยประมาณ ค่าอุปกรณ์แฝงของทรานซิสเตอร์เป็นดังภาพที่ 27 เราสามารถพิจารณาพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เมื่อป้อนกลับด้วย  $C_F$  โดยเปลี่ยน เอสพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ให้เป็นแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ (Admittance parameter) หรือวายพารามิเตอร์ (Y - parameter) แล้วรวมเข้ากับวายพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุป้อนกลับ  $C_F$  ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3.1.57) เมื่อรวมกับวายพารามิเตอร์

$$Y_{ff} = Y_{of} = Y_x$$

$$Y_{ff} = Y_{of} = -Y_x$$

(3.1.57)

ภาพที่ 28



แสดง ทรานซิสเตอร์ในแบบวอยพารามิเตอร์ร่วมกับวอยพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุป้อนกลับ  $C_F$

ของตัวเก็บประจุป้อนกลับ ซึ่งคำนวณได้จาก

$$Y_x = j\omega C_F$$

$$-Y_x = -j\omega C_F$$

เราจะได้พารามิเตอร์เมื่อป้อนกลับด้วย  $C_F$  เป็น  $Y_c = Y_t + Y_f$  โดย  $Y_c$  คือวอยพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เมื่อต่อตัวเก็บประจุ  $C_F$  ดังนั้น

$$\begin{aligned} Y_{ic} &= Y_{it} + Y_{if} & Y_{rc} &= Y_{rt} + Y_{rf} \\ Y_{fc} &= Y_{ft} + Y_{ff} & Y_{oc} &= Y_{ot} + Y_{of} \end{aligned} \quad (3.1.58)$$

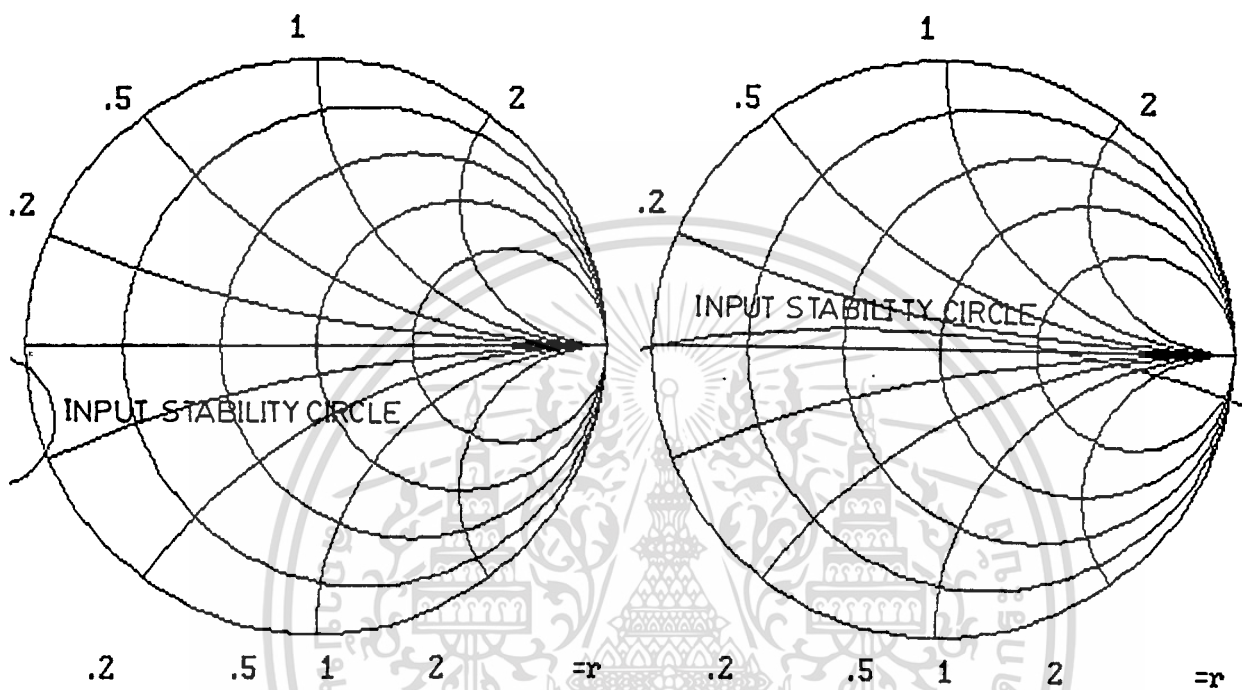
จากสมการที่ (3.1.58) เราแปลงกลับ เป็นเอสพารามิเตอร์เมื่อพิจารณาวงกลมเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์หลังจากป้อนกลับ ซึ่งคำนวณจุดศูนย์กลาง และรัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางอินพุทจาก

$$C_s = \left( \frac{S_{22} - \Delta S_{11}^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right) \quad , \quad r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.1.59)$$

เอสพารามิเตอร์ที่ใช้คำนวณเสถียรภาพ เป็นเอสพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เมื่อต่อตัวเก็บ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัวในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ประจุ  $C_F$  แล้ว ซึ่ง  $C_s = 1.19 \angle -110.870^\circ$  และ  $r_s = 1.248$   
 ไม่วาทกรรมใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 29



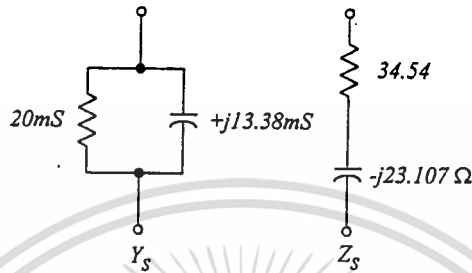
แสดง (ก) วงกลมเสถียรภาพทางอินพุต

(ข) วงกลมเสถียรภาพทางอินพุตเมื่อต่อ  $C_F$

ในรูปที่ 29 (ข) ถ้าเราเลือก  $Z_s$  โดยให้ส่วนจริง (Conductance) มีค่าเท่ากับ  $20 \text{ mS}$  ( $50 \text{ โอห์ม}$ ) จะได้จาก  $Z_s = 34.54 - j23.107 \Omega$  หรือ  $\Gamma_s = 0.32 \angle -108.4^\circ$  ดังแสดงในภาพที่ 30 อิมพีแดนซ์ที่เลือก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

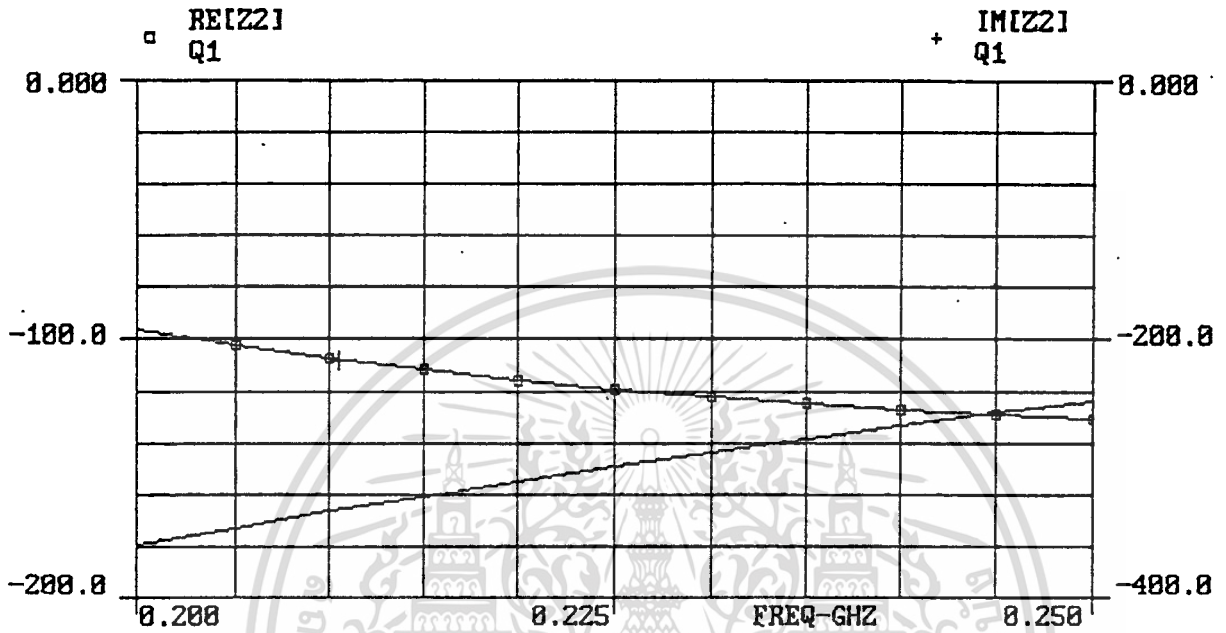
ภาพที่ 3.21



แสดง อิมพีแดนซ์ที่กำหนดให้เป็น  $Z_s, \Gamma_s (Z_T, \Gamma_T)$

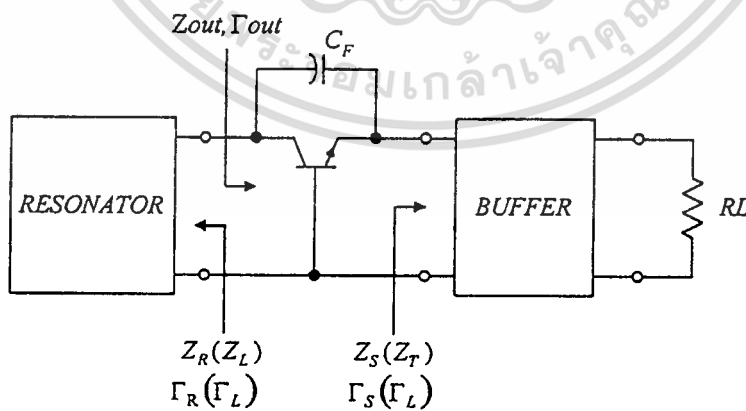
จะทำให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่เอาต์พุต  $\Gamma_{OUT}$  ตามสมการที่ (3.1.34) ( เมื่อคำนวณจากเอสพารามิเตอร์ที่ต่อ  $C_F$  ซึ่งมีค่า  $S_{11} = 0.897 / 167.222^\circ$  ,  $S_{21} = 1.813 / -12.947^\circ$  ,  $S_{12} = 0.132 / 111.096^\circ$  ,  $S_{22} = 1.014 / -17.546^\circ$  ) มีค่าเท่ากับ  $1.093 / -15.75^\circ$   $C_F$  ที่ความถี่ทำงานของวีซีโอ ส่วนจริงของ  $Z_{OUT}$  ต้องมีค่าเป็นลบ ตลอดช่วงการทำงานดังแสดงในภาพที่ 31 จากวงจรวีซีโอในภาพที่ 20 เราจะได้ว่า  $Z_S = Z_T$  และ  $\Gamma_S = \Gamma_T$  อิมพีแดนซ์ต่อปลาย  $Z_T$  จะกำหนดให้เป็นจุดที่เชื่อมต่อกำลังงานจากวงจรกับโหลดภายนอกเนื่องจาก ซึ่งทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์มีค่า  $Z_{OUT} = -107.520 - j326.850$  โอห์ม การใช้งานเป็นออสซิลเลเตอร์ค่าความต้านทานลบจะต้องปรากฏตลอดช่วงทำงานของวีซีโอ ดังนั้นเมื่อกำหนดค่า  $Z_s$  คงที่ตามภาพที่ 30 เราคำนวณค่า  $Z_{OUT}$  ตามสมการที่ (3.1.34) และ (3.1.35) จากเอสพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ต่อ  $Z_T$  มีผลต่อความต้านทานลบที่ทรานซิสเตอร์สร้างขึ้น การเปลี่ยนแปลงของ  $Z_T$  จะทำให้เกิดผลการดึงของโหลด (Load pulling) ซึ่งจะทำให้ความถี่ , ระดับกำลังงานเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง หรือวงจรอาจจะหยุดออสซิลเลตดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) ต่อระหว่างโหลดภายนอกและออสซิลเลเตอร์ ในกรณีนี้  $Z_T$  จะเป็นอินพุตอิมพีแดนซ์ของบัฟเฟอร์ ดังแสดงในภาพที่ 32 สำหรับเรโซเนเตอร์เราจะใช้สายส่งโคแอกเซียล

ภาพที่ 31



แสดง เอทท์พหุอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ เมื่อต่อ  $C_F$  และ  $Y_S$

ภาพที่ 32

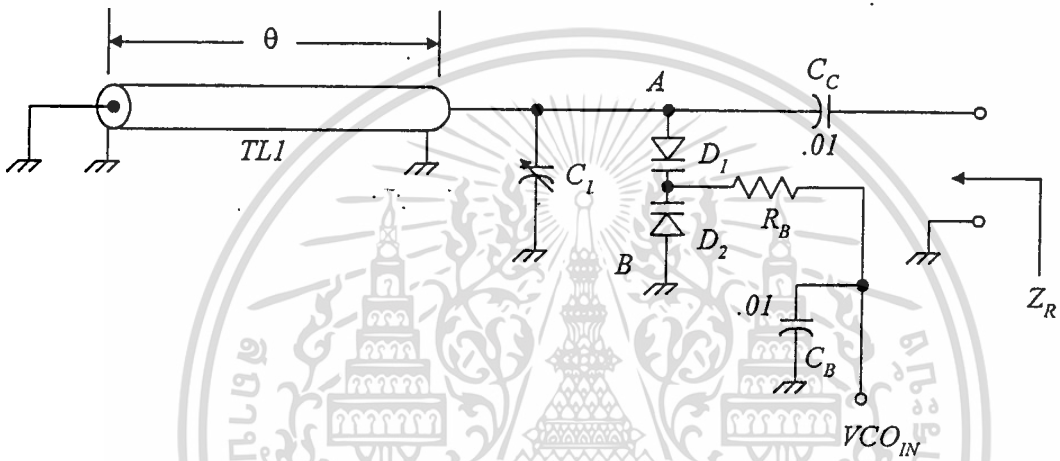


แสดง บล็อกไดอะแกรมเมื่อต่อโหลดภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Coaxial cable) ซึ่งมีวัสดุไดอิเล็กตริก (Dielectric) เป็นเทฟลอน (Teflon , PTFE) มีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative dielectric)  $\epsilon_r = 2.55$  ทำเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ วงจรเรโซเนเตอร์ที่ใช้แสดงในภาพที่ 33 จากอิมพีแดนซ์

ภาพที่ 33



แสดง เรโซเนเตอร์ของวีซีโอ

ที่เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ ( $Z_{OUT} = -107.520 - j326.850 \Omega$ ) เมื่อแปลงให้อยู่ในรูปขนาน โดยอาศัยความสัมพันธ์

$$R_p = R_s \left[ 1 + \left( \frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right] \quad (3.1.60)$$

$$X_p = \frac{R_p R_s}{X_s}$$

ทำให้คำนวณเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ได้เป็นความต้านทานลบ  $R_p = -1101.11$  โอห์ม  $X_p = -j326.22$  โอห์ม หรือเท่ากับค่าความจุไฟฟ้า  $2.063 PF$  ขนานอยู่กับ  $R_p$  เมื่อกำหนดให้ความยาวทางไฟฟ้าของ  $TL_1$  เป็น  $30^\circ$  เราคำนวณอิมพีแดนซ์ที่ปลายด้านหนึ่ง เมื่ออีกด้านหนึ่งลัดวงจรได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{IND} = jZ_o \tan\theta \quad (3.1.61)$$

เมื่อ  $\theta$  เป็นความยาวทางไฟฟ้าของสายส่ง ถ้าแปลงกลับเป็นความยาวทางกายภาพจะเทียบกับความยาวคลื่น โดย

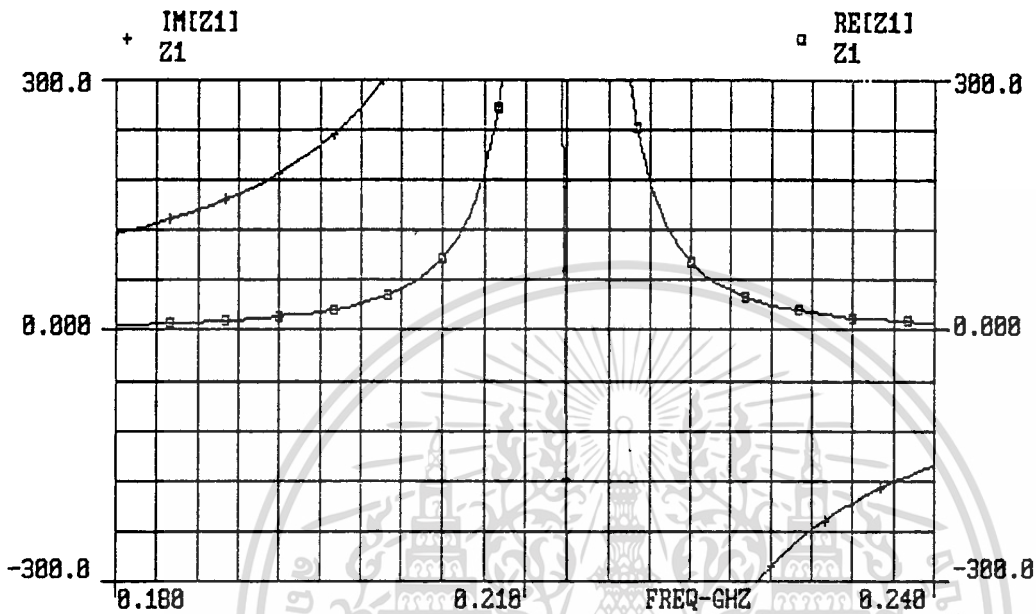
$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{V}{f} \quad (3.1.62)$$

เมื่อ  $V$  เป็นความเร็วแสงในที่ว่าง ,  $f$  เป็นความถี่ใช้งาน เราคำนวณที่ ความถี่ 213 MHz จะได้  $\lambda_g = 0.882$  เมตร ดังนั้น  $\theta = 30^\circ$  จะเท่ากับความยาวจริง 73.5 มิลลิเมตร ขดลวดที่สร้างขึ้นมีอิมพีแดนซ์ จำนวนตามสมการที่ (3.1.61) โดยสายส่งมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 75 โอห์มจะได้  $Z_{IND} = 43.3$  โอห์ม หรือค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ 32.35 นาโนเฮนรี่ เราคำนวณค่าตัวเก็บประจุทั้งหมดในวงจรรเรโซแนนซ์ ได้จาก

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L}$$

ดังนั้น ค่าตัวเก็บประจุทั้งหมดจะเท่ากับ 17.26 พิโคฟารัด เมื่อหักค่าตัวเก็บประจุที่เรโซเนเตอร์พอร์ท (2.063 พิโคฟารัด) จะเป็นค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดของเรโซเนเตอร์ เท่ากับ 15.197 พิโคฟารัด วารีแคป ไดโอด  $D_1, D_2$  เลือกใช้เบอร์ 1S2208 ของบริษัท NEC ซึ่งมีค่า  $T_r$  ประมาณ 4.5 ,  $R_s$  ประมาณ 0.35 โอห์ม , ค่าตัวประกอบคุณภาพ (ไม่มีโหลด) ประมาณ 250 ที่ความถี่ 200 MHz ไดโอด 1S2208 มีรอยต่อแบบไฮเปอร์แอบรัป (Hyper-abrupt) สมมติว่าไดโอดทั้งสองตัวมีคุณสมบัติเหมือนกัน ที่แรงดันไบอัส 4 โวลต์ ไดโอดแต่ละตัวมีค่าความจุไฟฟ้า 10 พิโคฟารัด จุด A-B ก็จะมีค่าความจุไฟฟ้าเท่ากับ 5 พิโคฟารัด ถ้ากำหนดให้ที่ แรงดันไบอัส 4 โวลต์ วงจรมีความถี่เอาท์พุท 213 MHz ตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะต้องมีค่าเท่ากับ 10.197 พิโคฟารัด อินพุท

ภาพที่ 34



แสดง อินพุทอิมพีแดนซ์ของ ZR

อิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์เมื่อรวมค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุทของทรานซิสเตอร์แสดงในภาพที่ 34 เรโซเนเตอร์มีค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดประมาณ 15 วิธีโอจะให้อาห์พุทมีค่าเท่ากับค่าความถี่เรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ นั่นคือความถี่ซึ่งส่วนจินตภาพมีค่าเท่ากับศูนย์ ( $I_m[Z_1]$ ) ดังแสดงในภาพที่ 35 สำหรับวงจรบัฟเฟอร์ในภาพที่ 32 จะประกอบด้วยวงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator) และวงจรถยายสัญญาณแถบความถี่กว้าง (Wide-band-amplifier) ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 วงจรวิธีโอที่ออกแบบจะทำงานได้ตลอดช่วงความถี่ เมื่อความสูญเสียของเรโซเนเตอร์มีค่าน้อยกว่าความต้านทานลบของ  $Z_{OUT}$  และความถี่ออสซิลเลตจะกำหนดจากความถี่ซึ่งส่วนเชิงซ้อนของอิมพีแดนซ์ที่เรโซเนเตอร์พอร์ทเท่ากับศูนย์ วงจรวิธีโอ ซึ่งไม่รวมวงจรบัฟเฟอร์ แสดงในภาพที่ 36 จากรูปวงจรใช้แรงดันแหล่งจ่าย 12 โวลต์ ตัวต้านทาน  $8.2\text{ K}\Omega$ ,  $12\text{ K}\Omega$ ,  $620\ \Omega$  และ  $75\ \Omega$  กำหนดจุดไบอัสดีซีที่  $V_{CE} = 5\text{ V}$  และ  $I_c = 10\text{ mA}$  สายส่ง  $TL_1$  มีความยาวประมาณ 74 มิลลิเมตร ขนาดของสัญญาณเอาต์พุทได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม

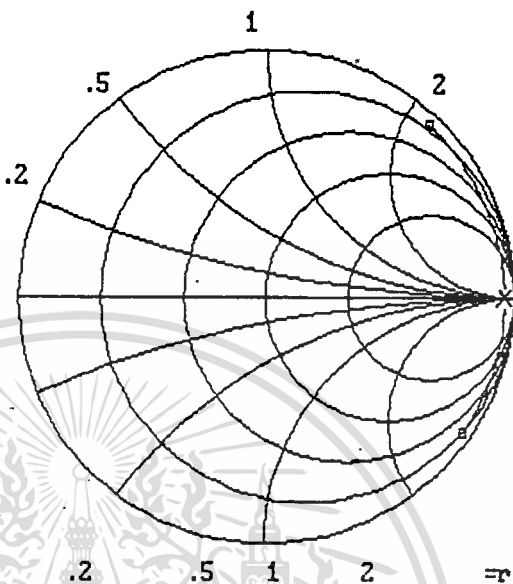
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 35

$S_{11}$   
 $Z_1$

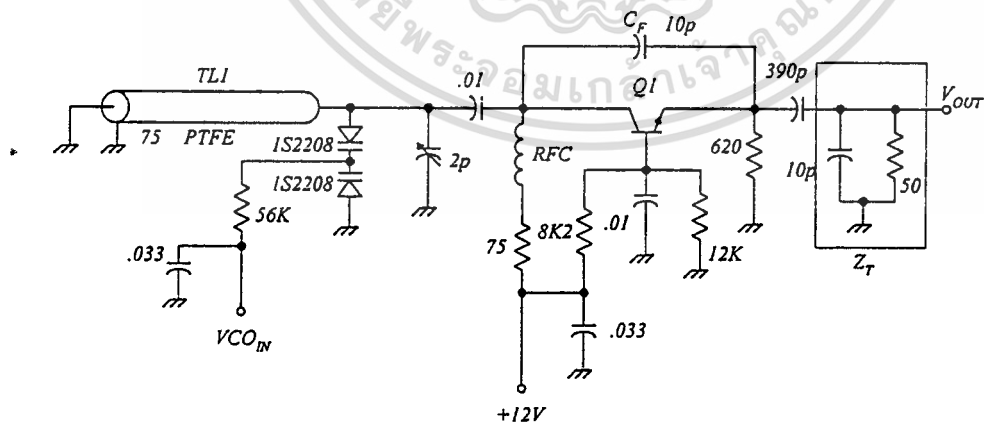
Z:	2558.	0.000
dZ:	2508.	0.000
Y:	0.00039	0.000
dY:	-0.020	0.000
P:	0.962	0.000
dP:	0.958	100.0

$f_1$ : 0.18000  
 $f_2$ : 0.24000



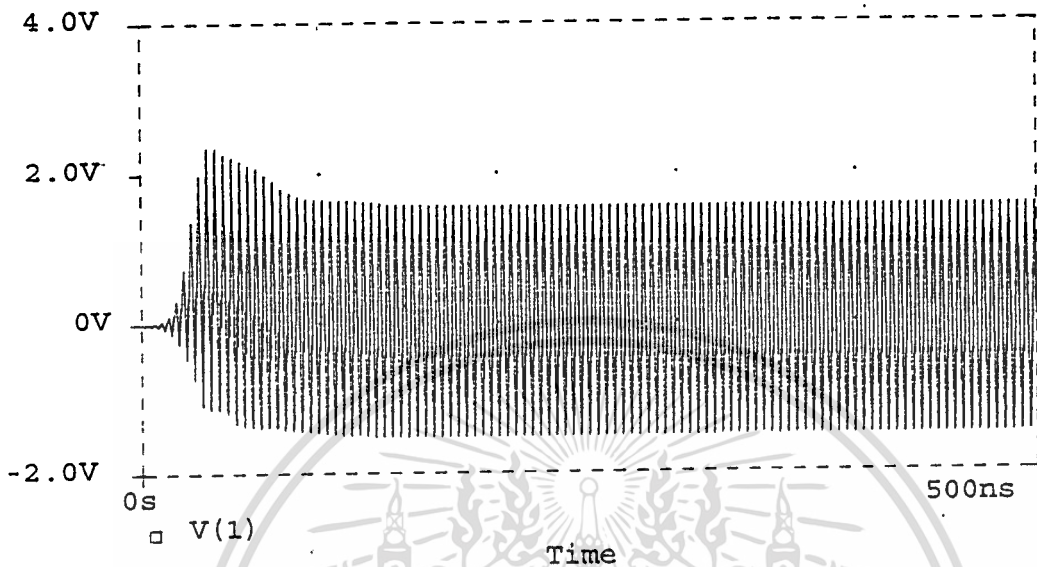
แสดง อินพุตอิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์ เมื่อวิซีโอ  
 มีความถี่เอาต์พุต 213 MHz

ภาพที่ 36



แสดง วงจรวิซีโอที่ออกแบบได้

ภาพที่ 37

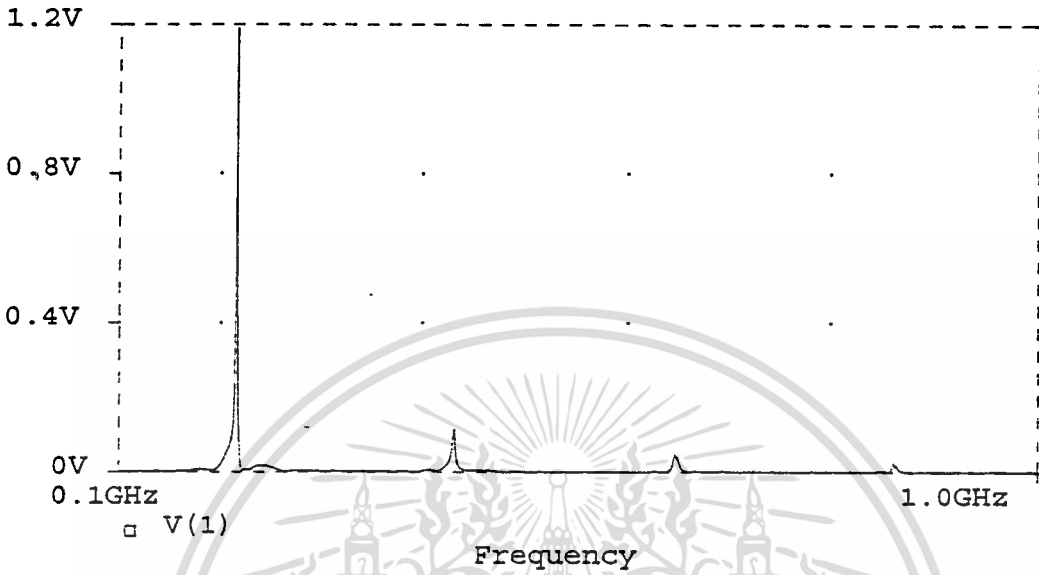


แสดง แรงแค่นเอาท์พุทหลังจากเริ่มทำงาน 500 ns

PsPice ผลการจำลองการทำงานในช่วง 0-500 ns แสดงในรูปที่ 37 กำลังงานเอาท์พุทของความถี่หลัก มุลจะได้อากการแปลงฟูริเยร์ของแรงแค่นเอาท์พุท ขนาดแรงแค่นเอาท์พุทจนถึงฮาร์โมนิกที่ 3 แสดงใน ภาพที่ 38 เราประมาณกำลังงาน (อาร์เอ็มเอส) ของความถี่มูลฐานได้เท่ากับ 14.4 มิลลิวัตต์สำหรับคุณ สมบัติของสัญญาณในเรื่องเฟสน้อยส์ได้มีผู้นำเสนอวิธีการจำลองการทำงานของวงจรเฟสล็อกคูลูปเพื่อวิ เคราะห์ระดับเฟสน้อยส์ ซึ่งเป็นการทำงานของวงจรรวมที่ความถี่ต่ำ การพิจารณาระดับของเฟส น้อยส์ยังต้องพิจารณาจากการทดลอง เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่มีอูเลต อยู่กับคลื่นพาห้จะมาจาก การสังเกต และทดลอง (Empirical) สำหรับการใช้งานจริงของวงจรในภาพ ที่ 36 จะแสดงในภาพที่ 39 แม้ว่าจากการจำลองการทำงานจะได้กำลังงานเอาท์พุทสูงเพียงพอที่จะใช้ งาน แต่วงจรจะถูกรบกวนจากโหลดที่เปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ไปจาก  $Z_T$  ในภาพที่ 36 จึงจำเป็นต้องมีวง จจรบัพเฟอร์ วงจรบัพเฟอร์เป็นวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้าง (WBDAMP) มีค่า  $dB|S21| \cong 11dB$  และ  $dB|S12| \cong 19dB$  เมื่อรวมกับตัวลดทอนแบบไพ (pi - attenuator) ซึ่งทำหน้าที่ ลดขนาดสัญญาณให้ WBDAMP ทำงานโดยไม่เกิดความเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชัน (Intermodulation distortion, IMD) วงจรบัพเฟอร์ทำให้มีอัตราการแยกระหว่างโหลดและวิธีโอประมาณ 30 dB (ถ้าวงจรลดทอนมีการลดทอน-11 dB)

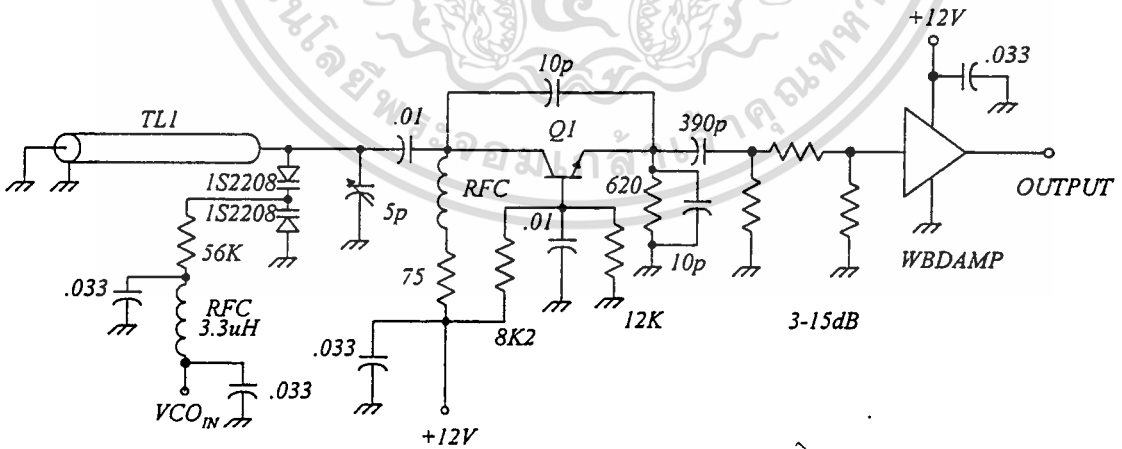
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 38



แสดง ขนาดของแรงดันเอาต์พุตในโดเมนความถี่

ภาพที่ 39



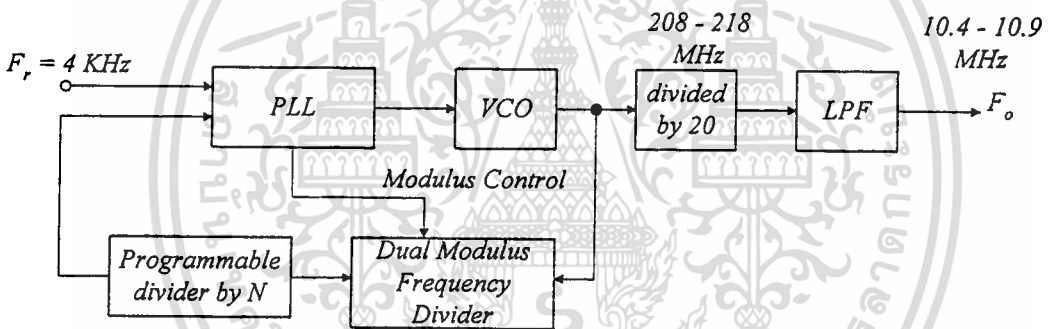
วงจรวิทยุไอทีใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การสังเคราะห์ความถี่รายละเอียดสูงรูปเดียว

การสังเคราะห์ความถี่ความละเอียดสูง (high resolution) ระดับ 1Hz หรือน้อยกว่า ทำได้จากเทคนิคการสังเคราะห์ความถี่โดยตรงแบบดิจิทัล หรือดีดีเอส (DDS) Rohde (1983 : 110-116) การสังเคราะห์ความถี่แบบดีดีเอสมีข้อจำกัดที่ความถี่ใช้งาน ความถี่สูงสุดของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบดีดีเอสยังจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ไม่เกิน 20 MHz QUALCOMM(1992) การสังเคราะห์ความถี่แบบดีดีเอสมีส่วนประกอบที่ยุ่ยากกว่าเฟสล็อกกลุ๊ป คุณภาพของสัญญาณเอาต์พุตจะได้คลื่นพาห่ที่มีเฟสน้อยส์ต่ำกว่า แต่ก็มีสัญญาณปลอม (Spurious signal) อื่นๆ สูงกว่าเนื่องจากการทำงานของวงจร การสังเคราะห์ความถี่ความละเอียดสูงอย่างง่ายวิธีหนึ่งคือการสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป โดยให้วีซีโอทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เอาต์พุตที่ต้องการ แล้วหารความถี่ลงเท่ากับความถี่เอาต์พุต

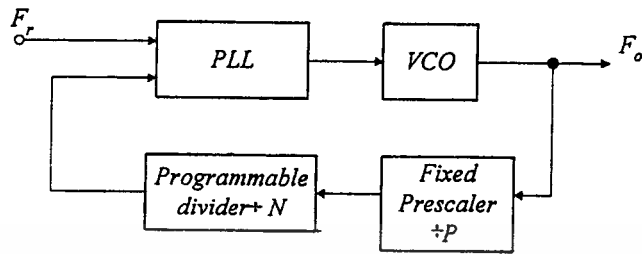
ภาพที่ 40



แสดง บล็อกไดอะแกรมของระบบสังเคราะห์ความถี่ที่สร้างขึ้น

จากบล็อกไดอะแกรม สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคือ 10.4-10.9 MHz มีความละเอียด  $F_r/20$  หรือ 200 Hz สัญญาณเอาต์พุตจากวีซีโอมีความละเอียดเท่ากับ  $F_r$  หรือ 4 KHz ความถี่เอาต์พุตของวีซีโอจะเท่ากับ  $N F_r$  ตัวหารความถี่แบบโปรแกรมได้  $N$  ทำหน้าที่กำหนดความถี่เอาต์พุตของวีซีโอ ตัวหารแบบโปรแกรมที่ใช้ได้จะเป็นแบบนับลง (Count down) ซึ่งอาจเป็นวงจรรวมทีทีแอล (TTL) หรือ ซีมอส (CMOS) ทำงานร่วมกับพรีสเกล (prescaler) แบบคู่อัดโมดูลัส (Dual-modulus) ที่ทำงานได้จนถึงความถี่ยูเอชเอฟ (UHF) พรีสเกลจะหารความถี่ของวีซีโอ ลงจนมีความถี่ซึ่งวงจรรวมแบบซีมอสทำงานได้ ถ้าเราใช้ตัวหาร พรีสเกลแบบตัวหารคงที่ทำหน้าที่ดังกล่าว วงจรสังเคราะห์ความถี่ จะเสียความละเอียดของช่องความถี่ไปเท่ากับค่าตัวหารของพรีสเกล

ภาพที่ 41



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบฟริสเกลตัวหารคงที่

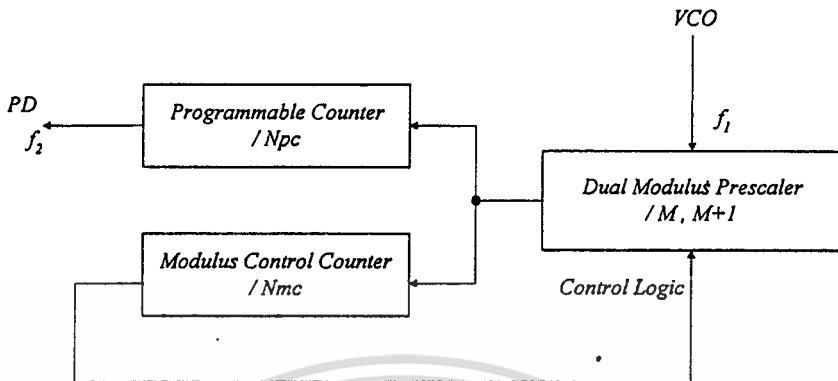
จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 41 ความถี่เอาต์พุตจะกำหนดโดย

$$F_o = N(PF_r) \quad (3.2.1)$$

ความละเอียดของสัญญาณเอาต์พุตจะพิจารณาจากการเปลี่ยนตัวหาร  $N$  เป็น  $N \pm 1$  ความถี่เอาต์พุตจะเปลี่ยนไปเท่ากับ  $F_r$  โดย  $F_r$  จะเป็นช่วงความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel space) การใช้ฟริสเกลแบบตัวหารคงที่ตามสมการ (3.2.1) ช่วงความถี่ของ 1 ช่องสัญญาณจะเท่ากับ  $P F_r$  วิธีการดังแสดงในรูปที่ 40 ทำให้หลีกเลี่ยงปัญหานี้ได้ เมื่อเราพิจารณาเฉพาะส่วนวงจรหารความถี่ ซึ่งสามารถแสดงดังบล็อกไดอะแกรม ในรูปที่ 42 ฟริสเกลคู่อัลโมดูลัสมีตัวหาร 2 ค่า คือ  $M+1$  และ  $M$  (เช่น  $11/10$ ,  $65/64$ ) ส่วน  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  เป็นวงจรหารความถี่ชนิดนับลง (down counter) ขณะทำงาน  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  ตั้งค่าตัวหารใดๆ ไว้ เมื่อวงจรหารทั้งหมดกำหนดค่าตัวหารไว้แล้ว ในรอบแรกความถี่  $f_1$  จากวีซีไอถูกหารลงโดยคู่อัลโมดูลัสฟริสเกล ด้วยค่า  $M+1$  เอาต์พุตของฟริสเกลป้อนให้ทั้ง  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  เมื่อ  $N_{mc}$  นับลงจนถึงศูนย์ (ตัวหารของ  $N_{mc}$  มีค่าน้อยกว่า  $N_{pc}$ ) จะให้สัญญาณควบคุมเปลี่ยนตัวหารในฟริสเกลป้อนให้ทั้ง  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  เมื่อ  $N_{mc}$  นับลงจนถึงศูนย์ (ตัวหารของ  $N_{mc}$  มีค่าน้อยกว่า  $N_{pc}$ ) จะให้สัญญาณควบคุมเปลี่ยนตัวหารในฟริสเกลจาก  $M+1$  เป็น  $M$  นับต่อไปจน  $N_{pc}$  มีค่าเป็นศูนย์ จะได้สัญญาณเอาต์พุต  $f_2$  หนึ่งพัลส์ และวงจรทั้งหมดจะรีเซ็ต ตัวหารเป็น  $M+1$  ตัวหาร  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  เป็นค่าเดิมที่กำหนดได้ แล้วเริ่มทำงานตามวงจรรอบนี้ใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 42



แสดง วิธีการหารความถี่แบบคูล์ โมดูลัส

เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $f_2$  และ  $f_1$  ได้โดยกำหนดให้  $T_1$  เป็นเวลาที่พรีสเกลหารด้วยตัวหาร  $M+1$  ในรอบแรก  $T_2$  เป็นเวลาที่  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  นับต่อมาจนได้สัญญาณเอาต์พุตหนึ่งพัลส์ โดย

$$T_1 = \frac{(M+1)}{f_1} N_{mc}$$

ขณะจบเวลา  $T_1$  ตัวหารที่ตั้งไว้ใน  $N_{pc}$  จะลดลงไปเท่ากับ  $N_{mc}$  หรือเมื่อจบเวลา  $T_1$  ตัวหารใน  $N_{pc}$  จะเหลืออยู่เท่ากับ  $(N_{pc} - N_{mc})$  ต่อมาพรีสเกลเปลี่ยนตัวหารเป็น  $M$  และ  $N_{pc}$  นับต่อมาจน มีค่าเป็น ศูนย์ได้สัญญาณ  $f_2$  หนึ่งพัลส์ใช้เวลา

$$T_2 = \frac{M}{f_1} (N_{pc} - N_{mc})$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} f_2 &= 1 / (T_1 + T_2) \\ &= \frac{1}{(M+1)N_{mc} / f_1 + M(N_{pc} - N_{mc}) / f_1} \end{aligned}$$

$$f_2 = \frac{I}{(M+1)N_{mc} + M(N_{pc} - N_{mc})}$$

$$= \frac{f_1}{MN_{pc} + N_{mc}} \quad (3.2.2)$$

จากสมการที่ (3.2.2) จะเห็นว่า  $f_1 = F_o$  และ  $f_2 = F_o / N$  ในสถานะลือกของลูบ จะได้  $F_o = NF_r$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$F_o = F_r (MN_{pc} + N_{mc}) \quad (3.2.3)$$

เมื่อเราเพิ่มหรือลดตัวหาร  $N_{mc}$  ครั้งละ 1 ( $N_{mc}+1$ ,  $N_{mc}-1$ ) ความถี่เอาท์พุทของวงจรถึงเคราะห์ ความถี่จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเท่ากับค่าของ  $F_r$  จะเห็นว่าการใช้วิธีพริสเกลแบบดิวัล โมดูลัสไม่ทำให้เสีย ความละเอียดของช่องสัญญาณ เหมือนกับวิธีพริสเกลตัวหารคงที่

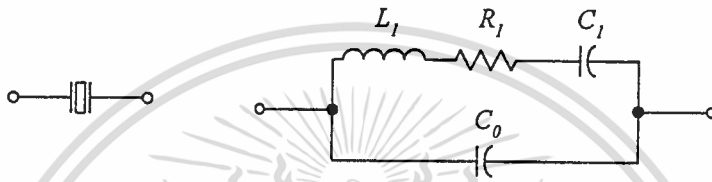
### การออกแบบวงจรถึงเคราะห์ความถี่

การออกแบบวงจรถึงเคราะห์ความถี่ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 40 เริ่มจากความถี่อ้างอิง ความถี่อ้างอิงสำหรับวงจรถึงเคราะห์ความถี่ส่วนใหญ่ได้มาจากวงจรถึงออสซิลเลเตอร์ ความคุมด้วย คริสตอล (Crystal Oscillator) แล้วหารความถี่ลงด้วยวงจรถึงหารความถี่จนได้  $F_r$  ที่ต้องการ คุณภาพของ สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์วัดเป็น (1) เสถียรภาพระยะยาว (long-term stability) เป็นค่า ความคลาดเคลื่อนของความถี่ต่อปี ทั่วไปจะอยู่ในช่วง 1 ถึง  $3 \times 10^6$  ต่อปี เสถียรภาพของความถี่จะ ขึ้นอยู่กับตัวประกอบคุณภาพ Q อายุการใช้งาน (aging) และระดับกำลังงานสูญเสีย ที่ตัวคริสตอล (drive level) ระดับกำลังงานสูญเสียที่ออสซิลเลเตอร์ควรมีค่าต่ำสุดเท่าที่เป็นไปได้ (1 ถึง  $20 \mu W$ ) จึง จะทำให้คริสตอลออสซิลเลเตอร์มีเสถียรภาพระยะยาวที่ดี (2) เสถียรภาพระยะสั้น เสถียรภาพระยะ สั้นของคริสตอลออสซิลเลเตอร์คือระดับสัญญาณรบกวน (เฟสnoise) ในบริเวณใกล้เคียงกับคลื่นพาห์ เอาท์พุทของวงจรถึงเคราะห์ความถี่ของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ขึ้นอยู่กับตัวประกอบคุณภาพ Q และระดับกำลังงานสูญเสียที่ตัวคริสตอล ตัวประกอบคุณภาพของคริสตอลจะมีค่าลดลง เมื่อคริสตอล

ทำงานในวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบไม่ได้อาจทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพมีเพียง 10-20% ของคริสตอล วงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งใช้อุปกรณ์แยกที่ฟีดตัวเดียว มีการจำกัดขนาดสัญญาณในตัวเอง (Self-limiting) ทำให้ตัวประกอบคุณภาพของคริสตอลลดลงกว่า 50%

คริสตอลทำงานเป็นเรโซเนเตอร์ที่มีตัวประกอบคุณภาพสูงโดยอาศัยปรากฏการณ์ไพโซอิเล็กทริก (Piezoelectric effect) ของผลึกควอทซ์ (Quartz) คริสตอลมีวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 43

ภาพที่ 43



แสดง สัญญลักษณ์ และวงจรสมมูลของคริสตอล

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 43 ตัวเก็บประจุ  $C_0$  เกิดจากตัวจับยึดผลึก (Holder capacitance) ขดลวด  $L_1$  ตัวต้านทาน  $R_1$  ตัวเก็บประจุ  $C_1$  เป็นอุปกรณ์สมมูลทางไฟฟ้า จากปรากฏการณ์ไพโซอิเล็กทริก คริสตอลเรโซเนเตอร์ซึ่งทำงานในแบบเรโซแนนซ์แบบอนุกรมตัวหนึ่ง มีค่าอุปกรณ  $L_1 = 2.54648$  มิลลิเฮนรี่  $R_1 = 6.4$  โอห์ม  $C_1 = 9.94718$  เฟมโตฟารัด และ  $C_0 = 2.486796$  พิโคฟารัดจะเห็นว่าเป็นวงจรเรโซแนนซ์ ซึ่งมีอัตราส่วน  $X_L$  ต่อ  $X_C$  สูงมาก ความถี่เรโซแนนซ์โมดอนุกรมคำนวณได้จาก

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$$

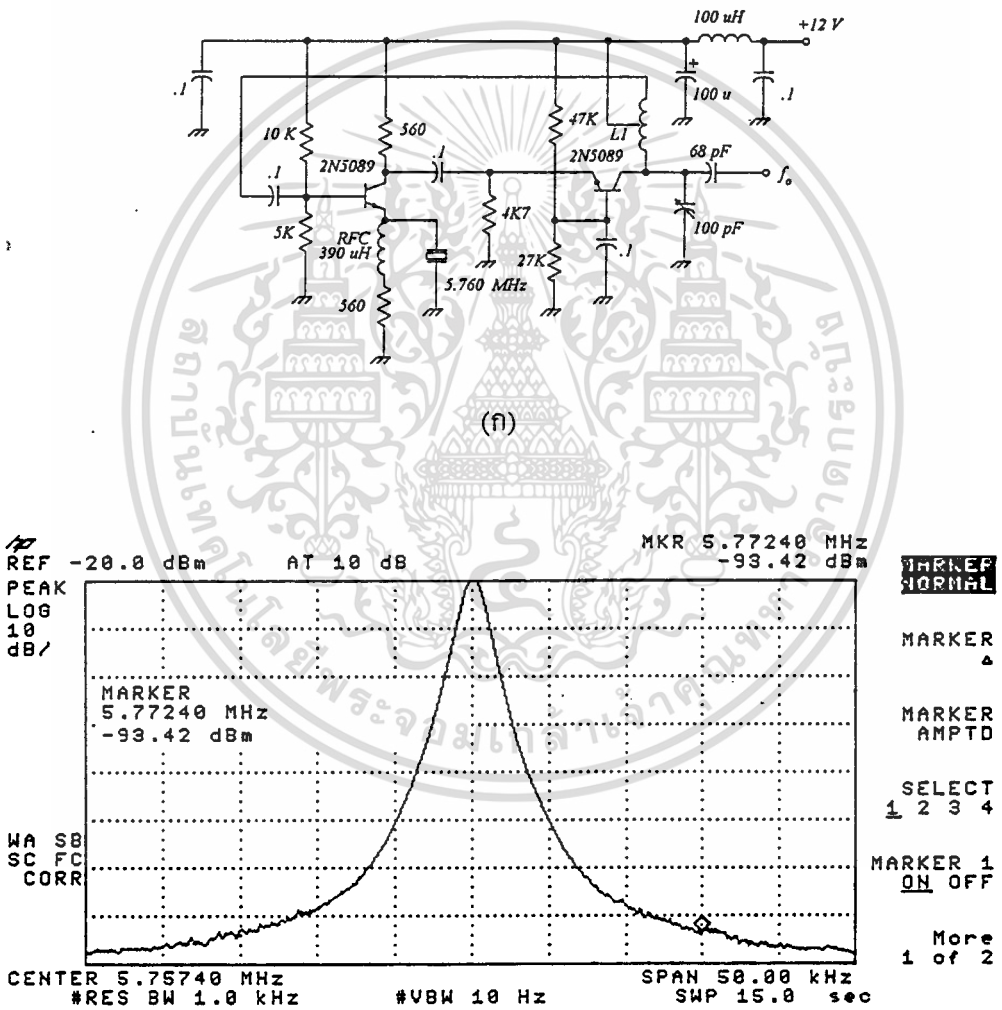
คริสตอลสามารถเรโซแนนซ์ในโหมดขนานกับตัวเก็บประจุ  $C_0$  โดย

$$f_p = f_s \left[ 1 + \frac{C_1}{2C_0} \right]$$

ผลต่างของ  $f_p - f_s$  อยู่ในช่วง 1% การใช้งานคริสตอลในวงจรออสซิลเลเตอร์ อาจต้องมีตัวเก็บประจุโหลด (load capacitance) ภายนอกเพื่อปรับแต่งความถี่ของการออสซิลเลตในช่วงแคบๆ

วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยคริสตอลมีการนำเสนอไว้อย่างละเอียดแล้ว Frerkin(1978:56-110) Matthys(1983:109-158) อย่างไรก็ตามคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งมีเฟสน้อยต่ำสุดเท่าที่มีรายงานไว้ เป็นออสซิลเลเตอร์ของ Driscoll หรือเป็นแบบดัดแปลง Rohde(1983:195-197) Rhea(1990:196-199) ผู้เขียนใช้วงจรแบบดัดแปลงของ Driscoll สำหรับสร้างควมถี่อ้างอิงของระบบสังเคราะห์ความถี่ วงจรที่ใช้แสดงในรูปที่ 44

ภาพที่ 44



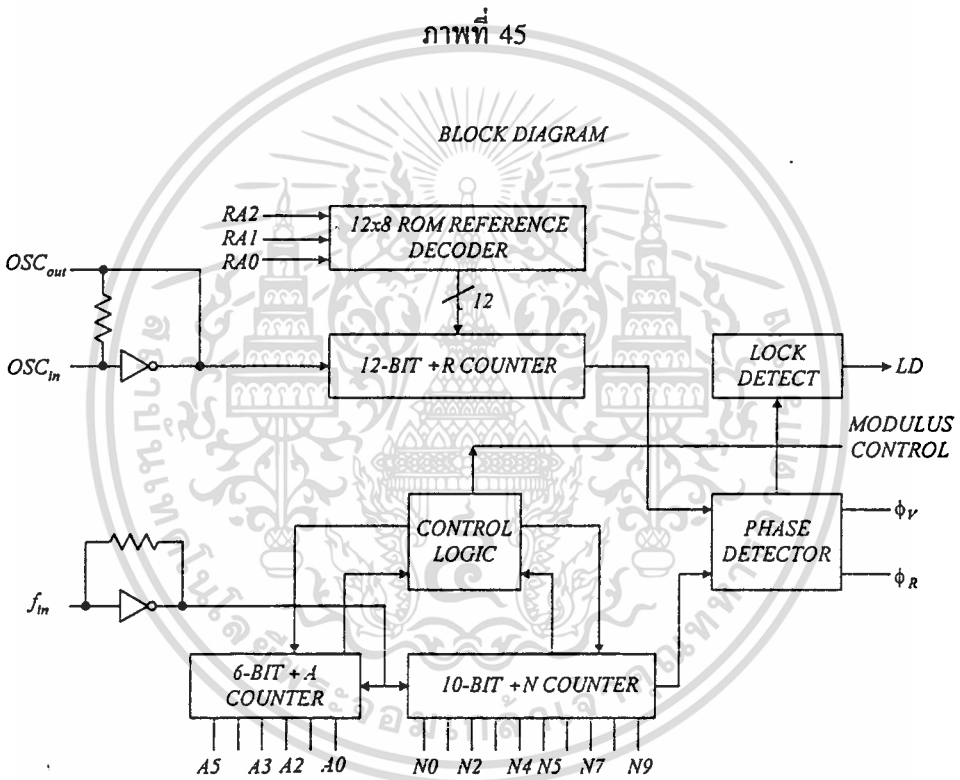
(ข)

แสดง (ก) วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้สร้างควมถี่อ้างอิง

(ข) สเปกตรัมและระดับเฟสน้อยส์ของสัญญาณ  $f_0$

การสังเคราะห์ความถี่ด้วยบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 40 ผู้เขียนใช้วงจรรวมแบบซิมอสเบอร์ MC145152-2 เมื่อใช้งานร่วมกับตัวพรีสเกล MC145152-2 สามารถใช้งานในการสังเคราะห์ความถี่ได้ถึงความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งความถี่ใช้งานจะถูกจำกัดด้วยคุณสมบัติของพรีสเกล (สารวัสดุ บัญยะเวศ : 2534) บล็อกไดอะแกรมของ MC145152-2 แสดงในภาพที่ 3.36 ภายใน MC145152 มีตัวหารเท่ากับ 8 ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดที่เลือกได้ก่อนป้อน  $F_r$  ให้เฟสดีเทกเตอร์ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ในภาพที่ 44 จะต้องหารความถี่ลงเท่ากับ 180 เพื่อให้ได้ความถี่เอาต์พุต 32 KHz วงจรหารความถี่ที่ใช้แสดงในภาพที่ 46

ภาพที่ 45



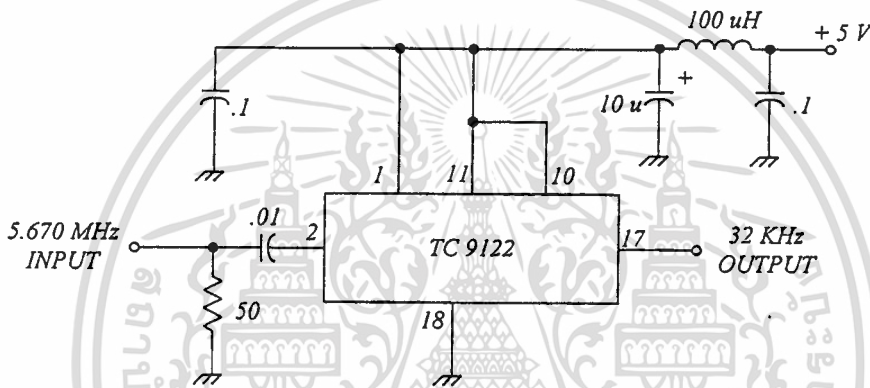
NOTE:  $N0$  through  $N9$ ,  $A0$  through  $A5$ , and  $RA0$  through  $RA2$  have pullup resistors not shown.

### แสดง บล็อกไดอะแกรมภายในของ MC145152-2

การออกแบบระบบสังเคราะห์ความถี่ต้องทราบพารามิเตอร์ของส่วนต่างๆของระบบ เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ของส่วนต่างๆ แล้วจึงดำเนินการออกแบบรูปฟิลเตอร์ วงจรรวม MC145152-2 มี

เฟสดีเทกเตอร์แบบดับเบิลเอ็น มีเกนแฟกเตอร์  $K_d = V_{DD}/4\pi$  เมื่อแรงดัน  $V_{DD}$  เท่ากับ 5 โวลต์จะได้  $K_d = 0.398$  โวลต์/เรเดียน เนื่องจากเกนแฟกเตอร์ของวีซีโอ มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นตลอดช่วงแรงดันใช้งานเพราะคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวาริแคปไดโอดอาจทำให้เกิดปัญหาในการออกแบบรูปฟิลเตอร์เราอาจคำนวณเกนแฟกเตอร์ของวีซีโอ ซึ่งใช้วาริแคปไดโอดที่มีเลขชี้กำลัง  $m$  เท่ากับ 0.5 หรือช่วงความถี่สูงสุด-ต่ำสุดของวีซีโอไม่ต่างกันมากจาก Manassewitsch(1980:380-387)

ภาพที่ 46



แสดง วงจร ทาร 180 สำหรับสัญญาณอินพุท 32 KHz ของ MC145152-2

$$K_o = \frac{\Delta F_o}{\Delta V_{CO_{IN}}} = \frac{CV_1 \sqrt{\phi + V_1}}{8\pi \sqrt{L} [C_T (\phi + V_2)]^{3/2}} \quad (3.2.2)$$

เมื่อ  $CV_1$  เป็นความจุไฟฟ้าของไดโอดที่แรงดันไบอัสกลับ  $V_1$  ไดโอด 1S2208 ที่แรงดันไบอัสกลับ 3 โวลต์มีค่าความจุไฟฟ้า 11 พิโคฟารัด และที่แรงดันไบอัสกลับ  $V_2 = 25$  V จะมีค่าความจุไฟฟ้า 2 พิโคฟารัด  $\phi$  คือ แรงดันรอยต่อมีค่าประมาณ 0.7 โวลต์  $C_T$  คือค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดในวงจรเรโซแนนซ์  $C_T = C_J + C_R$  โดย  $C_R$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าอื่นที่ไม่ใช่ไดโอดในวงจรเรโซแนนซ์ สำหรับ  $L$  คือขดลวดในวงจรเรโซแนนซ์ วงจรวีซีโอที่สร้างขึ้นดังภาพที่ 39 มีค่าเกนแฟกเตอร์ที่วัดโดยการทดลอง เท่ากับ 1.314 MHz/V

### การออกแบบรูปฟิลเตอร์

การออกแบบคำนวณที่ความถี่เอาต์พุต 218 MHz ความถี่อ้างอิงอินพุต  $F_r = 4\text{KHz}$  จะได้  $N = 54500$  เฟสดีเทกเตอร์มีเกนเฟคเตอร์เท่ากับ  $V_{DD}/4\pi = 0.398$  โวลต์ ต่อเรเดียน ส่วนเฟื่อเฟสในช่วงปอดคกัยปกติจะเป็น 30-45 องศา เราออกแบบรูปฟิลเตอร์คังภาพที่ 15 โดยกำหนดให้ส่วนเฟื่อเฟสเริ่มต้นเป็น 45 องศา และกำหนดให้ความถี่ซึ่งอัตรายายวงรอบเปิดมีค่าเท่ากับหนึ่ง เป็น 80 เฮิร์ตซ์ หรือ  $\omega_o = 160\pi$  เรเดียน ทำให้คำนวณค่าคงตัวทางเวลา (time constant)

$$T_3 = \frac{\sec(45) - \tan(45)}{160\pi} = 0.824 \times 10^{-3}$$

จากสมการที่ (3.1.14) เราคำนวณ  $T_2$  ได้โดย

$$T_2 = \frac{I}{\omega_o^2 T_3} = 4.803 \times 10^{-3}$$

จากสมการที่ (3.1.11) เราคำนวณ  $T_1$  ได้โดย

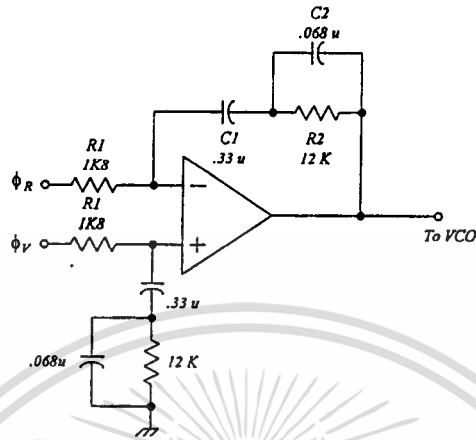
$$T_1 = \frac{K_d K_o}{N \omega_o^2} \left[ \frac{1 + \omega_o^2 T_2}{1 + \omega_o^2 T_3} \right] = 0.556 \times 10^{-3}$$

ค่าของอุปกรณ์ในภาพที่ 15 เมื่อกำหนดให้  $C_1 = 0.33 \mu F$  และ  $C_2 = 0.068 \mu F$  จะได้  $R_1 = 1.684 \text{ K}\Omega$  (ใช้ค่า  $1.8 \text{ K}\Omega$ ) และ  $R_2 = 12.118 \text{ K}\Omega$  (ใช้ค่า  $12 \text{ K}\Omega$ ) รูปฟิลเตอร์ที่ได้แสดงในภาพที่ 47

เราพิจารณาผลตอบสนองวงรอบเปิด และส่วนเฟื่อเฟสโดยอาศัยโปรแกรม PLL Unruh (1991:25-35) เพื่อขึ้นชั้นคุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบ ผลตอบสนองวงรอบเปิด แสดงในภาพที่ 48 และส่วนเฟื่อเฟสแสดงในภาพที่ 49

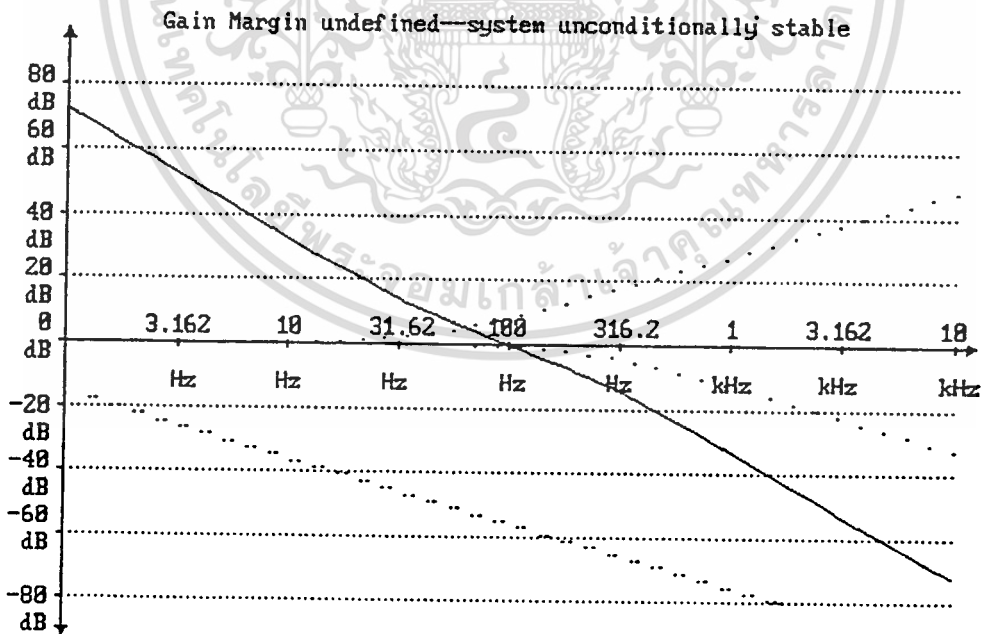
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 47



แสดง ลูบฟิลเตอร์

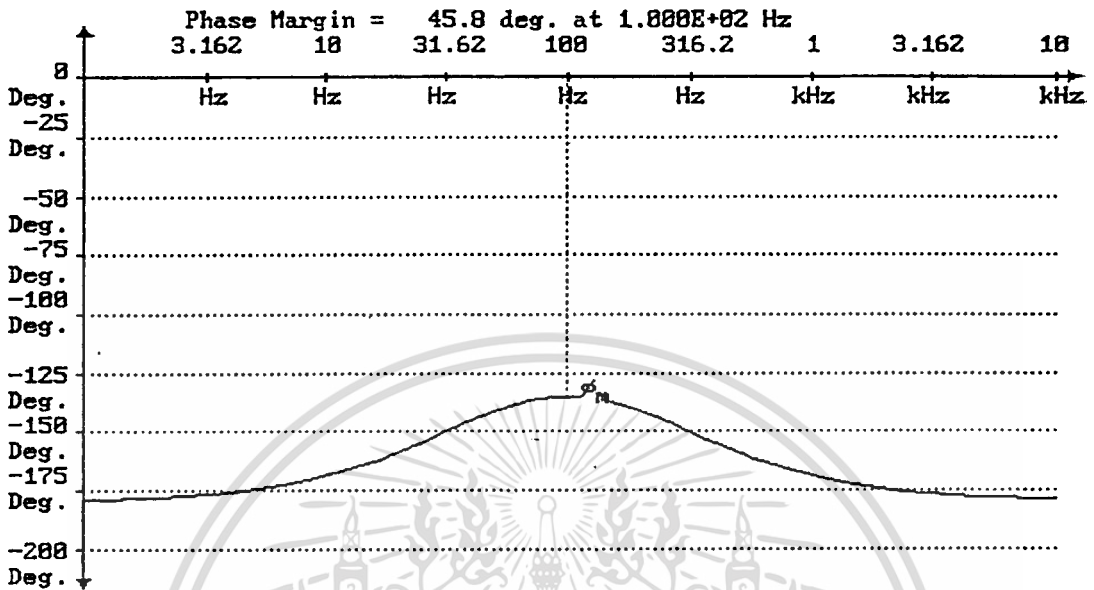
ภาพที่ 48



แสดง ผลตอบสนองวงรอบเปิดเมื่อใช้ลูบฟิลเตอร์ในภาพที่ 47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 49

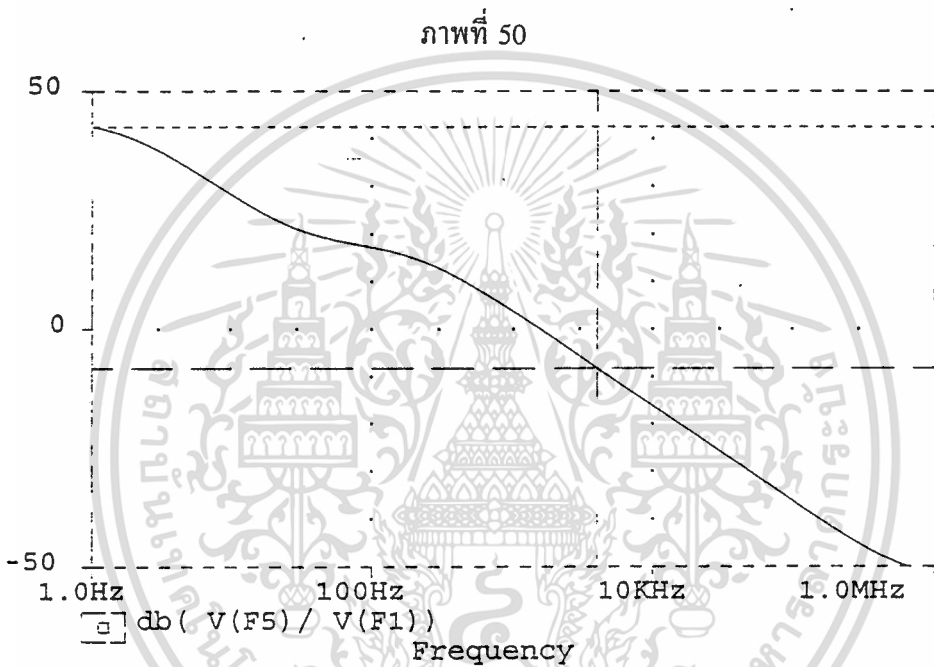


แสดง ส่วนเฟสเมื่อใช้รูปฟิลเตอร์ในภาพที่ 47

ผลตอบสนองขนาดของรูปฟิลเตอร์  $|F(j\omega)|$  ในสมการที่ (3.1.9) บอกให้เราทราบว่าขนาดของแรงดัน  $F_r$  และฮาร์มอนิกของ  $F_r$  ถูกลดทอนลงโดยรูปฟิลเตอร์เท่าใด สัญญาณเอ้าท์พุทของรูปฟิลเตอร์ความถี่  $F_r$  จะทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่เอ้าท์พุทของวิธีโอ ดังสมการที่ (3.1.8) ผลตอบสนองขนาด  $20 \log|F(j\omega)|$  แสดงในภาพที่ 50 ซึ่งขนาดของ  $F_r$  (4kHz) ถูกลดทอนลงเพียง -8.26 dB วิธีการเพิ่มการลดทอนขนาดของ  $F_r$  ที่เอ้าท์พุทของรูปฟิลเตอร์ทำได้โดยเพิ่มวงจรกรองต่ำผ่าน หรือวงจรกรองกำจัดแถบ (band stop filter) ที่เอ้าท์พุทของรูปฟิลเตอร์ วงจรกรองที่เพิ่มเข้าไปเป็นได้ทั้งชนิดแอกทีฟและพาสซีฟ วงจรชนิดพาสซีฟ (ซึ่งประกอบด้วยขดลวดและตัวเก็บประจุ) มีข้อดี (ในทางทฤษฎี) คือไม่เพิ่มสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบ ข้อเสียคือขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก โดยเฉพาะในกรณีที่  $F_r$  มีค่าต่ำๆ แม้ว่าข้อเสียของวงจรกรองชนิดแอกทีฟคือเพิ่มสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบแต่ก็มีข้อดีคือขนาดเล็กและสร้างขึ้นได้โดยง่าย การเพิ่มวงจรกรองเข้าไปในระบบ จะทำให้เกิดการเลื่อนเฟส (phase shift) วงจรกรองที่เพิ่มเข้าไปจะต้องไม่ทำให้ส่วนเฟส ลดลงจนเสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพ วงจรกรองใดๆ ระหว่างเอ้าท์พุทของรูปฟิลเตอร์จนถึงวาริแคปไดโอดของวิธีโอ นำมาพิจารณาพร้อมด้วย เมื่อคำนวณส่วนเฟส อย่างไรก็ตามการเพิ่มวงจรกรองเพื่อลดทอนขนาด  $F_r$  ให้ได้ผลจำเป็นต้องให้วงจรต่ำผ่าน มีความถี่ตัด (cutoff frequency) ต่ำกว่าความถี่  $F_r$  ในช่วง 5-10 เท่า ความถี่ตัดของวงจรกรองต่ำผ่านที่เพิ่มเข้าไป อาจอยู่ใกล้เคียงกับ  $\omega_0$  ซึ่งจะให้อัตราขยายวง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รอบเปิดมีการเลื่อนเฟสจนขาดเสถียรภาพ นอกจากนี้การที่ความถี่ตัดของวงจรต่ำผ่านมีค่าต่ำ จะทำให้ลูบแบนด์วิดท์ตามสมการที่ (3.1.29) แคบเกินไปจนไม่สามารถกำจัดเฟสน้อยส์ของวีซีโอได้เพียงพอและการที่ลูบมีแบนด์วิดท์แคบก็จะทำให้ใช้เวลามากในการเปลี่ยนความถี่  $F_0$  การเลือกความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านต่ำที่เพิ่มเข้าไป อาจจะทำด้วยวิธีการทำให้เหมาะสมที่สุด (Optimization) วงจรกรองผ่านต่ำเพื่อเพิ่มอัตราการทอนขนาดแรงดัน  $F_r$  แสดงในภาพที่ 51



B1: (4.0276K, -8.2608) B2: (1.0000, 42.558) ...

แสดง ผลตอบสนองขนาดของลูบฟิลเตอร์

วงจรกรองผ่านต่ำ  $F_2$  มีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$F_2(s) = \frac{1}{1 + sC_3R_2} \quad (3.2.3)$$

และมีผลตอบสนองความถี่

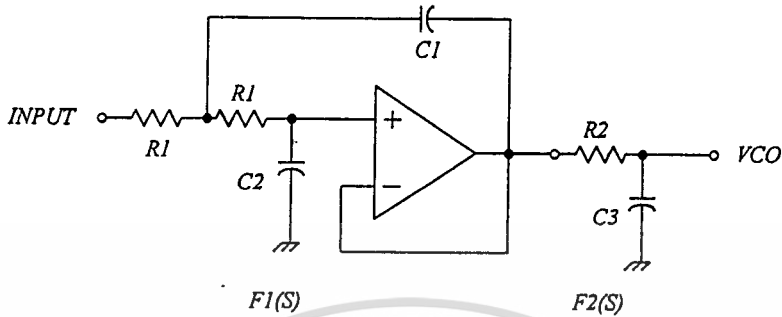
$$F_2(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_3R_2 + 1} \quad (3.2.4)$$

ผลตอบสนองเฟส

$$\phi(\omega) = -\arctan(\omega C_3R_2) \quad (3.2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 51



แสดง วงจรกรองผ่านต่ำที่เพิ่มขึ้น

วงจรกรองผ่านต่ำ  $F_1$  เป็นวงจรกรองผ่านต่ำอันดับสอง มีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$F_1(S) = \frac{1}{S^2 R_1^2 C_1 C_2 + 2SR_1 C_2 + 1} \quad (3.2.6)$$

จากสมการที่ (3.2.6) เราอาจออกแบบวงจร  $F_1$  โดยกำหนดให้

$$\omega_n^2 = \frac{1}{R_1^2 C_1 C_2} \quad (3.2.7)$$

หรือกำหนดความถี่

$$\omega_n = \frac{1}{R_1 \sqrt{C_1 C_2}} \quad (3.2.8)$$

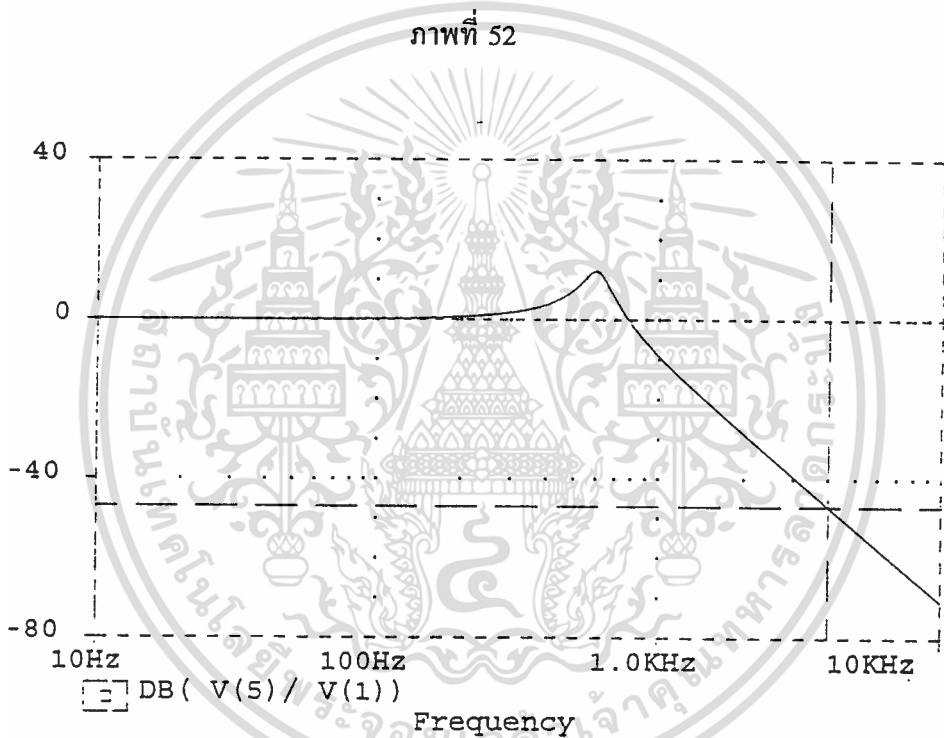
จากสมการที่ (3.2.6) เรากำหนด ตัวประกอบการหน่วง

$$d = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (3.2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบ  $F_1$  และ  $F_2$  ทำโดยเลือกตัวแปรที่กำหนดคุณสมบัติของ  $F_1$  และ  $F_2$  ให้มีการลดทอนสูงสุดที่ความถี่  $F_r(4\text{KHz})$  และมีการเลื่อนเฟสต่ำสุดที่ความถี่ ซึ่งอัตราขยายวงรอบเปิดมีค่าเท่ากับ 1 ( $\omega_0$ ) วงจรออกแบบโดยเลือก  $\omega = 2\pi(800)$  เรเดียนต่อวินาที  $\omega_n = 2\pi(600)$  เรเดียนต่อวินาที และ  $d = 0.1$  อุปกรณ์ต่างๆ ในภาพที่ 51 คือ  $R_1 = 12\text{K}\Omega$   $C_1 = 0.22\mu\text{F}$   $C_2 = 2200\text{pF}$   $R_2 = 1\text{K}$  และ  $C_3 = 0.2\mu\text{F}$  ผลตอบสนองขนาดของวงจรกรองในภาพที่ 51 เป็นดังภาพที่ 52 วงจรมีการลดทอนประมาณ  $-47.00\text{ dB}$  ที่

ภาพที่ 52

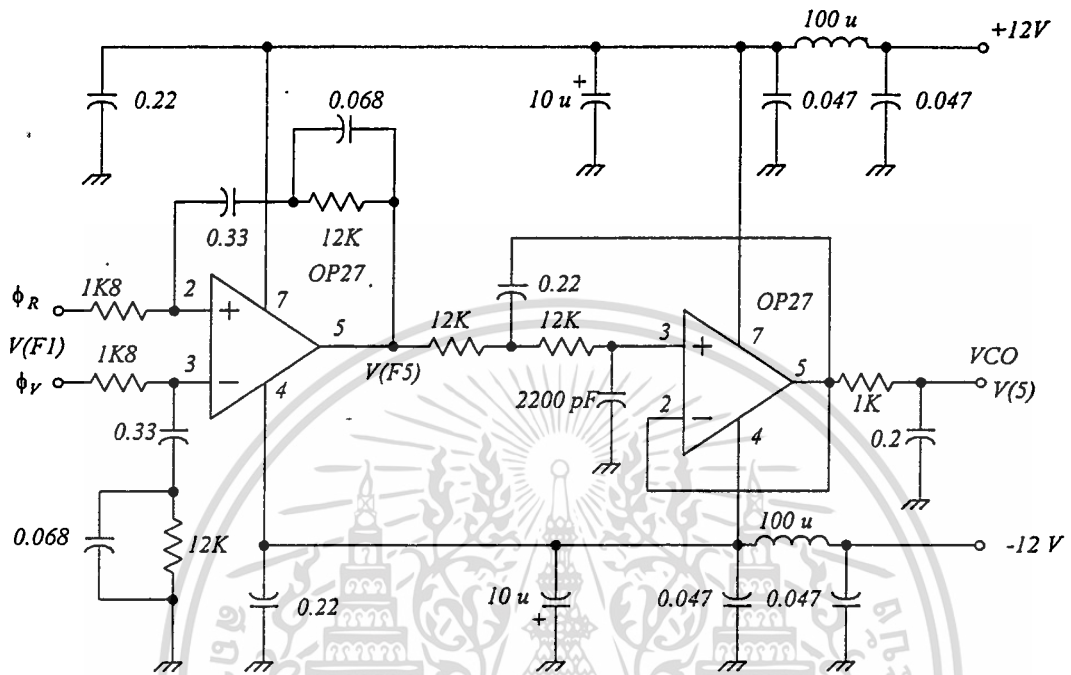


M1: (4.0195K, -47.000) M2: (10.000, 1.7303m) ...

แสดง ผลตอบสนองขนาดของวงจรกรองที่เพิ่มเข้าไปเพื่อลดขนาดแรงดันความถี่  $F_r$

ความถี่  $F_r$  และมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณประมาณ  $-7.3$  องศา ที่ความถี่  $\omega_0$  ในทางปฏิบัติตัวเก็บประจุ  $C_3$  จะอยู่ในส่วนแยกการเชื่อมร่วม (decoupling) ของวงจรวีซีโอที่อยู่ในส่วนชิลด์ (shield) สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอก ซึ่งตัวเก็บประจุ  $C_3$  อาจเป็นตัวเก็บประจุแบบป้อนผ่าน (Feedthrough capacitor) วงจรรูปฟิลเตอร์

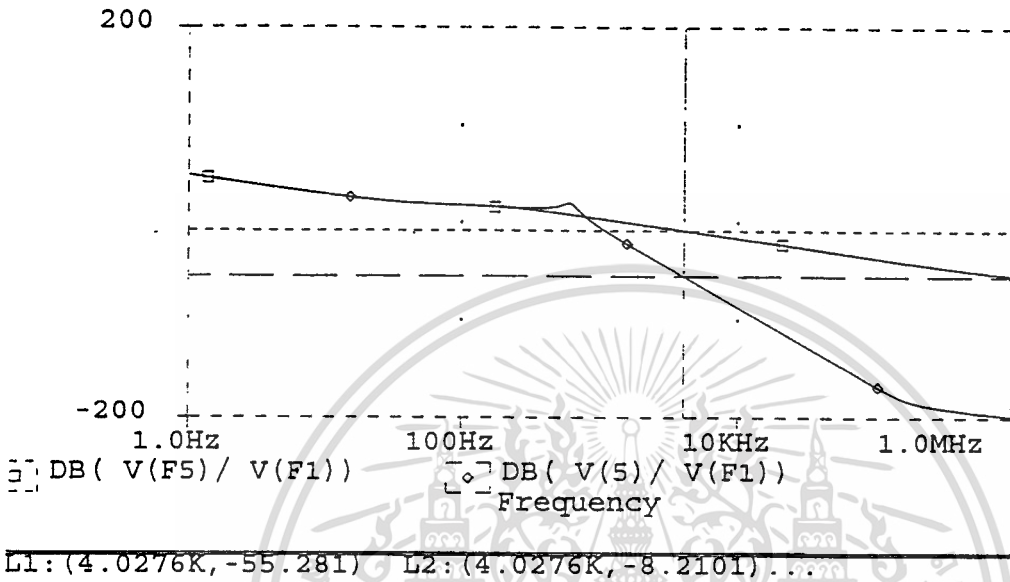
ภาพที่ 53



แสดง วงจรรูปฟิลเตอร์ทั้งหมดที่ใช้งาน

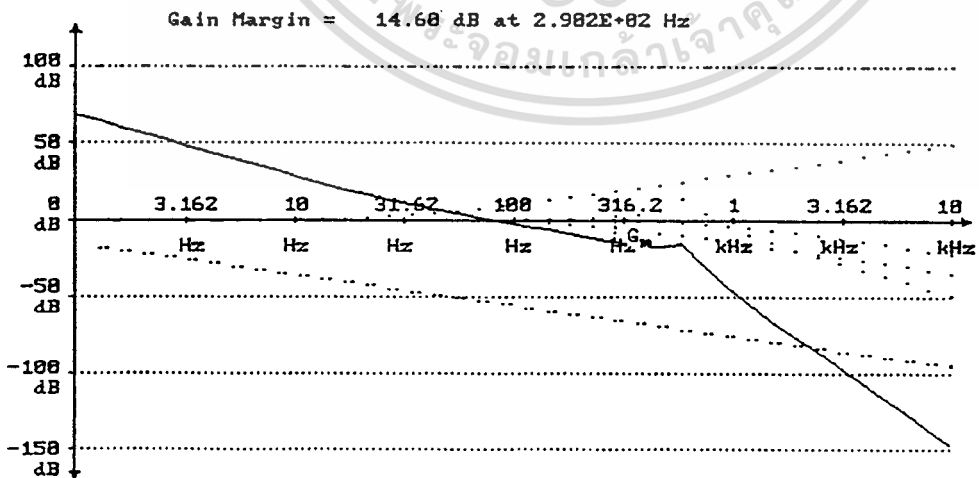
ทั้งหมดที่อยู่ระหว่างเฟสดีเทกเตอร์ และวีซีโอแสดงในภาพที่ 53 การวิเคราะห์คุณสมบัติพลวัตของลูปเมื่อใช้ลูปฟิลเตอร์ที่แสดงในภาพโดยตรงทำได้ลำบาก เนื่องจากเมื่อพิจารณาความถี่โพล (pole) ระบบจะเป็นแบบที่ 2 อันดับที่ 6 การวิเคราะห์คุณสมบัติทำได้โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้เมื่อพิจารณาอัตราขยายแบนด์วิดท์ของออป-แอมป์ (op-amp) รวมเข้าไปด้วย จะทำให้การวิเคราะห์ทำได้ลำบากขึ้นเมื่อออป-แอมป์ที่ใช้มีแบนด์วิดท์ไม่มาก ผลตอบสนองความถี่ของลูปฟิลเตอร์ในภาพที่ 53 แสดงในภาพที่ 53 จะเห็นว่าวงจรมีการลดทอนประมาณ -55.6 dB ที่ความถี่  $F_c$  เราได้การลดทอนเพิ่มขึ้น ประมาณ 47 dB จากวงจรกรองที่เพิ่มเข้าไป การเพิ่มโพลในผลตอบสนองวงจรรอบเปิดทำให้เราต้องพิจารณาเสถียรภาพของระบบอีกครั้งหนึ่ง การเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านต่ำ (ประมาณ 7.3 องศา) จะทำให้ส่วนเผื่อเฟสของระบบลดลง ผลตอบสนองวงจรรอบเปิด และส่วนเผื่อเฟสของระบบเมื่อเพิ่มวงจรกรองผ่านต่ำ แสดงในภาพที่ 55 และ 56 ตามลำดับ จะเห็นว่าส่วนเผื่ออัตราขยาย (gain margin) มีค่าประมาณ 14.60 dB และส่วน

ภาพที่ 54



แสดง การเปรียบเทียบการลดทอน ที่ความถี่  $F_c$  ของอินทิเกรเตอร์  
และอินทิเกรเตอร์-วงจรรองผ่านต่ำ

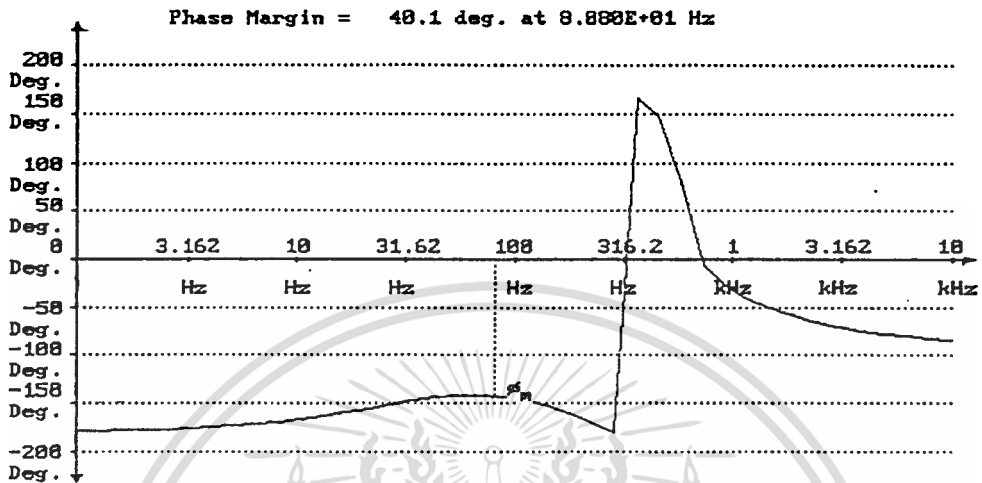
ภาพที่ 55



แสดง ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบ เมื่อใช้ฟิลเตอร์ ในภาพที่ 53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

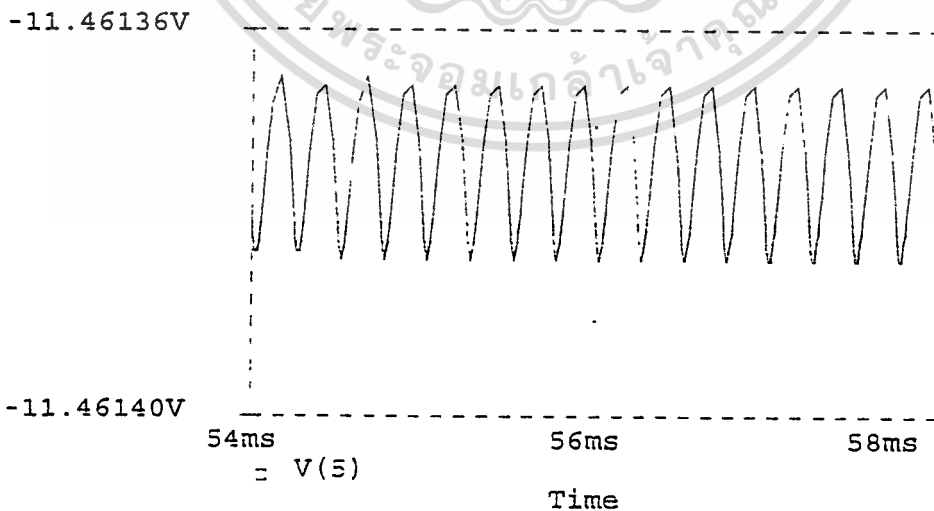
ภาพที่ 56



แสดง ส่วนเฟสเมื่อใช้รูปฟิลเตอร์ในภาพที่ 53

เพื่อเฟสลดลงจากเดิม 5 องศา ส่วนเฟสที่ลดลงแลกกับอัตราการลดทอนที่เพิ่มขึ้นที่ความถี่  $F_r$  ส่วนประกอบของแรงดันความถี่  $F_r$  เมื่อ  $F_r$  และ  $F_o / N$  มีความต่างเฟส 43.2 องศา แสดงในภาพที่ 57 แรงดันขอดีถึงขอดีความถี่  $F_r$  ที่เอาท์พุทของรูปฟิลเตอร์มีค่าประมาณ 18 ไมโครโวลท์

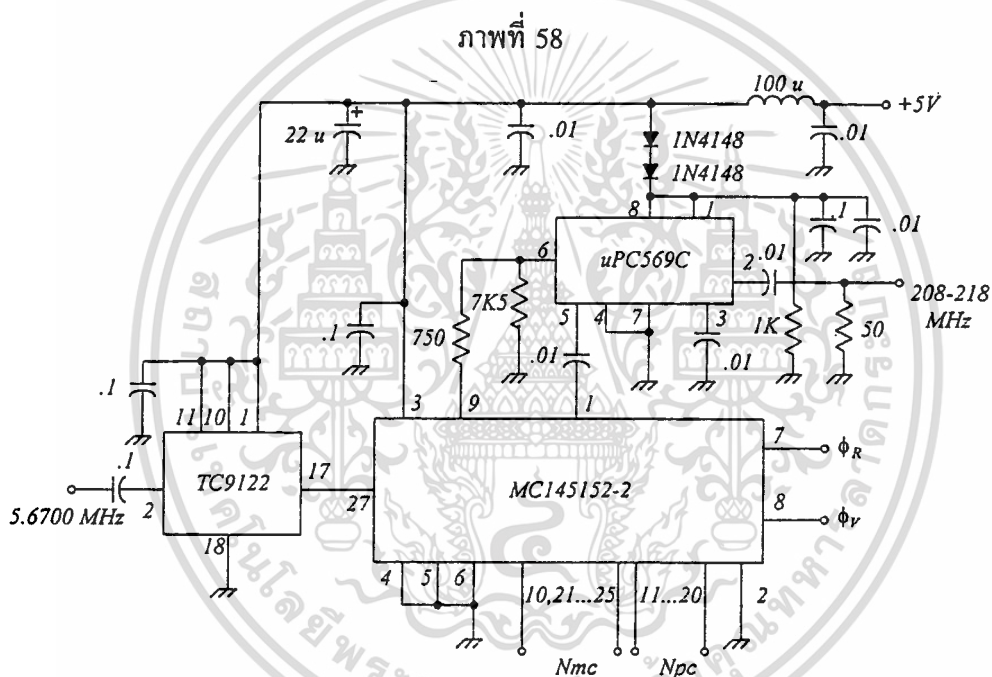
ภาพที่ 57



แสดง แรงดันเอาท์พุทของรูปฟิลเตอร์เมื่อลูปมีความต่างเฟส 43.2 องศา

## วงจรสังเคราะห์ความถี่

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ เราต้องเลือกพริสเกลควอลโมดูลัสที่มีคุณสมบัติเหมาะสมมาใช้งาน ความถี่เอาต์พุทของพริสเกลเท่ากับความถี่อินพุทจากวีซีโอ (208-218 MHz) หารด้วยตัวหารของควอลโมดูลัส ตัวหารในควอลโมดูลัสต้องมีค่ามากกว่า  $N_{mc}$  ( ในภาพที่ 42 ) ตัวหาร  $N_{mc}$  ภายใน MC145152 มีค่า 0-63 จึงเลือกตัวหารควอลโมดูลัสได้จาก 64/65 ขึ้นไป เวลาประวิงของสัญญาณควบคุมจาก  $N_{mc}$  ต้องไม่น้อยกว่าตัวหารควอลโมดูลัส วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สร้างขึ้นใช้ควอลโมดูลัสเบอร์  $\mu PB$  569C ของบริษัท NEC ซึ่งมีตัวหารเป็น 64/65



แสดง วงจรสังเคราะห์ความถี่ในส่วนสัญญาณดิจิทัล

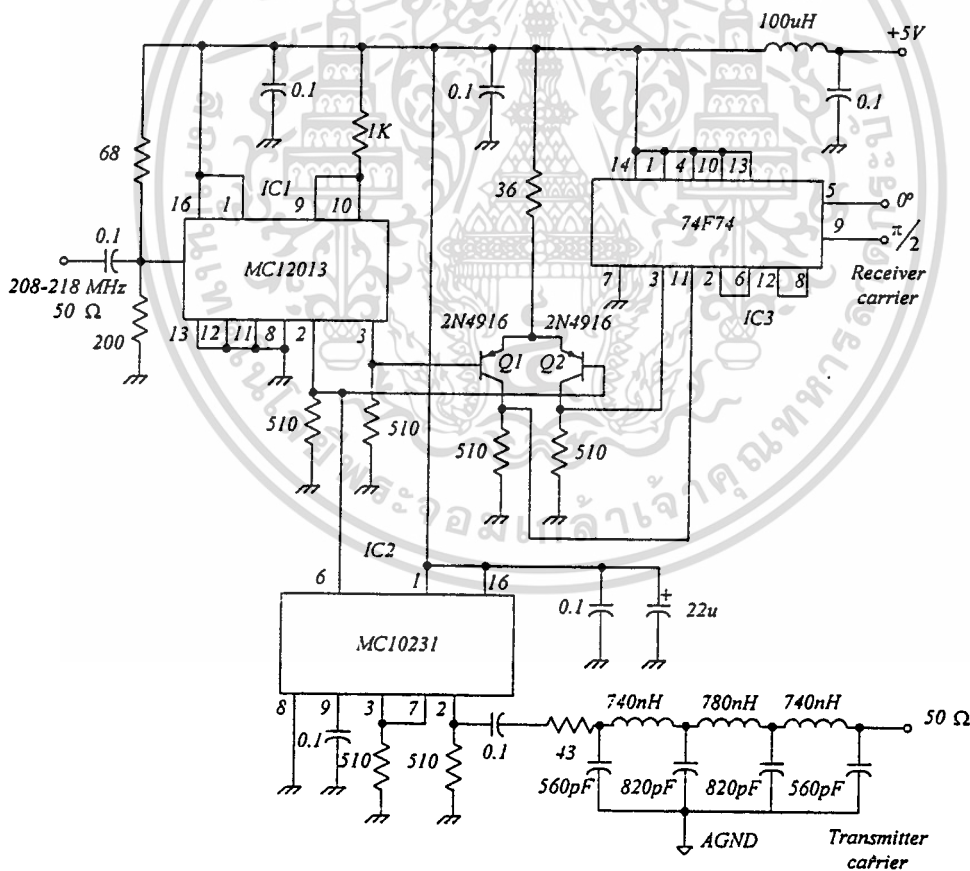
การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed circuit) และการซึลด์วงจรแต่ละส่วนเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุทที่มีคุณภาพดี Manassewitch(1980:164-220) วงจรสังเคราะห์ความถี่ควรแยกส่วนวงจรดิจิทัลที่มีสัญญาณรบกวนสูง ออกจากส่วนแอนะล็อก (ลูปฟิลเตอร์ และวีซีโอ) สัญญาณรบกวนจากวงจรส่วนดิจิทัล ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณนาฬิกา และฮาร์โมนิกสามารถแพร่ออกไปรบกวนวงจรส่วนอื่นๆ ได้ถ้าออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์หรือซึลด์ไม่เหมาะสม วงจรส่วนดิจิทัล

ควรแยกไว้จากส่วนอื่นและใช้แหล่งจ่ายกำลังเฉพาะ วงจรสังเคราะห์ความถี่ในส่วนดิจิทัล ซึ่งประกอบด้วยวงจรหารสร้าง  $F_r$  เฟสดีเทกเตอร์ วงจร  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  แสดงในภาพที่ 58

วงจรสร้างคลื่นพาห์

วงจรสร้างคลื่นพาห์จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 40 อาศัยสัญญาณเอาต์พุตที่สังเคราะห์ได้จากวงจรเฟสล็อกกลายเป็นสัญญาณอินพุตแล้วหารความถี่ถึง 20 เท่า จะได้สัญญาณเอชเอฟความถี่ช่วง 10.4-10.9 MHz สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรหารความถี่จะป้อนผ่านวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อกำจัดฮาร์โมนิก สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านต่ำ จะเป็นสัญญาณรูปไซน์นูนขยงค์ที่มีความเพี้ยนต่ำและใช้งานเป็นคลื่นพาห์ คลื่นพาห์ของส่วนรับสัญญาณไม่จำเป็นต้อง

ภาพที่ 59



แสดง วงจรสร้างคลื่นพาห์ สำหรับเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้สัญญาณรูปไซน์นูนขอยด์ ในส่วนระบบส่งสัญญาณวิทยุ สัญญาณเอาต์พุตจากวิธีโอควมถี่ 208-218 MHz ถูกหารความถี่ลง 10 เท่า ด้วย  $IC1$  ซึ่งเป็นวงจรรวมแบบอีซีแอล (ECL : Emitter Couple Logic) จากนั้นจะถูกหารความถี่ลง 2 เท่า ด้วย  $IC2$  (ซึ่งเป็นวงจรรวมแบบอีซีแอลเช่นเดียวกัน) เอาต์พุตของดีฟลิปฟลอปจะมีความถี่ 10.4-10.9 MHz วงจรกรองผ่านต่ำอันดับ 7 แบบเชบีเชฟ (Chebychev) ริปเปิลในแถบผ่าน 1 dB จะทำให้คลื่นพาห์สำหรับภาคส่งสัญญาณมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์นูนขอยด์ที่มีความเพี้ยนเชิงอาร์มอริกต่ำกว่า 50 dB ในส่วนระบบรับสัญญาณ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะแปลงระดับสัญญาณอีซีแอล ให้เป็นระดับทีทีแอล (TTL : Transistor Transistor Logic) เพื่อให้วงจรหาร 2 ที่ใช้ดีฟลิปฟลอปใน  $IC3$  หารความถี่ลง 2 เท่า สัญญาณเอาต์พุตที่ใช้เป็นคลื่นพาห์สำหรับวงจรโคฮีเรนต์ดีมอดูเลเตอร์ (Coherent demodulator) จาก  $IC3$  จะมีสองเฟส คือ 0 และ 90 องศา

### มอดูเลเตอร์

มอดูเลเตอร์ในเครื่องส่งสัญญาณวิทยุทำหน้าที่สร้างอาร์เอฟพัลส์ซึ่งมีเอนเวโลป (envelope) ที่ต้องการ เอนเวโลปของสัญญาณพัลส์แบบใดๆ อาจแสดงในแบบเอนเวโลปเชิงซ้อน  $g(t)$  (Complex envelope) Couch II (1993 : 242-245)

$$g(t) = x(t) + jy(t) \quad (3.2.10)$$

โดย

$$x(t) = R_c \{g(t)\}$$

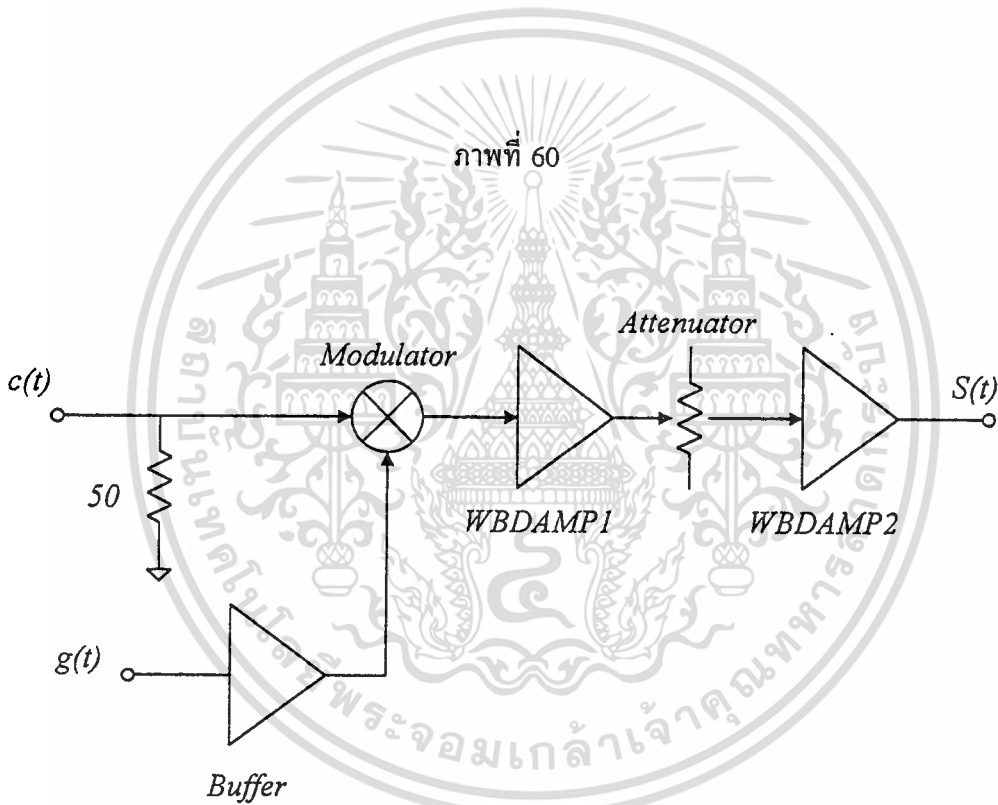
$$y(t) = I_m \{g(t)\}$$

สัญญาณเอาต์พุตของมอดูเลเตอร์ มีลักษณะเป็นสัญญาณผ่านแถบ (bandpass signal) ในโดเมนความถี่ สเปกตรัมความหนาแน่นกำลัง (Power spectral density) ของสัญญาณอาร์เอฟพัลส์มีลักษณะขึ้นอยู่กับ  $g(t)$  ในโดเมนเวลาเอาต์พุตของมอดูเลเตอร์จะเป็น

$$s(t) = R_c \{g(t)e^{j\omega_c t}\} \quad (3.2.11)$$

เมื่อ  $\omega_c = 2\pi f_c$  และ  $f_c$  เป็นความถี่คลื่นพาห์ของอาร์เอฟพัลส์จากสมการที่ (3.2.11) วงจรที่สามารถทำหน้าที่เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ได้คือวงจรคูณแอนะล็อก (analog multiplier) วงจรคูณที่ใช้งานเป็นมอดูเลเตอร์ต้องตอบสนองสัญญาณ  $g(t)$  ในแบบรูปเหลี่ยม (rectangular) แบบเกาส์หรือแบบ

ไรสโคไซน์ (raised cosine) มอดูเลเตอร์ต้องมีแบนด์วิดท์กว้างพอสำหรับ  $g(t)$  รูปเหลี่ยม ช่วงเวลาขาขึ้น (rise time) ที่ยาวนานจะทำให้เกิดความไม่สม่ำเสมอ (non-uniform) ของสัญญาณในโดเมนความถี่และความผิดพลาดเชิงเฟสของสัญญาณ Shaw(1984 : 148-149) มอดูเลเตอร์ซึ่งทำงานแบบสวิทช์ (switching modulator) สามารถให้เอาท์พุทแบบเกาส์ได้ด้วยการปรับรูปร่างของอาร์เอฟพัลส์ โดยอาศัยวงจรกรอง Hutchison(1980) การปรับรูปร่างของอาร์เอฟพัลส์อาจทำได้ไม่สะดวกถ้าระบบส่งสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของ  $g(t)$  หรือเปลี่ยนความถี่คลื่นพาห์ บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์ แสดงในภาพที่ 60



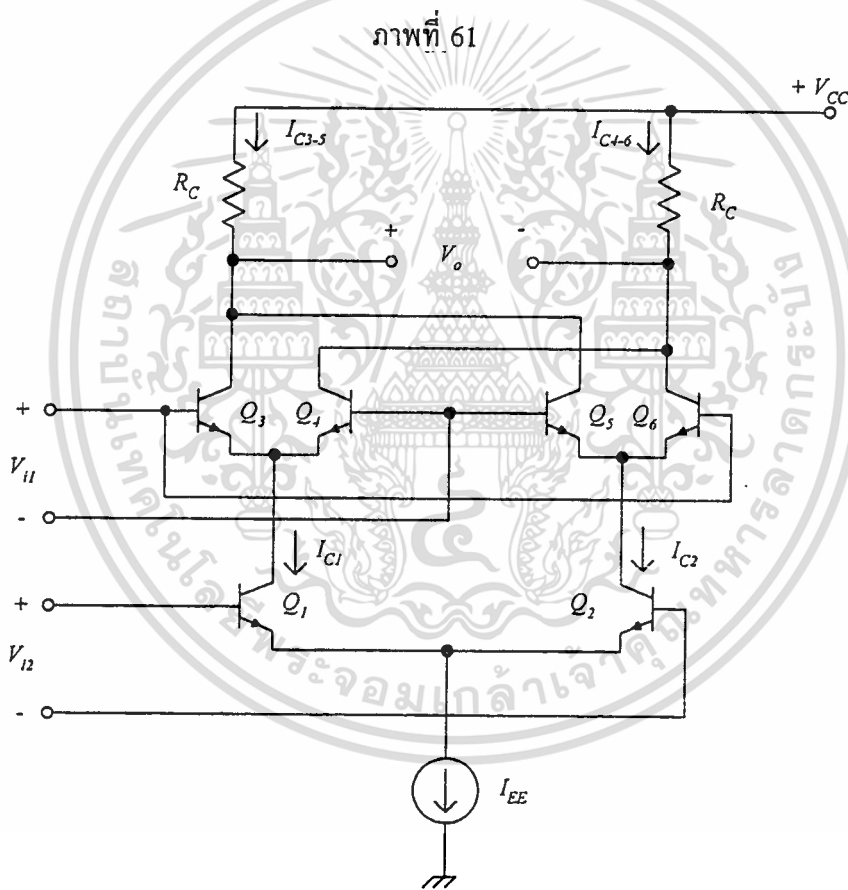
แสดง บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์

จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 60 มอดูเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรคูณแอมพลิจูดซึ่งมีคลื่นพาห์  $c(t)$  จากภาพที่ 59 เอนเวโลปของสัญญาณอาร์เอฟพัลส์ป้อนให้วงจรมอดูเลเตอร์ผ่านวงจรบัฟเฟอร์

เอาต์พุตของมอดูเลเตอร์ต่อกับวงจรขยายสัญญาณแบนด์วิดท์กว้าง ตัวลดทอนสัญญาณ (attenuator) ทำหน้าที่ควบคุมกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุต

### วงจรถูกแวนะลอก

วงจรถูกแวนะลอกที่นิยมใช้งานเป็นมอดูเลเตอร์ หรือ ดิมมอดูเลเตอร์มักเป็นแบบเซลล์คูณกิลเบิร์ต (Gilbert multiplier cell) (1968 : 365-373) ตัวคูณกิลเบิร์ตมีลักษณะการทำงานเป็นวงจรถูกแวนะลอก (four quadrant multiplier)



แสดง วงจรถูกแวนะลอก

จากภาพที่ 61 ถ้า  $Q_1 - Q_6$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกตัวและมีอัตราขยายกระแสสูงมากดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{C1} = I_{ES} e^{(V_{BE} + V_{i2}/2)/V_T} \quad (3.2.11)$$

$$I_{C2} = I_{ES} e^{(V_{BE} + V_{i2}/2)/V_T} \quad (3.2.12)$$

เมื่อ  $V_T = KT/q$  ( $q$  = ประจุอิเล็กตรอน =  $1.6 \times 10^{-19}$  C )

ผลบวกของ  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  เท่ากับกระแส  $I_{EE}$  อัตราส่วนของผลต่าง  $I_{C1}$  กับ  $I_{C2}$  ต่อผลบวก  $I_{C1}$  กับ  $I_{C2}$  คูณด้วย  $I_{EE}$  จะเท่ากับผลต่าง  $I_{C1} - I_{C2}$  โดย

$$I_{c1} - I_{c2} = I_{EE} \left[ \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \right] = I_{EE} \tanh \frac{V_{i2}}{2V_T} \quad (3.2.13)$$

เมื่อ  $x = V_{i2} / 2V_T$  เราใช้ความสัมพันธ์ (3.2.11) และ (3.2.12) กับอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ (emitter couple pair)  $Q_3 - Q_4$  และ  $Q_5 - Q_6$  จะได้ว่า

$$I_{c3} - I_{c4} = I_{c1} \tanh \frac{V_{i1}}{2V_T} \quad (3.2.14)$$

$$I_{c5} - I_{c6} = I_{c2} \tanh \frac{V_{i2}}{2V_T} \quad (3.2.15)$$

ผลต่างของกระแส  $I_{c3-5}$  และ  $I_{c3-6}$  ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุต  $V_o$  โดย

$$V_o = R_C [I_{c3} - I_{c4} - I_{c6} + I_{c5}] \quad (3.2.16)$$

ดังนั้น

$$V_o = R_C (I_{c1} - I_{c2}) \tanh \frac{V_{i1}}{2V_T} \quad (3.2.17)$$

จากสมการที่ (3.2.13) และ (3.2.17) เราจะได้ความสัมพันธ์ของ  $V_{i1}$  ,  $V_{i2}$  และ  $V_o$

$$V_o = R_C I_{EE} \tanh \frac{V_{i1}}{2V_T} \tanh \frac{V_{i2}}{2V_T} \quad (3.2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าแทนค่า  $\tanh x$  โดยอาศัยอนุกรมอนันต์  $\tanh x = x - x^3/3..$  เมื่อสมมติว่า  $x$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่งมาก อาจประมาณได้ว่า  $\tanh x \approx x$  ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_o &= R_C I_{EE} \left( \frac{V_{i1}}{2V_T} \right) \left( \frac{V_{i2}}{2V_T} \right) \\ &= K V_{i1} V_{i2} \end{aligned} \quad (3.2.19)$$

เมื่อ  $K$  เป็นค่าคงที่ของวงจรคูณมีค่า  $K = R_C I_{EE} / (4V_T^2)$  การใช้งานวงจรคูณเป็นมอดูเลเตอร์ วงจรคูณในภาพที่ 61 เมื่อใช้งานจริงจะอยู่ในลักษณะของวงจรรวมหรือไอซี (integrated circuit) ความถี่ใช้งานสูงสุดจะมีค่าประมาณ หนึ่งในสิบของ  $f_T$  ของทรานซิสเตอร์ Pederson (1991 : 413-435) การพิจารณาผลตอบสนองของวงจรมอดูเลเตอร์ จะพิจารณาเมื่อ  $g(t)$  ในสมการที่ (3.2.11) เป็นรูปเหลี่ยมเนื่องจากอาร์เอฟพัลส์รูปเหลี่ยมมีแบนด์วิดท์สูงกว่าอาร์เอฟพัลส์รูปเกาส์ในโดเมนความถี่ เราคำนวณสเปกตรัมความหนาแน่นกำลังของสัญญาณพัลส์ ซึ่งมีความกว้าง  $T_b$  ได้จาก

$$P(f) = \frac{I}{T_b} |F(f)|^2 \quad (3.2.20)$$

เมื่อ  $F(f)$  เป็นผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ของสัญญาณพัลส์  $f(t)$  สัญญาณพัลส์ซึ่งมีความกว้าง  $T_b$  มีผลการแปลงฟูริเยร์ สเปกตรัมความหนาแน่นกำลังของสัญญาณพัลส์ แสดงในภาพที่ 62

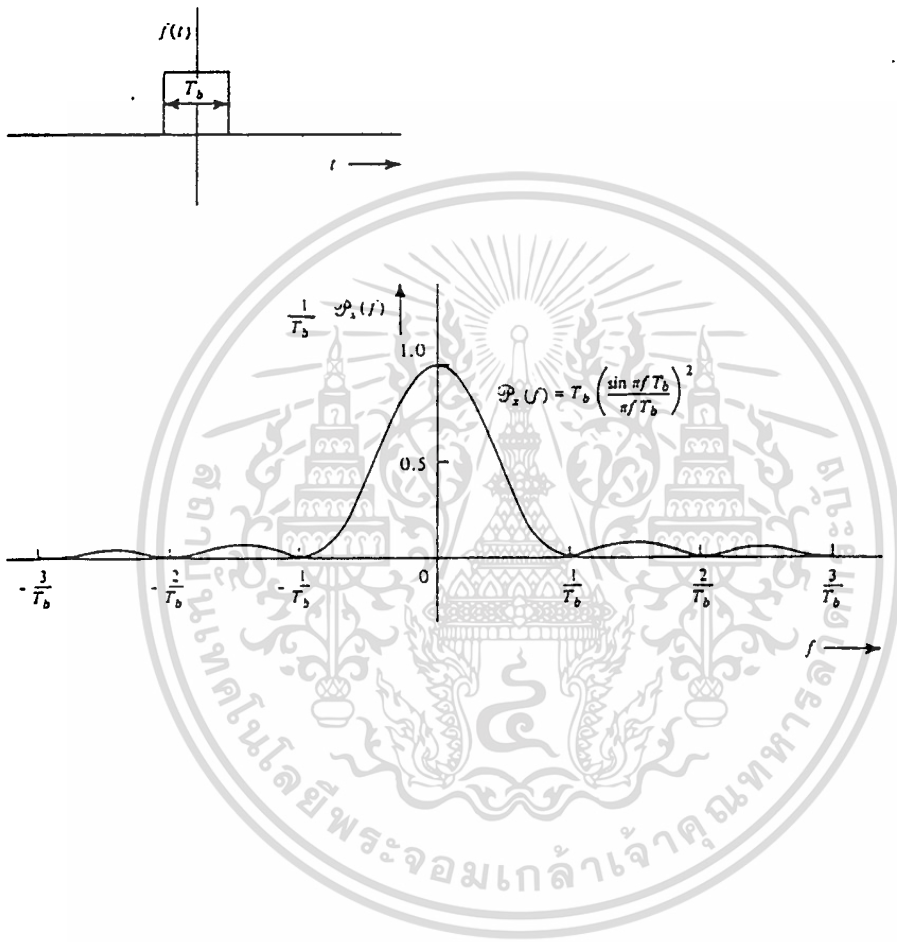
$$F(f) = T_b \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \quad (3.2.21)$$

สเปกตรัมความหนาแน่นกำลังของสัญญาณพัลส์ที่มีขนาดเท่ากับหนึ่งจะเป็น

$$P(f) = T_b \left( \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (3.2.22)$$

การใช้งานในเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์โลปหลัก (main lobe) ของสัญญาณต้องครอบคลุมบริเวณความถี่ที่ต้องการทดสอบการเลื่อนทางเคมี

ภาพที่ 62

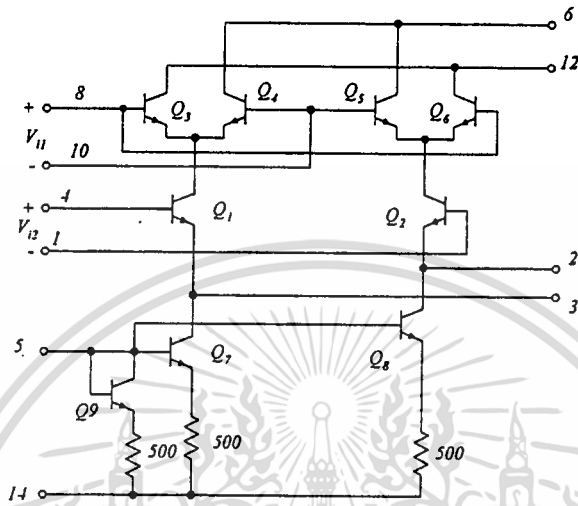


แสดง สัญญาณพัลส์ และสเปกตรัมความหนาแน่นกำลัง

วงจรรวมซึ่งสามารถใช้งานเป็นมอดูเลเตอร์มีผู้ผลิตหลายบริษัทเช่น MC1496 (Motorola)  
NE/SA602 (Phillip-Signetic) MC 12002(Motorola) วงจรคุณจตุภาคที่ใช้แสดงในภาพที่ 63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 63



แสดง วงจรคุณจุดภาคที่ใช้งานเป็นมอดูเลเตอร์

จากภาพที่ 63 เป็นวงจรรวม MC1496 ทรานซิสเตอร์  $Q_7$  และ  $Q_8$  ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส  $I_{EE}$  ให้  $Q_1$  โดยกระแส  $I_{EE}$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะมีค่าประมาณ กระแสอินพุทที่ขา 5 วงจรคุณในภาพสามารถเพิ่มตัวต้านทานกำหนด ขนาดแรงดันอินพุท  $V_{11}$  เพื่อขยายพิสัยเชิงเส้นของวงจร Gray (1984 : 197-203) ค่ายอดของแรงดัน  $V_{11}$  สูงสุดซึ่งวงจรสามารถทำงานในแบบเชิงเส้น

$$V_{11}(\max) \leq I_5 R_E$$

กระแส  $I_5$  เป็นกระแสอินพุทที่ขา 5 และ  $R_E$  เป็นตัวต้านทานอิมิตเตอร์ของ  $Q_1 - Q_2$  ซึ่งต่ออยู่ระหว่างขา 2-3 กระแสอินพุท  $I_5$  กำหนดจาก

$$I_5 = \frac{V - \phi}{R_5 + 500}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\phi$  เป็นแรงดัน  $V_{BE}$  มีค่าประมาณ 0.75 โวลต์ ที่อุณหภูมิ 25 องศา  $V$  เป็นแรงดัน  $V_{CC}$  ถ้า  $R_5$  ต่อระหว่างขา 5 และ  $V_{CC}$  หรือ  $V_{EE}$  ถ้า  $R_5$  ต่อระหว่างขา 5 และกราวด์ การไบอัสวงจรนี้ทำโดยกำหนดให้

$$I_5 = I_6 = I_{12}$$

$$V_8 = V_{10}, \quad V_1 = V_4$$

$$V_6 = V_{12} = V_{CC} - I_5 R_C$$

แรงดันไบอัสทรานซิสเตอร์ให้ทำหน้าที่วงจรคูณ ต้องการให้มีแรงดันไบอัสกลับที่รอยต่อคอลเลกเตอร์-เบสอย่างน้อย 2 โวลต์ พร้อมกับ

$$30V_{dc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2V_{dc}$$

$$30V_{dc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7V_{dc}$$

$$30V_{dc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7V_{dc}$$

ภาคส่งสัญญาณอาร์เอฟพัลซ์เป็นระบบแบนด์วิดท์กว้าง ความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอ๊าท์พุทจากมอดูเลเตอร์ จะทำให้วงจรมอดูเลเตอร์ส่วนถัดมาจนกระทั่งวงจรมอดูเลเตอร์กำลังทำงานมากกว่าความจำเป็น การออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์ต้องให้ความเพี้ยนไอเอ็มดี ซึ่งจะเกิดเป็นความถี่ใหม่ในแถบผ่านมีค่าต่ำสุด ขนาดแรงดันอินพุท ( $V_{II}$ ) ของอิมิตเตอร์ คัปเปิลแพร์สูงสุด (เมื่อไม่มีความต้านทาน  $R_E$ ) ซึ่งวงจรมอดูเลเตอร์อยู่ในช่วง 99% ของความเป็นเชิงเส้นมีค่าเพียง 5.2 mV Pederson (1994 : 416-418) การลดอัตราขยายของวงจรมอดูเลเตอร์ให้เหมาะสมกับขนาดสัญญาณอินพุทเป็นเรื่องจำเป็น อัตราขยายแรงดันของวงจรมอดูเลเตอร์ ( $V_o / V_{II}$ ) ประมาณได้จาก

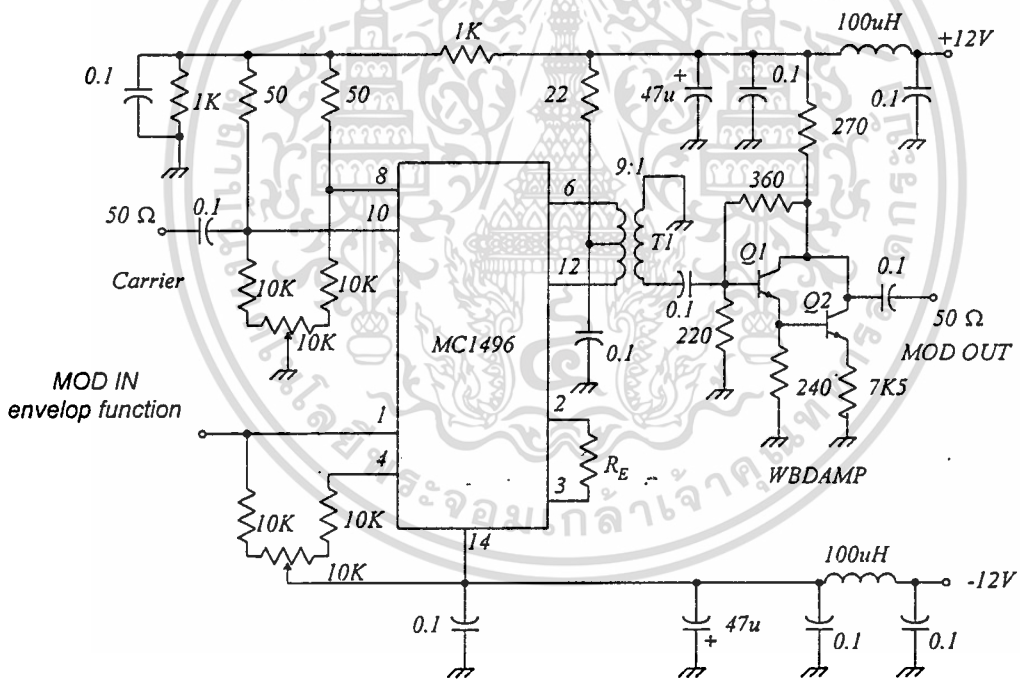
$$A_v = \frac{R_C V_{12} V_{II}}{V_T (R_E + 2r_e)} \quad (3.2.23)$$

เมื่อ  $r_e$  คือความต้านทานอิมิตเตอร์พลวัต (dynamic emitter resistance) มีค่า  $r_e \approx 26mV / I_E (mA)$  การใช้งานจริงอาจ ต้องปรับแต่งแรงดันไบอัสของทรานซิสเตอร์อิมิตเตอร์คัปเปิล ความไม่สมมาตรของวงจรมอดูเลเตอร์จะทำให้เอ๊าท์พุทของมอดูเลเตอร์ปรากฏคลื่นพาร์ คลื่นพาร์สามารถไปปรากฏที่เอ๊าท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นกันถ้าอัตราการแยก (isolation) ระหว่างอินพุตเอาต์พุตของวงจรมีค่าต่ำ วงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้งานแสดงในภาพที่ 64 คลื่นพาห์ของวงจรได้จากสัญญาณคลื่นพาห์สำหรับเครื่องส่งในภาพที่ 3.50 หม้อแปลง  $T_1$  เป็นหม้อแปลงแถบความถี่กว้าง (Wideband transformer) ทำหน้าที่แปลงอิมพีแดนซ์ของวงจรรขยายสัญญาณ (50 โอห์ม) ให้เป็นอิมพีแดนซ์สูง (4050 โอห์ม) ที่วงจรควบคุมมองเห็นที่ขา 6-12 ผลตอบสนองสัญญาณอินพุตแบบต่างๆ ของวงจรแสดงในภาพที่ 65 ถึง 69

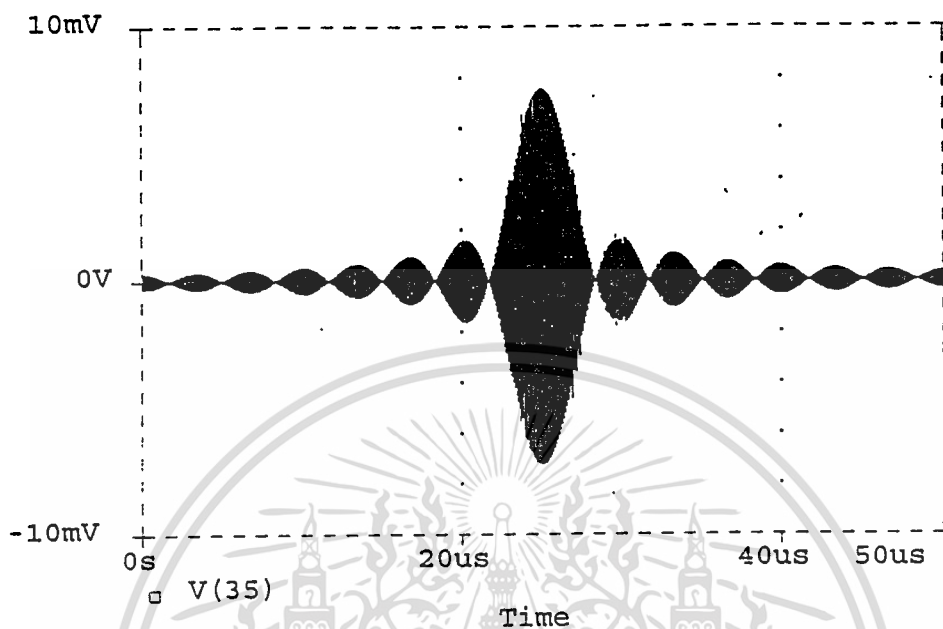
ภาพที่ 64



แสดง วงจรมอดูเลเตอร์และวงจรรขยายสัญญาณ

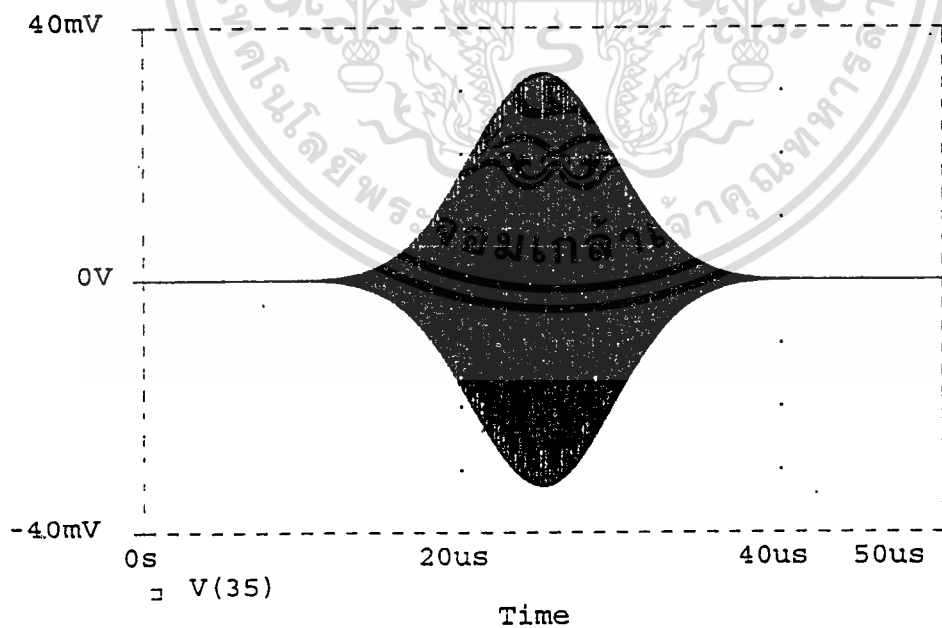
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 65



แสดง ผลตอบสนองสัญญาณอินพุต  $\sin x / x$

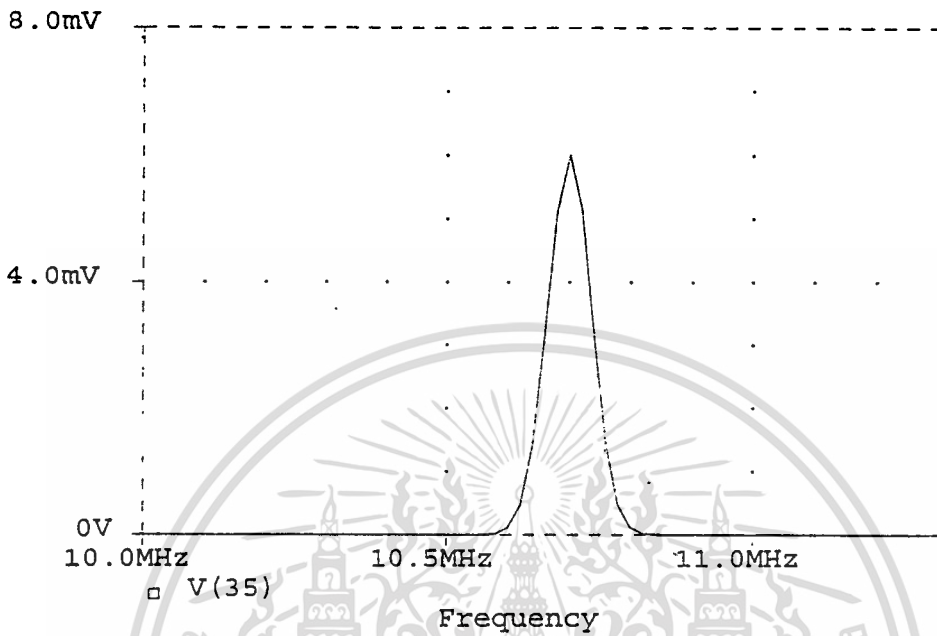
ภาพที่ 66



แสดง ผลตอบสนองสัญญาณรูปแบบเกาส์ใน โดเมนเวลา

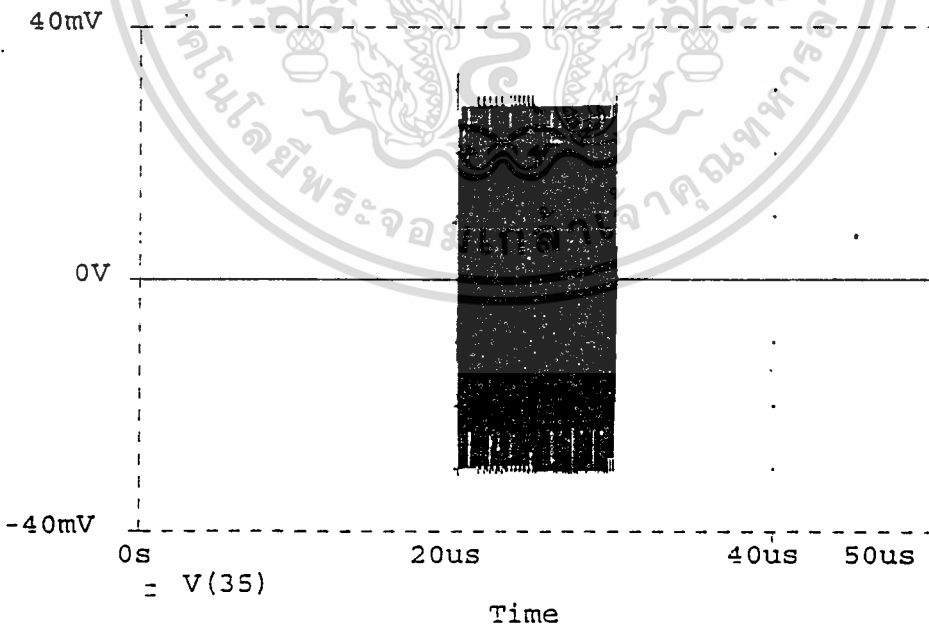
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 67



แสดง ผลตอบสนองสัญญาณรูปแบบเกาส์ในโดเมนความถี่

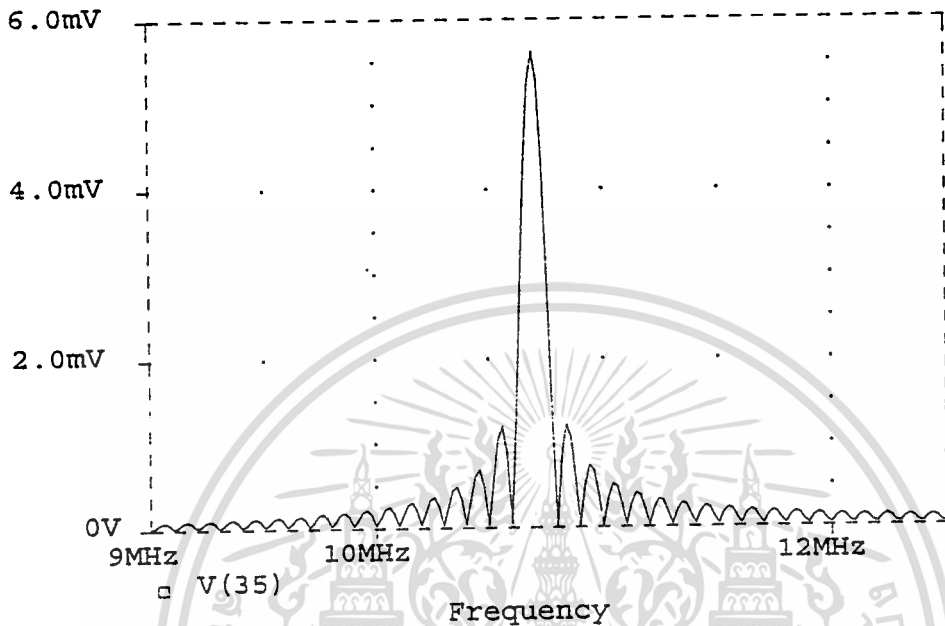
ภาพที่ 68



แสดง ผลตอบสนองสัญญาณรูปเหลี่ยมในโดเมนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 69



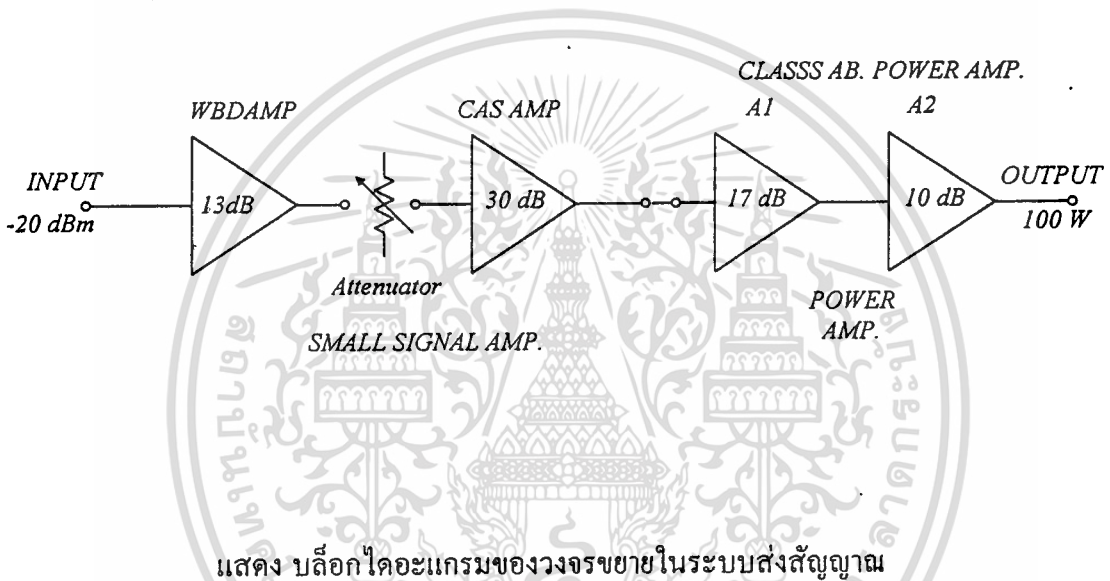
แสดง ผลตอบสนองสัญญาณรูปเหลี่ยมในโดเมนความถี่

### วงจรรขยายกำลังเชิงเส้นแถบความถี่กว้าง

สัญญาณอาร์เอฟพัลส์จากมอดูเลเตอร์ จะถูกขยายโดยวงจรรขยายสัญญาณหลายภาคจนมีระดับกำลังงานเหมาะสมที่จะจ่ายให้ขดลวดเอ็นเอ็มอาร์ ระดับกำลังงานเอทพุทอยู่ในช่วงร้อยวัตต์ (สำหรับสเปคโตรมิเตอร์) จนถึงหลายกิโลวัตต์ (สำหรับเครื่องมือสร้างภาพทางการแพทย์) วงจรรขยายสัญญาณวิทยุสำหรับอาร์เอฟพัลส์ประกอบด้วยวงจรรขยายคลาสเอ และ คลาสเอบีเมื่อใช้กับอาร์เอฟพัลส์รูปแบบเกาส์ส่วนอาร์เอฟพัลส์รูปเหลี่ยมอาจใช้วงจรรขยายกำลังคลาสซีหรือวงจรรขยายไม่เป็นเชิงเส้นแบบอื่นๆที่มีประสิทธิภาพสูงกว่า วงจรรขยายกำลังสำหรับเครื่องมือเอ็นเอ็มอาร์ทำงานเป็นแบบพัลส์ แตกต่างจากวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ใช้ในเครื่องมือสื่อสารอย่างไรก็ตาม วิธีการออกแบบวงจรรขยายกำลังไม่ว่าใช้วงจรคลาสใดจะแตกต่างเพียงการออกแบบเพื่อตอบสนองสัญญาณพัลส์อินพุทแทนที่จะเป็นสัญญาณวิทยุแบบต่อเนื่อง วงจรรขยายกำลังระดับหลายกิโลวัตต์มีการใช้งานอุปกรณ์ทั้งแบบโซลิดสเตต และหลอดสูญญากาศ ส่วนวงจรรขยายกำลังสำหรับกำลังงานเอทพุทในช่วงสั้นกิโลวัตต์ ยังนิยม

ใช้หลอดสูญญากาศ (PIKER : 1990) บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายสัญญาณที่ใช้ในระบบส่งสัญญาณ แสดงในภาพที่ 70 สัญญาณเอาต์พุตจากมอดูเลเตอร์มีขนาด  $-20\text{ dBm}$  กำลังงานเอาต์พุตที่จ่ายให้วงจรคลอควมีความถี่ขนาด 100 วัตต์ อัตราขยายรวมสำหรับระบบส่งสัญญาณต้องการ 70 dB

ภาพที่ 70

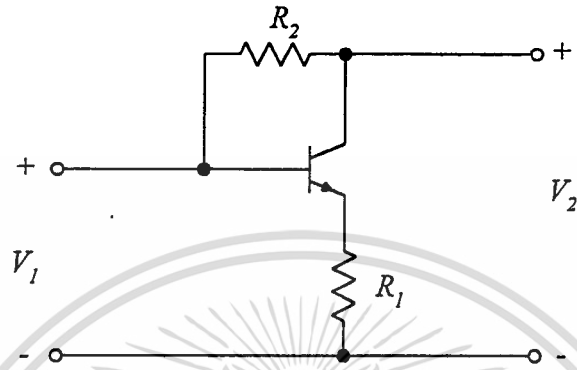


จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 70 วงจรขยายสัญญาณประกอบด้วยสามส่วนคือ WBDAMP (Wideband Darlington Feedback Amplifier) CASAMP (Cascode Amplifier) และวงจรขยายกำลังคลาส เอบี การออกแบบวงจรในแต่ละส่วนมีวัตถุประสงค์คือแถบความถี่กว้าง ความผิดเพี้ยนและสัญญาณรบกวนต่ำ โดยมีการตอบสนองสัญญาณพัลส์ที่ดี

### วงจขยาย WBDAMP

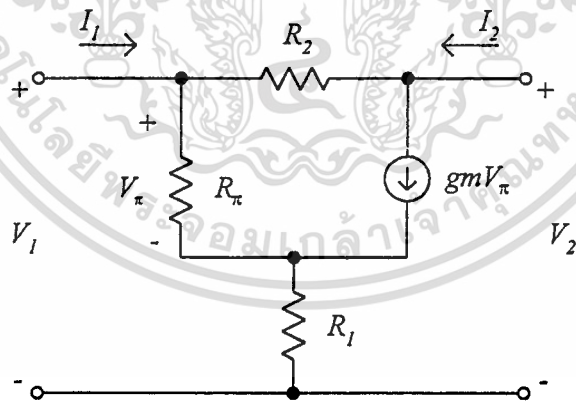
วงจร WBDAMP เป็นวงจขยายป้อนกลับเชิงประกอบ (Compound feedback amplifier) อาศัยการป้อนกลับแบบอนุกรมและขนาดเพื่อควบคุมอัตราขยาย อินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรวงจรป้อนกลับเชิงประกอบแสดงในภาพที่ 71 วงจรสมมูลที่ความถี่ต่ำแสดงในภาพที่ 72

ภาพที่ 63



แสดง วงจรป้อนกลับเชิงประกอบ

ภาพที่ 72



แสดง วงจรสมมูลความถี่ต่ำของภาพที่ 71

จากภาพที่ 72 ถ้าสมมติว่า  $R_{\pi}$  มีค่าสูงกว่า  $R_2$  มาก เราแสดงความสัมพันธ์ของ  $I_1$ ,  $I_2$  และ  $V_1$ ,  $V_2$  ในแบบแอดมิตแตนซ์เมตริกโดย

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{g_m}{1+g_m R_1} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

จากสมการที่ (3.4.1) เราเปลี่ยนแอดมิตแดนซ์พารามิเตอร์เป็นเอสพารามิเตอร์จะได้

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{D} \left[ 1 - \frac{g_m Z_o^2}{R_2 (1 + g_m R_1)} \right] \quad (3.4.2)$$

$$S_{21} = \frac{1}{D} \left[ \frac{-2g_m Z_o^2}{1 + g_m R_1} + \frac{2Z_o}{R_2} \right] \quad (3.4.3)$$

$$S_{12} = \frac{1}{D} \left[ \frac{2Z_o}{R_2} \right] \quad (3.4.4)$$

เมื่อ  $D = 1 + \frac{2Z_o}{R_2} + \frac{g_m Z_o^2}{R_2 (1 + g_m R_1)}$

และ  $Z_o$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของระบบ (เช่น 50 โอห์ม) คุณสมบัตินี้ที่ต้องการจากวงจรขยายคืออัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR , Voltage Standing Wave Ratio) ทางอินพุตและเอาต์พุตของ วงจรต่ำสุด ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ  $S_{11} = S_{22} = 0$  เราหาความสัมพันธ์นี้โดยแทน สมการที่ (3.4.2) เท่ากับศูนย์เงื่อนไขนี้จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$R_1 = \frac{Z_o^2}{R_2} - \frac{1}{g_m} \quad (3.4.5)$$

แทนสมการที่ (3.4.5) ใน (3.4.3) และ (3.4.4) จะได้

$$S_{21} = \frac{(Z_o - R_2)}{Z_o} \quad (3.4.6)$$

และ

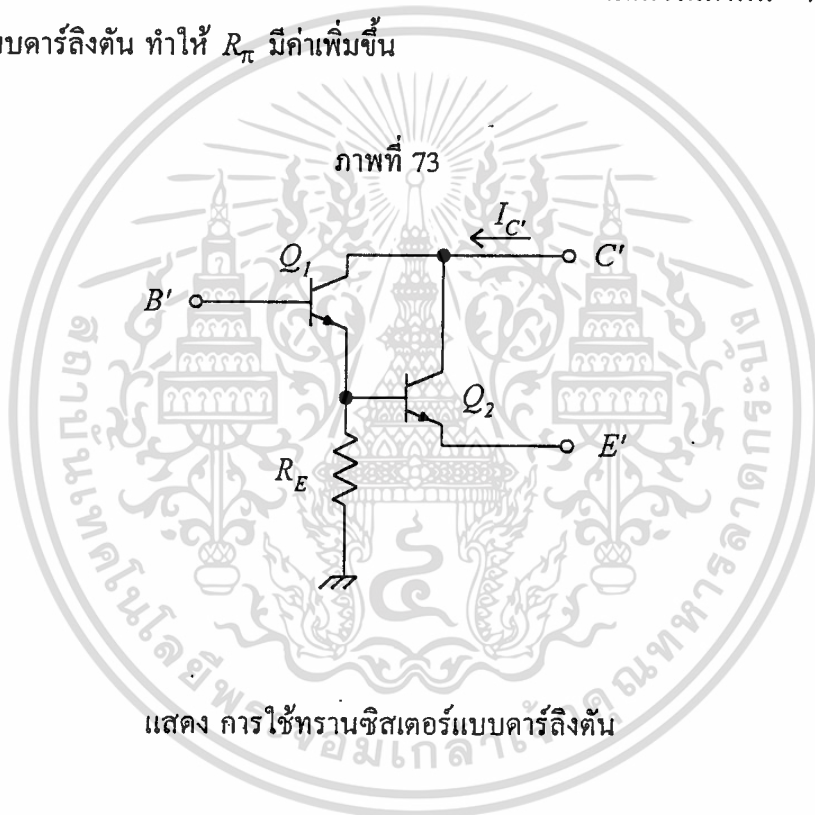
$$S_{12} = \frac{Z_o}{R_2 + Z_o} \quad (3.4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าอัตราขยายทรานสดิวเซอร์ (transducer power gain)  $|S_{21}|^2$  ถูกกำหนดโดย  $R_2$  และ  $Z_o$  วงจรจะให้อัตราขยายตามสมการ ( 3.4.6 ) เมื่อทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าไม่ต่ำกว่า  $g_m(\min)$  ซึ่งกำหนดเมื่อ  $R_1 = 0$  โดย

$$g_m(\min) = \frac{1 - S_{21}}{Z_o} \quad (3.4.8)$$

จากวงจรในภาพที่ 72 เราอาจใช้คาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์ดังแสดงในภาพที่ 73 การใช้ทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน ทำให้  $R_\pi$  มีค่าเพิ่มขึ้น



โดย Fonstad (1994 : 424-429)

$$R'_\pi = \frac{\beta}{g'_m}$$

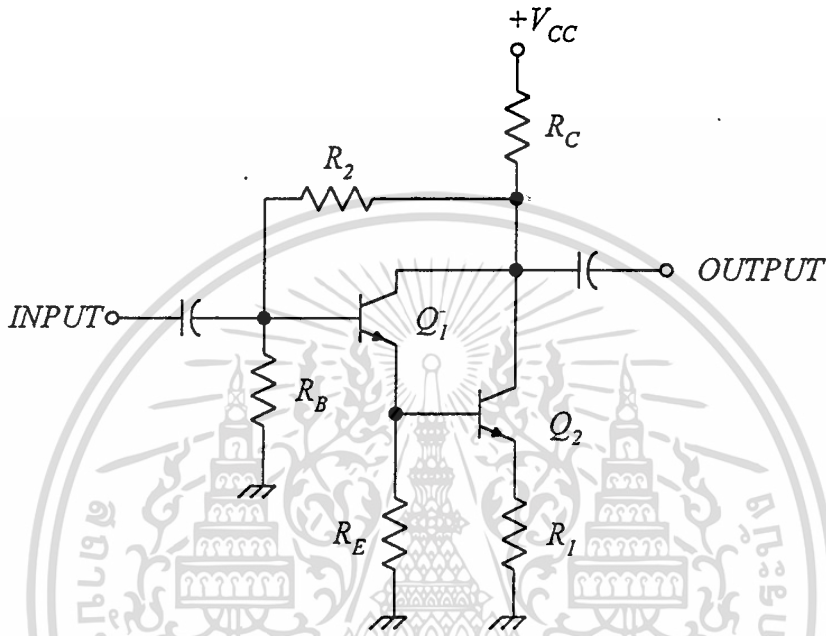
$$\beta' = \beta_1 \beta_2 + \beta_1 + \beta_2$$

$$g'_m \cong 19.23 I_{C'}$$

การใช้ทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน ทำให้  $C_{jc}$  ซึ่งเป็นความจุไฟฟ้าระหว่างรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติทางด้านความถี่สูงของวงจรและทำให้ความเพี้ยนของวงจรต่ำ

กว่ากรณีใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว Meyer (1974 : 167-175) วงจรขยายสัญญาณแบบป้อนกลับเชิงประกอบคาร์ลิงตันแสดงในภาพที่ 74 ตัวต้านทาน  $R_B, R_C$  และ  $R_E$  ทำหน้าที่กำหนดจุดไบอัส

ภาพที่ 74



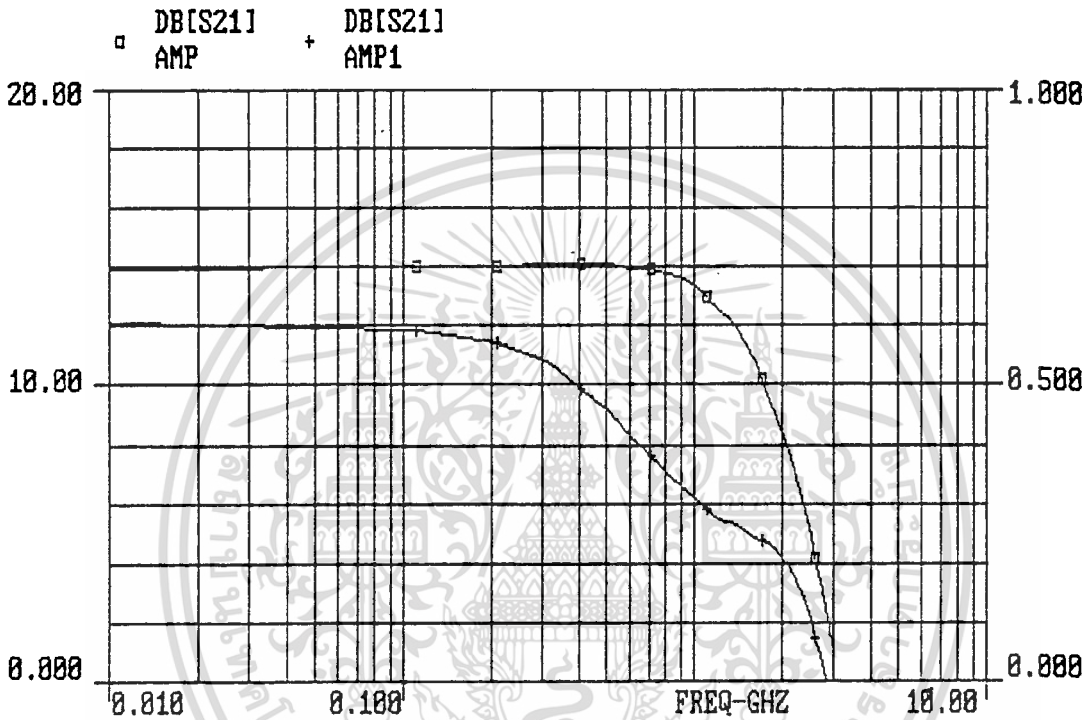
แสดง วงจรขยายพร้อมตัวต้านทานไบอัส

ให้วงจร อัตราขยายจากสมการที่ (3.4.6) จะลดลงเนื่องจากตัวต้านทาน  $R_B$  และ  $R_C$  การออกแบบวงจรทำได้โดยอาศัยสมการที่ (3.4.6) กำหนดค่าตัวต้านทาน  $R_2$  ตัวต้านทาน  $R_1$  คำนวณได้จากสมการที่ (3.4.5) เมื่อพิจารณาว่า  $g_m$  มีค่าสูงเราสามารถประมาณว่า  $R_1 R_2 = Z_o^2$  คุณสมบัติของวงจรในทางปฏิบัติเป็นได้ตามที่กล่าวมาถ้าสร้างในลักษณะวงจรรวมโดยวงจรรวมซึ่งใช้ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีแถบความถี่ใช้งานประมาณ 4 GHz ส่วนวงจรรวมที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อวิวิธพันธุ์ (HBT, Heterojunction Bipolar Transistor) สามารถใช้งานได้ถึง 40 GHz Kuriyama (1995 : 1051-1054) ระดับกำลังงานเอาต์พุต และการลดลงของอัตราขยายขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์ เมื่อสร้างวงจรขึ้นแบบดิสครีต (discrete) หรือไฮบริด (hybrid) ความเหนียวนำแฝงที่ขาคิมิตเตอร์จะทำให้อัตราขยายลดลงและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันที่อินพุต-เอาต์พุตของวงจรมีค่าสูงขึ้น ผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยาย เมื่อสร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 2SC3356L ไบอัสที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{CE} = 5V$   $I_c = 15mA$  กำหนดให้  $|S_{21}| = 6.2$  ตลอดช่วงความถี่ จะได้  
 $R_1 = 7.5\Omega$   $R_2 = 360\Omega$  แสดงในภาพที่ 75

ภาพที่ 75



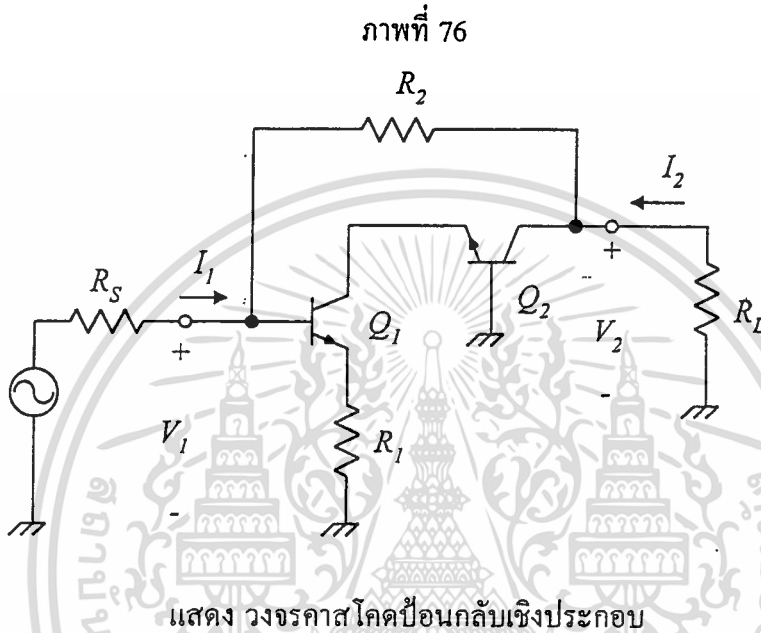
แสดง ผลตอบสนองความถี่ของ WBDAMP (AMP) และเมื่อรวมผลของ  
 ตัวต้านทานไบอัส  $R_B, R_E, R_C$  พร้อมขดลวดเหนี่ยวนำแฝงของวงจรที่  
 สร้างขึ้นแบบดิสครีต (AMP1)

### วงจรขยาย CASAMP

วงจรขยาย CASAMP เป็นวงจรขยายพหุพหุคาสโคด (push-pull-cascode amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณด้วยอัตราขยายสูงและความเพี้ยนแบบโอเอ็มดี (intermodulation distortion) ต่ำ วงจรขยายพหุพหุคาสโคดทำงานโดยอาศัยวงจรคาสโคดที่มีการป้อนกลับสองชุดทำหน้าที่ขยายสัญญาณ (ในแบบคลาสเอ) ตัวละครึ่งลูกคลื่น วงจรคาสโคดมีข้อดีคือส่วนเอาต์พุตเป็นแบบเบสร่วมทำให้มีโอเอ็มดีต่ำในระดับใกล้เคียงกับวงจรคอลเลกเตอร์รวม แต่ว่ามีอัตราขยายสูงเนื่องจากวงจรส่วนอิมิตเตอร์ร่วม Narayanan (1969 : 97-105) การนำวงจรคาสโคดที่มีการป้อนกลับมาทำงานแบบพหุพหุทำให้ความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพี้ยนอันดับเลขคู่ถูกจำกัดออกไป จึงได้วงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก (ultra linear amplifier) การป้อนกลับทำให้เราสามารถควบคุมอัตราขยาย และอินพุทเอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรโคดได้ตามต้องการ ลักษณะของวงจรโคดที่มีการป้อนกลับเชิงประกอบแสดงในภาพที่ 76 คุณสมบัติของวงจรเป็นเช่นเดียวกับวงจรใน



ภาพที่ 71 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันอินพุทเอ๊าท์พุทเป็นดังสมการที่ (3.4.1) ถ้าให้  $R_S = R_L = R$  เราประมาณความต้านทานอินพุท เอ๊าท์พุทของวงจรได้จาก

$$R_{IN} = R_2 // R_1 R_1 \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_2} \right) \tag{3.4.9}$$

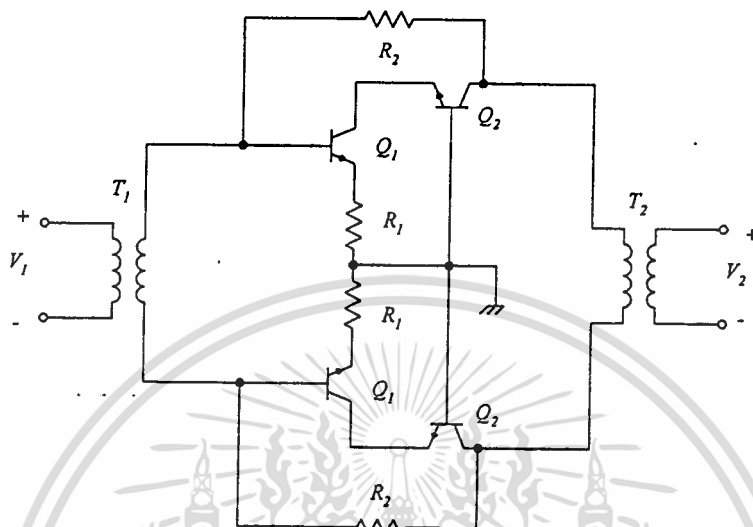
$$R_{OUT} = \frac{R_2 + R}{1 + R/R_1} \tag{3.4.10}$$

หรือ

$$R_{IN} R = R_{OUT} R \cong R_1 R_2 \tag{3.4.11}$$

เมื่อทำวงจรโคดป้อนกลับเชิงประกอบสองชุดมาต่อกันแบบพุชพูล การเชื่อมต่อกับแหล่งกำเนิดสัญญาณและ โหลดทำได้โดยอาศัยหม้อแปลงดังแสดงในภาพที่ 77

ภาพที่ 77



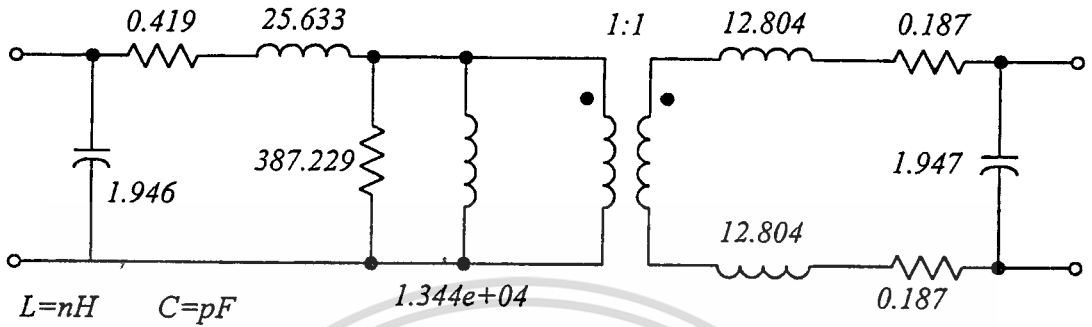
แสดง วงจรขยายพหุพลาสโคด

ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง  $T_1$  จะมีโหลดเป็นความต้านทานมีค่าเท่ากับ  $2 R_{IN}$  ในขณะที่ขดปฐมภูมิของ  $T_2$  จะมีแหล่งกำเนิดสัญญาณที่มีความต้านทานเท่ากับ  $2 R_{OUT}$

แถบความถี่ของวงจรพลาสโคดป้อนกลับเชิงประกอบมีค่าสูงกว่าผลตอบสนองความถี่ของหม้อแปลง  $T_1$  และ  $T_2$  มาก ดังนั้นผลตอบสนองความถี่ของวงจรจึงถูกกำหนดด้วยหม้อแปลง  $T_1$  และ  $T_2$  ในการใช้งานจริงหม้อแปลง  $T_1$  และ  $T_2$  จะเป็นหม้อแปลงแถบความถี่กว้าง (Wide band ; transmission line transformer) คุณสมบัติของวงจรในด้าน อัตราขยาย อินพุต-เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ และความเพี้ยนไอเอ็มดีจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนรอบ (turn ratio) ของหม้อแปลง ขณะเดียวกันหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบสูงจะมีแถบความถี่แคบ การออกแบบจึงต้องหาค่าตอบที่ดีที่สุด (Optimization) สำหรับตัวแปรต่างๆ ที่กำหนดพารามิเตอร์ของวงจร ถ้าเราเลือกให้วงจรในภาพที่ 76 มีความต้านทานอินพุต 25 โอห์ม ก็จะทำให้อัตราส่วนรอบของ  $T_1$  มีค่าเป็น 1:1 เมื่อเลือกวัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงแล้ว ตัวแปรที่กำหนดแถบความถี่จะเป็นจำนวนรอบของหม้อแปลง การออกแบบวงจรในภาคแรกเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์บาลัน (ferrite balun core , mix61) วงจรสมมูลของหม้อแปลง  $T_1$  ได้จากการทำแบบจำลองของผลตอบสนอง (modeling à response) จากเอสพารามิเตอร์ของหม้อแปลงที่วัดจากเครื่องวิเคราะห์เนตเวิร์กแสดงในภาพที่ 78

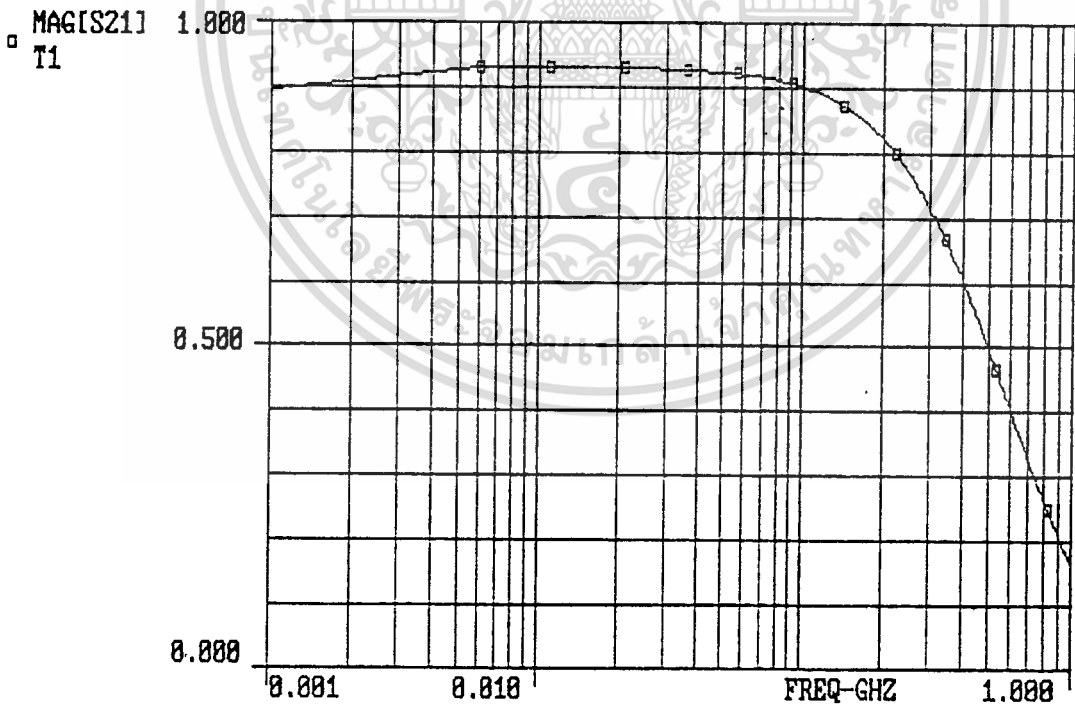
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 78



แสดง วงจรสมมูลของ  $T_1$

ภาพที่ 79



แสดง ผลตอบสนองความถี่ของหม้อแปลง  $T_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองความถี่ของหม้อแปลงแสดงในภาพที่ 79 ความถี่ใช้งานของหม้อแปลงอยู่ในช่วง 500 KHz-350MHz ความต้านทานโหลดของวงจรเบสรวมที่ให้ความเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตต่ำสุดอยู่ในช่วง 50-100 โอห์ม (Narayanan : 1969) เราเลือกให้ความต้านทานโหลดมีค่า 100 โอห์ม หม้อแปลง  $T_2$  ต้องทำหน้าที่แปลงค่าความต้านทาน 50 โอห์มให้เป็น 200 โอห์ม อัตราส่วนรอบของหม้อแปลง  $T_2$  จึงเป็น 2:1 การเลือกค่าความต้านทาน  $R_1, R_2$  จะกำหนดอัตราขยายของวงจร อัตราขยายทรานสดิวเซอร์ของวงจร เมื่ออินพุต-เอาต์พุตแมตซ์ คำนวณจาก

$$S_{21} = -\frac{I}{R_1} \left( \frac{I}{\frac{I}{R_1} + \frac{I}{R_2}} \right) \quad (3.4.12)$$

ถ้าสมมติว่า  $R_2 \gg R_1$  จะได้ว่า

$$S_{21} \cong -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.4.13)$$

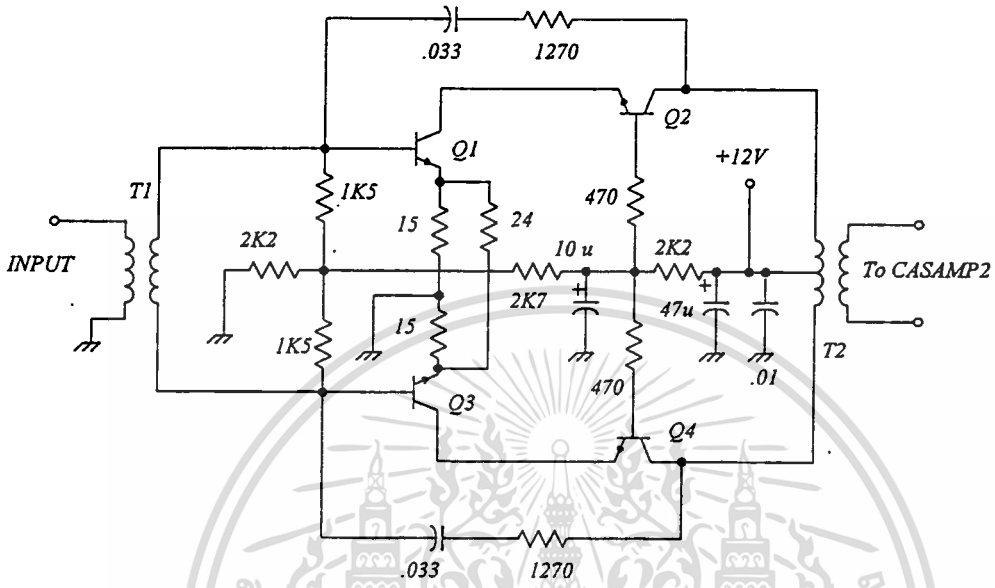
จากสมการที่ (3.2.34) ทำให้กำหนด  $R$  ได้โดย

$$R = \sqrt{R_1 R_2} \quad (3.4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

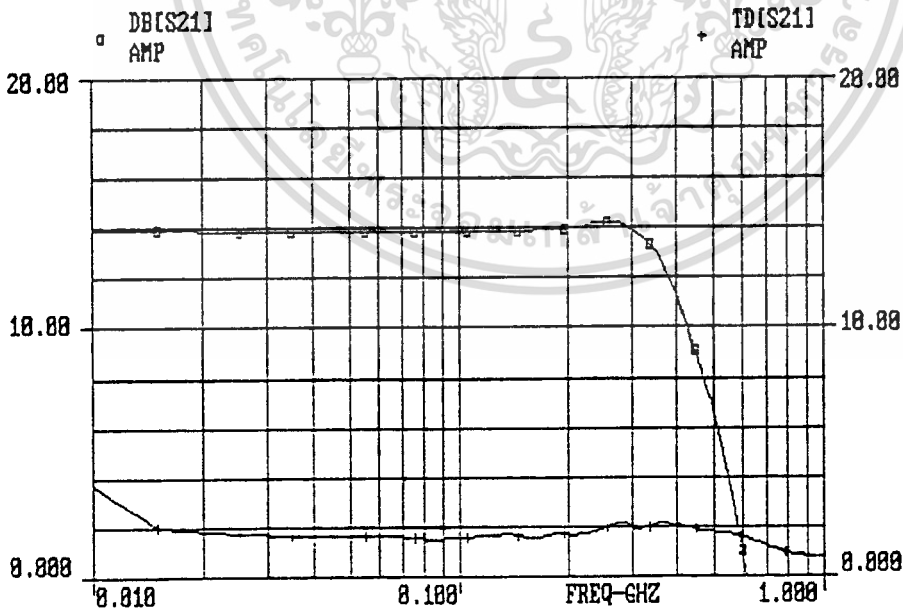
อย่างไรก็ตามเงื่อนไขที่กล่าวมาจะถูกต้องในกรณี  $R_{IN} = R_{OUT}$  แม้ว่าเราออกแบบโดย  $R_{IN} \neq R_{OUT}$  การคำนวณ  $R$  ตามสมการ (3.4.14) ยังถือว่าใช้ได้ เนื่องจากการพิจารณาที่ผ่านมาเป็นกรณีอุดมคติ การหาค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรมีอัตราขยายสูงสุด แถบความถี่มากที่สุด และอินพุท-เอาต์พุทมีอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันต่ำสุดต้องอาศัยโปรแกรมช่วยหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ที่คำนวณโดยสมการ (3.4.12)-(3.4.14) จะใช้เป็นค่าเริ่มต้นเพื่อหาค่าตอบ เมื่อกำหนดให้อัตราขยายของวงจรเป็น 18 dB ( $S_{21} \cong 8$ ) และเลือกให้  $R_1 = 10$  โอห์ม จะได้  $R_2 = 640$  โอห์ม การหาค่าที่เหมาะสมที่สุดของ  $R_1$  และ  $R_2$  ทำหลังจากรวมผลของตัวต้านทานที่ทำหน้าที่ไบอัสทรานซิสเตอร์ และความสูญเสียของหม้อแปลง  $T_1, T_2$  โครงสร้างของวงจรพหุผลต้องการความสมมาตรของวงจรคาสโคดป้องกันเชิงประกอบ ความไม่สมมาตรใดๆ จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยน และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันมีค่าสูง ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  ควรมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันที่สุด การชดเชยดีซีออฟเซตสามารถทำได้โดยเพิ่มตัวต้านทานระหว่างอิมิตเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  นอกจากนี้กระแสอินพุททางขดทุติยภูมิของ  $T_2$  จะไหลผ่านรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ และตัวต้านทาน  $R_1$  ของ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ดังนั้นถ้าเลือกค่าความต้านทานระหว่างอิมิตเตอร์ของ  $Q_1 - Q_2$  ได้เหมาะสม สามารถให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุทมีค่าต่ำลง จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 70 วงจร CASAMP มีอัตราขยาย 30 dB เราจึงออกแบบเป็นสองวงจรต่อкасอดกัน กำหนดให้อัตราขยายภาคละ 15dB ภาคแรกให้กำลังงานเอาต์พุทสูงสุด 50 mW โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BFR90 ไบอัสที่  $V_{CE} = 5V$ ,  $I_C = 30$  mA ภาคที่สองให้กำลังงานเอาต์พุทสูงสุด 800 mW โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3866A ไบอัสที่  $V_{CE} = 5V$ ,  $I_C = 200$  mA หลังจากหาค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมที่สุด จะได้วงจรดังแสดงในภาพที่ 80 (ชาวลิขิต ธรรมวิริยะกุล 2538: 385-389) วงจรทำหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์ดังนั้นการลดการเชื่อมต่อ (decouple) สัญญาณเอซีและแรงดันดีซีจะต้องตอบสนองสัญญาณพัลส์รูปเหลี่ยมได้ดี สำหรับวงจรภาคที่สองมีลักษณะเช่นเดียวกับภาคแรก แตกต่างกันเพียงทรานซิสเตอร์และตัวต้านไบอัส ผลตอบสนองความถี่และการประวิงกลุ่มของวงจรแสดงในภาพที่ 81

ภาพที่ 80



แสดง วงจรขยายสัญญาณพหุพหุคาส โคคภาคแรก (CASAMP1)

ภาพที่ 81

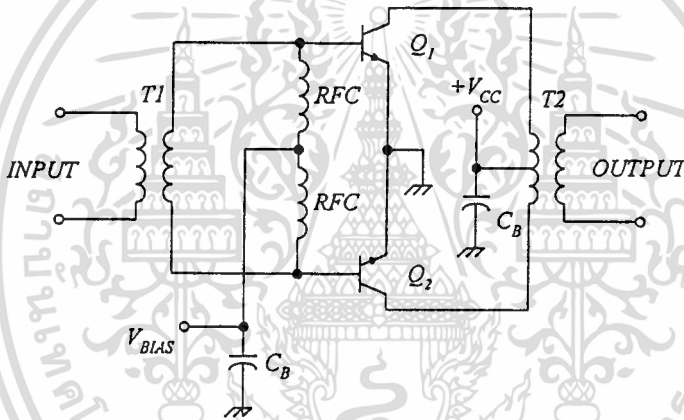


แสดง ผลตอบสนองความถี่ของวงจร และการประวิงกลุ่ม (TD [S<sub>21</sub>] , นาโนวินาที)

### วงจรรขยายกำลังคลาสเอบี

วงจรรขยายกำลังคลาสเอบีที่ใช้งานดับล็อกไดโอดแกรมในภาพที่ 3.61 แบ่งเป็นสองส่วนคือ ตัวขับ (driver)  $A_1$  ให้กำลังงานเอาต์พุต 100W อัตราขยาย 10 dB ลักษณะของวงจรรขยายกำลังคลาสเอบี ซึ่งใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แสดงได้ในภาพที่ 82

ภาพที่ 82

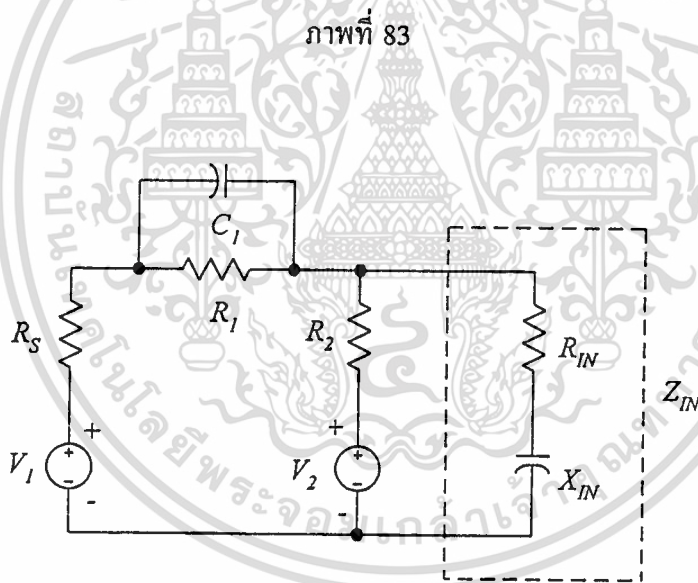


แสดง วงจรรขยายพหุผลคลาสเอบี

ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  ทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตตัวละครึ่งไซเคิล หม้อแปลง  $T_1$  ทำหน้าที่แปลงอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่ขดปฐมภูมิ เป็นอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเท่ากับอินพุตอิมพีแดนซ์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ต่ออนุกรมเข้าด้วยกันทางขดทุติยภูมิ ในทำนองเดียวกัน  $T_2$  จะแปลงอิมพีแดนซ์ ซึ่งมีค่าเท่ากับเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทางขดปฐมภูมิให้เป็นอิมพีแดนซ์ของโหลดทางขดทุติยภูมิ กระแสอินพุตไหลผ่านขดทุติยภูมิของ  $T_1$  ผ่านรอยต่อเบสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวตรงกันข้าม เมื่อกำหนดอัตราส่วนรอบของ  $T_1$  (และ  $T_2$ ) วงจรในภาพที่ 82 จะทำงานได้ดีเพียงช่วงความถี่แคบๆ เนื่องจากอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราขยายของทรานซิสเตอร์เปลี่ยนตามความถี่อย่างมาก เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์มีลักษณะเป็นตัวต้านทานต่อขานานอยู่กับตัวเก็บประจุ โดยความต้านทานเอาต์พุต อาจคำนวณจาก

$$R_{OUT} = \frac{[V_C - V_{CE(sat)}]^2}{2P_o} \quad (3.4.15)$$

เมื่อ  $R_{OUT}$  เป็นความต้านทานเอาต์พุทของทรานซิสเตอร์  $P_o$  เป็นกำลังงานเอาต์พุทของทรานซิสเตอร์ และ  $V_{CE(sat)}$  เป็นแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์อิ่มตัว การชดเชยอัตราขยายสามารถทำได้ด้วยวิธีการป้อนกลับแบบเดียวกับกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก ส่วนการเปลี่ยนค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ตามความถี่จำเป็นต้องอาศัยเนตเวิร์กชดเชยภายนอกทรานซิสเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากความต้านทานอินพุทของทรานซิสเตอร์มีค่าต่ำ (ปกติต่ำกว่า 10 โอห์ม) และ  $C_{je}$  มีค่าสูงโดยเฉพาะทรานซิสเตอร์กำลัง ในช่วงความถี่เฮอซและวีเฮอซ การชดเชยอัตราขยายและอินพุทอิมพีแดนซ์อาจทำได้โดยเนตเวิร์ก ดังแสดงในภาพที่ 83



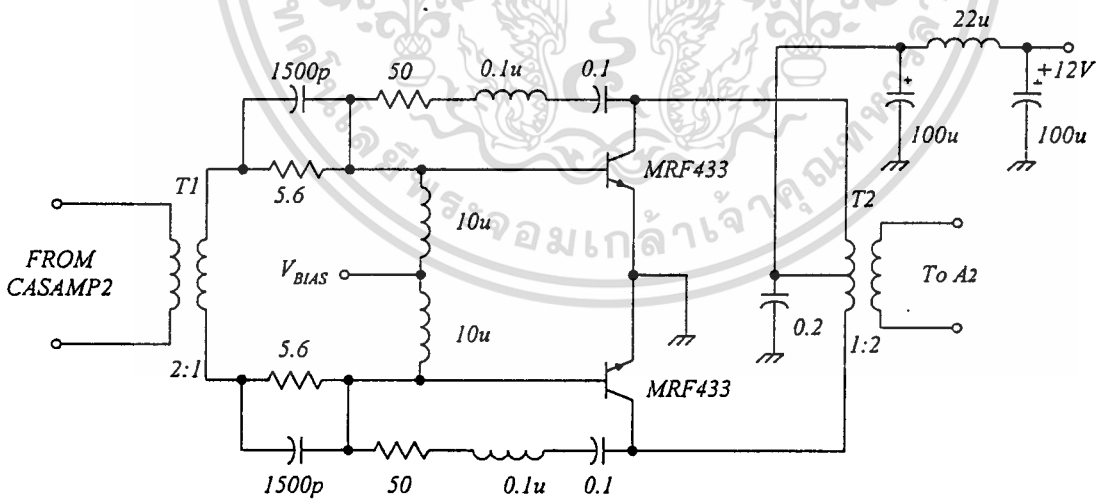
แสดง การชดเชยอัตราขยายและอินพุทอิมพีแดนซ์

ในภาพพิจารณาเฉพาะทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว  $V_1$  เป็นแรงดันที่ขดทุติยภูมิของ  $T_1$ ,  $R_S$  มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของความต้านทานของแหล่งกำเนิดที่ขดทุติยภูมิ เมื่อขดปฐมภูมิต่อกับแหล่งกำเนิด 50 โอห์ม  $V_2$  และ  $R_2$  เป็นแหล่งจ่ายที่เกิดจากการป้อนกลับของสัญญาณเอาต์พุท  $R_1, C_1$  ชดเชยอินพุทอิมพีแดนซ์และอัตราขยาย การป้อนกลับจาก  $V_2$  จะอยู่ในช่วง 5-6dB เนื่องจากการเลื่อนเฟสของสัญญาณอาจทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้วงจรขาดเสถียรภาพในกรณีของวงจรรขยายกำลัง  $A_2$  เราใช้ทรานซิสเตอร์ MRF 421 ซึ่งมีอัตราขยาย 21dB ที่ 2MHz และ 11dB ที่ 30 MHz. ดังนั้นที่ความถี่ 2 MHz กำลังงาน 0.8W ที่  $Z_{IN}$  จะทำให้ได้กำลังงานเอาต์พุต 100W ถ้า  $V_2, R_2$  ทำให้อัตราขยายลดลง 5dB เนตเวิร์กจะต้องทำให้เกิดการลดทอนกำลังงานอินพุตลงอีก 5 dB กำลังงานจากแหล่งจ่าย  $V_1$  ก็จะเป็น 29dBm (0.8W) + 5dB = 34 dBm (2.53W) ถ้า  $T_1$  ไม่มีความสูญเสียใดๆ กำลังงานอินพุตก็จะเท่ากับ 2.53 W การหาค่า  $R_1, C_1, R_2$  และ  $V_2$  สามารถทำได้โดยกำหนดค่าเริ่มต้นของอุปกรณ์ในเนตเวิร์กที่อินพุตอิมพีแดนซ์  $Z_{IN}$  ที่ความถี่สี่ความถี่ต่างๆ กัน และใช้โปรแกรมวิเคราะห์เนตเวิร์ก เลือกค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยให้วงจรมีอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุตต่ำที่สุด หม้อแปลง  $T_1$  และ  $T_2$  เป็นหม้อแปลงแถบความถี่กว้าง อัตราส่วนรอบเลือกตามอินพุต-เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1 - Q_2$  ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนต้องเหมาะสมกับระดับกำลังงาน Snelling (1986 : 105-120) อินพุต-เอาต์พุต การออกแบบวงจรให้หม้อแปลงมีเฉพาะกระแสสลับไหลผ่านจะทำให้หม้อแปลงมีความสูญเสียต่ำ วงจรรขยายกำลัง  $A_1$  แสดงในภาพที่ 84

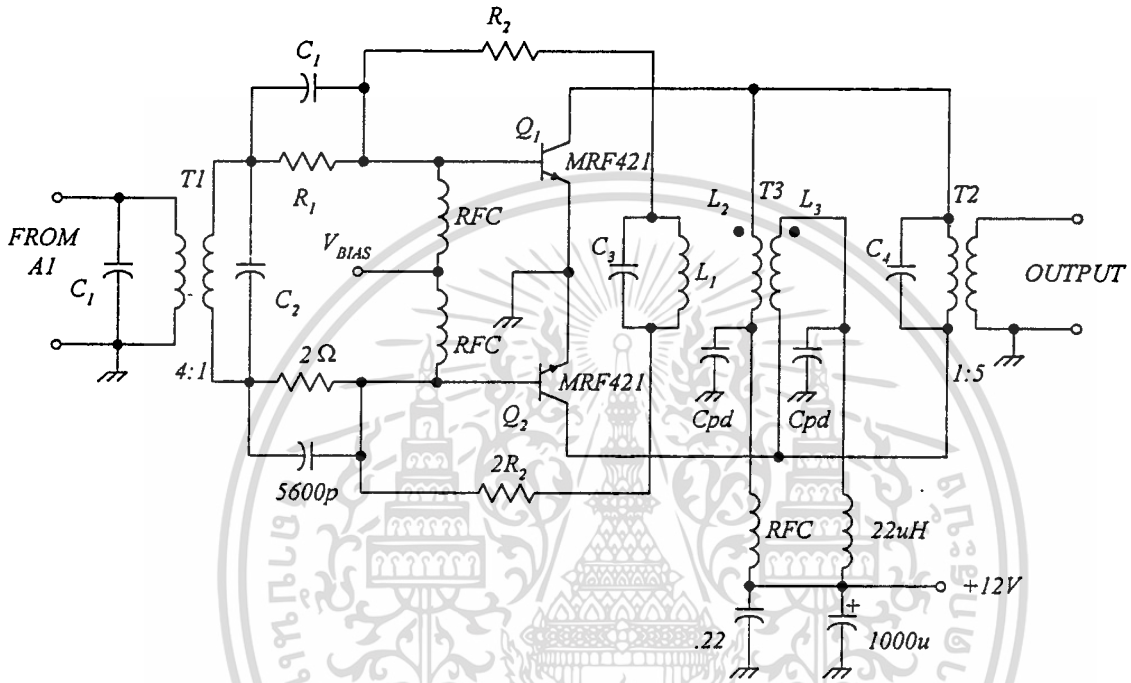
ภาพที่ 84

แสดง วงจรรขยายกำลัง  $A_1$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายกำลัง  $A_1$  มีเน็ตเวิร์กชดเชยอินพุทอิมพีแดนซ์คือตัวเก็บประจุ 1500 PF และตัวต้านทาน  $5.6\Omega$  ( $R_1$ ) ตัวต้านทาน  $50\Omega$  ( $R_2$ ) ทำหน้าที่ป้อนกลับ สำหรับขดลวด  $0.1\mu\text{H}$  ทำหน้าที่ลดการป้อนกลับเมื่อความถี่ใช้งานสูงขึ้น วงจรขยายกำลัง  $A_2$  แสดงใน

ภาพที่ 85

แสดง วงจรขยายกำลัง  $A_2$ 

ภาพที่ 85 ขดลวด  $L_2$  และ  $L_3$  พันแบบไบไฟลาร์ (bifilar) บนแกนทอรอยด์ทำหน้าที่จ่ายกระแสคอลเลคเตอร์ให้  $Q_1$  และ  $Q_2$  อัตราส่วนรอบทางปฐมภูมิ ( $L_2$ ,  $L_3$ ) ต่อรอบทางทุติยภูมิ ( $L_1$ ) ของ  $T_3$  จะกำหนดแรงดันป้อนกลับ  $V_2$  ในภาพที่ 83 ที่แรงดัน  $V_{CC} = 12\text{V}$  ถ้าต้องการแรงดันป้อนกลับ  $V_2 = 2\text{V}$  เราทำโดยให้  $L_1$  มีจำนวนรอบหนึ่งรอบด้วยการใช้ลวดคล้องผ่านแกนทอรอยด์ และพันขดลวด  $L_2$  พร้อมกับ  $L_3$  แบบไบไฟลาร์จำนวนหกรอบ (พิจารณาว่า  $T_3$  เป็นหม้อแปลงอุดมคติไม่มีการสูญเสียใดๆ) ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ทำหน้าที่เมตซิ่งอิมพีแดนซ์ให้  $T_1$  ตัวเก็บประจุ  $C_3$  ทำหน้าที่เมตซิ่งอิมพีแดนซ์ให้  $T_2$  ส่วน  $C_4$  ทำหน้าที่เรโซแนนซ์ร่วมกับ  $L_1$  ที่ความถี่สูงกว่าแถบความถี่ใช้งาน เพื่อเพิ่มอิมพีแดนซ์ระหว่างเบสถึงเบสของ  $Q_1 - Q_2$  และลดการป้อนกลับที่ความถี่สูง ความถี่เรโซแนนซ์

ของ  $L_1$ ,  $L_3$  จะต้องสูงกว่าแถบความถี่ใช้งานเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาวงจรขาดเสถียรภาพ (สารวัสดิ บุญยะเวศ 2534: 102-106)

แผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้ในย่านความถี่เอชเอฟ สามารถใช้แผ่นวงจรพิมพ์ G 10 (Glass-Epoxy) แผ่นวงจรพิมพ์ G 10 ซึ่งฉาบทองแดง 1 ออนซ์ ต่อตารางฟุตมีความหนาของทองแดง 1.4 มิลล์ (1 mil = 1/1000 นิ้ว) ลายทองแดงที่กว้าง 170 มิลล์ จะมีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับลวดทองแดงเบอร์ 26 AWG ในขณะที่จ่ายกำลังงานเอาต์พุตสูง ลายทองแดงที่จ่ายกระแสคอลเลคเตอร์ อาจมีกระแสขณะไหลถึง 13 แอมป์เปร์ ส่วนลายทองแดงบริเวณอิมิตเตอร์ต้องมีขนาดเหมาะสม กระแสความถี่วิทยุจะไหลระหว่างอิมิตเตอร์ถึงอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง แรงดันตกคร่อมเนื่องจากขนาดลายทองแดงไม่เพียงพอจะทำให้วงจรมีอัตราขยายลดลงหรือทำให้วงจรขาดเสถียรภาพ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่านสูงอาจเสริมพื้นที่หน้าตัดของแผ่นวงจรพิมพ์ด้วยเส้นทองแดง ลายทองแดงในส่วนผ่านสัญญาณวิทยุของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวต้องออกแบบให้สมมาตรกัน มิฉะนั้นการชดเชยการเปลี่ยนอิมพีแดนซ์ และอัตราขยายของวงจรจะไม่ได้ผลดีเท่าที่ควร นอกจากนี้สัญญาณเอาต์พุตจะมีความเพี้ยนสูง หรือวงจรขาดเสถียรภาพ วงจรขยายกำลังที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวถึงแบบ SOE (Strip line oppose emitter) ขนาด 60 ถึง 300 วัตต์ จะมีแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งออกแบบด้วยการทำให้เหมาะสมที่สุดอยู่แล้ว (Granberg : 1977)

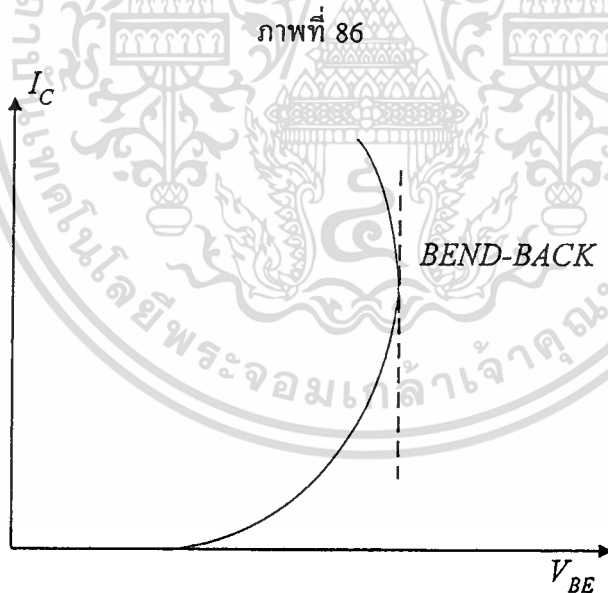
### การระบายความร้อน

การระบายความร้อนพิจารณาจาก ความต้านทานของความร้อนของรอยต่อของทรานซิสเตอร์ ต่ออุณหภูมิแวดล้อม ( $R\theta_{JA}$ ) คำนวณจาก  $R\theta_{JA} = (T_J - T_A) / P$  โดย  $T_J$  = อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด ( $150^\circ C$ )  $T_A$  = อุณหภูมิแวดล้อม ( $40^\circ C$ )  $P$  = กำลังงานสูญเสีย ( $180/\eta$ )( $100-\eta$ ) โดย  $\eta$  = ประสิทธิภาพที่คอลเลคเตอร์ ถ้าประสิทธิภาพที่กำลัง 180 วัตต์เป็น 55% ดังนั้น  $P = 148$  วัตต์  $R\theta_{JA} = 1.49^\circ C/W$  (ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว) ความต้านทานความร้อนของแผ่นระบายความร้อน  $R\theta_{SA}$  คำนวณจาก  $R\theta_{SA} = R\theta_{JA} - (R\theta_{JC} + R\theta_{CS})$  ความต้านทานความร้อนของรอยต่อไปยังตัวถังของทรานซิสเตอร์ ( $R\theta_{JA}$ ) ของทรานซิสเตอร์ MRF 421 มีค่า  $R\theta_{JA}$  เท่ากับ  $0.60^\circ C/W$  ส่วน  $R\theta_{CS}$  เป็นความต้านทานความร้อนของตัวถังทรานซิสเตอร์ไปยังแผ่นระบายความร้อน ตัวถังแบบ SOE ต่อกับแผ่นระบายความร้อนได้โดยตรงเมื่อทาด้วยไซซิลิโคน ถ้าติดยึดตัวถังทรานซิสเตอร์กับแผ่นระบายความร้อนด้วยแรงที่เหมาะสม จะได้  $R\theta_{CS} = 0.1^\circ C/W$  ดังนั้น  $R\theta_{SA} = [1.49 - (0.6 + 0.1)] / 2$  เท่ากับ  $0.395^\circ C/W$  (คิดรวมทรานซิสเตอร์สองตัว) อย่างไรก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานในลักษณะพัลส์ การระบายความร้อนไม่ใช่ปัญหาสำคัญ ยกเว้นกรณีปรับแต่งวงจรของ  
โพรบ ซึ่งต้องใช้สัญญาณต่อเนื่อง  
การออกแบบเพื่อให้ได้ไอเอ็มดีต่ำ

เมื่อวงจรมีสัญญาณอินพุตที่มีการมอดูเลตแบบเอเอ็มวงจรวอร์ไบฮัส (หมายถึงส่วนจ่ายแรง  
ดัน และกระแสไฟตรงให้เบสและคอลเลกเตอร์) จะปรากฏสัญญาณที่มีความถี่และรูปร่างแบบเดียวกับ  
แอมพลิจูดของสัญญาณเบสแบนด์ วงจรวอร์ไบฮัสต้องตอบสนอง (โดยจ่ายแรงดันและกระแส) รูปแบบ  
ของสัญญาณเบสแบนด์ได้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งวงจรมีกำลังทำงานได้โดยไม่เกิด  
ความเพี้ยนกับสัญญาณเอาต์พุต Sechi (1976 : 264-270) แถบความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ (แอม  
พลิจูด รูปแบบเกาส์ หรือรูปเหลี่ยม) ที่ใช้งานได้จะขึ้นอยู่กับแถบความถี่ของวงจรวอร์ไบฮัสที่คอลเลกเตอร์  
และเบส ขึ้นอยู่กับว่าวงจรมีแถบความถี่ต่ำกว่า วงจรวอร์ไบฮัสที่เบสต้องจ่ายแรงดัน  $V_{BE}$  และกระแสเบส  
ให้ทรานซิสเตอร์มีกระแสคอลเลกเตอร์ไหลเป็นกระแสสงบ (quiescent current) เพียงพอในการทำงาน  
แบบคลาสเอบี วงจรวอร์ไบฮัสต้องชดเชยการเพิ่มขึ้นของแรงดัน  $V_{BE}$  เท่ากับ 2 mV เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น 1  
องศา การเพิ่มขึ้นของแรงดัน  $V_{BE}$  จะทำให้กระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้นดังภาพที่ 86



แสดง การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน  $V_{BE}$  และกระแส  $I_C$

RCA(1971 : 74-77) จากภาพที่ 86 จะเห็นว่าเมื่อแรงดัน  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์กำลังเพิ่มขึ้นจะทำให้  
กระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งถึงจุดวกกลับ (bend-back) ถ้าวอร์ไบฮัสจ่ายแรง

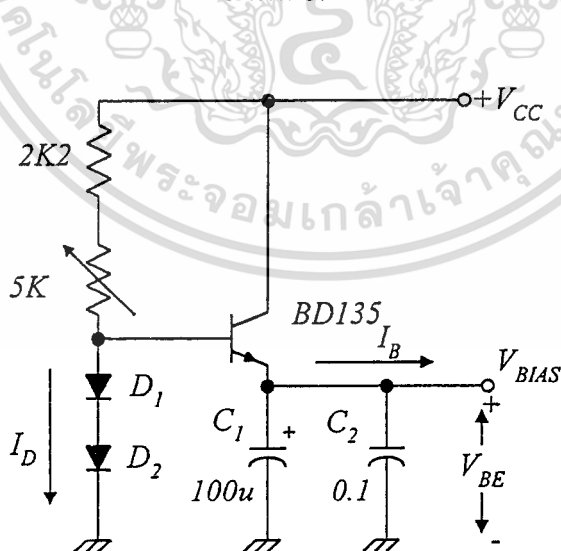
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดัน  $V_{BE}$  คงที่ เมื่อถึงจุดวกกลับกระแสเบสจะเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้นจนกำลังงานสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์เพิ่มจนทรานซิสเตอร์เสียหายจากปรากฏการณ์อุณหภูมิกวาม (thermal runaway) และทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย ถ้าประมาณว่าทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายกระแสสูงจน  $I_C \cong I_E$  เราสามารถประมาณจุดวกกลับของกระแส  $I_E$  ได้จาก

$$I_E = \frac{-KT/q}{R_t - R\theta_{JC}(0.002V/^{\circ}C)V_{CE}} \quad (3.4.16)$$

เมื่อ  $R_t$  เป็นความต้านทานบัลลาสต์ (ballast resistance) ภายในทรานซิสเตอร์กำลัง  $R\theta_{JC}$  เป็นความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถัง วงจรไบอัสที่ใช้งานได้ดีแบบหนึ่งแสดงในภาพที่ 87 ในภาพทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ทำงานในแบบคอลเลคเตอร์ร่วมเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{BE}$  ที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ ไดโอด  $D_1, D_2$  ติดตั้งในวงจรขยายกำลังในแบบสัมพันธ์กับทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  ( ในภาพที่ 85 ) ผลตอบสนองอุณหภูมิของไดโอดต้องเป็นแบบเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลัง กระแส  $I_B$  ที่เหมาะสมอยู่ในช่วง 1-10% ของกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด Krauss(1983 : 361-363) ตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่แยกการเชื่อมร่วม  $C$ , ทำหน้าที่

ภาพที่ 87

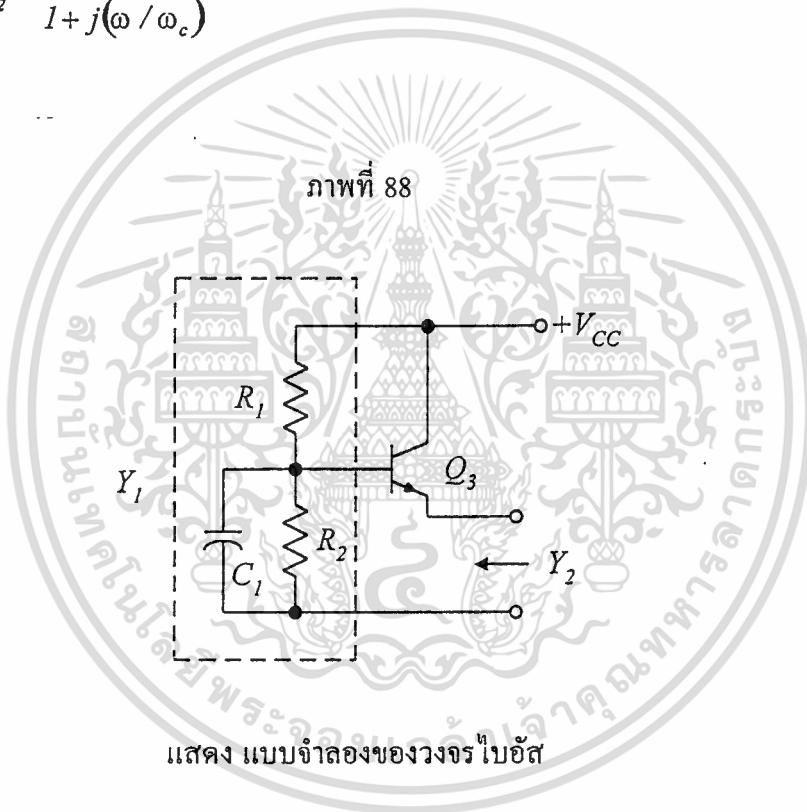


แสดง วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ต่ำ เมื่อความถี่สูงขึ้น  $C_1$  จะกลายเป็นขดลวดเนื่องจากขดลวดแผ่ ตัวเก็บประจุ  $C_2$  จะทำหน้าที่แยกการเชื่อมรวมแทนจนถึงความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเองเราพิจารณาเอาท์พุทอิมพีแดนซ์หรือแอดมิตแตนซ์ของไบอัสทรานซิสเตอร์ได้จากแบบจำลองที่แสดงในภาพที่ 88 โดยตัวต้านทาน  $R_2$  แทนความต้านทานพลวัตของไดโอด  $C_1$  แทนค่าความจุไฟฟ้าใดๆ ที่เบสและกราวด์ เอาท์พุทแอดมิตแตนซ์  $Y_2$  กำหนดจาก

$$Y_2 = \frac{\beta_o Y_1}{1 + j(\omega / \omega_c)} \quad (3.4.17)$$



เมื่อ  $\beta_o$  เป็นอัตราขยายกระแสดีซี  $\omega_c$  เป็นความถี่ตัด (Cutoff frequency) ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมของ  $Q_3$  ถ้า  $Y_1$  กำหนดโดย

$$Y_1 = \frac{1}{R} + j\omega_c \quad (3.4.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวต้านทาน  $R$  เป็นผลขนานของ  $R_1$  และ  $R_2$  เราเขียนเอาต์พุตแอดมิตแตนซ์  $Y_2$  ได้จาก

$$Y_2 = \frac{\beta_o}{R} \cdot \frac{1 + j\omega RC}{1 + j(\omega / \omega_c)} \quad (3.4.19)$$

ถ้าเราทำให้ค่าคงตัวทางเวลาของ RC มีค่าเท่ากับส่วนกลับของความถี่ตัด  $\omega_c$  เราสามารถทำให้ โพล (pole) และ ซีโร (Zero) ของสมการที่ (3.4.19) มีค่าเท่ากัน โดย

$$T = RC = \frac{1}{\omega_c} \quad (3.4.20)$$

จะได้

$$Y_2 = \frac{\beta_o}{R} \quad (3.4.21)$$

และ

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 = \frac{1}{\omega_c} \quad (3.4.22)$$

ดังนั้นเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรไบอัสจะมีค่า

$$Z_o = \frac{1}{Y_2} = \frac{1}{\beta_o} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.4.23)$$

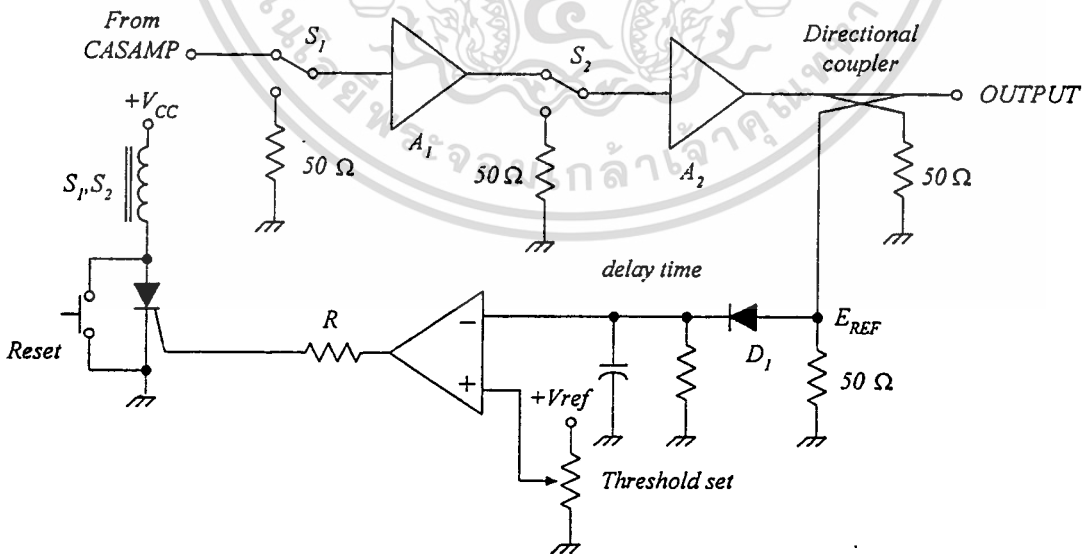
เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรไบอัสก็จะไม่ขึ้นกับความถี่ (ของสัญญาณเบสแบนด์) วงจรขยายกำลังจะทำงานโดยมีโอเอเอ็มดีต่ำ ถ้า  $Z_o$  ในสมการ (3.4.23) มีค่าต่ำกว่าที่ตลอดช่วงความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่มอดูเลตกับคลื่นพาห์ ในทางปฏิบัติเป็นการยากที่จะทำให้สมการ (3.4.23) เป็นจริงที่ความถี่สูงเนื่องจากขดลวดแฝงในตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ทำให้เราไม่สามารถบังคับให้โพลและซีโรในสมการที่ (3.4.19) มีค่าเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การป้องกันความเสียหายของวงจรรขยายกำลัง เนื่องจากอัตรส่วนคลื่นนิ่งของโพรบไม่เหมาะสม

วิธีการป้องกันความเสียหายของวงจรรขยายกำลังเนื่องจากอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของโหนดมีค่าสูง มักทำโดยใช้วงจร เอจีซี (AGC ; automatic gain control) ควบคุมอัตรขยายของวงจรรขยายสัญญาณขนาดเล็กก่อนหน้าวงจรรขยายกำลัง Krauss(1983 : 511-513) การทำงานจะอาศัยการตรวจจับกำลังงานสะท้อนกลับจากโหนดด้วยคัปเปิลอร์แบบมีทิศทาง (directional coupler) ความถี่ใช้งานช่วงเซพเทฟมักใช้คัปเปิลอร์มีทิศทาง แบบหม้อแปลง Sabin (1987 : 425-429) กำลังงานสะท้อนกลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรง แรงดันที่ได้จะใช้ควบคุมให้อัตรขยายของวงจรรขยายสัญญาณขนาดเล็กมีอัตรขยายลดลง ทำให้กำลังงานเอาท์พุทของวงจรรขยายกำลังลดลง แต่วิธีนี้ทำให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณพัลส์ของวงจรรขยายลดลง จึงไม่สามารถใช้งานได้ วิธีการป้องกันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของโหนดสูง ซึ่งมักเกิดขณะปรับวงจรโพรบขณะใช้กำลังงานเอาท์พุทสูง โดยเฉพาะอาร์เอฟพัลส์รูปเหลี่ยมซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้าง ถ้าโพรบมีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงจะทำให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันมีค่าสูงจนอาจทำให้วงจรรขยายกำลังเสียหาย การป้องกันจะใช้วิธีการตัดสัญญาณอินพุทของวงจรรขยายวิธีการที่ผู้เขียนใช้แสดงในภาพที่ 89

ภาพที่ 89

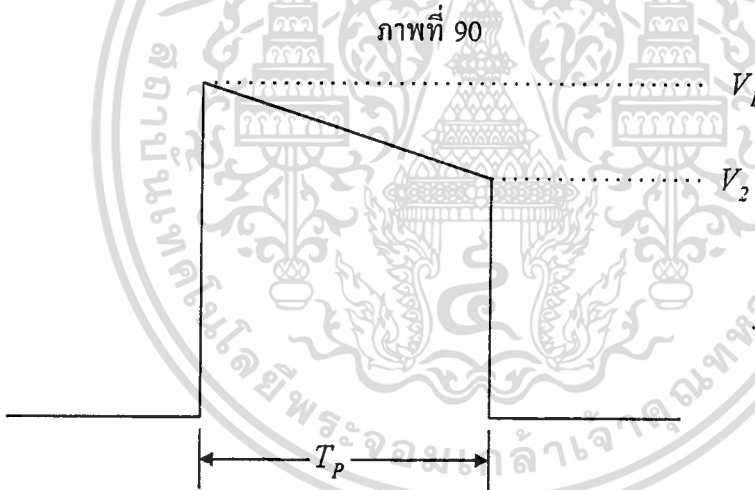


แสดง วิธีการป้องกันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของเอาท์พุทสูง

ขณะที่ปรับแต่งโพรบ เมื่อคลื่นสะท้อนกลับมีค่าสูง วงจรป้องกันจะอาศัยแรงดัน  $E_{REF}$  ในการกำหนดจุดทำงานของวงจรป้องกัน คัปเปิลอร์แบบมีทิศทางมีอัตราการเชื่อมต่อ 30 dB อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันที่เอาท์พุทสูงจะทำให้  $S_1$  และ  $S_2$  ตัดสัญญาณอินพุทของ  $A_1, A_2$  ออกจากวงจร โดยมีสวิตช์  $S_3$  เป็นตัวรีเซท

### วิธีการแก้ไขพัลส์ดรอป

ในวงจรขยายกำลังที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์ ขนาดและเฟสของอาร์เอฟพัลส์จะมีความไวต่อแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง พลังงานส่วนใหญ่ของทรานซิสเตอร์กำลังจะมาจากตัวเก็บประจุ แยกการเชื่อมร่วมซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าสูงที่วางอยู่ใกล้กับคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ อิมพีแดนซ์ใดๆ ที่ปรากฏอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรงและทรานซิสเตอร์กำลัง จะทำให้เกิดพัลส์ดรอป (pulse drop) ดังแสดงในภาพที่ 90 จากภาพเรากำหนดค่าพัลส์ดรอปโดยพิจารณาความแตกต่าง



แสดง พัลส์ดรอป

ของขนาดพัลส์ Ostroff (1985 : 196-198) กำหนดจาก

$$d = \frac{V_1 - V_2}{V_1} \quad (3.4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วน  $d$  สามารถแสดงไว้เป็นเปอร์เซ็นต์หรือดีบี การเกิดพัลส์ตรอปเราอาจพิจารณาว่ามีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรขนานระหว่างตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน โดยมีสวิตช์ต่ออนุกรมอยู่ระหว่างตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน สวิตช์จะปิดวงจรเป็นเวลานานเท่ากับความกว้าง  $T_p$  ของพัลส์ ซึ่งปกติการตรอปจะไม่มากนักเมื่อเทียบขนาดกับแรงดัน  $V_1$  เราอาจประมาณคุณสมบัติของวงจร RC ในลักษณะเชิงเส้นจาก

$$d = \frac{I_p T_p}{C V_{cc}} \quad (3.4.25)$$

เมื่อ  $I_p$  เป็นกระแสทั้งหมดที่เกิดจากการคายประจุของตัวเก็บประจุเมื่อมีสัญญาณพัลส์  $C$  เป็นตัวเก็บประจุแยกการเชื่อมร่วมที่สะสมพลังงานไว้จ่ายให้ทรานซิสเตอร์กำลัง ถ้าเรากำหนดค่าพัลส์ตรอป  $d$  ไว้ก่อนและทราบค่ากระแสสูงสุดที่คอลเลกเตอร์ ( $I_p$ ) เราสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุ  $C$  ได้จาก

$$C = \frac{I_p T_p}{d V_{cc}} \quad (3.4.26)$$

วงจรขยายกำลังที่ออกแบบต้องการพัลส์ตรอปไม่เกิน 1% วงจรมี  $I_p = 13$  แอมแปร์ ความกว้างของพัลส์ 30 ไมโครวินาที จะได้ค่าตัวเก็บประจุ  $C = 3250$  ไมโครฟารัด (คือ Cpd ในภาพที่ 85 มีค่า 4700 ไมโครฟารัด) ตัวเก็บประจุที่นำมาใช้งานต้องเป็นแบบอีเอสอาร์ (ESR ; equivalent series resistance) และความเหนี่ยวนำแฝงจากขาตัวเก็บประจุต่ำ

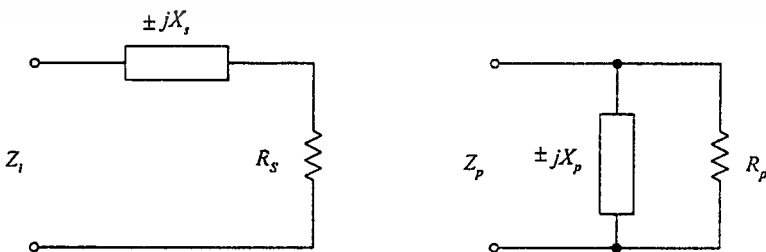
### เอ็นเอ็มอาร์โพรมและคูเพลกเซอร์

การออกแบบโพรม ข้อพิจารณาขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายประการคือ (1) ความถี่ใช้งานของเอ็นเอ็มอาร์สเปกโตรมิเตอร์ (2) ขนาดความกว้างของช่องแม่เหล็ก (3) วัตถุตัวอย่าง (Sample) นำไฟฟ้าหรือไม่ (4) ตัวโพรมอยู่ในระบบหล่อเย็น (cryogenic) หรือไม่ ขดลวดที่ใช้งานเป็นเอ็นเอ็มอาร์โพรมมีรูปร่างได้หลายแบบ นับตั้งแต่ ลวดแบบโซลินอยด์ (Solenoid) ขดลวดแบบอานม้า (saddle-coil) ขดลวดแบบแผ่นทรงกระบอก Alderman (1979 : 447-451) นอกจากนี้ยังมีขดลวดแบบแผ่นแบนสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ลามิเนต (laminated PCB) สำหรับใช้งานในเครื่องสร้างภาพทางการแพทย์ ขดลวดเอ็นเอ็มอาร์ในสเปกโตรมิเตอร์ทำงานเหมือนสายอากาศแบบสนามใกล้ (near field antenna) ทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่ส่งและรับสัญญาณวิทยุ Molyneaux(1990) ขดลวดรับส่งสัญญาณอาจเป็นตัวเดียวกัน หรือ แยกชุดกัน ขดลวดที่ทำงานเฉพาะรับหรือส่งสัญญาณเพียงอย่างเดียว ออกแบบให้ทำงานได้ดีที่สุดได้ไม่ลำบาก ส่วนขดลวดรับ-ส่งสัญญาณภายในตัวเดียวกัน จะออกแบบให้ทำหน้าที่ได้ดีที่สุดก่อนข้างยาก การใช้งานขดแยกชุดรับส่ง ไม่ต้องมีวงจรคูเพลกเซอร์เพื่อแยกส่วนรับส่งสัญญาณออกจากกัน การออกแบบโพรบในขณะรับ และส่งสัญญาณมีเงื่อนไขที่ขัดแย้งกันคือขณะรับสัญญาณ ต้องการให้วงจรมีค่าตัวประกอบคุณภาพ  $Q$  สูง เพื่อที่จะมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR ; Signal to Noise Ratio)สูง ในขณะที่ส่งสัญญาณ ต้องการให้วงจรมีค่าตัวประกอบคุณภาพต่ำเพียงพอเพื่อตอบสนองสัญญาณพัลส์ ซึ่งถ้าใช้ขดลวดคนละชุดก็จะหลีกเลี่ยงปัญหานี้ได้ วงจรคูเพลกเซอร์นี้ใช้งานทั้งวงจรแบบองค์ประกอบกระจาย (distributed element circuit) และวงจรองค์ประกอบแบบก้อน (lumped element circuit) วงจรที่ผู้เขียนเลือกใช้เป็นวงจรองค์ประกอบแบบก้อน เนื่องจากที่ความถี่ต่ำ (ช่วงเฮอเอฟ) วงจรแบบองค์ประกอบกระจายมีความสูญเสียสูงและมีขนาดไม่เหมาะสม ขดลวดที่ใช้เป็นขดลวดโซลินอยด์ เส้นผ่านศูนย์กลาง 1.5 เซนติเมตร สร้างจากลวดเบอร์ 16 พัน 16 รอบ ขดลวดมีความเหนี่ยวนำ 1.255 ไมโครเฮนรี่ มีความต้านทานแฝง 0.407 โอห์ม และตัวประกอบคุณภาพขณะไม่มีโหลด 209 (วัดโดย HP 4285A ที่ความถี่ 10.7 MHz) วิธีการแมตซ์ที่ใช้กับขดลวดเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานดังแสดงในภาพที่ 91 ตัวต้านทาน  $R_p$  เป็นค่าความต้านทานสูญเสียของวงจรเรโซแนนซ์ (สมมติว่าตัวเก็บประจุเป็นอุดมคติ) เนื่องจากขดลวดโดยการแปลงขดลวดในวงจรสมมูลอนุกรมให้เป็นวงจรสมมูลขนาน โดยอาศัยค่าอิมพีแดนซ์จุดขับ (driving point impedance) ของวงจรอนุกรมและขนานที่ความถี่อินพุตหนึ่งๆ อิมพีแดนซ์แบบอนุกรมและขนานที่มีค่าอิมพีแดนซ์จุดขับเท่ากันแสดงในภาพที่ 91

ภาพที่ 91



แสดง วงจรอนุกรม และขนานซึ่งมีอิมพีแดนซ์จุดขับเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 91

$$Z_i = R_s + jX_s = \frac{+R_p jX_p}{R_p + jX_p} = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (3.4.27)$$

อาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.4.27) เราได้ความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ของวงจรถอนุกรมและขนาน ซึ่งมีอิมพีแดนซ์จุดขับเท่ากันโดย

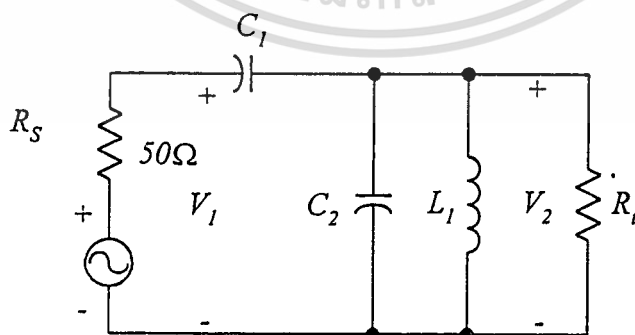
$$R_s = \frac{R_p}{1 + (R_p / X_p)^2} \quad (3.4.28 \text{ ก})$$

$$X_s = \frac{R_s R_p}{X_p} \quad (3.4.28 \text{ ข})$$

$$R_p = R_s \left[ 1 + \left( \frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right] \quad (3.4.29 \text{ ก})$$

$$X_p = \frac{R_p}{X_s / R_s} \quad (3.4.29 \text{ ข})$$

ภาพที่ 92



แสดง วงจรโพรบแมตซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในภาพที่ 92 ขดลวด  $L$ , และ  $R_r$  เป็นขดลวดเอ็นเอ็มอาร์และความสูญเสียของขดลวด เมื่อขดลวดมีโหลดเนื่องจากวัตถุทดลอง (หลอดบรรจุน้ำขนาด 1.5 ซม.) และโครงสร้างของโพรบ  $L$ , มีค่าความเหนี่ยวนำ 1.268 ไมโครเฮนรีและ  $R_r$  มีความต้านทาน 10.4 กิโลโอห์ม การเลือกตัวเก็บประจุ  $C_1, C_2$  ต้องพิจารณาค่าแรงดันเบรกดาวน และถ้าตัวเก็บประจุอยู่ในช่องแม่เหล็ก ต้องไม่มีคุณสมบัติแม่เหล็ก (non-magnetic) มิฉะนั้นจะทำความสม่ำเสมอของสนามแม่เหล็กคงที่เสียไป แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $V_2$  เป็นสัดส่วนโดยตรงกับอัตราส่วนของ  $R$  และ  $R_r$  โดย

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_r}{R_s} \quad (3.4.30)$$

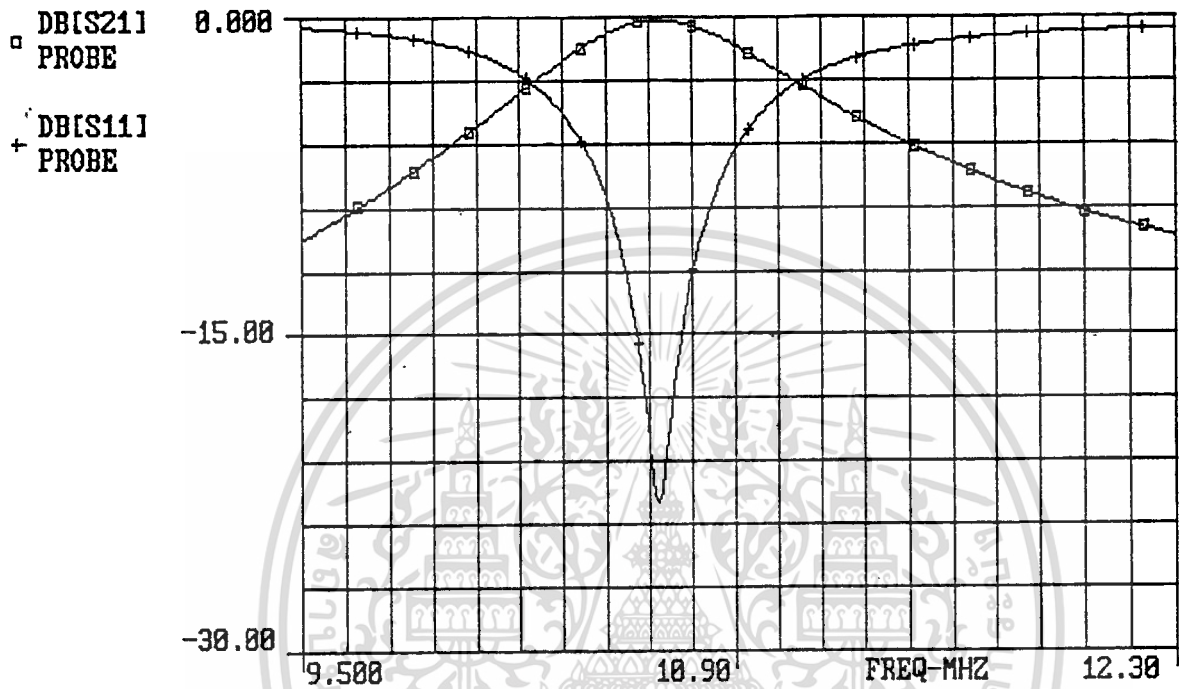
จะเห็นว่าถ้าแรงดันขอด  $V_1$  มีค่า 100 โวลต์ แรงดัน  $V_2 = 100(10.4 \times 10^3 / 50)$  หรือ 20.8 กิโลโวลต์ ขณะเดียวกัน  $R_r$  จะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของวงจรถ้า  $R_r$  มีค่าสูงจะทำให้วงจรมีแบนด์วิดท์ ไม่เพียงพอต่อการตอบสนองสัญญาณพัลส์ ถ้า  $R_r$  มีค่าต่ำวงจรมีแบนด์วิดท์กว้างซึ่งทำให้ความเข้มสนามเปลี่ยนตามเวลามีค่าลดลงและสัญญาณรบกวนสูงขึ้น การกำหนด  $R_r$  อาจจำเป็นต้องอาศัยวิธีการทำให้เหมาะสมที่สุด ขนาดตัวเก็บประจุอาจคำนวณค่าเริ่มต้นของ  $C_1$  ได้จาก Hoult (1976 : 71-85)

$$C_1 \cong \left[ \frac{C_2}{R_r Q_L \omega_0} \right]^{1/2}$$

เมื่อ  $Q_L$  เป็นตัวประกอบคุณภาพของขดลวดขณะมีโหลด ถ้ากำหนดให้รีแอกแตนซ์ของ  $C_2$  มีค่าเท่ากับรีแอกแตนซ์ของขดลวดได้ตัวเก็บประจุ  $C_2$  มีค่า 174.48 พิโคฟาร์ด ตัวประกอบคุณภาพของขดลวดขณะมีโหลดเท่ากับ 118 เราได้ตัวเก็บประจุ  $C_1$  มีค่า 21 พิโคฟาร์ด ผลตอบสนองความถี่ของโพรบและความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (return loss) แสดงในภาพที่ 93 วงจรมีอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุตเท่ากับ 1.535 ที่ความถี่ 10.7 MHz. วงจรมีแบนด์วิดท์ 200 KHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 93



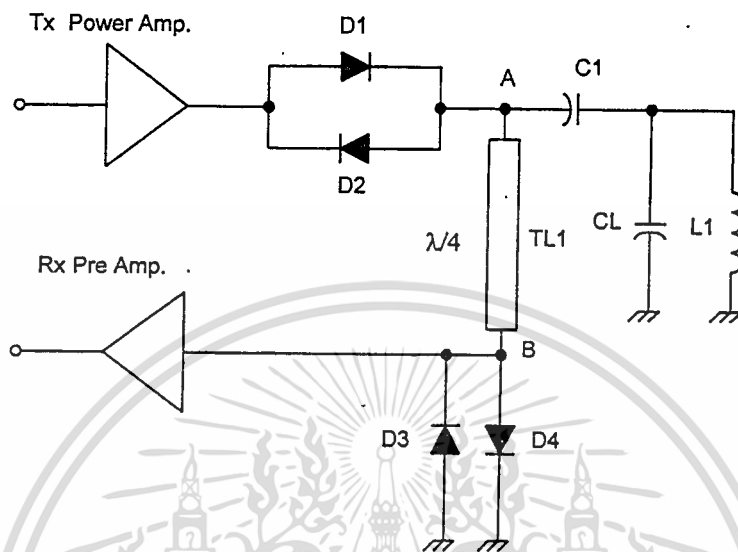
แสดง ผลตอบสนองความถี่ และ ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของโพรบ

### ดูเพลกเซอร์

ขดลวดเอ็นเอ็มอาร์ซึ่งทำหน้าที่รับส่งสัญญาณด้วยขดลวดชุดเดียวกันจะต้องมีวงจรดูเพลกเซอร์ทำหน้าที่แยกส่วนรับสัญญาณ ออกจากส่วนส่งสัญญาณ อาร์เอฟพัลส์กำลังสูงจะทำลายวงจรส่วนหน้า (front end) ของภาครับสัญญาณ ขณะเดียวกันเมื่อเครื่องส่งหยุดส่งอาร์เอฟพัลส์ วงจรส่งสัญญาณวิทยุทั้งหมด จะส่งสัญญาณรบกวนค่าสูงออกมาที่เอาท์พุทของวงจรขยายกำลัง เนื่องจากวงจรส่วนส่งสัญญาณใช้วงจรขยายกำลังเชิงเส้น วงจรไม่หยุดทำงานขณะที่ไม่มีสัญญาณพัลส์อินพุท สัญญาณรบกวน ทั้งหมดจากวงจรขยายกำลังจะเชื่อมต่อไปยังวงจรส่วนหน้าของภาครับ ถ้าไม่แยกการเชื่อมร่วม วงจรดูเพลกเซอร์อย่างง่ายซึ่งอาศัยสายส่ง (transmission line) แสดงในภาพที่ 94 จากภาพไดโอด  $D_1 - D_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 94



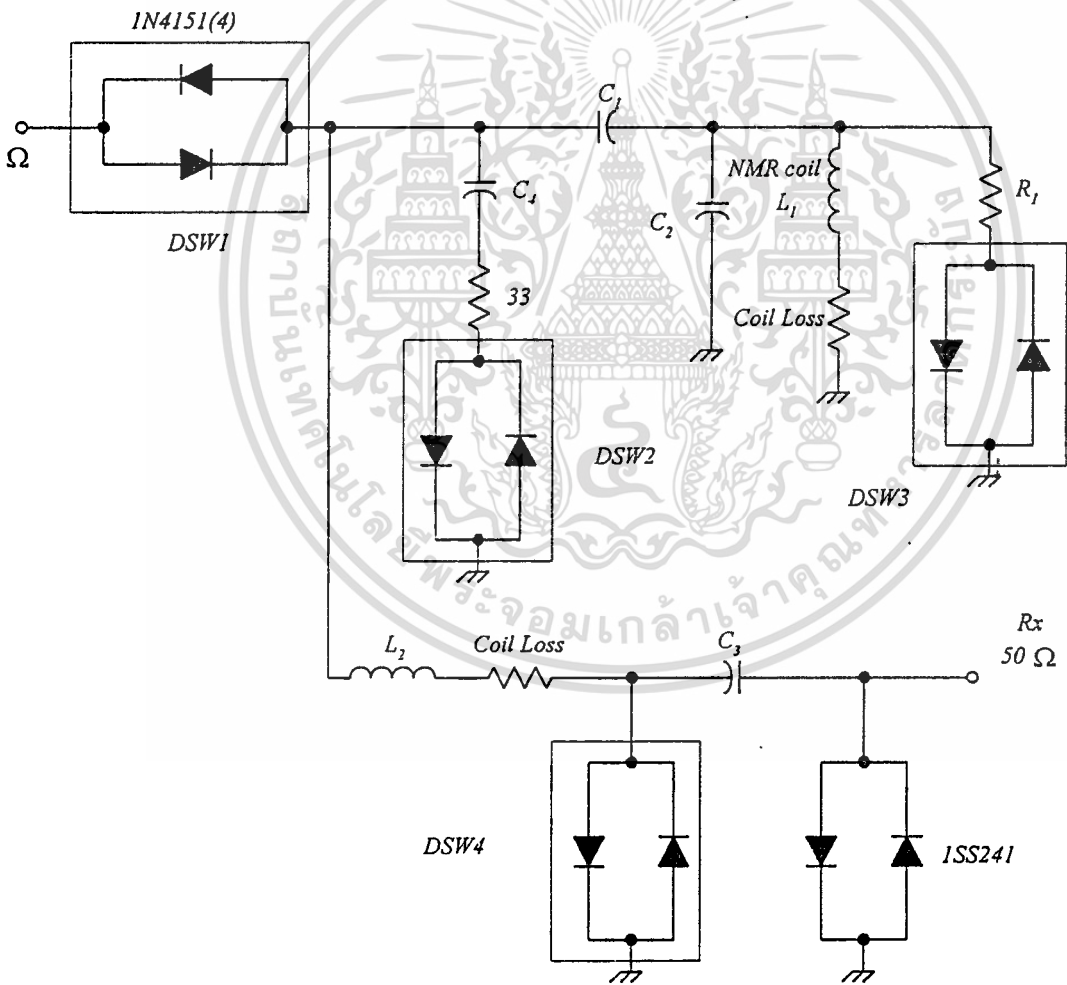
แสดง วงจรคูเพลกเซอร์แบบสายส่ง

เป็นไดโอดสวิตช์ หรือไดโอดพิน (PIN diode) ขณะที่เครื่องส่งทำงานส่งสัญญาณอาร์เอฟ ไดโอดทั้งสองตัวจะนำกระแส สายส่งความยาวหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นจะถูกลัดวงจรที่โนด. B ทำให้เสมือนโนด A และ B แยกออกจากกันด้วยวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (parallel resonance) อัตราการแยกระหว่างโนด A และ B จะขึ้นอยู่กับความต้านทานขณะนำกระแสของ  $D_3, D_4$  และความสูญเสียของสายส่ง TL1 เมื่อทำหน้าที่รับสัญญาณ ไดโอดทุกตัวจะหยุดนำกระแส  $D_1, D_2$  จะแยกเครื่องส่งวิทยุออกจากโพรบ อัตราการแยกจะขึ้นอยู่กับค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อของ  $D_1, D_2$  สัญญาณเอพไอดีจะป้อนให้ภาครับสัญญาณผ่านสายส่ง TL1 วงจรคูเพลกเซอร์องค์ประกอบแบบก้อน (lump element component) แสดงในภาพที่ 95 วงจรคูเพลกเซอร์ที่เลือกใช้เป็นวงจรแบบองค์ประกอบแบบก้อนประกอบด้วยวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ของโพรบ ( $C_1, C_2$ ) และวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม-ขนาน ซึ่งทำหน้าที่เลียนแบบการทำงานของวงจรรายส่ง ตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ทำหน้าที่ลดค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรขณะส่งสัญญาณพัลส์ ขณะส่งสัญญาณ สัญญาณอาร์เอฟพัลส์จากเครื่องส่งทำให้ไดโอดสวิตช์ทุกตัวทำงาน ขดลวด  $L_2$  เรโซแนนซ์กับ  $C_1$  แบบขนาน อิมพีแดนซ์ค่าสูงระหว่างโนด 1 และ โนด 3 จะแยกวงจรภาครับออกจากสัญญาณพัลส์กำลังสูง ขนาดของอาร์เอฟพัลส์ที่พอร์ท  $R_x$  จะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของ  $C_1$  และความต้านทานขณะนำกระแสของ DSW 4 เมื่อหยุดส่งพัลส์เพื่อรับสัญญาณเอพไอดี ไดโอดสวิตช์ทุกตัวหยุดทำงาน มีสถานะเป็นอิมพีแดนซ์สูง ตัวต้านทาน  $R_1, R_2, C_1$  จะเสมือนถูกปลดจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร สัญญาณเอฟไอดีจาก  $L_1$  ผ่านวงจรแมตซ์ซึ่ง  $C_1, C_2$  และผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมระหว่าง  $L_2$  และ  $C_3$  ไปยังภาครับสัญญาณ เมื่อรวมอุปกรณ์แฝงในวงจร (เช่นความจุไฟฟ้าของสายส่งที่ทำหน้าที่เชื่อมต่อ) ระหว่าง  $L_1$  และ  $C_2$  หรือความจุไฟฟ้าแฝงอื่นๆภายในวงจร เราออกแบบให้วงจรทั้งหมด มีตัวประกอบคุณภาพต่ำขณะส่งอาร์เอฟพัลส์ ด้วยวงจรสวิตซ์ตัวประกอบคุณภาพ ( $R_1, DSW1$  และ  $R_2, DSW3$ ) ส่วนขณะรับสัญญาณวงจรมีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงกว่า เนื่องจากไดโอดสวิตซ์ปลด  $R_1, R_2$  ออกจากวงจร ค่าอุปกรณ์ที่แสดงในภาพเป็นค่าอุปกรณ์

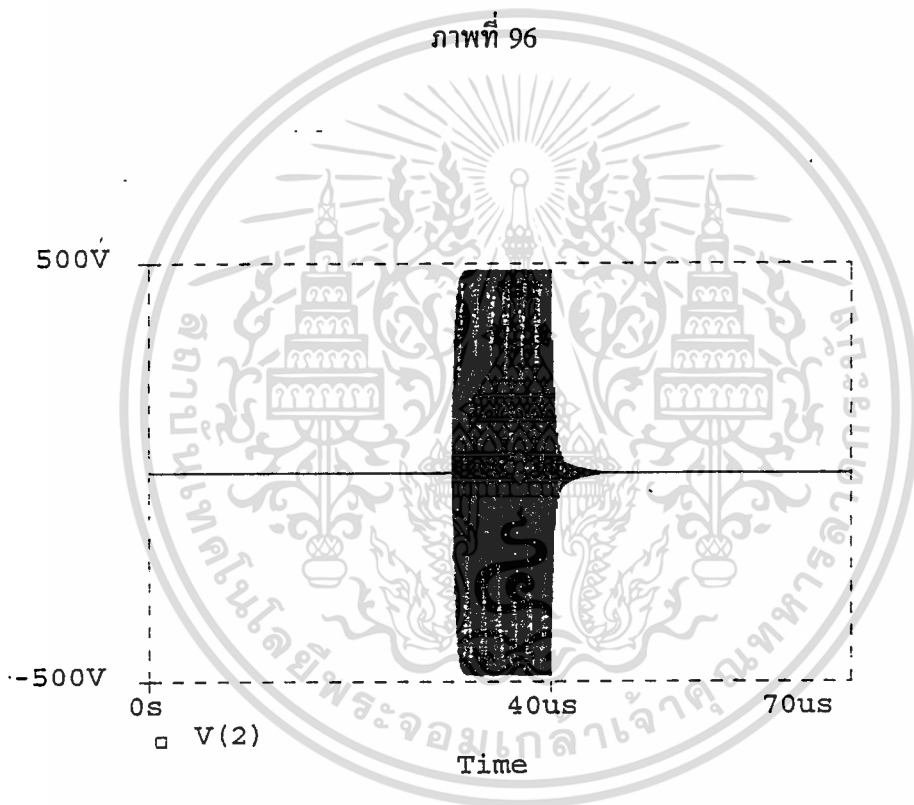
ภาพที่ 95



แสดง โพรบและคูเพลกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ได้จากวิธีทำให้เหมาะสมที่สุด เมื่อ  $L$ , ติดตั้งในกล่องทองแดง และมีโหลดเงื่อนไขที่ใช้ในการหาคำตอบ คือ มีค่าตัวประกอบคุณภาพเหมาะสมขณะส่งพัลส์ อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันต่ำ และอัตราการแยก  $T_x - R_x$  สูง ขณะส่งอาร์เอฟพัลส์ เงื่อนไขอีกประการซึ่งนับเป็นข้อสำคัญคือมีความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ระหว่าง  $L$ , และ  $R_x$  ต่ำสุดขณะรับสัญญาณ ภาพที่ 96 แสดงแรงดันตกคร่อม  $C_2$  ขณะส่งพัลส์ขนาด 100 วัตต์ เมื่อความต้านทานโหลด  $R_L$  เท่ากับ 1320 โอห์ม พัลส์กว้าง 10 ไมโครวินาที แรงดันที่  $R_x$  พอร์ต

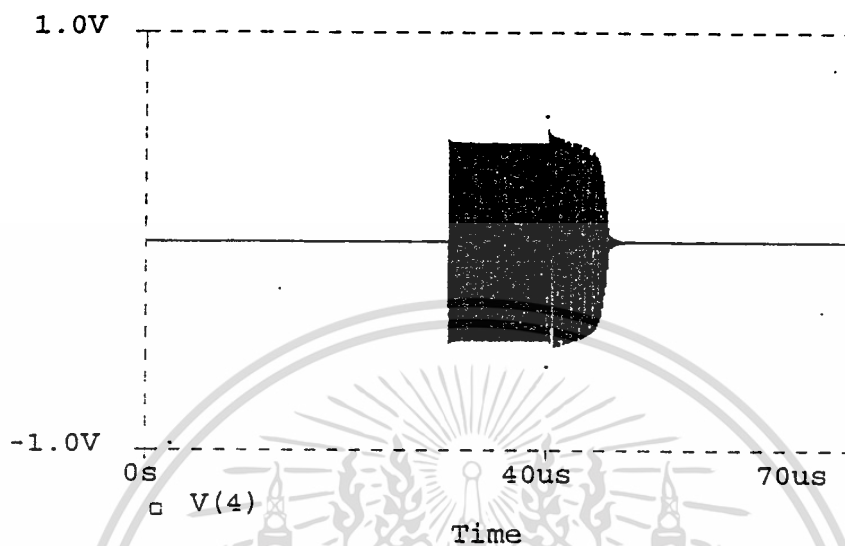


แสดง แรงดันตกคร่อม  $C_2$  ที่กำลังงานเอทพุท 100 วัตต์

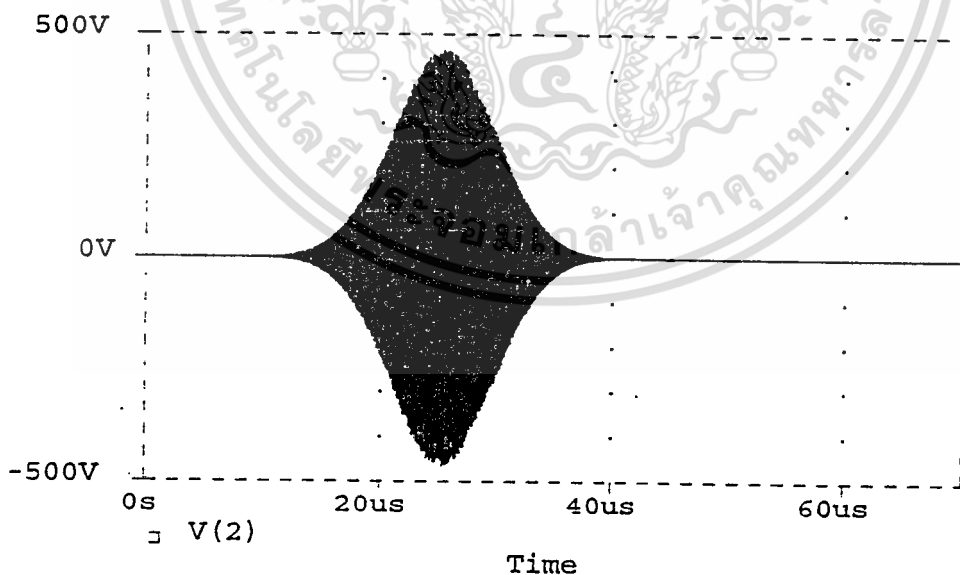
ขณะเครื่องส่งทำงาน แสดงในภาพที่ 97 หลังจากหยุดส่งพัลส์จะปรากฏสัญญาณริงกิง (ringing) จากโพรบประมาณ 3 ไมโครวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 97



ภาพที่ 98



แสดง แรงดันที่  $C_2$  ที่ระดับกำลังงานเอาต์พุต 100 วัตต์ อาร์เอฟพัลส์รูปแบบเกาส์

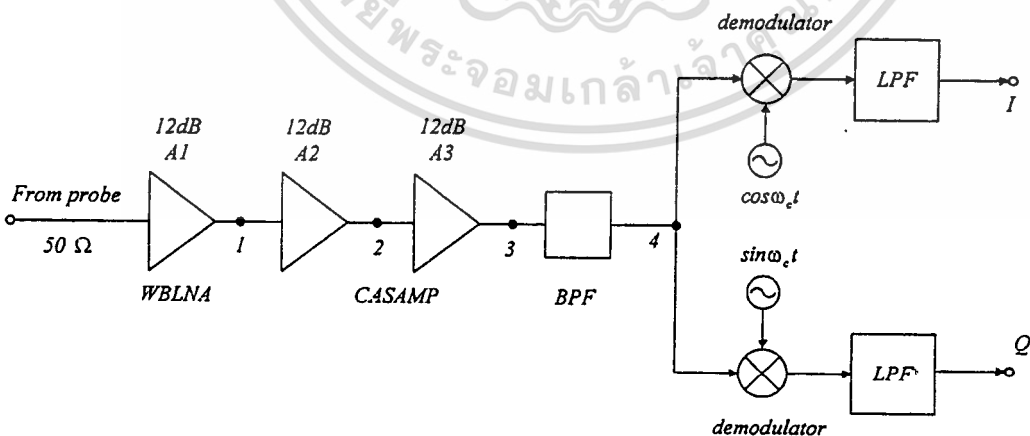
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ระบบรับสัญญาณและดีเทกเตอร์

ระบบรับสัญญาณของเครื่องรับสัญญาณเอฟไอดี ประกอบด้วยวงจรรขยายสัญญาณส่วนหน้า วงจรรขยายสัญญาณหลัก (main amplifier) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass filter) ในกรณีต้องมีการแปลงความถี่ก็จะมีวงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่แปลงความถี่หลังจากวงจรรขยายสัญญาณส่วนหน้า วงจรรขยายสัญญาณหลักจะทำหน้าที่วงจรรขยายสัญญาณไอเอฟ (IF ; intermediate frequency) วงจรดีเทกเตอร์ของเครื่องรับ เป็นแบบควอเดรเจอร์โคฮีเรนต์ดีเทกเตอร์ (quadrature coherent detector) ซึ่งใช้สัญญาณคลื่นพาห์ร่วมกันกับเครื่องส่ง การกำหนดคุณสมบัติโดยรวมของระบบขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายประการ คือ (1) คุณสมบัติของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นส่วนหน้าของการประมวลสัญญาณ (2)คุณภาพสัญญาณหรืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเอาท์พุทของโพรบ (3)คุณสมบัติของวงจรรขยายสัญญาณส่วนหน้า ซึ่งต้องมีสัญญาณรบกวนต่ำและพิสัยพลวัตสูง ถ้าโพรบอยู่ในระบบหล่อเย็นเช่นในกรณีของสเปคโตรมิเตอร์วงจรรขยายสัญญาณอาจต้องทำงานได้ที่อุณหภูมิต่ำมาก Richard(1988 : 404-413) บล็อกไดอะแกรมของระบบรับสัญญาณแสดงในภาพที่ 99 จากบล็อกไดอะแกรมในภาพ WBLNA เป็น

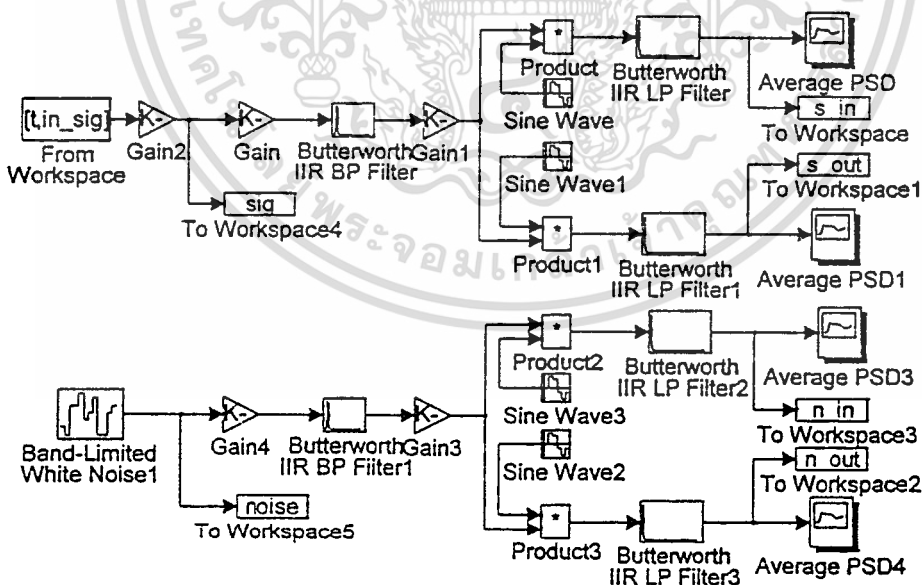
ภาพที่ 99



แสดงส่วนรับสัญญาณของเครื่องรับ

วงจรรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้างสัญญาณรบกวนต่ำ CASAMP เป็นวงจรรขยายสัญญาณพหุพหุคาสโคด BPF เป็นวงจรกรองผ่านแถบมีความถี่ศูนย์กลาง 10.7 MHz ผลตอบสนองความถี่และแบนด์วิดท์ของวงจรกรองจะกำหนดแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอพไอดีที่ต้องการศึกษาซึ่งวงจรกรองเป็นส่วนที่ผู้ทดลองต่อเพิ่ม (plug in) จากภายนอก ส่วนดีมอดูเลเตอร์เป็นวงจรคูณจุดภาคแบบเดียวกับมอดูเลเตอร์ LPF เป็นวงจรกรองต่ำผ่านสำหรับจำกัดแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ก่อนที่ป้อนให้วงจรเฉลี่ยสัญญาณ (averager) และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC ; analog to digital converter) พารามิเตอร์ของระบบรับสัญญาณ คือ อัตราขยายรวมจากแหล่งกำเนิดถึงดีมอดูเลเตอร์ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของวงจร แบนด์วิดท์ของระบบและพิสัยพลวัตอาจใช้โปรแกรมวิเคราะห์ระบบเชิงพลวัต SIMULINK (Math Works : 1993) ข้อกำหนดพารามิเตอร์ที่จำเป็นโดยอาศัยสมมติฐานจากอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของการรับสัญญาณที่มอดูเลตแบบดีเอสบีเอสซี (double sideband suppress carrier) Haykin(1983 : 322-323) โค้ดอะแกรมที่ใช้แสดงในภาพที่ 100

ภาพที่ 100



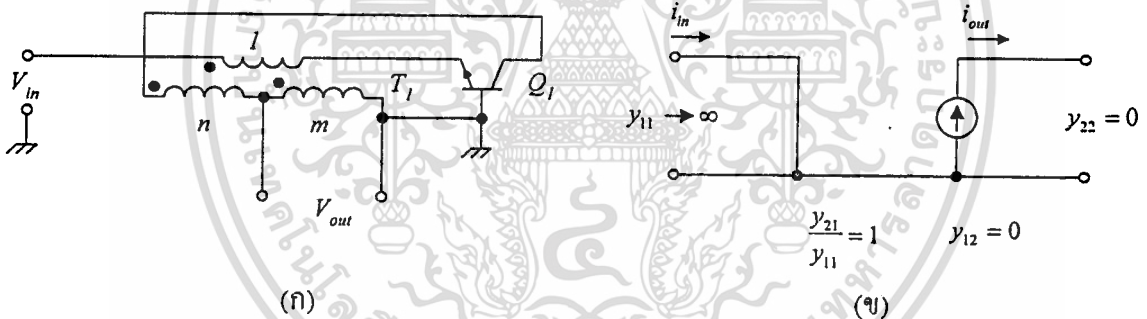
แสดง บล็อกโค้ดอะแกรมของระบบรับสัญญาณที่ใช้จำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การป้อนกลับเพื่อให้แถบความถี่กว้าง โดยมีสัญญาณรบกวนต่ำ

วิธีการป้อนกลับเพื่อใช้ควบคุมคุณสมบัติของวงจรขยาย (แบนด์วิดท์ , อัตราขยาย , อินพุท-เอาต์พุทอิมพีแดนซ์) การป้อนกลับซึ่งทำให้สัญญาณรบกวนต่ำใกล้เคียงกับตัวเลขสัญญาณรบกวนเอ็นเอฟ (NF ; noise figure) อาศัยวิธีการป้อนกลับที่ไม่มีการดูดกลืนกำลังงานที่เวลาใดๆ (non energetic) ซึ่งได้แก่หม้อแปลงและไจเรเตอร์ การป้อนกลับของแอกทีฟเนตเวิร์กสองพอร์ตทำได้ 4 รูป การป้อนกลับ 2 รูป มีความเหมาะสมที่สุดในทางปฏิบัติ Nordholt(1981 : 203-211) แอกทีฟเนตเวิร์กสองพอร์ตที่สามารถตอบสนองความต้องการได้คือ วงจรขยายแบบเบสร่วม (Norton : 1975) ดังแสดงในภาพที่ 101 วงจรในภาพเขียนโดยละเลยดีซีไบอัส หม้อแปลง  $T_1$  เป็นหม้อแปลงออโต (auto transformer) แถบความถี่กว้าง ถ้าสมมติว่าวงจรเบสร่วมมีคุณสมบัติเป็นอุดมคติ ดังแสดงในภาพที่ 4.3 หม้อแปลง  $T_1$  มีอัตราส่วนรอบ 1 : (m+n) จะได้ว่า

ภาพที่ 101



แสดง (ก) วงจรขยายสัญญาณป้อนกลับสัญญาณรบกวนต่ำ (ข) วงจรเบสร่วมอุดมคติ

$$i_{in} = i_1 \quad , \quad i_{out} = -i_1 - i_2$$

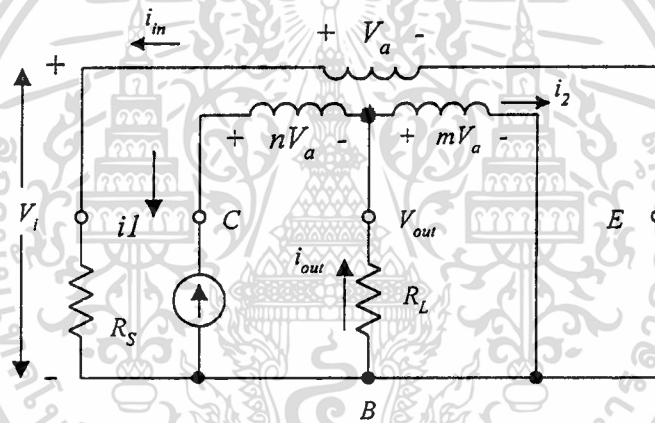
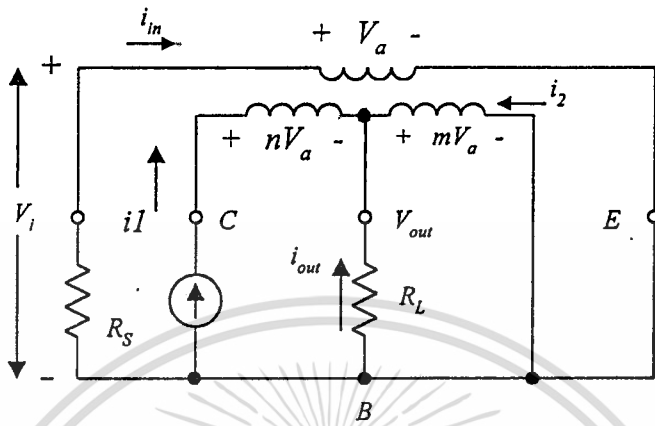
$$i_2 = \frac{n+l}{m} i_1 \quad , \quad V_{out} = mV_a$$

ดังนั้น

$$i_{out} = -\left[ \frac{m+n+l}{m} \right] i_{in} \tag{4.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 102



แสดง วงจรสมมูลเมื่อแหล่งกำเนิดแรงดันต่ออยู่ที่อินพุท และเมื่อแหล่งกำเนิดแรงดันต่ออยู่ที่เอาต์พุท

จากภาพที่ 102 จะเห็นว่า

$$\frac{V_{out}}{i_{out}} = - \left[ \frac{m^2}{(m+n+1)} \right] \frac{V_a}{i_{in}} \tag{4.2}$$

เมื่อแหล่งกำเนิดสัญญาณ(อินพุท)ต่ออยู่ที่  $R_s$  กระแสเอาต์พุท  $i_{out}$  จะไหลเข้าสู่  $R_s$  โดย

$$\frac{V_{out}}{i_{out}} = -R_L$$

จะได้ว่า

$$\frac{V_a}{i_{in}} = \left[ \frac{(m+n+1)}{m^2} \right] R_L = R_m$$

และเมื่อแหล่งกำเนิดแรงดันอนุกรมอยู่กับ  $R_L$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_a}{i_{in}} = -R_S$$

จากสมการที่ (4.2) จะได้

$$\frac{V_{out}}{i_{out}} = \left[ \frac{m^2}{(m+n+1)} \right] R_S = R_{out} \quad (4.3)$$

สถานะแมตซ์ระหว่าง  $R_S$  และ  $R_{in}$  จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$R_{in} = R_S = \left[ \frac{(m+n+1)}{m^2} \right] R_L \quad (4.4)$$

เมื่อแทนสมการ (4.4) ในสมการ (4.3) จะได้

$$R_{out} = R_L$$

เราพิจารณาอัตราขยายกำลังของวงจรจาก

$$i_{out} m v_a = i_n [1 + m + n] v_a$$

กำลังงานเอาต์พุตกำหนดจาก

$$P_{out} = m v_a i_{out}$$

และกำลังงานอินพุตกำหนดจาก

$$P_{in} = v_a i_{in}$$

เราจะได้อัตราขยายกำลัง  $G_p$  คือ

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} = (1 + m + n) = m^2 \quad (4.5)$$

วงจรเบสร่วมจะเห็นโหลดที่คอลเลกเตอร์มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_c = \frac{v_c}{i_{in}} = \frac{[(n+m) \cdot v_a]}{i_n}$$

เนื่องจาก  $v_a / i_{in} = R_{in}$  ดังนั้น

$$R_c = (n+m) \cdot R_{in} = (n+m)R_s \quad (4.6)$$

อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดพิจารณาโดยเปิดวงจรที่โหนด E ในภาพที่ 102 จะได้ความสัมพันธ์

$$R_E = \frac{V_E}{i_l} = \left[ \frac{V_i + (V_{out} / m)}{i_l} \right]$$

แทนค่า  $V_E = i_{in}R_s$ ,  $V_{out} = i_{out}R_L$  และ  $i_{in} = i_l$

$$R_E = R_s + \left[ \frac{(m+n+1)}{m^2} \right] R_L \quad (4.7)$$

เทียบกับสมการที่ (4.4) จะได้อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดที่ขาอิมิตเตอร์คือ

$$R_E = 2R_s = 2R_{in} \quad (4.8)$$

คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีจะเป็นอิสระจากอุปกรณ์แอกทีฟ ในทางปฏิบัติคุณสมบัติหลายประการของวงจรยังขึ้นอยู่กับอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้งาน วงจรมีแบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับผลตอบสนองความถี่ของหม้อแปลง ซึ่งมีค่าต่ำกว่าผลตอบสนองความถี่ของวงจรเบสรวมอยู่มาก ตัวเลขสัญญาณรบกวนจะขึ้นอยู่กับจุดไบอัสและความต้านทานเบส ( $r_b$ ) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้งาน ที่ความถี่ใช้งานต่ำกว่า  $f_T$  มากๆ เราอาจคำนวณตัวเลขสัญญาณรบกวนของวงจรเบสรวมได้จาก vander Ziel (1986 : 198-210)

$$NF_{min} = 1 + (1-\alpha) \left[ \frac{1+r_b}{R_{eo}} \right] + \left\{ (1-\alpha) \left[ \frac{1+2rb}{R_{eo}} \right] + (1-\alpha)^2 \left[ \frac{1+r_b}{R_{eo}} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.9)$$

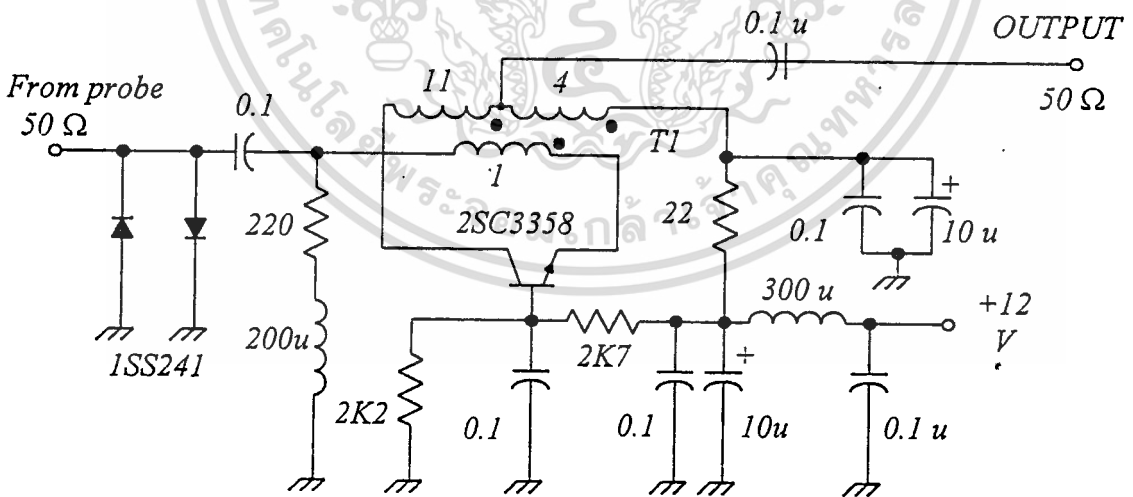
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\alpha$  เป็นอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์และ  $R_{e0} = 13 / I_E(mA)$  พิสัยพลวัตของวงจรพิจารณาได้จากค่าเอสเอฟดีอาร์ (SFDR ; spurious free dynamic range) ซึ่งจะพิจารณาที่ไอเอ็มดีอันดับสามเมื่อสัญญาณปลอม (spurious signal) มีค่าเท่ากับนอยส์ฟลอร์ (noise floor) ของวงจร พิสัยพลวัตขณะปราศจากสัญญาณปลอม กำหนดจาก Erst(1984 : 108-109)

$$SFDR(dB) = 0.67(I^3 - KT / MHz - 10 \log B - NF) \tag{4.10}$$

โดย  $I^3$  เป็นจุดอินเตอร์เซปของไอเอ็มดีอันดับสาม (third order intercept point) ,  $KT$  เป็นสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) ที่แบนด์วิดท์ 1MHz ซึ่งมีค่าเท่ากับ -114 dBm/MHz  $B$  เป็นแบนด์วิดท์ของวงจรและ  $NF(dB)$  เป็นสัญญาณรบกวนของวงจร วงจรที่สร้างขึ้นใช้งาน (สารวิศวะ บุณยะเวช : 2536) แสดงในภาพที่ 103 โดยใช้  $m = 4$  ทำให้ได้อัตรา 12 dB วงจรในภาพที่ 103

ภาพที่ 103



แสดง วงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้างสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีข้อดี คือ แถบความถี่กว้างโดยมีสัญญาณรบกวนต่ำ พิสัยพลวัตสูงข้อจำกัดคืออัตราขยายกลับทาง (reverse gain) มีค่าเป็นส่วนกลับของอัตราขยาย (-12dB) ดังนั้นอินพุท-เอาต์พุทของวงจรต้องแมตซ์กับ แหล่งกำเนิดและโหลดภายนอกวงจร นอกจากนี้วงจรใช้หม้อแปลงซึ่งเป็นวัสดุแม่เหล็ก (เฟอร์ไรต์) การใช้งานในบริเวณใกล้ช่องแม่เหล็กซึ่งมีสนามความเข้มสูง อาจรบกวนความสม่ำเสมอของสนาม

ในกรณีที่ช่องแม่เหล็กมีขนาดเพียงพอที่จะใช้ขดลวดรับส่งสัญญาณคนละชุด การติดตั้งวงจรขยาย สัญญาณส่วนหน้าได้ที่ขดลวดรับสัญญาณ เช่น ในกรณีของขดลวดผิว (surface coil) ของอุปกรณ์เอ็มอาร์ไอ จะทำให้ได้คุณภาพสัญญาณดีกว่าเนื่องจากอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงกว่า (Molyneaux : 1990) วงจรขยายส่วนหน้าที่อยู่บนโพรบต้องไม่มีวัสดุแม่เหล็ก มีพิสัยพลวัตสูง ส่วนใหญ่จะใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นเจเฟต (JFET) หรือเมสเฟต (MESFET) ในช่วงความถี่ต่ำมักเป็นเจเฟต วงจรทำงานขยายสัญญาณแบบวงจรขยายเลือกแถบความถี่โดยไม่มีการป้อนกลับ การออกแบบวงจร เพื่อให้ได้ไอเอ็มดีต่ำ และพิสัยพลวัตสูงสามารถทำได้โดยการทำให้เหมาะสมที่สุด จากแบบจำลองที่เหมาะสม วิธีการที่สะดวกและได้ผลในการออกแบบเพื่อให้ได้ไอเอ็มดีต่ำอาจทำโดยอาศัยการวิเคราะห์โดยอาศัยอนุกรมโวลเทอรา (Voltera - series) เพื่อเลือกจุดไบอัส อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด และโหลดที่เหมาะสม (สาวิตรี บุญยะเวศ 2538 : 307-310)

### การรับสัญญาณแบบแถบความถี่แคบ

ในกรณีที่ต้องใช้ระบบรับสัญญาณแบนด์วิดท์แคบ เช่นกรณีลดความถี่ทดสอบลง มีผลทำให้สัญญาณที่เกิดจากการเลือนทางเคมีซับซ้อนเข้าใกล้กันมากขึ้น หรือต้องใช้แบนด์วิดท์แคบเพื่อลดสัญญาณรบกวน เราสามารถเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของเครื่องรับโดยเปลี่ยนผลตอบรับของความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้มีลักษณะตามต้องการ ระหว่างตำแหน่ง 3 และ 4 ในภาพที่ 4.7 วงจรกรองต้องมีแหล่งกำเนิดและโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม ถ้าใช้งานกับวงจรกรองลักษณะอื่นนอกจากวงจรกรองพาสซีฟแบบขดลวดและตัวเก็บประจุ เช่นวงจรกรองแบบคลื่นผิวหน้า (surface acoustic wave filter) วงจรกรองแบบคลื่นกล (mechanical filter) จำเป็นต้องมีวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ก่อนที่จะเพิ่มเข้าไประหว่างตำแหน่ง 3 และ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โคฮีเรนซ์ตีเทกเตอร์

สัญญาณเอฟไอซีที่อินพุทของดีมอดูเลเตอร์สามารถแสดงในรูปทั่วไปในแบบสัญญาณเอเอ็ม โดย Noll (1991 : 154-163)

$$S(t) = [x_i(t) + n_i(t)]\cos(\omega_c t) + [x_q(t) + n_q(t)]\sin(\omega_c t) \quad (4.11)$$

เมื่อ

$x_i(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์เฟสตรง

$x_q(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์เฟสต่าง 90 องศา

$n_i(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเฟสตรง (มีค่าความแปรปรวน  $\sigma^2$ )

$n_q(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเฟสต่าง 90 องศา (มีค่าความแปรปรวน  $\sigma^2$ )

$\cos(\omega_c t)$  เป็นคลื่นพาห้

ถ้าเราใช้วงจรมอดูเลเตอร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุทในแบบ

$$m(t) = \left[ \{x_i(t) + n_i(t)\}^2 + \{x_q(t) + n_q(t)\}^2 \right]^{1/2} \quad (4.12)$$

ถ้าเราสามารถทำให้เงื่อนไขเหล่านี้เป็นจริง

$$x_i(t) + n_i(t) > 0 \quad (4.13)$$

$$x_q(t) = 0 \quad (4.14)$$

$$x_i^2(t) \gg \sigma^2 \quad (4.15)$$

สัญญาณเอาต์พุทของดีมอดูเลเตอร์จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m(t) \approx x_i(t) + n_i(t) \quad (4.16)$$

เงื่อนไขในสมการที่ (4.15) ไม่เป็นจริงเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางอินพุตมีค่าลดลง อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางเอาต์พุตจะลดลงเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนลดต่ำถึงจุดเริ่มเปลี่ยน (threshold level)

การตรวจจับด้วยวิธีการซิงโครนัส (synchronous detector) หรือ โคฮีเรนต์ ดีเทกเตอร์ (coherent detector) สามารถแก้ไขปัญหานี้ได้เนื่องจากเอสเอ็นอาร์ (SNR ; signal to noise ratio) ทางอินพุตต่อเอสเอ็นอาร์ทางเอาต์พุตมีค่าเท่ากันหนึ่ง และสัญญาณรบกวนเฟสต่างจะถูกกำจัดไป ถ้าพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบเฟสตรงของสมการที่(4.11) เราใช้คลื่นพาห้  $A_c \cos \omega_c t$  คูณกับสัญญาณ  $s(t)$  จะได้แรงดันเอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์ในแบบ

$$v(t) = \frac{1}{2} A_c x_i(t) + \frac{1}{2} x_i(t) + \frac{1}{2} [A_c x_i(t) + n_i(t)] \cos 4\omega_c t - \frac{1}{2} A_c n_q(t) \sin 4\omega_c t \quad (4.17)$$

เมื่อผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเป็น

$$v_o(t) = \frac{1}{2} A_c x_i(t) + \frac{1}{2} n_i(t) \quad (4.18)$$

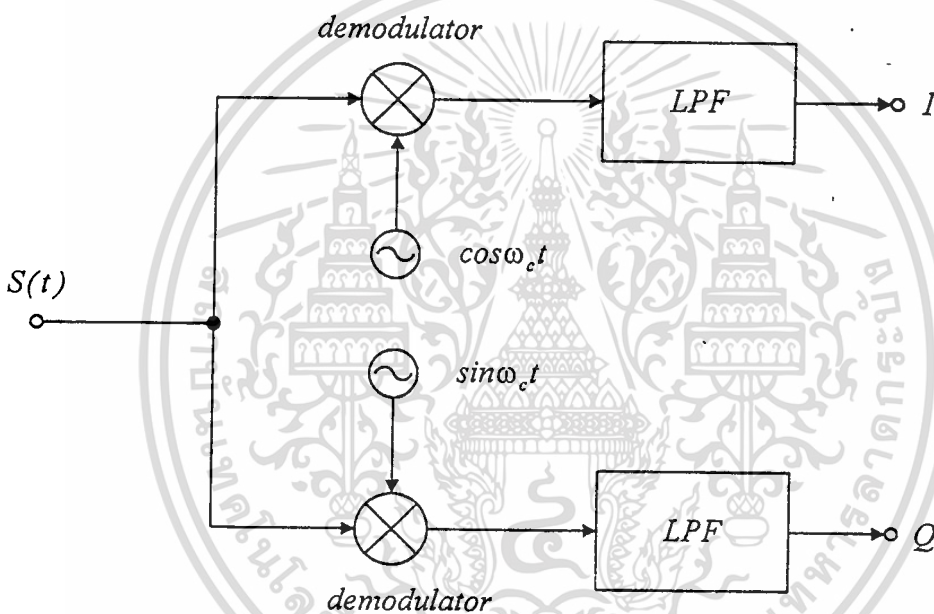
อย่างไรก็ตามแรงดันเอาต์พุตตามสมการที่ (4.18) จะขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของคลื่นพาห้กับสัญญาณอินพุต สัญญาณอินพุตจะปรากฏเฟสที่ ดีมอดูเลเตอร์ในแบบลุ่ม แม้ว่าเราจะใช้คลื่นพาห้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ชุดเดียวกัน การดีมอดูเลตสัญญาณ  $s(t)$  ในสมการที่ (4.11) โดยมีเบสแบนด์เป็น  $x_i(t)$  และ  $x_q(t)$  ทำให้เราได้สัญญาณเบสแบนด์ที่มีขนาดไม่ขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของคลื่นพาห้ เนื่องจากเราสามารถใช้ในการแปลงฮิลเบิร์ต (Hilbert transform) แปลงสัญญาณ  $x_i(t)$  เป็น  $x_q(t)$  หรือกลับกันได้โดยวิธีประมวลผลสัญญาณ (Signal processing) ดังนั้นเครื่องรับสัญญาณจึงประกอบด้วยดีมอดูเลเตอร์สำหรับสัญญาณ  $x_i(t)$  และ  $x_q(t)$  บล็อกไดอะแกรมของวงจรดีมอดูเลเตอร์แสดงในภาพที่ 104 วงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรคูณจุดภาคแบบเดียวกับดีมอดูเลเตอร์ในภาพที่ 64 วงจรใช้คลื่นพาห้เฟส 0 และ 90 องศา จากวงจรสร้างคลื่นพาห้สำหรับเครื่องส่ง และเครื่องรับสัญญาณดังแสดงในภาพที่ 59 คลื่นพาห้เฟสป้อนให้ทรานซิสเตอร์อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์  $Q_3 - Q_4$  และ  $Q_5 - Q_6$  ให้มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการทำงานเป็นสวิตช์ ขนาดสัญญาณที่ป้อนเป็นสัญญาณขนาดใหญ่โดยไม่จำเป็นต้องเป็นรูปไซน์ อัตราขยายแรงดันในกรณีป้อนคลื่นพหุขนาดใหญ่จะเป็น

$$A_v = \frac{0.637 R}{R_E + 2r_e} \quad (4.19)$$

ภาพที่ 104

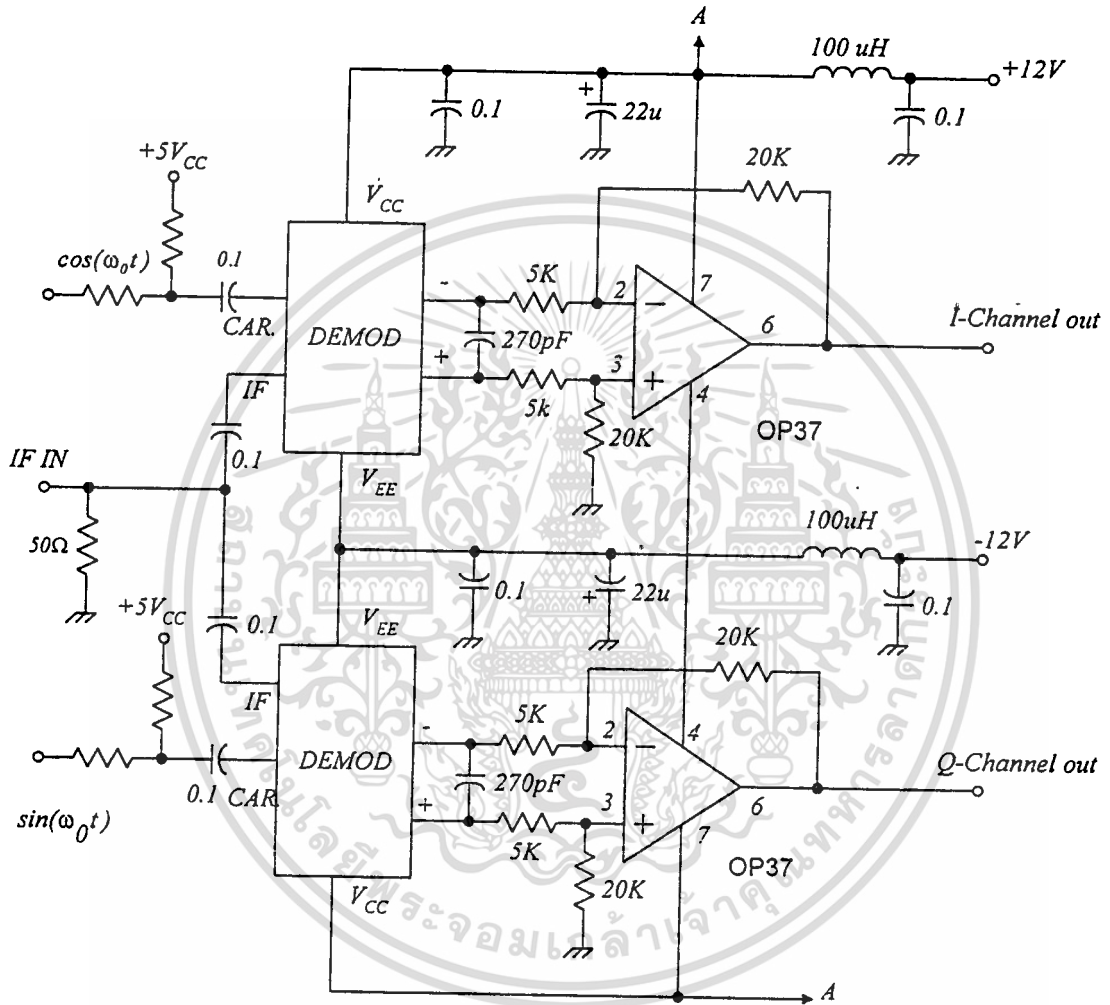


แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรดีมอดูเลเตอร์

แรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณเมื่อใช้คลื่นพหุขนาดใหญ่ประกอบด้วยฮาร์มอนิกเลขคี่ของคลื่นพหุที่เป็นผลคูณของสัญญาณอินพุตและฮาร์มอนิกของคลื่นพหุ สัญญาณเอพไอดีเบสแบนด์ที่ต้องการได้จากวงจรกรองผ่านต่ำ วงจรกรองผ่านต่ำเป็นตัวกำหนดนอยส์แบนด์วิดท์ (noise bandwidth) ของสัญญาณเบสแบนด์ วงจรดีมอดูเลเตอร์แสดงในภาพที่ 105 เมื่อมีสัญญาณเอพไอดีอินพุตดังแสดงในภาพที่ 106 ซึ่งมีคลื่นพหุที่เลื่อนเฟสไป 45 องศา สัญญาณเอาต์พุต ช่อง I และ Q แสดงในภาพที่ 107 ส่วนภาพที่ 108 เป็นสัญญาณเอาต์พุตช่อง I และ Q เมื่อสัญญาณเอพไอดีอินพุตมีคลื่นพหุเลื่อนเฟสไป 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

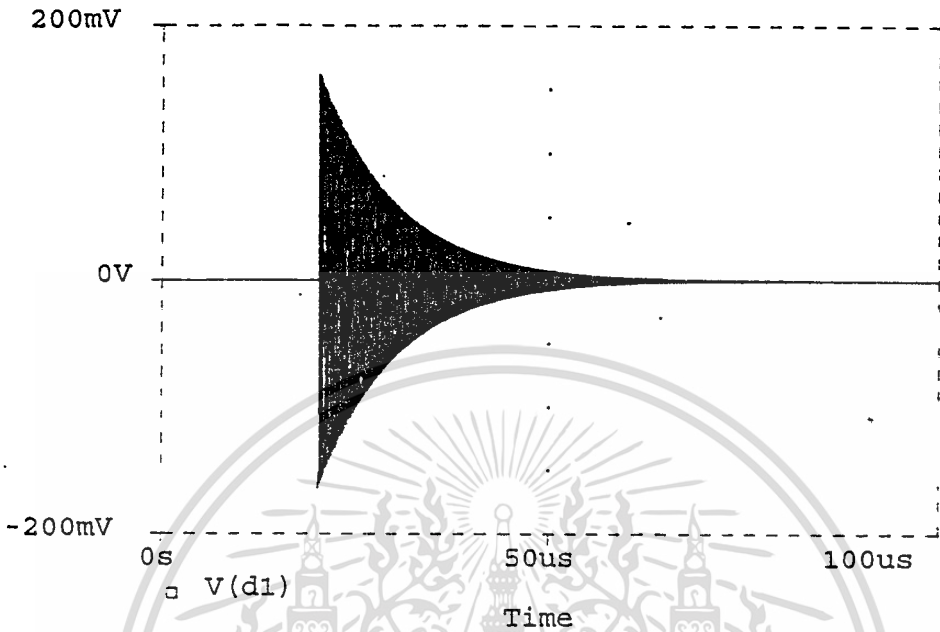
ภาพที่ 105



แสดง วงจรวงจร โคฮีเรนต์ดีมอดูเลเตอร์

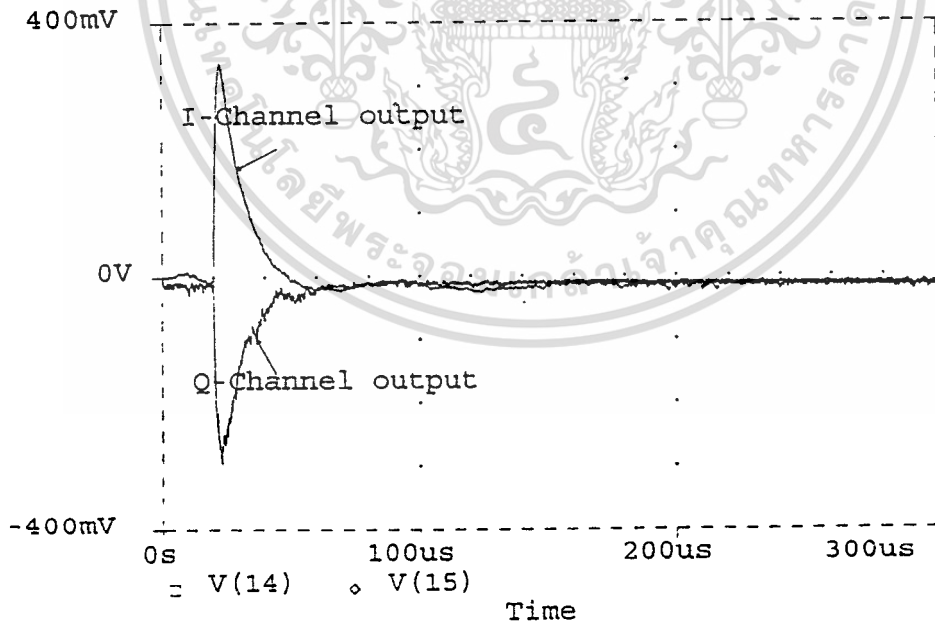
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 106



แสดง สัญญาณเอฟไอดีอินพุท ซึ่งคลื่นพาร์เลี่ยนเฟสไป 45 องศา

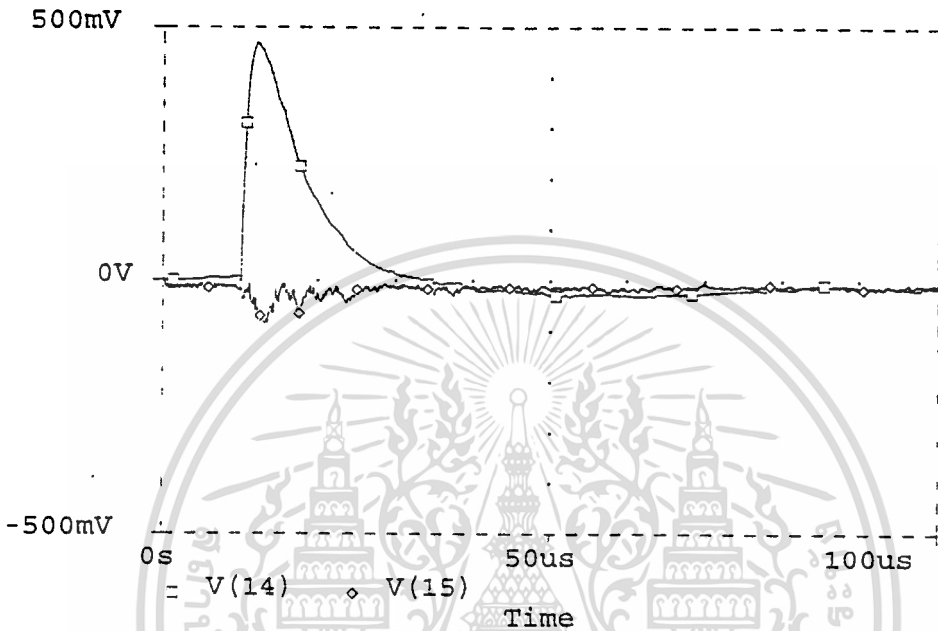
ภาพที่ 107



แสดง สัญญาณเอาท์พุทช่อง I[V(14)] และช่อง Q[V(15)]

เมื่อมีสัญญาณอินพุทของคิมอคูเลเตอร์ ดังภาพที่ 106

ภาพที่ 108



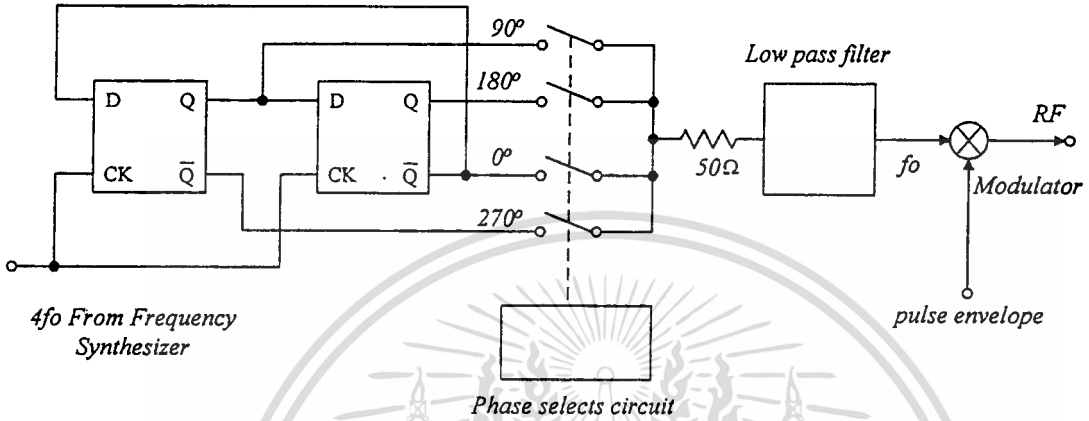
แสดง สัญญาณเอาต์พุตของ I และ Q เมื่อสัญญาณอินพุตของดีมอดูเลเตอร์มีคลื่นพาห์ซึ่ง  
เลื่อนเฟสไป 90 องศา

### การปรับเฟสของคลื่นพาห์

ขนาดสัญญาณเอาต์พุตของ โคฮีเรนต์ดีมอดูเลเตอร์จะขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของคลื่นพาห์ของ  
สัญญาณเอพไอดี และคลื่นพาห์ของดีมอดูเลเตอร์ (Hakin : 1983) เฟสของสัญญาณเอพไอดีมาดีมอดู  
เลเตอร์ในแบบสุมสัญญาณเอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์ที่ช่อง I และ Q ขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณเอพ  
ไอดี อย่างไรก็ตามการใช้ดีมอดูเลเตอร์แบบอินเฟสและควอเดรเจอร์เฟส ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของดี  
มอดูเลเตอร์ไม่เป็นศูนย์เมื่อสัญญาณอินพุตและคลื่นพาห์ของดีมอดูเลเตอร์มีเฟสต่างกัน 90 องศา ใน  
กรณีที่ต้องใช้คลื่นพาห์ที่สามารถเปลี่ยนเฟสได้ครั้งละ 90 องศา เราทำได้ที่ภาคส่งสัญญาณอาร์  
เอพพัลส์โดยอาศัยบล็อกไดอะแกรมดังภาพที่ 109

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 109



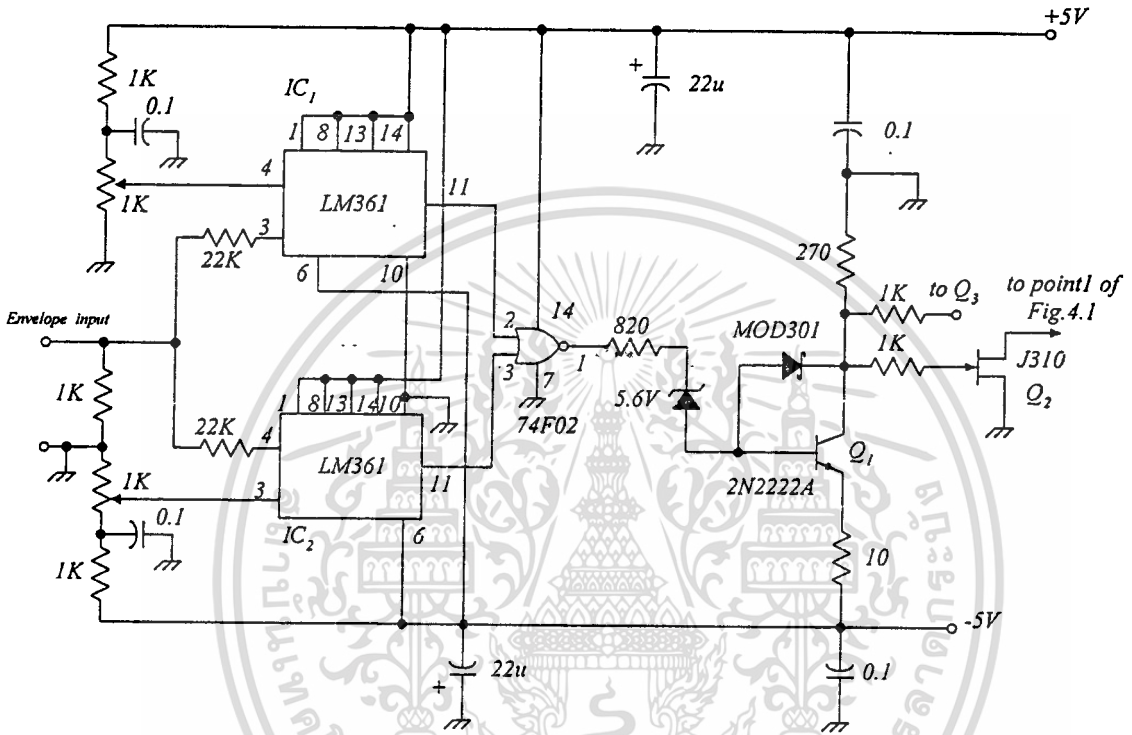
แสดง การกำหนดเฟสของอาร์เอฟพัลส์

การป้องกันภาครับสัญญาณจากอาร์เอฟพัลส์

การป้องกันวงจรภาครับนอกจากทำให้วงจรขยายส่วนหน้าแล้วยังจำเป็นต้องทำให้วงจรขยายอื่นๆ ของภาครับสัญญาณด้วย เนื่องจากวงจรป้องกันที่ใช้ไดโอดทำได้เพียงจำกัดขนาดสูงสุดของอาร์เอฟพัลส์ที่อินพุทของวงจรขยายส่วนหน้า แรงดันอาร์เอฟพัลส์ตกคร่อมไดโอดจะกลายเป็นอินพุทของวงจรและถูกขยายจนใหญ่ขึ้นตามอัตราขยายและแบนด์วิดท์ของวงจร เราไม่สามารถทำให้วงจรภาครับหยุดทำงานขณะเครื่องส่งกำลังส่งอาร์เอฟพัลส์ เพราะว่าวงจรภาครับจะต้องเสียเวลา เมื่อเริ่มทำงานใหม่อีกครั้ง (recovery time) วิธีการที่เหมาะสมคือลัดวงจรสัญญาณอินพุทของวงจรขยายสัญญาณภาครับเมื่อภาครับทำงาน วิธีการนี้ต้องพิจารณาอย่างระมัดระวัง เนื่องจากสถานะลัดวงจรอาจทำให้วงจรขยายขาดเสถียรภาพ วงจรป้องกันที่ใช้งานแสดงในภาพที่ 110 วงจรจะอาศัยสัญญาณเอ็นโวลป์ของอาร์เอฟพัลส์เพื่อสร้างแรงดันไบอัส  $Q_2$  ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ลัดวงจรสัญญาณอินพุทของวงจรขยายสัญญาณภาครับ สัญญาณพัลส์ลบที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  มีความกว้างเท่ากับระยะเวลาที่เครื่องส่งหยุดส่งพัลส์ซึ่งเป็นเวลาที่เครื่องรับทำการรับสัญญาณ  $Q_2$  จะนำกระแสเมื่อเครื่องส่งทำงาน จำนวนเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์ขึ้นอยู่กับตำแหน่งที่ต้องการลัดวงจรสัญญาณอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 110



แสดงวงจรสวิทช์ป้องกันภาครับสัญญาณ

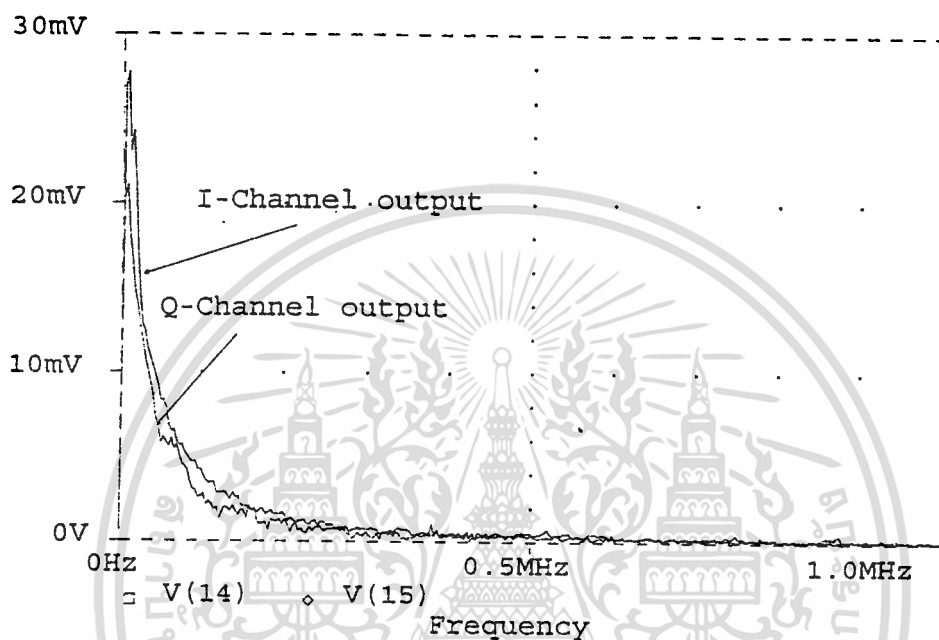
**สัญญาณเบสแบนด์**

สัญญาณเบสแบนด์ที่ตีมอดูเลตได้มีลักษณะตามสารตัวอย่างแต่ละชนิด แบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ขึ้นอยู่กับปรากฏการณ์เลื่อนทางเคมีของสารตัวอย่าง (แมน อมรสิทธิ์ : 2534) ความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์จะเริ่มจากศูนย์จนถึงความถี่เสียง (audio frequency) สำหรับอุปกรณ์เอ็นเอ็มอาร์ที่ใช้สร้างภาพทางการแพทย์แบนด์วิดท์ของเบสแบนด์อาจมีค่าถึงช่วงหลายสิบกิโลเฮิรตซ์ (Holland : 1990) สัญญาณเบสแบนด์ในโดเมนความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ในภาพที่ 107 แสดงในภาพที่ 111 แรงดันออฟเซทใดๆ จากวงจรตีมอดูเลเตอร์และวงจรขยายสัญญาณความถี่ต่ำ จะสร้างปัญหาให้สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 111



แสดง สัญญาณเบสแบนด์ในโดเมนความถี่

เอาท์พุท ค้างนั้นวงจรมอดูเลเตอร์ วงจรขยายสัญญาณ (ออป-แอมป์) ที่ใช้ต้องมีแรงดันออฟเซทต่ำ วงจรมอดูเลเตอร์ต้องมีความสมมาตร ตัวต้านทานที่ใช้ในวงจรจำเป็นต้องมีค่าความผิดพลาดต่ำ

## บทที่ 5

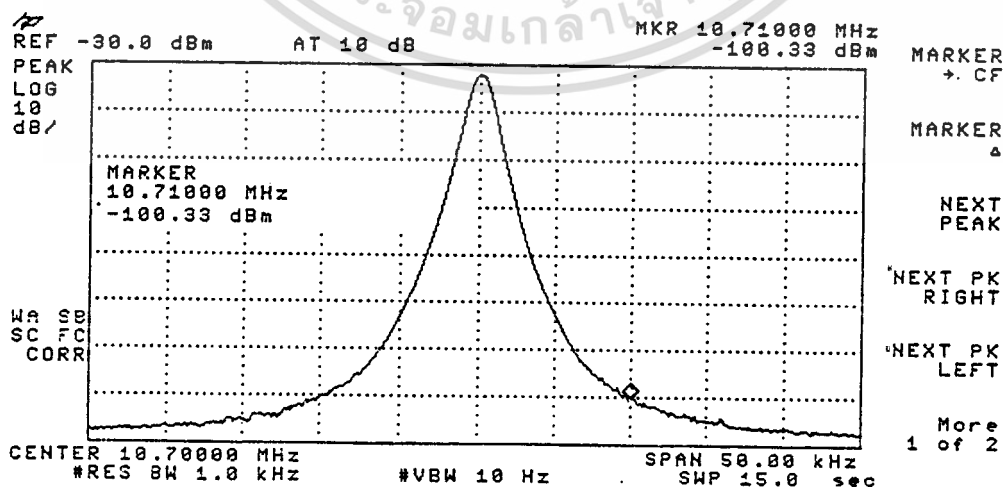
### สรุป และวิจารณ์ผลการทดลอง คุณสมบัติของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณ

เราแบ่งการพิจารณาคุณสมบัติของเครื่องส่งวิทยุที่สร้างขึ้นมา ตามหน้าที่และการทำงาน เป็นแต่ละส่วน โดย

#### วงจรถ่ายสัญญาณคลื่นพาห้

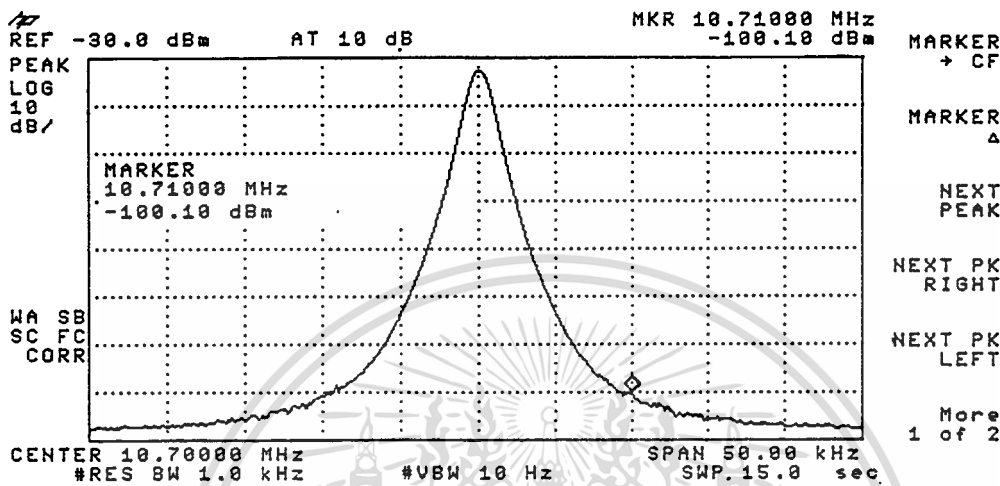
วงจรถ่ายคลื่นพาห้ ซึ่งกล่าวถึงในบทที่ 3 สามารถสังเคราะห์ความถี่วีเฮจเอฟเอทท์พุท ได้จาก 204 MHz - 241 MHz ได้ช่องสัญญาณเท่ากับ 9250 ช่องสัญญาณ ความถี่วีเฮจเอฟเอทท์พุท จะเป็น 10.2 MHz - 12.05 MHz โดยมีช่องสัญญาณกว้างเท่ากับ 200 Hz โดยมีจำนวนช่องสัญญาณ เท่ากัน คุณภาพของคลื่นพาห้ที่ได้มีเฟสน้อยสต่ำ ในระดับทัดเทียมกับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่ใช้ เทคนิคดีเอส(HP33120A) สำหรับสัญญาณปลอมเอาทท์พุทของวงจรถ่ายความถี่ที่สร้างขึ้น จะปรากฏเฉพาะฮาร์โมนิกเลขคู่ และเลขคี่ของสัญญาณหลักมูล(fundamental frequency)เอาทท์พุท ระดับเฟสน้อยสของเครื่องกำเนิดความถี่ที่สร้างขึ้นที่ความถี่ออฟเซท 10 KHz แสดงในภาพที่ 112

ภาพที่ 112



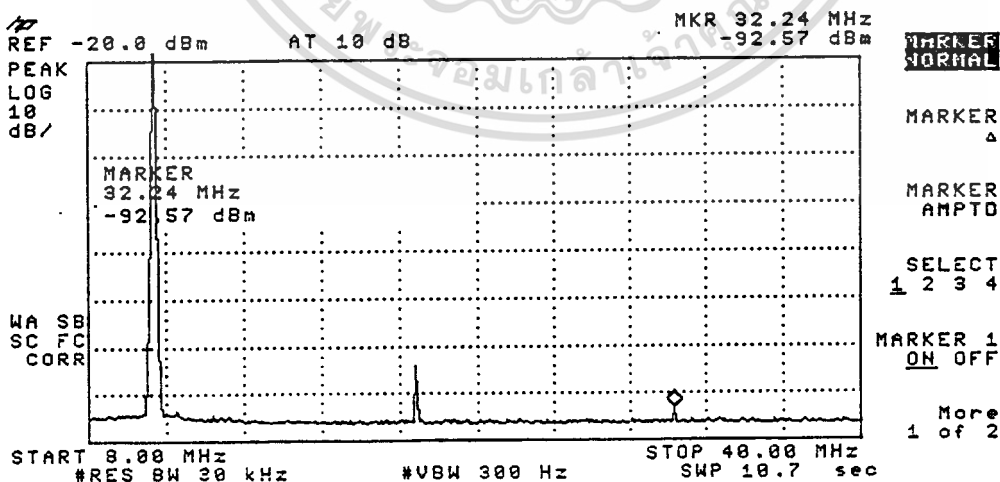
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แสดงระดับเฟสน้อยสที่ความถี่ออฟเซท 10 KHz ของเครื่องกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้น ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 113



แสดงระดับเฟสที่น้อยที่สุดที่ความถี่ออฟเซต 10KHz ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ HP33120A

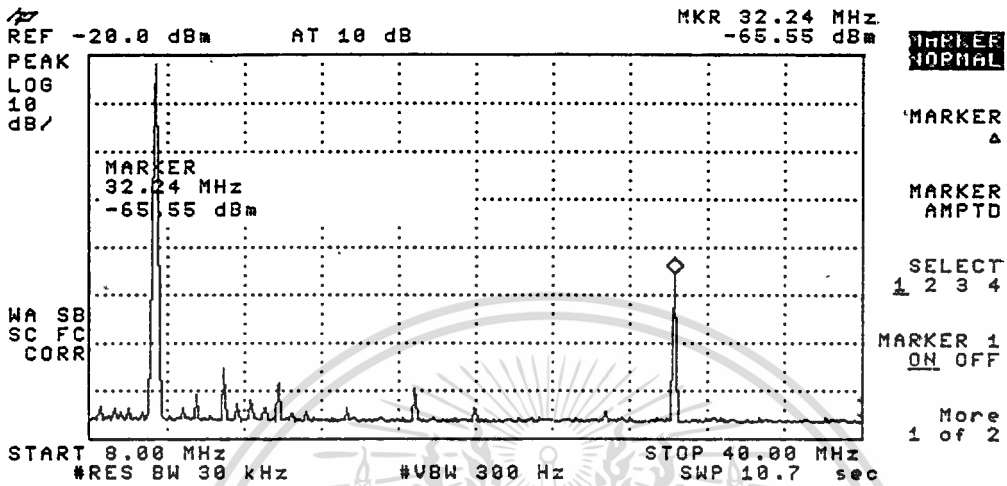
ภาพที่ 114



แสดงสัญญาณปลอมเอาท์พุทของเครื่องกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 115



### แสดงสัญญาณปลอมเอาท์พุทของ HP33120A

จากภาพที่ 112-115 สรุปได้ว่า เครื่องกำเนิดคลื่นพาห์ที่สร้างขึ้น มีระดับเฟสออยส์ที่ความถี่ 10 KHz ห่างจากความถี่คลื่นพาห์ ต่ำกว่าระดับคลื่นพาห์ประมาณ -80 dBc อยู่ในระดับใกล้เคียงกับ เครื่องกำเนิดสัญญาณที่ใช้เทคนิคดีดีเอส(เทคนิคดีดีเอส ใช้สร้างคลื่นพาห์ของเครื่องมือเอ็มอาร์ไอ PICKER) สำหรับสัญญาณปลอม เครื่องกำเนิดที่สร้างขึ้น ปรากฏเฉพาะฮาร์มอนิกของคลื่นพาห์ ส่วนเครื่องกำเนิดสัญญาณดีดีเอส จะมีสัญญาณปลอม ซึ่งไม่ใช่ฮาร์มอนิกปรากฏในระดับที่สังเกตได้

### วงจรรขยาย WBDAMP

วงจรรขยายคาร์ลิงตันป้อนกลับเชิงประกอบ มีอัตราขยาย  $11 \pm 0.5$  dB ในช่วงความถี่ 1 MHz - 500 MHz วงจรมีจุดตัดอันดับสามประมาณ 15 dBm อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุท มีค่าต่ำกว่า 1.5 ตลอดช่วงความถี่ 1 MHz - 500 MHz อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางเอาท์พุทมีค่าต่ำกว่า 1.7 ตลอดช่วงความถี่ เนื่องจากไม่มีอุปกรณ์วัดค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน ค่าตัวเลขของสัญญาณรบกวนจะเป็นค่าที่ได้จากการจำลองการทำงาน ซึ่งมีค่าประมาณ 4 dB

### วงจรรขยายสัญญาณ CASAMP

วงจรรขยายสัญญาณแบบพหุพหุลาสโคด ซึ่งกล่าวถึงในหัวข้อ 3.4 มีอัตราขยาย  $15 \pm 1$  dB จากช่วงความถี่ 5 MHz ถึง 350 MHz วงจรมีจุดตัดอันดับสาม(CASAMP1) เท่ากับ 28 dBm อัตรา

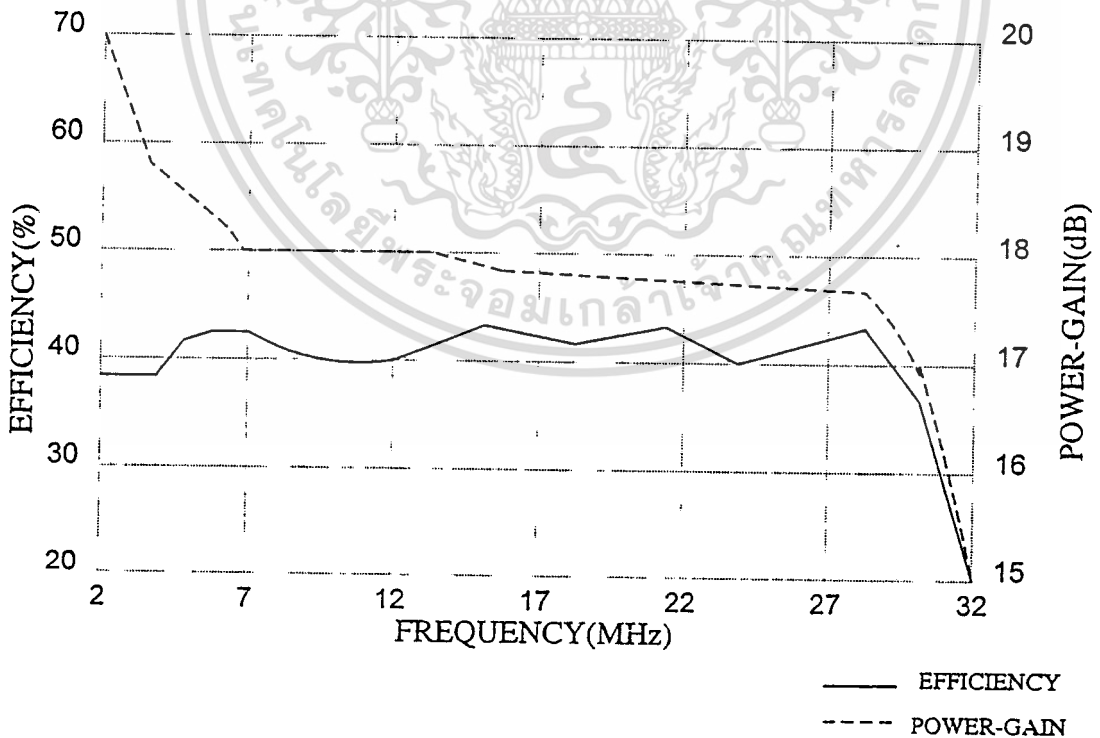
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุตและเอาต์พุต ต่ำกว่า 1.7 วงจร CASAMP1 และ CASAMP2 เมื่อต่อคาสเคดกัน จะมีอัตราขยาย 30 dB มีตัวเลขสัญญาณรบกวน(จากการคำนวณ) ประมาณ 3.5 dB สามารถใช้งานเป็นวงจรขยายสัญญาณหลักของส่วนรับสัญญาณวิทยุ ได้โดยมีความผิดเพี้ยนต่ำ

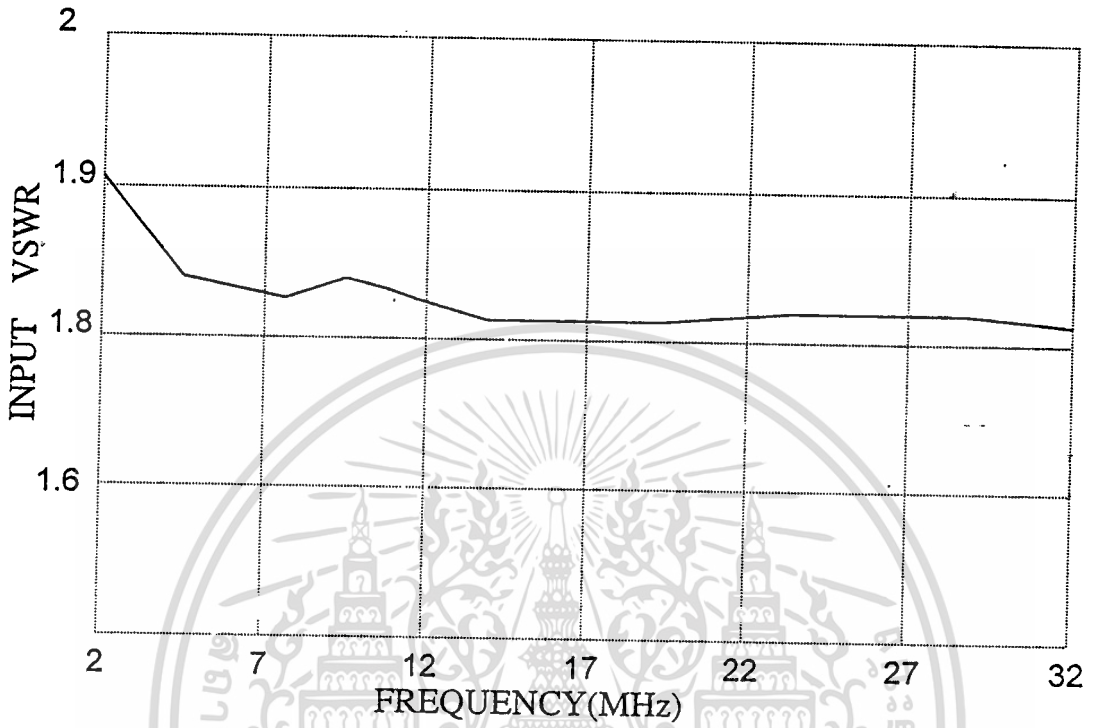
### วงจขยายกำลัง A1

วงจขยายกำลัง A1 มีอัตราขยายกำลัง  $18 \pm 1.5$  dB ตลอดช่วงความถี่ 2 MHz- 30 MHz วงจรมีอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันต่ำกว่า 1.8 ตลอดช่วงความถี่ ที่ระดับกำลังงานเอาต์พุตสูงสุด 20W (PEP)ของสัญญาณพัลส์กว้าง 30  $\mu$ S ไม่สามารถสังเกตระดับพัลส์ทรอป อัตราขยายกำลังและประสิทธิภาพแสดงในรูปที่ 5.5 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุต แสดงในภาพที่ 5.6

ภาพที่ 116

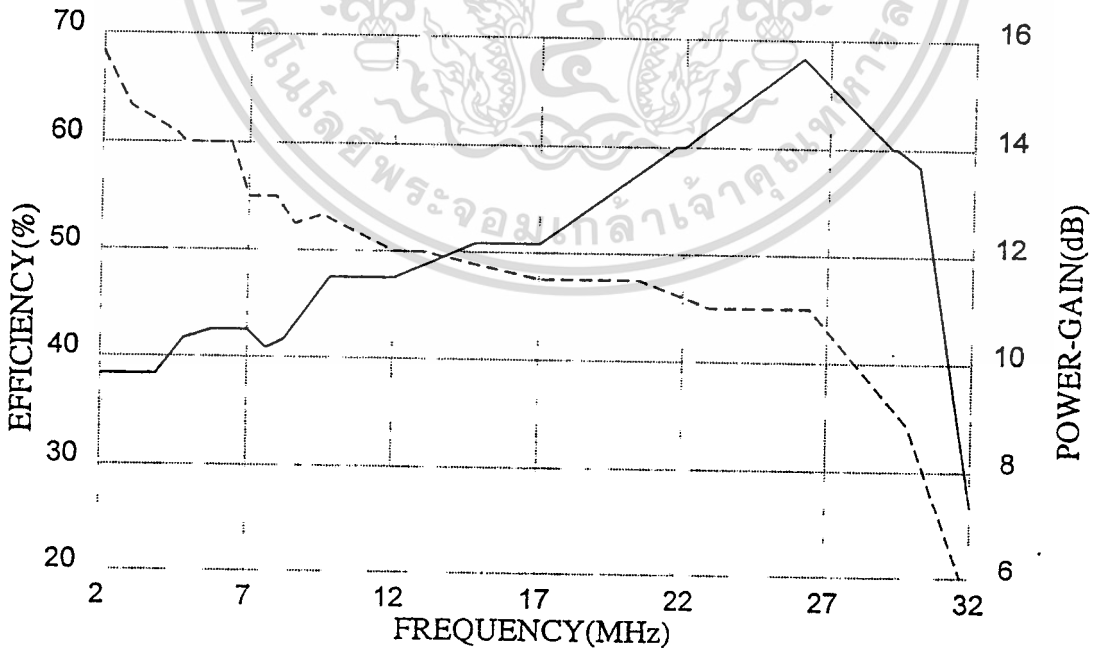


ภาพที่ 117



แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุทของ A1

ภาพที่ 118

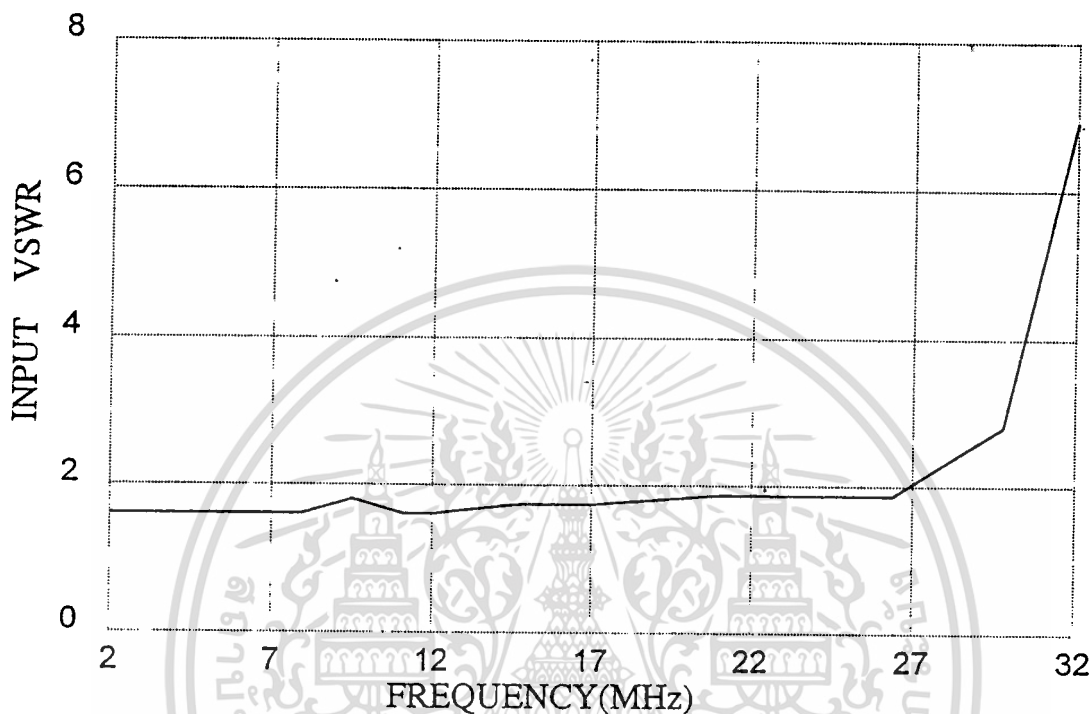


— EFFICIENCY  
 - - - POWER-GAIN

แสดงอัตราขยายและประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลัง A2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 119



แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุทของ A2

### วงจรรขยายกำลัง A2

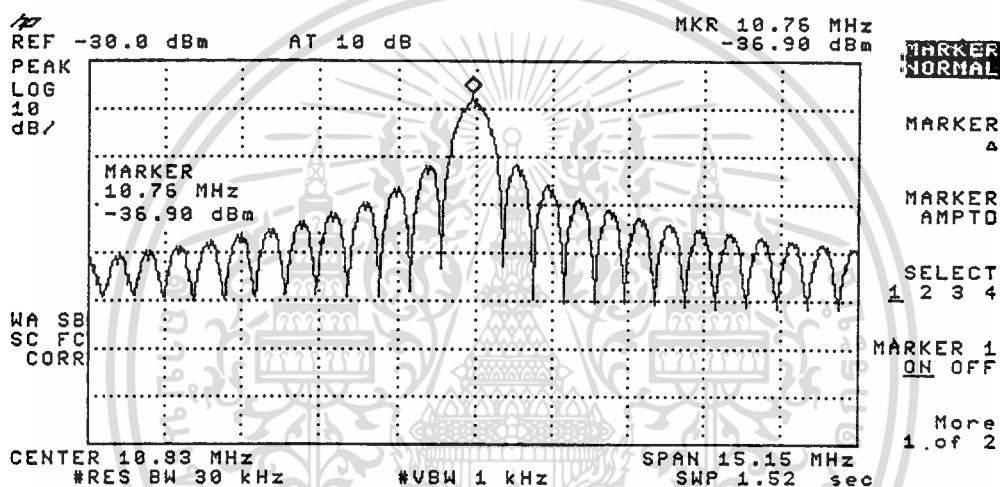
วงจรรขยายกำลัง A2 มีอัตราขยายและประสิทธิภาพ แสดงในภาพที่ 118 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันทางอินพุท แสดงในภาพที่ 119 ที่ระดับกำลังงานเอาท์พุท 160W(PEP) ของสัญญาณพัลส์ ความกว้าง 30  $\mu$ S ไม่สามารถสังเกตระดับพัลส์ครอป เครื่องส่งในขณะที่หยุดส่งอาร์เอฟพัลส์ มีแรงดันสัญญาณรบกวนที่ตัวต้านทานโหลด 50 โอห์มขนาดประมาณ 1 โวลต์ ถ้าเราใช้ไดโอดสวิตช์ DSW1 เพียงชุดเดียว จะไม่เพียงพอสำหรับแยกเครื่องส่งออกจากเครื่องรับ เราจำเป็นต้องเพิ่ม DSW1 โดยอนุกรมไดโอดสวิตช์เข้ากับ DSW1 อีกหนึ่งชุด

### มอดูเลเตอร์

ผลตอบสนองของสัญญาณพัลส์รูปเหลี่ยมของมอดูเลเตอร์ แสดงในภาพที่ 120 มอดูเลเตอร์ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าแบบวงจรรวม มีอัตราการใช้ระหว่างเทอร์ตีกว่ามอดูเลเตอร์ชนิดไดโอดครึ่งกึ่ง ความสมมาตรของไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์เป็นปัจจัยสำคัญ ที่จะกำหนดอัตราแยกระหว่างพอร์ท เนื่องจากโครงสร้างของวงจรเป็นแบบสมมาตร นอกจากนี้แรงดันออฟเซตของวงจรสร้างเอนเวโลปรูปเกาส์ จะทำให้เกิดการป้อนผ่านของคลื่นพาห์(carrier feedthrough)

ภาพที่ 120



แสดงผลตอบสนองสัญญาณพัลส์ของมอดูเลเตอร์

เครื่องส่งสัญญาณวิทยุที่สร้างขึ้น สามารถส่งสัญญาณวิทยุในแบบอาร์เอฟพัลส์ ให้กำลังงานชั่วขณะสูงสุดได้ 200 W สามารถใช้งานเป็นวงจรขับของวงจรขยายกำลัง แบบโซลิตสเตรท หรือหลอดสูญญากาศที่ต้องการระดับกำลังงานสูงเป็นกิโลวัตต์

### คุณสมบัติของเครื่องรับสัญญาณ

วงจรขยายสัญญาณส่วนหน้า เป็นส่วนกำหนดคุณสมบัติเริ่มต้นของระบบรับสัญญาณใน ส่วนต่อมา วงจรขยายสัญญาณส่วนหน้าที่สร้างขึ้นเป็นวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้าง ที่อาศัย การป้อนกลับด้วยหม้อแปลง การใช้งานวงจรจะต้องอยู่นอกบริเวณช่องแม่เหล็ก วงจรมีอัตราขยาย  $\pm 0.5$  dB ตลอดช่วงความถี่ 1 MHz - 140 MHz วงจรมีจุดตัดอันทันดับสาม 10 dBm มีระดับสัญญาณในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รบกวนจากการคำนวณประมาณ 1 dB และมีพิสัยพลวัตเมื่อปราศจากสัญญาณปลอม 78 dB ใน ส่วนขยายหลักวงจรมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับ CASAMP ของเครื่องส่งวิทยุ แบบวิดท์ของวงจรรับ สัญญาณวิทยุจะกำหนดจากวงจรกรองผ่านแถบ ซึ่งอยู่ระหว่างภาคของวงจรขยายสัญญาณวิทยุ

### คุณภาพของสัญญาณ

จากการจำลองการทำงานพบว่า การทำงานของระบบรับสัญญาณ สอดคล้องกับคุณสมบัติ ของเครื่องรับสัญญาณดีเอสบีเอสซี เมื่อใช้สมมติฐานทางทฤษฎีว่า อัตราส่วนเอสเอ็นอาร์ทางอินพุท และเอาท์พุทของดีมอดูเลเตอร์ มีค่าเท่ากับหนึ่ง คุณภาพของสัญญาณเบสแบนด์ ขึ้นอยู่กับวงจร ขยายสัญญาณ และดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้งาน วงจรขยายสัญญาณจำเป็นต้องมีพิสัยพลวัตสูง และมี สัญญาณรบกวนต่ำ สัญญาณเอฟไอดีทีที่ความถี่วิทยุ และเบสแบนด์มีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ที่ถูก หน่วง(damped sinusoidal) อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของสัญญาณอินพุท จะมีขนาด ลดลงเมื่อเวลาเพิ่มขึ้น ดังนั้นเราต้องใช้วิธีเฉลี่ยสัญญาณ(average) ทำการเฉลี่ยสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งมีลักษณะเดิมทุกครั้งหลังจากป้อนอาร์เอฟพัลส์ การเฉลี่ยสัญญาณจะทำหลังจากแปลงสัญญาณ แอนะลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล เครื่องรับส่งวิทยุที่สร้างขึ้นแสดงในภาพที่ 121

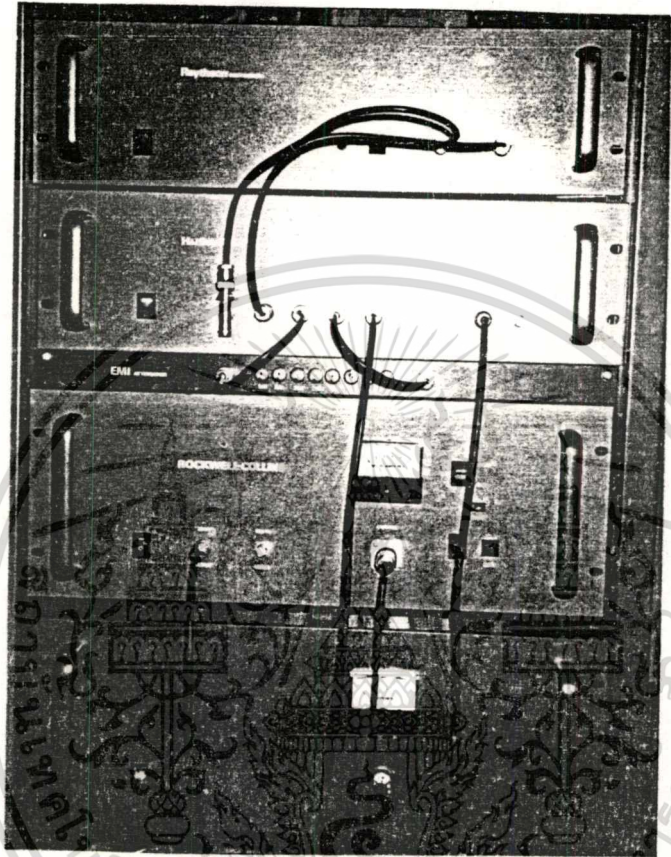
### ข้อเสนอแนะ

ในส่วนเครื่องส่งสัญญาณวิทยุ มีคุณสมบัติที่สามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพ การ ซิงโครไนซ์ระหว่างส่วนสร้างแอนเวโลบฟังก์ชันจากภายนอกเครื่องส่ง ทำได้โดยใช้สัญญาณ นาฬิกา กำหนดจากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้สร้างความถี่อ้างอิงของวงจรสังเคราะห์ ความถี่

ส่วนเครื่องรับสัญญาณวิทยุ วงจรดีมอดูเลเตอร์ อาจสร้างปัญหาให้กับสัญญาณเบสแบนด์ เนื่องจากสัญญาณเบสแบนด์มีองค์ประกอบที่เริ่มจากดีซีจนถึงความถี่เสียง ออฟเซทที่เกิดขึ้นจากมอดูเลเตอร์จะทำให้สัญญาณที่ได้ผิดเพี้ยนไป การแก้ไขอาจทำได้โดยชดเชยสัญญาณที่ได้หลังจาก แปลงสัญญาณแอนะลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแล้ว อย่างไรก็ตามวิธีการนี้จะต้องทำการปรับชดเชย อยู่เสมอ การแก้ไขที่เหมาะสมอาจดำเนินการดังวิธีในภาพที่ 122

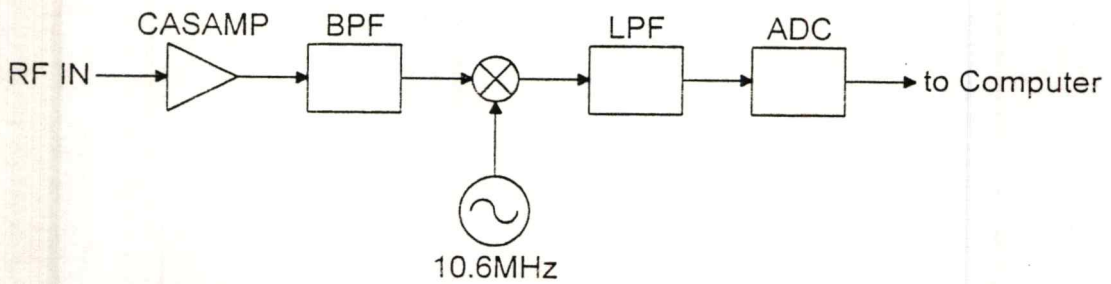
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 121



แสดง เครื่องรับส่งวิทยุที่สร้างขึ้น

ภาพที่ 122



เอกสารนี้แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบรับสัญญาณที่หลีกเลี่ยงออฟเซตของดีมอดูเลเตอร์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 122 สัญญาณเอฟไอดีความถี่วิทยุ แทนที่จะป้อนให้วงจรคีมอดูเลเตอร์ เรานำมาแปลงให้ความถี่ต่ำลง โดยวิธีเฮเทอโรไดน์(heterodyne) ผ่านวงจรกรองจำกัดแบนด์วิดท์ แล้วจึงป้อนให้วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ดังนั้นการคีมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ ทั้งช่อง I และ Q สามารถทำได้โดยวิธีประมวลผลสัญญาณ วิธีการนี้ทำให้หลีกเลี่ยงการปรับซคเซพของเฟสของวงจรคีมอดูเลเตอร์ และทำให้ได้คุณภาพสัญญาณที่ดีกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

ชาวลิต ธรรมวิริยะกุล และคนอื่นๆ , "วงจรขยายสัญญาณแบบพหุพหุคาสโคด , " การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18 , กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร , 2538.

ไชยวัฒน์ ทองซ้อย กฤดากร กล่อมการ และสาวัดดี บุญยะเวศ "วงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้างแบบป้อนกลับเชิงประกอบ" , การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 17 , กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ , 2537.

มิตรชัย จงเขี้ยวชำนาญ และคนอื่นๆ , "การวิเคราะห์และจำลองวงจรไดโอดมิกเซอร์ย่านความถี่แอลด้วยวิธีการฮาร์โมนิกบาลานซ์" , การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18 , กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร , 2538

มานัส มงคลสุข "NMR Imaging in Medicine" , รังสีวิทยาสาร , 1-3 , มกราคม , 2525.

แมน อมรสิทธิ์ และอมร เพชรสม หลักการและเทคนิคการวิเคราะห์เชิงเครื่องมือ , กรุงเทพฯ : ชวนพิมพ์ , 2534.

สุน ศรีสวัสดิ์ , นิวเคลียร์แมกเนติกเรโซแนนซ์ในสารละลายเกลือพาราแมกเนติก. วิทยานิพนธ์ วิทยาศาสตร์มหาบัณฑิต. เชียงใหม่ : บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ 2521.

สาวัดดี บุญยะเวศ และไพรัช รัชชพงษ์ , "วงจรสังเคราะห์ความถี่ไมโครเวฟ" , การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 14. สงขลา : มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ , 2534.

สาวัดดี บุญยะเวศ และไพรัช รัชชพงษ์, "วงจรรขยายกำลัง เชิงเส้นย่านความถี่กว้าง", การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 14, สงขลา : มหาวิทยาลัยสงขลา นครินทร์, 2534.

สาวัดดี บุญยะเวศ อภิศักดิ์ วรพิเชฐ และไพรัช รัชชพงษ์, "วงจรรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้างชนิดสัญญาณรบกวนต่ำ", การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 15, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2535.

สาวัดดี บุญยะเวศ และคนอื่นๆ, "การวิเคราะห์ไอเอ็มดีในวงจรรขยายซึ่งใช้เจฟเฟด", การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18, กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, 2538.

สาวัดดี บุญยะเวศ, "การออกแบบวีซีโอโดยเอสพารามิเตอร์", การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 16, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2536.

Alderman, Donald W. and David M. Grant. "An Efficient Decouple Coil Design which Reduces Heating in Conductive Samples in Superconducting Spectrometers", Journal of Magnetic Resonance, No. 36, 1979

Best, Roland E. Phase-Lock Loops: Theory, Design and Application, New York.: McGraw-Hill, 1984.

Bryant, James. "Taking the Mystery out of RF Design : obey the Law", IEEE ISCAS, pp 433-447, 1994.

Chunpen Simaraj Thomas. NMR Relaxation and Imaging-Studies of Avian Eggs.  
Doctor of Philosophy : Thesis. Nottingham : University of Nottingham , 1981.

Couch II , Leon W. Digital and Analog Communication Systems. 4th ed, New York :  
Macmillan , 1993.

EEsof. Touchstone Reference Manual. CA: EEsof, 1991.

Egan, William F. Frequency Synthesis by Phase Lock. New York: John-Wiley, 1981.

Fonstad , Clifton G. Microelectronic Devices and circuits. New York : McGraw-Hill,  
1994

Frerking, Marwin E. Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation. New  
York : John-Wiley, 1983.

Gardner, Floyd M. Phase lock Techniques. 2nd ed. New York : John-Wiley, 1979.

Gardner, Floyd M. “ Charge-Pump Phase-lock Loops ”, IEEE Trans. Commun. Vol.  
COM-28 (November 1980): 1849-1858.

Gilbert , Barrie. “ A Precise Four-Quadrant Multiplier with-Subnanosecond Response ”,  
IEEE Journal of Solid-State-Circuit. Vol. SC-3 (December 1968) : 365-379.

Gonzalez, Guillermo. Microwave Transistor Amplifiers and Design. New Jersey :  
Prentice-Hall , 1984.

Gray, Paul R. and Robert G. Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. 2nd ed, New York : John-Wiley, 1984.

Haykin, Simon S. Communication Systems, New York : John-Wiley, 1983.

Hoult , D.I. and R.E. Richards. “The Signal-to-Noise Ratio of the Nuclear Magnetic Resonance Experiment” , Journal of Magnetic Resonance No.24 , UK : Academic Press, 1976.

Holzman, Eric and Ralston Robertson. Solid-State Microwave Power Oscillator Design. MA. : Artech House , 1992.

Hutchison , J.M.S. , W.A. Edelstein and G. Johnson. “A Whole Body N.M.R. Imaging Machine” , J. Phys.E : Sci. Instrum , Vol.13 , 1980

Johnson , Doug. “Tuning Diode Design Techniques” , Motorola RF Device Data , Arizona : Motorola , 1983.

Krauss , Herbert L. , Charles W. Bostian and Frederick H. Raab. Solid State Radio Engineering , New York : John-Wiley, 1983.

Kroupa, Venceslev F. “Noise Properties of PLL Systems” , IEEE Trans. Commun. Vol. COM-30 (October 1981): 2244-2252.

Kuriyama , Yashuhiko and others. “DC to 40 Ghz Broad Band Amplifiers Using AlGaAs/GaAs HBT’S” IEEE Journal of Solid-State Circuit. Vol 30 No.10 (October 1995) : 1051-1054.

Maas , Stephen A. Nonlinear Microwave Circuits. M.A. : Artech House , 1988.

Manassewitsch, Vadim. Frequency Synthesizers Theory and Design. 2nd ed, New York: John-Wiley, 1980.

Math Works. Dynamic System Simulation Software : User’s Guide , MA.: Math Works Inc, 1993.

MicroSim. Circuit Analysis Reference Manual. CA : MicroSim Inc, 1994.

Meyer, Robert G. and Ralph Eschenbach. “A Wide-Band Ultralinear Amplifier from 3 to 300 Mhz” , IEEE Journal of Solid-State Circuit. Vol. SC-9 , (August 1974) : 167-175.

Molyneun , David A. “RF Coil Technology for Magnetic Resonance Imaging” ,NMR Division, Picker International , 1990.

Narayanan, Sundaram. “ Intermodulation Distortion of Cascaded Transistors” , IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol. SC-4, No. 3 (June 1969) : 97-105.

Noll , Douglas C. , Dwight G. Nishimura, Albert Macovski. “Homodyne Detection in Magnetic Resonance Imaging” , IEEE Transaction on Medical Imaging. Vol. 10 No. 2 (June 1991) : 154-163.

NEC. High Frequency Devices for Consumer Use. Japan : NEC Corporation, 1989.

Nordholt, Ernst N. “Class and Properties of Multiloop Negative-Feedback Amplifiers” . IEEE Transaction on Circuit And Systems. Vol. CAS-28 No.3 (March 1981) : 203-211.

Norton , D.E. U.S. Patent 3, 891,934 , field : May 22, 1974, Patented June 24, 1975.

Ostroff, Edward D. and others. Solid-State Radar Transmitters , M.A.: Artech House, 1985.

Pederson , Donald O. and Kartikeya Mayaram. Analog Integrated Circuit for Communication : Principle , Simulation and Design. 4th. ed. , M.A. : Kluwer Academic,1994.

PICKER, “Vista HPQ 1.5T: Magnetic Resonance Imaging System” , Product data, Ohio, 1990.

Przedpelski , Andrzej B. “Analyze, Don’ t Estimate, Phase Lock Loop” , CMOS Application Specific Standard IC. Texas : Motorola , 1991.

QUALCOMM. “Q2334 Dual Direct Digital Synthesizer” , Technical data sheet, CA: QUALCOMM , 1992.

RCA : RF Power Transistor Manual , New Jersey : RCA, 1971.

Rhea , Randall W. Oscillator Design and Computer Simulation. New Jersey : Prentice-Hall , 1990.

Richards , M.G. and others. “Cryogenic GaAs FET Amplifiers and Their Use in NMR. Detection” , Rev. Sci Instrum 57(3) , (March 1986) : 404-413.

Robins , W.P. Phase Noise in Signal Sources. UK : Peter Peregrinus, 1984.

Rohde , Ulrich L. Digital PLL Frequency Synthesizers Theory and Design. New Jersey : Prentice-Hall, 1983.

Sechi , Franco N. “Linearized Class-B Transistor Amplifiers” , IEEE Journal of Solid-State Circuit. Vol. SC-11 NO.2 , (April 1976) : 264-270.

Shaw , Derek. Fourier Transform NMR. Spectroscopy. 2nd ed, Amsterdam : Elsevier , 1984.

Snelling , E.C. , A.D. Giles. Ferrites for Inductor and Transformers. UK : Research Studies , 1986.

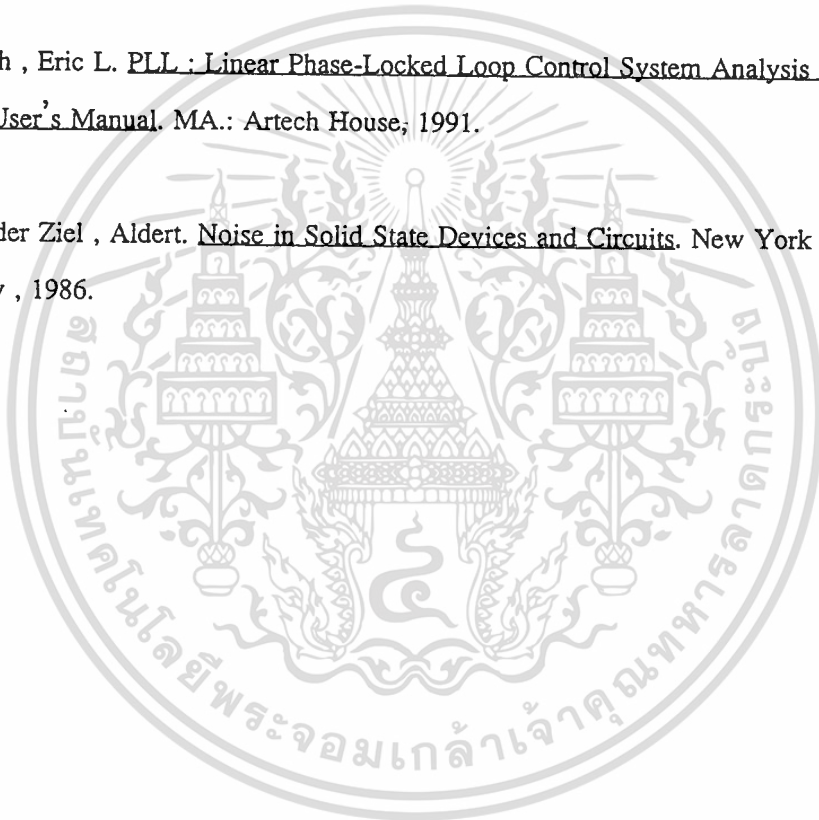
Sripen Towta. Orientation Dependence of the Nuclear Quadrupole Spin-Lattice Relaxation Time in Crystals. Master of Science : Thesis , Alberta : Faculty of Graduate Studies and Research University of Alberta , 1981.

Sweet , Allen A. MIC and MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design. Boston : Artech House , 1990.

Thain , W.E. and J.A. Connelly. “Simulating Phase Noise in Phase Locked Loops with a Circuit Simulator” , IEEE Proc. ISCAS. (1995: 1760-1763).

Unruh , Eric L. PLL : Linear Phase-Locked Loop Control System Analysis Software and User's Manual. MA.: Artech House, 1991.

Van der Ziel , Aldert. Noise in Solid State Devices and Circuits. New York : John-Wiley , 1986.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
! SCCS file dos/ts300/test/example: @(#)get -r1.1
! BPMDL1B3.CKT
! MODELING A RESPONES OF 2SC3358B(common base),VCE=5V,IC=10mA
! Fig. 3.18
```

```
DIM
```

```
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MIL
TIME PS
COND /OH
ANG DEG
```

```
VAR
```

A #	0.1	0.99426	1
T #	0.1	0.73394	8
F #	0.5	9.73569	10
CC #	0.01	0.35210	2
GC #	0.00001	0.00091	0.1
RB #	0.1	1.71548	5
LB #	0.01	0.08366	3
CE #	0.01	4.30080	10
RE #	0.01	3.41282	20
LE #	0.005	1.78683	1.9
LE1#	0.001	0.44587	1
LB1#	0.05	0.10578	1
LC1#	0.01	1.59887	1.6
CMEB#	0.01	1.95461	2
CMCB#	0.01	0.93584	2
CMEC#	0.01	0.62605	2

```
CKT
```

```
BIP 1 2 3 A^A T^T F^F CC^CC GC^GC RB^RB LB^LB CE^CE RE^RE LE^LE
IND 10 3 L^LE1
CAP 3 1 C^CMEB
CAP 2 1 C^CMCB
CAP 3 2 C^CMEC
IND 1 0 L^LB1
IND 2 20 L^LC1
DEF2P 10 20 A
S2PA 31 32 0 C3358CB3 ! S-parameter file.
DEF2P 31 32 B
```

```
OUT
```

```
A S11
A S21
A S12
A S22
A MAG[S11] GR1
A ANG[S11] GR1A
A MAG[S21] GR2
A ANG[S21] GR2A
A MAG[S22] GR1
A ANG[S22] GR1A
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
โดยไม่แจ้งชื่อผู้จัดทำหรือผู้เผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

FREQ
  SWEEP    0.04  0.5  0.045
GRID
  GR1      0     1     0.1
  GR1A    -180  180   18
  GR2      0     2     0.2
  GR2A    -180  180   30
OPT
  A MODEL  B

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
! CSAMP2.CKT
! PUSH-PULL CASCODE AMPLIFIER.
! S. Bunnjaweht. Date 29/07/95
! Fig.3.71
```

```
DIM
  FREQ GHZ
  RES OH
  IND NH
  CAP PF
  LNG MIL
  TIME NS
  COND /OH
VAR
  RF # 100      1.239e+03    6000    ! 1270
  RE # 0.5      15.05729     80      ! 15
  RB # 0.01     477.85556    1000    ! 470
  Ree# 1        27.41908     1000    ! 15
  Ri # 100     220.53860    2000    ! 220
CKT
  SRL 1 3      R=0.419      L=25.633 !input transformer
  CAP 1 0      C=1.946
  RES 1 0      R^ri
  PRL 3 0      R=387.299 L=1.344e+04
  RES 3 4      R=0.001
  XFER 4 5 0 8 N=1
  SRL 5 7      R=0.187      L=12.804
  SRL 8 10     R=0.187      L=12.804
  CAP 7 10     C=1.947
  S2PA 7 21 22 BFR90-M !common emitter:Vce=5V,Ic=30mA
  S2PB 21 23 24 BFR90-MB !common base :Vce=5V,Ic=30mA
  SRL 22 0     R^RE      L=1.5
  RES 24 34    R^RB
  SRC 23 7     R^RF      C=33000
  RES 7 33     R=1500
  RES 33 0     R=2700
  RES 33 10    R=1500
  S2PA 10 27 28 BFR90-M !common emitter:Vce=5V,Ic=30mA
  S2PB 27 29 30 BFR90-MB !common base:Vce=5V,Ic=30mA
  SRC 29 10    R^RF      C=33000
  SRL 28 0     R^RE      L=1.5
  RES 30 34    R^RB
  RES 22 28    R^REE
  RES 33 34    R=2700
  CAP 34 0     C=43000
  RES 34 35    R=2200
  CAP 35 0     C=100000
  UNIT 35 36
  cap 36 0     C=100000
  CAP 23 36    C=3.354    ! output transformer model.
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ใดๆทั้งนี้ อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

SRL 23 38 R=0.461 L=24.176
SRL 29 44 R=0.461 L=24.176
PRL 38 36 R=331.374 L=1.252E+04
PRL 29 44 R=331.374 L=1.252E+04
RES 38 39 R=0.001
XFER 39 40 36 0 N=1
XFER 36 46 45 0 N=1
RES 44 45 R=0.001
SRL 40 42 R=0.411 L=24.178
SRL 46 42 R=0.411 L=24.178
CAP 42 0 C=6.76
DEF2P 1 42 AMP
OUT
AMP S11
AMP S22
amp vswr1
AMP VSWR2
AMP DB[S21] GR2
AMP DB[S11] GR3
AMP DB[S22] GR3
AMP RE[Z1] GR1
AMP IM[Z1] GR1A
AMP RE[Z2] GR1
AMP IM[Z2] GR1A
AMP TD[S21] GR2A
! amp ang[s21] gr2a
FREQ
SWEEP 0.005 1.00 0.01
GRID
LRANGE 0.01 1
GR2 0 20 2
GR3 0 -30 -3
GR2A 0 20 2
! GR2A -180 180 36
GR1 0 100 10
GR1A -50 50 10
OPT
RANGE 0.01 0.25 ! optimization range.
AMP MAG[S11] < 0.10
AMP MAG[S22] < 0.15
AMP DB[S21] = 15

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

! SCCS file dos/ts300/test/example: @(#)get -r1.1 /
! PROBE-1.CKT
! Probe matching & duplexer circuit.
! (Tx-NMR coil ; diode on )
! Fig.3.86
DIM
  FREQ MHZ
  RES   OH
  IND   UH
  CAP   PF
  LNG   MIL
  TIME  PS
  COND  /OH
  ANG   DEG
VAR
  C1#  5  48.26181  50
  C2#  50 128.94353  220
  C3#  10  25      320
  C4#  10  25      320
CKT
  CAP  1  2  C^C1
  CAP  2  0  C^C2
  SRL  2  0  R=0.1 L=1.268
! RES  2  7  R=2320
! PRC  7  0  R=1    C=3
  SRL  1  3  R=0.1  L=7
  CAP  3  4  C^C3
  CAP  1  5  C^C4
  RES  5  6  R=33
  PRC  6  3  R=1    C=3 ! diodes on with parasitic
  PRC  3  0  R=1    C=3 ! diodes on with parasitic
  res  4  0  r=50   ! Rx-input termination
  DEF2P 1  2  PROBE
TERM
  PROBE 0  0  0.9578 0 ! Coil loss termination
OUT
  PROBE DB[S21] GR1
  PROBE DB[S11] GR1
  PROBE VSWR1
  probe Re[z2] gr2
  probe Im[z2] gr2a
  PROBE S11
FREQ
  SWEEP 9.5 12.3 0.01

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
GRID
  GR1  0    -30    -3
  GR2  1e3  20e3  2e3
  gr2a -1e3  1e3   200
OPT
  RANGE 10.6 10.8
  PROBE DB[S11] < -15
  PROBE DB[S21] = 0
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

! SCCS file dos/ts300/test/example: @(#)get -r1.1
! PROBE-2.CKT
! Probe matching & duplexer circuit.
! (Tx-Rx isolation; diode on )
! Fig 3.86
DIM
  FREQ  MHZ
  RES   OH
  IND   UH
  CAP   PF
  LNG   MIL
  TIME  PS
  COND  /OH
  ANG   DEG
VAR
  C1#  5  48.26181  50
  C2#  50 128.94353  220
  C3#  10 25 320
  C4#  10 25 320
CKT
  CAP  1  2  C^C1
  CAP  2  0  C^C2
  SRL  2  0  R=0.1  L=1.268
  RES  2  7  R=2320
  PRC  7  0  R=1  C=3 ! diodes on parasitic.
  SRL  1  3  R=0.1  L=7
  CAP  3  4  C^C3
  CAP  1  5  C^C4
  RES  5  6  R=33
  PRC  6  3  R=1  C=3 ! diodes on parasitic.
  PRC  3  0  R=1  C=3 ! diodes on parasitic.
  DEF2P 1  4  PROBE
OUT
  PROBE  DB [S21]  GR1
  PROBE  DB [S11]  GR1
  PROBE  VSWR1
  probe  Re [z2]   gr2
  probe  Im [z2]   gr2a
  PROBE  S11
FREQ
  SWEEP  9.5  12.3  0.01

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
GRID
GR1  0    -100   -10
GR2  1e3  20e3   2e3
gr2a -1e3  1e3    200
OPT
RANGE 10.6 10.8
PROBE DB[S11] < -15
PROBE DB[S21] = 0
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

! SCCS file dos/ts300/test/example: @(#)get -r1.1
! PROBE-3.CKT
! Probe matching & duplexer circuit.
! ( NMR coil-Rx loss ; diode off )
! Fig 3.86
DIM
  FREQ MHZ
  RES OH
  IND UH
  CAP PF
  LNG MIL
  TIME PS
  COND /OH
  ANG DEG
VAR
  C1# 5 48.26181 50
  C2# 50 128.94353 220
  C3# 10 25 320
  C4# 10 25 320
CKT
  CAP 1 2 C^C1
  CAP 2 0 C^C2
  SRL 2 0 R=0.1 L=1.268
! RES 2 7 R=2320
! PRC 7 0 R=3e6 C=3
  SRL 1 3 R=0.1 L=7
  CAP 3 4 C^C3
  CAP 1 5 C^C4
  RES 5 6 R=33
  PRC 6 3 R=3e6 C=3 ! dides off with parasitic
  PRC 3 0 R=3e6 C=3 ! dides off with parasitic
! res 4 0 r=50
  DEF2P 4 2 PROBE
TERM
  PROBE 0 0 0.9578 0
OUT
  PROBE DB[S21] GR1
  PROBE DB[S11] GR1
  PROBE VSWR1
  probe Re[z2] gr2
  probe Im[z2] gr2a
! เอกสารนี้สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
! ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
FREQ
  SWEEP 9.5 12.3 0.01

```

```
GRID
GR1  0    -30    -3
GR2  1e3  20e3  2e3
gr2a -1e3  1e3   200
OPT
RANGE 10.6 10.8
PROBE DB[S11] < -15
PROBE DB[S21] = 0
```



```

! Q1SBO.CKT 01/26/94
! TRANSISTOR STABILITY AND GAIN ESTIMATION
DIM
  FREQ GHZ
  RES OH
  IND NH
  CAP PF
  LNG MIL
  TIME PS
  COND /OH
VAR
  cf# 0.1 12 10
  cl# 0.1 10 10
  lb# 0.1 1.5 10
CKT
  cap 1 0 c=10
  cap 1 2 c=390
  res 2 0 r=50
  def2p 1 2 zt
  S2PA 1 2 3 c3358cb1
  ind 3 0 l^lb
  cap 1 2 c^cf
  cap 2 0 c^cl
  DEF2P 1 2 Q1
TERM
  Q1 0.420 -153 0 0
OUT
  Q1 SB1 ! Input stability circle
  Q1 SB2 ! Output stability circle
  Q1 K GR1
! Q1 GP SC2
  Q1 S22 ! with termination
  Q1 RE[Z2] GR2
  Q1 IM[Z2] GR2A
  Q1 MAG[S22] GR3
  zt s11
  zt s22
  zt re[z1] gr2
  zt im[z1] gr2a
FREQ
  SWEEP 0.20 0.24 0.05
GRID
  GR1 0 2 .5
  GR2 -100 100 10
  GR2A -200 200 20
  GR3 0 2 0.2

```

```

! $CCS @(#)get -r1.1 /eesof/src/dos/ts300/test/examp
! TLRVCO.CKT
! Transmission line resonator testing.
! Fig.3.1.12

```

```
DIM
```

```

FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
COND /OH
ANG DEG

```

```
VAR
```

```

C1 # 0.5 10.197 15
COUT# 0.5 2.063 5
CD # 0.5 10 10

```

```
CKT
```

```

TLINP4A 1 0 0 0 Z=75 L=73.5 K=2.55 A=0.00031 F=0.1
SRC 1 2 R=0.35 C^CD
SRC 2 0 R=0.35 C^CD
RES 2 3 R=56000
CAP 3 0 C=10000
CAP 1 0 C^C1
CAP 1 0 C^COUT
CAP 1 4 C=10000
DEF1P 4 Z1 ! parallel rasonance

```

```
OUT
```

```

Z1 RE[Z1] GR1A
Z1 IM[Z1] GR1
Z1 MAG[S11] GR2
Z1 S11

```

```
FREQ
```

```
SWEEP 0.18 0.24 0.001
```

```
GRID
```

```

GR1 -300 300 60
GR1A -300 300 60
GR2 0 1 0.1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
! SCCS file dos/ts300/ @(#)get -r1.1 /eesof
! WBDAMP.CKT
! DARLINGTON COMPOUND FEEDBACK AMPLIFIER..
! Fig.3.65
```

```
DIM
```

```
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MIL
TIME NS
COND /OH
ANG DEG
```

```
CKT
```

```
CAP      1      2      C=33000
S2PA     2      3      4      2SC3356B
RES      2      3      R=360
S2PA     4      3      6      2SC3356B
RES      6      0      R=7.5
CAP      3      7      C=33000
DEF2P    1      7      AMP      ! MMIC fabrication.
CAP      11     22     C=33000
S2PA     22     33     44     2SC3356B
RES      22     33     R=360
S2PA     44     33     66     2SC3356B
SRL      66     0      R=7.5  L=3
CAP      33     77     C=33000
RES      22     0      R=220  ! DC BIAS
RES      44     0      R=240
SRL      33     0      R=270  L=5
DEF2P    11     77     AMP1    ! Discrete circuit.
```

```
OUT
```

```
AMP      DB [S21]   GR1
AMP1     DB [S21]   GR1
AMP      S11
AMP      S22
AMP1     S11
AMP1     S22
AMP      DB [S11]   GR3
AMP      DB [S22]   GR3
AMP1     DB [S11]   GR3
AMP1     DB [S22]   GR3
AMP      ANG [S21]  GR2
AMP      ANG [S12]  GR2
! AMP    TD [S21]   GR1A
```

```

FREQ
  SWEEP  .01  3.0  .10
GRID
  L RANGE  0.01  3.0
  GR1     0     20   2
  GR1A    0     1   .1
  GR2    -180  180  45
  GR2A    0     1
  GR3     0    -30  -5

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

! SCCS file dos/ts300/test
! WBTRNMD1.CKT
! Wideband transformer modeling.
! Fig.3.69
DIM
  FREQ GHZ
  RES OH
  IND NH
  CAP PF
  LNG MIL
  TIME PS
  COND /OH
  ANG DEG
VAR
  C # 0.01 0.14630 5
  C1 # 0.01 1.94654 5
  C2 # 0.01 1.94748 5
  R1 # 0.01 0.41955 5
  R2 # 0.01 0.37692 5
  RC # 100 387.29938 1000
  L1 # 1 25.63338 1000
  L2 # 1 25.60936 1000
  Lp # 1 1.344e+04 20000
CKT
  CAP 1 0 C^C1
  RES 1 2 R^R1
  IND 2 3 L^L1
  RES 3 0 R^RC
  IND 3 0 L^Lp
  XFER 3 4 0 0 N=1
  IND 4 5 L^L2
  RES 5 6 R^R2
  CAP 6 0 C^C2
  CAP 1 6 C^C
  DEF2P 1 6 T1
  S2PA 11 22 0 WBTRN1.S2P ! S-parameter file.
  DEF2P 11 22 A
OUT
  T1 DB[S21] GR1
  T1 MAG[S21] GR2
  T1 ANG[S21] GR2A
  T1 MAG[S11] GR2
  T1 ANG[S11] GR2A
  T1 S11
  T1 MAG[S21] GR3

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 SWEEP 0.001 1.00 0.005  
 ไม่ว่าจะผิดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

GRID
  LRRANGE 0.001 1
  GR1 0 -10 -1
  GR2 0 1 0.1
  GR3 0 1 0.1
  GR2A -180 180 36
OPT
  T1 MODEL A

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

! SCCS file tdata/motorola: @(#)get -r1.1 /eesof/src/tdata/motorola
! NPN Silicon, low-noise, small-signal amplifier. fT = 5.0 GHz @ 14mA
! NF = 2.4dB (Typ) @ f = 0.5 GHz , NF = 3.0 dB (Typ) @ f = 1.0 GHz
! BFR90 common emitter s-parameter
! VCE=5V; IC=30mA
# GHZ S MA R 50
! CE S-PARAMETER DATA
! FREQ          S11          S21          S12          S22
! GHz  MAG  ANG  MAG  ANG  MAG  ANG  MAG  ANG
0.04  0.0955  -38.712  26.529  151.02  0.0077  87.744  0.8126  -12.179
0.08  0.0885  -66.216  20.510  130.44  0.0124  85.860  0.7118  -18.312
0.15  0.0639  -90.706  13.160  110.61  0.0224  85.783  0.6089  -20.498
0.20  0.0689  -99.519  10.500  102.55  0.0296  83.871  0.5734  -21.016
0.30  0.0623  -94.779  7.271  92.00  0.0409  80.137  0.5560  -22.565
0.40  0.0613  -83.021  5.521  85.54  0.0552  75.588  0.5427  -23.756
0.45  0.0524  -74.233  4.856  81.44  0.0600  72.284  0.5348  -25.030
0.50  0.0554  -65.265  4.490  78.37  0.0670  73.636  0.5407  -25.739

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

!SCCS file tdata/motorola: @(#)get -r1.1 /eesof/src/tdata/motorola
!NPN Silicon,low-noise,small-signal amplifier. fT = 5.0 GHz @ 14mA
!NF = 2.4dB (Typ) @ f = 0.5 GHz , NF = 3.0 dB (Typ) @ f = 1.0 GHz
!BFR90 common base s-parameter
!VCE=5V; IC=30mA
#GHZ S MA R 50
!40-500MHz , CB S-PARAMETER DATA
!FREQ          S11          S21          S12          S22
!GHz           MAG    ANG    MAG    ANG    MAG    ANG    MAG    ANG
0.04  0.929 180  1.790 -0.0095  0.00094  54.632  0.9082 -1.082
0.08  0.931 177  1.804 -3.7424  0.00193  91.454  0.9156 -3.720
0.15  0.915 174  1.786 -7.2903  0.00406 111.290  0.9211 -7.831
0.20  0.913 173  1.776 -9.1329  0.00596 121.180  0.9181 -9.607
0.30  0.903 168  1.804 -15.156  0.01179 130.940  0.9278 -15.335
0.35  0.905 166  1.797 -16.516  0.01507 134.880  0.9247 -16.362
0.45  0.890 161  1.823 -22.125  0.02383 136.820  0.9257 -21.323
0.50  0.886 158  1.834 -25.627  0.02965 136.960  0.9288 -23.873

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

! SCCS file tdata/motorola: @(#)get -r1.1 /eesof/src/NEC
! C3358CB2.S2P
! 2SC3358/F2Y ; Low noise bipolar transistor ; NEC
! VCE=5V; IC=10mA
# GHZ S MA R 50
! S-PARAMETER DATA
!
!          S11          S21          S12          S22
!  FREQ    MAG    ANG    MAG    ANG    MAG    ANG    MAG    ANG
!  GHZ
0.04  0.871 179.74 1.761  -0.0077 0.00091  54.038 0.910  -0.0097
0.08  0.873 177.52 1.776  -3.4485 0.00165  95.235 0.919  -3.6983
0.15  0.860 174.94 1.762  -6.8044 0.00377 121.900 0.925  -7.8550
0.20  0.858 174.34 1.754  -8.5307 0.00589 133.870 0.924  -9.7257
0.30  0.851 169.78 1.785 -14.1230 0.01283 142.130 0.936 -15.3340
0.35  0.855 168.47 1.784 -15.5090 0.01701 145.880 0.934 -16.5360
0.45  0.847 164.04 1.818 -20.7910 0.02805 147.030 0.938 -21.7620
0.50  0.847 161.25 1.839 -23.9870 0.03498 147.130 0.945 -24.3270

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

!@(#) 2SC3356B.S2P      08/28/91
! MICROWAVE LOW NOISE BIPOLAR TRANSISTOR
! VCE = 10V , IC = 20MA
# GHZ S MA R 50
!          S11          S21          S12          S22
!Freq. MAG   ANG     MAG   ANG     MAG   ANG     MAG   ANG
! (GHz)
0.2  0.339 -107.0  16.516 108.7  0.035  66.1  0.459 -36.6
0.4  0.258 -147.3   8.928  92.1  0.060  71.0  0.343 -32.9
0.6  0.243 -167.7   6.022  83.0  0.085  71.9  0.305 -29.9
0.8  0.242  177.0   4.633  76.2  0.109  72.2  0.284 -29.4
1.0  0.260  164.5   3.744  69.9  0.136  70.4  0.266 -31.7
1.2  0.269  157.6   3.193  65.7  0.160  69.9  0.246 -35.0
1.4  0.294  148.7   2.750  58.8  0.187  66.7  0.233 -40.4
1.6  0.314  143.1   2.479  55.5  0.212  65.2  0.208 -43.6
1.8  0.343  136.5   2.185  50.1  0.238  62.4  0.190 -50.3
2.0  0.367  131.4   2.016  47.8  0.254  61.6  0.173 -48.3

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\* CBLNA1.CIR  
 \*\* COMMON BASE LNA. IMD TESTING.  
 \*\* Fig. 4.5

```

VCC      9      0      DC  6V
*VIN     A      0      AC  1
* two-tone input IMD testing signal.
VIN1     A      0      SIN(0 0.5 50MEG)
VIN2     B      0      SIN(0 0.5 52MEG)
RIN1     A      1a     100
RIN2     B      1a     100
* node 1-input (1-1a)
CC1      1a     2      0.22U
RE       2      11     220
L-RFC1   11     0      100U
* transformer-primary windings.
L1       3a     2      0.120U
* transformer-secondary windings.
L2       7      6a     1.76U
L3       6      4a     14.33U
* transformer losses.
rs1      3a     3      0.41
rs2      6a     6      6.74
rs3      4a     4      55
K123    L1  L2  L3    0.99
* low noise microwave bipolar transistor(packaged model)
XQ1     41 52 32    C3358PG
* 2SC3358EY(packaged)
.SUBCKT C3358PG 1 2 3
LPc  1  C      0.05N
LPb  2  BB     0.05N
Ccb  BB  C      0.02P
Lb   BB  B      0.6N
LPe  3  EE     0.01N
Le   EE  E      0.3N
Cbe  BB  EE     0.01P
Cce  C   EE     0.03P
Q1   C  B  E      C3358
.MODEL C3358 NPN(IS=1.93E-15 BF=120 NF=1.011 VAF=37 IKF=0.2
+
ISE=1.91E-14 NE=1.97 BR=39 NR=1.01 VAR=10
+
IKR=0.02 ISC=7.01E-17 NC=0.986 RB=11
+
RBM=6.3 IRB=2.6E-4 RE=0.51 RC=0.650 XTF=1
+
TF=1.065E-11 ITF=0.15 VTF=100 PTF=0
+
TR=1.0E-9 CJE=3.78E-12 VJE =.786 MJE=0.338
+
FC=0.5 CJC=1.90E-12 VJC=0.496 MJC=0.274)
.ENDS

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 อนุมัติโดยทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

LpC      4      41      0.05N
Lpe      3      31      0.01N
Le       31     32      0.3N
Ce_c     41     31      0.03P
LPb      5      51      0.05N
Lb       51     52      0.6N
Cbe      51     31      0.01P
Cbc      51     41      0.02P
CB       5      0       0.47U
RB1      8      5       3900
RB2      5      0       1800
CC2      6      10     0.22U
RL       10     0       50
CB2      7      0       1U
RC       7      8       22
L-RFC2   8      9       100U
* RF Pulse testing
* Vgate   G      0       PULSE(0 5 2u 1n 1n 5u 20u)
* RVgate  G      0       1K
* S1      1a 1 G 0       Gating
* .MODEL  Gating   VSWITCH(Ron=0.1 Roff=1E9 Von=5 Voff=0)

.PROBE
.OP
.four 50MEG v(10)
*.AC OCT 10 1E6 512E6
.TRAN 1N 25U 0U 0.25N
.END

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

** PROBE-1C.cir **
** Rectangular RF pulse **
** Simulation of Fig.3.86 **

*. VC1   A1      0   PULSE 0 5 30U 0.5N 0.5N 10U
* RC1   A1      0   100
* S1    C3 C4 A1  0   VSWITCH
* .MODEL VSWITCH  VSWITCH( Ron=0.00001 Roff=10Meg Von=4 Voff=0

```

```

** Gaussian RF pulse **

```

```

VCAR    m2      0   SIN(0 200 10.7MEG 5u 0 95)
EMOD    m1      0   value={1*exp(-pwr(time-25e-6,2)/((2*0.002e-8)))}
EPOLY   m3      0   POLY(2) (m1,0) (m2,0) 0 0 0 0 1
RPOLY1  m1      0   1E6
RPOYL2  m2      0   1E6
R0      m3      1   50
** Probe & Duplexer **
C1      1       2   48.262P
C2      2       0   128.9435P
L1      2       2A  1.268U
Rlo1    2A      0   0.1
Rmth1   2       7   1320
XD1     C4      1   DSW
* RB1   C4      1   0.01
XD2     7       0   DSW
* RB2   7       0   0.01
L2      1       1A  9.35U
Rlo2    1A      3   0.1
C4      1       5   25P
Rmth2   5       6   33
XD3     6       0   DSW
* RB3   6       3   0.01
XD4     3       0   DSW
* RB4   3       0   0.01
C3      3       4   25P
Rxin    4       0   50
DI1     4       0   D1SS241
DI2     0       4   D1SS241
** Diodes switch with parasitic **
.subckt dsw 1 2
d1      1       1a  d1N4151
d2      1       1b  d1N4151
ll1     1a      2   2n
ll2     1b      2   2n

```

```

d3      2      2a    d1N4151
d4      2      2b    d1N4151
l13     2a     1      2n
l14     2b     1      2n
cc      1      2      1.2p
.model  D1N4151  D(IS=0.1P RS=3 CJO=1.0P BV=100 IBV=0.1P
+              TT=3N)
.ends

.model  D1SS241  D(IS=1.095P N=1.423 RS=0.1267 IKF=0 XTI=3
+              EG=1.11 CJO=1.162P M=0.1249 VJ=0.3905
+              FC=0.5  ISR=343.8N NR=2  BV=30  IBV=100U
+              TT=5N)

.TRAN   1N      70U
.PROBE
.END

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\* COMFB.CIR  
 \*\* WBDAMP: Wideband Darlington compound feedback amplifier.  
 \*\* Fig.3.65

\* C3356 MODEL (packaged)

```
.SUBCKT C3356L 1 2 3
LPc 1 C 0.05N
LPb 2 BB 0.05N
Ccb BB C 0.02P
Lb BB B 0.4N
LPe 3 EE 0.01N
Le EE E 0.2N
Cbe BB EE 0.01P
Cce C EE 0.03P
Q1 C B E C3356L
.MODEL C3356L NPN(IS=1.93E-15 BF=120 NF=1.011 VAF=37 IKF=0.2
+ ISE=1.91E-14 NE=1.97 BR=39 NR=1.01 VAR=10
+ IKR=0.02 ISC=7.01E-17 NC=0.986 RB=11
+ RBM=6.3 IRB=2.6E-4 RE=0.51 RC=0.650 XTF=1
+ TF=1.065E-11 ITF=0.15 VTF=100 PTF=0
+ TR=1.0E-9 CJE=3.78E-12 VJE =.786 MJE=0.338
+ FC=0.5 CJC=1.90E-12 VJC=0.496 MJC=0.274)
.ENDS
```

\*\* COMPOUND FEEDBACK AMPLIFIER.

```
CC1 1 2 0.033U
XQ1 3 2 4 C3356L
RB1 2 0 220
RF 2 3a 360
LF 3a 3 3N
RB2 4 0 240
XQ2 3 4 6 C3356L
LEE 6 7 3N
RE 7 0 7.5
LRFC 3 8 50N
Rbias 8 9 270
CB1 9 0 0.1U
VCC 9 0 12
CC2 3 10 0.033U
RL 10 0 50
*VIN A 0 AC 1
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

** two-tone for IMD testing.
Vin1 A 0 SIN(0 0.3 100MEG)
RS1 A 1 100
Vin2 B 0 SIN(0 0.3 110MEG)
RS2 B 1 100

.PROBE
.OP
*.AC DEC 10 0.1MEG 10000MEG
.TRAN 1NS 2US 0US 0.1NS
.WATCH TRAN V(2) V(4)
.END

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

** TypeII ,Third order Loop Filter **
** Fig.3.44
VIN      F1      0      PULSE(0V 5V 200NS 2NS 2NS 220US 250US)
*VIN     F1      0      ac 1
RF1      F1      F2      1.8K
Vbias    F3      0      2.5
CF1      F2      F4      0.33U
RF2      F4      F5      12K
CF2      F4      F5      0.068U
XAMPF    F3 F2 6 7 F5 OPA37/BB-E

* Addition LPF: Fc=600 Hz ,d=0.1.
VCC      6      0      12
VEE      7      0      -12
R1       F5      2      12K
R2       2      3      12K
C2       3      0      2200P
C1       2      4      0.22U
** VCO control voltage
RR       4      5      10K
CC       5      0      0.02U
XAMP 3 4 6 7 4 OP-37G/AD
.LIB
.OP
*.ac dec 100 1 1000k
.TRAN 1NS 50mS
.PROBE
.END

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\*\*\*\*  
 \* MODULATOR \*  
 \* Fig.3.55

.SUBCKT MOD 10 8 4 1 6 12 2 3 5 14

Q1 12 8 A M901  
 Q2 6 10 A M901  
 Q3 12 10 B M901  
 Q4 6 8 B M901  
 Q5 A 4 3 M901  
 Q6 B 1 2 M901  
 Q7 3 5 D M901  
 Q8 2 5 E M901  
 Q9 5 5 C M901  
 RC C 14 500  
 RD D 14 500  
 RE E 14 500

.MODEL M901 NPN(IS=4.39E-16 BF=185 NF=1.002 VAF=34.0 IKF=0.04  
 + ISE=1.04E-15 NE=1.52 BR=5.4 NR=1.009 VAR=25  
 + IKR=0.013 ISC=3.22E-16 NC=1.06 RB=20 IRB=2.6E-4  
 + RBM=10 RE=0.693 RC=1.12 TF=2.93E-11 XTF=0.395  
 + ITF=0.0259 VTF=100 PTF=0.0 TR=1E-9 CJE=8.78E-13  
 + CJC=1.09E-12 VJC=0.473 MJC=0.269)

.ENDS

\*\* MODULATOR \*\*

Rin 15 0 50  
 Cin 15 10 0.1U  
 XBALMOD 10 8 4 1 6 12 2 3 5 14 MOD  
 Rcar10 10 17 100  
 Rcar8 8 17 100  
 R15 17 0 1K  
 C17 17 0 0.1U  
 R18 17 18 1K  
 \*Rc1 18 6 3.9K  
 \*Rc2 18 12 3.9K  
 Rbias 5 0 9.6K  
 Rgain 2 3 1.5K  
 Rsig1 1 0 50  
 Rsig4 4 0 25

\* SIGNAL BALANCED

R24 24 1 500  
 Rbal1 24 14 2K  
 Rbal2 26 14 2K  
 R26 26 4 500

## \* OUTPUT TRANSFORMER

```

RCC      18   18A  22
CB0      18A  0    10U
L1       6    18A  9
L2      18A  12   9
L3      30   0    1
K123     L1 L2 L3  0.99  KT

```

## \* OUTPUT AMPLIFIER

```

C31      30   31   0.1U
R31      31   0    220
R32      31   32   360
R33      33   0    240
R34      34   0    7.5
RC32     32   18   240
C35      32   35   0.1U
Q1       32  31  33  MRF571/MC
Q2       32  33  34  MRF571/MC
RLA      35   0    50

```

## \*\* Envelope function \*\*

```

eMOD B 0 value={0.5*(sin(3.1417*(time-25U)*300K))/(3.1417*(time-25U)*300K)
*eMOD B 0 value={0.5*exp(-pwr(time-25e-6,2)/(2*0.002e-8))
VMOD B 0 PULSE(0 0.5 20U 50N 50N 10U 50U)
Rs2 B 1 50
.MODEL KT CORE
.LIB
.PROBE
.TRAN 1N 50US
.OP
.END

```

\*\* Push-pull cascode amplifier.\*\*

\*\* Fig.3.71

\*\* IMD. Testing.

\*\* Two tone input signal.

```
V1 111 0 SIN(0 500m 100MEG)
V2 222 0 SIN(0 500m 110MEG)
*V1 111 0 AC 50m
RIN 111 1 100
RIN2 222 1 100
```

\*\* Input Transformer model.

```
R1 1 2 0.419
C1 1 0 1.946p
L1 2 3 25.633n
RC 3 0 387.299
LP 3 0 13.44u
RLP 3 4 0.001
L2 4 0 1
L3 5 8 1
L4 5 6 12.804n
L5 8 9 12.804n
R2 6 7 0.187
R3 9 10 0.187
C2 7 10 1.947p
K1 L2 L3 0.9999 KT
```

\*\* Cascode Amplifier.

```
VCC 35 0 DC 12V
Q1 21 7 22 BFR90
Q3 23 24 21 BFR90
Q2 27 10 28 BFR90
Q4 29 30 27 BFR90
RBA 22 28 390
CBA 22 28 33p
R111 33 0 2.7K
RB21 33 7 1.5K
RB22 33 10 1.5K
R333 33 34 1.5K
R444 34 35 1.2K
R5 35 36 25
R6 22 0 3.3
R7 28 0 3.3
R8 24 34 560
R9 30 34 560
R10 23 25 1.2K
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

R11  29  31      1.2K
C11  34  0       1.0u
C33  36  0       1.0u
C44  25  7       1.0u
C55  31  10      1.0u

```

```
*Output Transformer model.
```

```

R21  23  37      0.461
L21  37  38      5.633n
C21  23  36      2p
RC2  38  36      331.374
LP2  38  36      12.52u
RLP2 38  39      0.001
L22  39  36      2.5
L23  40  0       2.5
K2   L22 L23 0.9999 KT
L24  40  41      5.804n
R22  41  42      0.411
C22  42  0       3.353p
R23  29  43      0.461
L25  43  44      5.633n
C23  29  36      2p
RC3  44  36      331.374
LP3  44  36      12.52u
RLP3 44  45      0.001
L26  45  36      2.5
L27  0   46      2.5
K3   L26 L27 0.9999 KT
L28  46  47      5.804n
R24  47  42      0.411
C24  42  0       3.353p

```

```
* Output
```

```

RL   42  0       50
.MODEL BFR90 NPN(IS=1.09244E-15 BF=50 NF=1.0039427
+ VAF=27.1744092 IKF=0.0500241 ISE=3.34599E-14
+ NE=1.9854078 BR=12.17876 NR=1.0203464 VAR=6
+ IKR=7.15242E-3 ISC=8.24479E-16 NC=1.1269753
+ RB=71.7766174 IRB=7.88779E-4 RBM=1 RE=0.2
+ RC=2.2420787 TF=1.82344E-11 XTF=0.2456815
+ ITF=0.05 VTF=25 PTF=23 TR=1E-10
+ VJE=0.5195817 MJE=0.5 FC=0.7 CJE=2.27721E-12
+ CJC=1.06764E-12 VJC=0.735956 MJC=0.5)

```

```
.model KT core
```

```
.OP
```

```
.TRAN 10p 0.3us 0us 10p
```

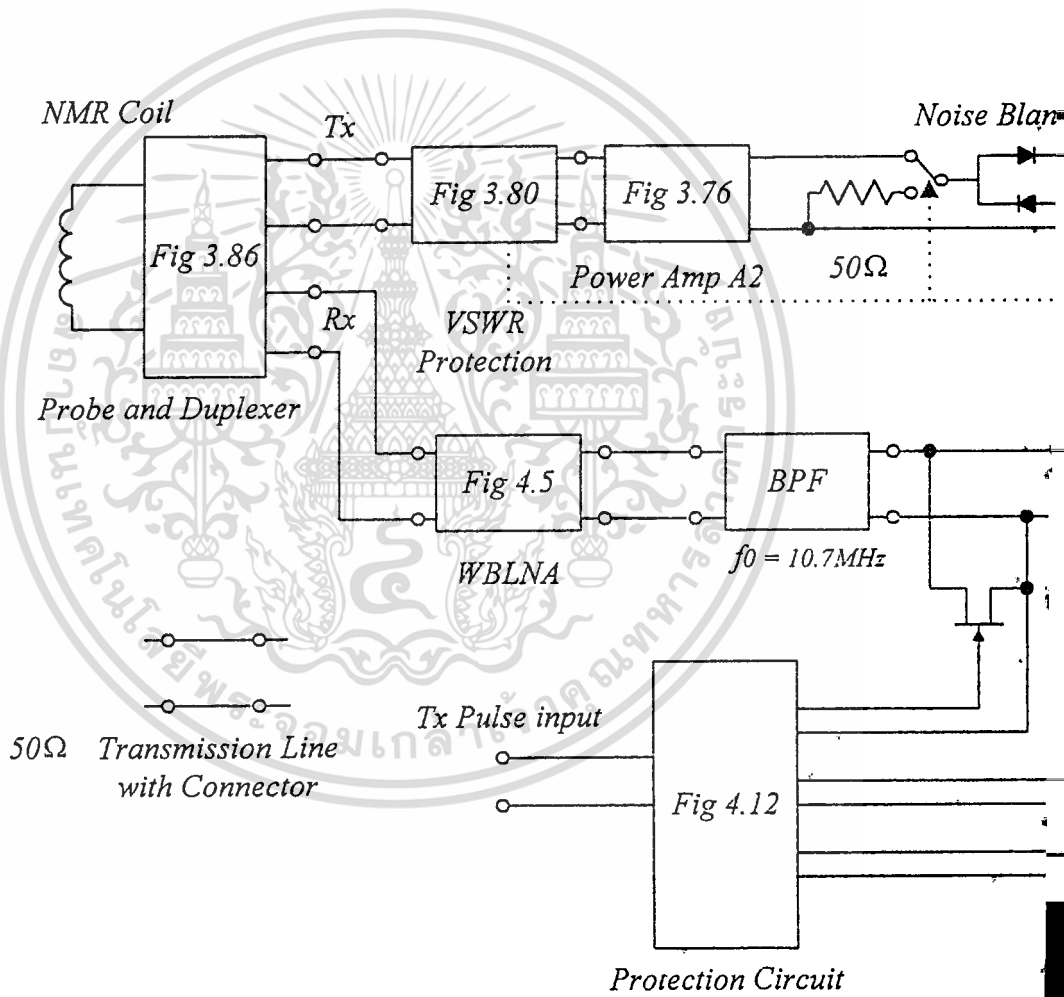
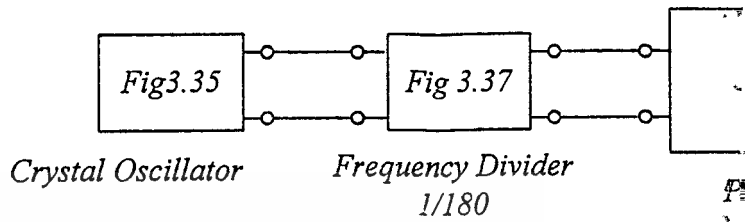
```
.FOUR 100MEG V(42)
```

```
*.AC LIN 100 1MEG 1000MEG
```

```
.PROBE
```

```
.END
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นายสาวัดดี บุญยะเวศ เกิดวันที่ 15 ธันวาคม 2508 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาดุษฎีบัณฑิตกิตติมศักดิ์จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2532 ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำคณะวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร มีบทความวิชาการระดับประเทศ 8.บทความ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้