

สัญญาฉบับกรมช่างวิศวกรรมในวงจรรอบสวิตช์เลเตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์รอยต่อ ไบโพลาร์



นายเด่นพงษ์ ณ พัทลุง

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

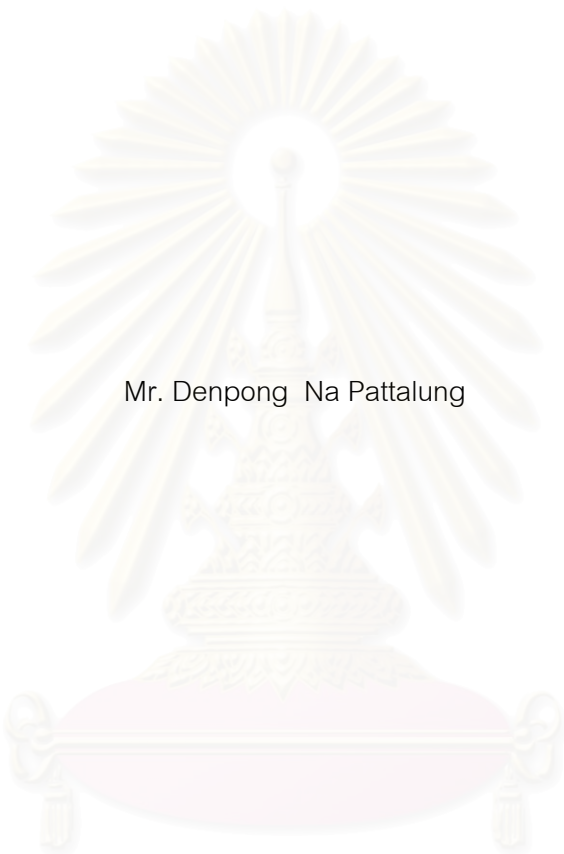
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2543

ISBN 974-13-0227-4

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PHASE NOISE IN OSCILLATORS USING A BIPOLAR-JUNCTION TRANSISTOR



Mr. Denpong Na Pattalung

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2000

ISBN 974-13-0227-4

นาย เคนพงษ์ ณ พัทลุง : สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์รอยต่อ-
ไบโพลาร์ (PHASE NOISE IN OSCILLATORS USING A BIPOLAR-JUNCTION TRANSISTOR)

อ. ที่ปรึกษา : ผศ. ดร.ฉัตรชัย ไวยยาพัฒนกร , 122 หน้า. ISBN 974-13-0227-4.

สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในออสซิลเลเตอร์เป็นหนึ่งในหลายๆ ปัญหาที่ลดทอนสมรรถนะของระบบสื่อสาร ถ้าสามารถลดปริมาณสัญญาณรบกวนชนิดนี้ลงได้จะทำให้ความจุของสัญญาณของระบบสื่อสารทั้งภาพและเสียงที่ใช้ในปัจจุบัน เช่น วิทยุ โทรทัศน์ ฯลฯ เพิ่มขึ้น ซึ่งแนวทางการลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคสามารถทำได้สองวิธีคือ ออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนภายในต่ำ หรือออกแบบวงจรที่แปลงสัญญาณรบกวนภายในออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคได้น้อย ดังนั้นเพื่อหาแนวทางการออกแบบที่เหมาะสมวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงศึกษาสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยวิธีวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ที่ความถี่ประมาณ 73 MHz โดยเปรียบเทียบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ และมีรูปแบบการต่อวงจรขยายแตกต่างกัน 3 ชนิด คือวงจรขยายแบบเบสร่วม คอลเลคเตอร์ร่วม และอิมิตเตอร์ร่วม โดยจะแปรค่าของอุปกรณ์ในช่วงที่ออสซิลเลเตอร์มีปริมาณสัญญาณรบกวนภายในวงจรออสซิลเลเตอร์ต่ำดังเงื่อนไขที่กล่าวมา

ผลการศึกษาวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 รูปแบบ พบว่าการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีปริมาณสัญญาณรบกวนในวงจรต่ำ และอัตราส่วนระหว่างส่วนจินตภาพของเรโซเนเตอร์กับส่วนจินตภาพของตัวเก็บประจุในเรโซเนเตอร์มีค่าสูง สามารถลดปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคทั้งที่ความถี่ออฟเซตต่ำและสูงลงได้ แต่อย่างไรก็ดีค่าอุปกรณ์ที่ใช้สร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคให้มีค่าต่ำสุดทั้งกรณีความถี่ออฟเซตต่ำและสูงมีค่าแตกต่างกันไปตามชนิดของวงจรขยาย ในกรณีที่ต้องการสร้างออสซิลเลเตอร์ตามแนวทางการออกแบบในงานวิจัยนี้พบว่า วงจรเบสร่วมเหมาะสมที่จะใช้ออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซตสูงเนื่องจากสามารถทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคจะมีค่าต่ำสุดเท่าที่เป็นไปได้ อย่างไรก็ตามที่ความถี่ออฟเซตต่ำสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคจะมีค่าจำกัดค่าหนึ่ง วงจรอิมิตเตอร์ร่วมเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซตต่ำลงได้มากที่สุดในการดาววงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 แบบ

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2543

4070279421 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD : PHASE NOISE / CIRCUIT TOPOLOGIES / BIPOLAR-JUNCTION TRANSISTOR / COMMON-BASE / COMMON-COLLECTOR / COMMON-EMITTER

DENPONG NA PATTALUNG : PHASE NOISE IN OSCILLATORS USING A BIPOLAR-JUNCTION TRANSISTOR. THESIS ADVISOR : ASIST. PROF. CHATCHAI WAIYAPATTANAKORN. Ph.D., 122 pp. ISBN 974-13-0227-4

Phase noise in oscillator is a factor that degrades performance of the communication systems. Decreasing the phase noise increases the channel's capacity. Phase noise can be decreased by 2 methods. One is design an oscillator that has low background noise. The other is design an oscillator that has low level of conversion of the background noise to phase noise . To find a proper way in oscillator design, this thesis studies the phase noise using large signal analysis at an approximate frequency of 73 MHz by comparing 3 types of clapp oscillator using a bipolar-junction transistor, the common base, the common collector and the common emitter circuits. The component values are varied in the range that the oscillator has low background noise

Results from the study of 3 type of oscillators show that designing an oscillator with low background noise and high value of the ratio of the imaginary part of the resonator and the imaginary part of the capacitor in the resonator can decrease phase noise in both the low and high offset-frequency cases. However the component values of the lowest phase noise oscillators in both the low and high offset-frequency cases depend on the type of the amplifier circuits. It is found that the common base circuit is suitable for designing an oscillator with low phase noise for the high offset frequency case, because its phase noise can be suppressed as low as possible. However at low offset frequency, the phase noise has a limited value. The common emitter is the best of the three circuit topologies in decreasing phase noise for the low offset-frequency case.

Department Electrical Engineering Student's Signature

Field of study Electrical Engineering Advisor's Signature

Academic year 2000

กิตติกรรมประกาศ

กระผมขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงสำหรับความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ฉัตรชัย ไวยาพัฒนกร อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ท่านได้ให้โอกาส ให้ความรู้ ความคิด และคำแนะนำ ตลอดจนเอกสารประกอบงานวิจัยด้วยดีตลอดมา จนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

และขอขอบคุณ คุณศุภเชษฐ์ เพิ่มพูนวัฒนาสุข คุณธีรศักดิ์ อนันตกุล คุณธนัญ จารุวิทย์-โกวิท และคุณเอกฤทธิ์ มณีน้อย ที่ช่วยเหลือให้คำปรึกษาและแนะนำแนวทาง

สุดท้ายนี้ กระผมขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา พี่สาว และน้องสาวของกระผมที่ให้การสนับสนุน ให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษาและให้กำลังใจที่มีค่ายิ่งแก่กระผมตลอดมา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ฎ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	2
1.3 ขอบเขตของโครงการวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 คำาโครงการวิทยานิพนธ์.....	3
2. การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลา.....	4
2.1 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยระเบียบวิธีสมดุลฮาร์มอนิก.....	4
2.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยระเบียบวิธีกระแสไม่เชิงเส้น.....	5
2.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลาชนิดอื่นๆ.....	5
2.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลาด้วยวิธีวิเคราะห์สัญญาณ ขนาดใหญ่[7].....	6
2.4.1 กระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวัฏภาค.....	7
2.4.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนขาว (white-noise) , [7].....	11
2.4.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนสีอื่นๆ ($f^{-\alpha}$ noise , $0 < \alpha < 2$) จาก,[7].....	13
2.5 แผนที่ปวงคาเร(Poincare' Maps).....	18
2.6 วิธีโคจรการปริพันธ์ (integration trajectories).....	20
2.7 การหาผลเฉลยรายคาบที่สภาวะอยู่ตัวของระบบพลวัตด้วยแผนที่ปวงคาเรด้านเดียว.....	22
2.8 การวิเคราะห์ห่วงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยสมบัติความต้านทานลบ[2].....	23

บทที่	หน้า
3. ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค.....	25
3.1 รูปแบบการต่อวงจรออสซิลเลเตอร์และแบบจำลองทรานซิสเตอร์.....	26
3.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบเบสร่วม.....	26
3.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม.....	33
3.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบคอลเลกเตอร์ร่วม.....	36
3.2 เปรียบเทียบผลการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคกับ [7].....	39
1.3 ผลการแปรค่าปัจจัยต่างๆในวงจรออสซิลเลเตอร์.....	43
1.1.1 ผลการแปรค่าอุปกรณ์เชิงงาน.....	43
1.1.1.1 การแปรค่า R_4 ที่ใช้กำหนดค่าของ U_{bb} , R_{bb} ในวงจรไบแอส.....	44
1.1.1.2 การแปรค่า R_1 ที่ใช้กำหนดค่าของ V_{CE}	50
1.1.1.3 การแปรค่า R_4 และ $C_{feedback}$ ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	56
1.1.1.4 การแปรค่า R_4 และ C_{load} ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	61
1.1.1.5 การแปรค่า R_4 และ C_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	66
1.1.1.6 การแปรค่า R_4 และ L_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	71
1.1.1.7 การแปรค่า R_4 และ R_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	76
1.1.2 ผลการแปรค่าตัวแปรในแบบจำลองทรานซิสเตอร์.....	81
1.1.1.1 การแปรค่า R_4 และ β_f ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	82
1.1.1.2 การแปรค่า R_4 และ I_S ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	87
1.1.1.3 การแปรค่า R_4 และ V_{ar} ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	92
1.1.1.4 การแปรค่า R_4 และ V_{af} ในวงจรขยายแต่ละวงจร.....	97
4. วิเคราะห์และสรุปผลการวิจัย.....	103
4.1 การแปรค่าส่วนอิมพีแดนซ์ในเรโซเนเตอร์.....	103
4.2 การแปรค่าของ $C_{feedback}$ เมื่อออกแบบ $X_{LCO} = 50 \Omega$ และ $X_{C0} = 140 \Omega$	107
4.3 การแปรค่าของ R_0 เมื่อออกแบบ $X_{LCO} = 50 \Omega$ และ $X_{C0} = 140 \Omega$	111
4.4 การเลือกชนิดวงจรขยายและอุปกรณ์สร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคต่ำสุด.....	117
4.4.1 ชนิดของวงจรขยาย.....	117
4.4.2 สมบัติของทรานซิสเตอร์.....	117
4.4.3 จุดทำงานของทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์ที่ใช้ไบแอสทรานซิสเตอร์.....	118

บทที่	หน้า
4.4.4 การเลือกค่าของอุปกรณ์กำหนดความถี่.....	118
4.5 สรุปผลการวิจัย.....	119
4.6 ข้อเสนอแนะ.....	119
รายการอ้างอิง.....	120
ประวัติผู้เขียน.....	122



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 3.1 ค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม.....	28
ตารางที่ 3.2 ค่าตัวแปรในทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เบอร์ BCY 59	28
ตารางที่ 3.3 ค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอิมิตเตอร์ร่วม.....	34
ตารางที่ 3.4 ค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลเล็กเตอร์ร่วม.....	37
ตารางที่ 3.5 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ แปรค่า R_4 ในช่วง 2 – 30 k Ω	48
ตารางที่ 3.6 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ แปรค่า R_1 จาก 200 Ω จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	54
ตารางที่ 3.7 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ แปรค่า $C_{feedback}$ จาก 50 – 225 pF และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	60
ตารางที่ 3.8 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า C_{load} จาก 50 pF จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	65
ตารางที่ 3.9 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า C_0 จาก 33 – 1000 pF และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	70
ตารางที่ 3.10 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า L_0 จาก 110 – 1000 nH และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	75
ตารางที่ 3.11 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า R_0 จาก 0.2 – 2 Ω และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	80
ตารางที่ 3.12 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า β_f จาก 100 – 450 และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	86
ตารางที่ 3.13 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า I_S จาก 5 – 40 fA และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	91
ตารางที่ 3.14 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า V_{ar} จาก 3.054 – 10V และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	96
ตารางที่ 3.15 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ เพิ่มค่า V_{af} จาก 30 – 90 V และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22$ k Ω	101

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อ
 แปรค่าของ R_0 และ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$ 115

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต่อวงจรขยายต่างกันที่ความถี่ออส-
 ซิลเลต 73 MHz และ $R_4 = 22\text{ k}\Omega$ 116



สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 2.1 การแยกผลเฉลยที่ถูกรบกวนของสมการอนุพันธ์เป็นวงรอบจำกัดที่ไม่ถูกรบกวนกับการ เลื่อนของเวลาและการเบี่ยงเบนในทิศทางตั้งฉากกับวงรอบจำกัด.....	8
รูปที่ 2.2 การรวมกันของสเปกตรัมของแหล่งสัญญาณรบกวน $f^{-\alpha}$ ที่สร้างจากกระบวนการของ Ornstein-Uhlenbeck ที่เป็นอิสระต่อกันทางสถิติ.....	14
รูปที่ 2.3 นิยามของแผนที่ปวงคาเร.....	18
รูปที่ 2.4 แนวการเคลื่อนที่ของระบบที่วิ่งไปที่ตัดกับระนาบ Σ ลำดับ $\{x_1, x_3, x_5, \dots\}$ เป็นวง- โคจรของแผนที่ปวงคาเรด้านบวกด้านเดียว P_+ ส่วนลำดับ $\{x_2, x_4, x_6, \dots\}$ เป็นวง- โคจรของแผนที่ปวงคาเรด้านลบด้านเดียว P_- และลำดับสมบูรณ $\{x_1, x_2, x_3, \dots\}$ เป็น วงโคจรของแผนที่ปวงคาเรสองด้าน P_{\pm}	19
รูปที่ 2.5 วงจรอออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนขยายและละเลยผลของความ- ต้านทานภายในที่ขาทรานซิสเตอร์ที่วิเคราะห์ด้วยสมบัติความต้านทานลบ.....	24
รูปที่ 3.1 วงจรอออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยาย กระแสลับแบบเบสร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวน[7].....	27
รูปที่ 3.2 แบบจำลองทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ของกัมเมล-พูนที่มีแหล่งสัญญาณรบกวน[7].....	27
รูปที่ 3.3 วงจรอออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยาย แบบอิมิตเตอร์ร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวน.....	33
รูปที่ 3.4 วงจรอออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยาย แบบคอลเลกเตอร์ร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวน.....	36
รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรอออสซิลเลเตอร์เบสร่วม ระหว่างผลการวัด(____) และผลการคำนวณ(____)ที่ค่า $R4 = 5.1 \text{ K}\Omega$ (ผลจาก[7])	39
รูปที่ 3.6 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรอออสซิลเลเตอร์เบสร่วม ระหว่างผลการวัด(____) และผลการคำนวณ(____)ที่ค่า $R4 = 10 \text{ K}\Omega$ (ผลจาก[7])	40
รูปที่ 3.7 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรอออสซิลเลเตอร์เบสร่วม ระหว่างผลการวัด(____) และผลการคำนวณ(____)ที่ค่า $R4 = 22 \text{ K}\Omega$ (ผลจาก[7])	40

ภาพประกอบ

หน้า

รูปที่ 3.8 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วม , ผลการวิเคราะห์ใน[7] และ ผลการวัดจาก[7]ซึ่งแสดงเฉพาะที่ความถี่(Hz) 1,10,100,1k,10k,100kHz เมื่อ $R_4 = 5.1\text{ K}\Omega$41

รูปที่ 3.9 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วม , ผลการวิเคราะห์ใน[7] และ ผลการวัดจาก[7] ซึ่งแสดงเฉพาะที่ความถี่(Hz) 1,10,100,1k,10k,100kHz เมื่อ $R_4 = 10\text{ K}\Omega$41

รูปที่ 3.10 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วม , ผลการวิเคราะห์ใน[7] และ ผลการวัดจาก[7] ซึ่งแสดงเฉพาะที่ความถี่(Hz) 1,10,100,1K,10K,100KHz เมื่อ $R_4 = 22\text{ K}\Omega$42

รูปที่ 3.11 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$ ของ วงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตาราง 3.1,3.2.....44

รูปที่ 3.12 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$ ของ วงจรออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตาราง 3.2,3.345

รูปที่ 3.13 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$ ของ วงจรออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตาราง 3.2,3.445

รูปที่ 3.14 กำลังขาออกจากขาคอลเลกเตอร์เมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$ ของวงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆดังตาราง 3.1,3.2.....46

รูปที่ 3.15 กำลังขาออกจากขาคอลเลกเตอร์เมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$ ของวงจรออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆดังตาราง 3.2,3.3.....46

รูปที่ 3.16 กำลังขาออกจากขาอิมิตเตอร์เมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$ ของวงจรออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆดังตาราง 3.2,3.4.....47

รูปที่ 3.17 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_4 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5.1,10,22\text{ k}\Omega$ 51

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 3.18 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์คอลลีเกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการอสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5, 1, 10, 22\ \text{k}\Omega$	52
รูปที่ 3.19 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการอสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5, 1, 10, 22\ \text{k}\Omega$	52
รูปที่ 3.20 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการอสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5, 1, 10, 22\ \text{k}\Omega$	53
รูปที่ 3.21 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์คอลลีเกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการอสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5, 1, 10, 22\ \text{k}\Omega$	53
รูปที่ 3.22 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการอสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5, 1, 10, 22\ \text{k}\Omega$	54
รูปที่ 3.23 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต $10\ \text{Hz}$ เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_2)	57
รูปที่ 3.24 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลลีเกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต $10\ \text{Hz}$ เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)	57
รูปที่ 3.25 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต $10\ \text{Hz}$ เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)	58
รูปที่ 3.26 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_2)	58
รูปที่ 3.27 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลลีเกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)	59
รูปที่ 3.28 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)	59
รูปที่ 3.29 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต $10\ \text{Hz}$ เมื่อแปรค่า C_{load} (C_1)	62

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 3.72 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{af}	98
รูปที่ 3.73 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{af}	99
รูปที่ 3.74 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{af}	99
รูปที่ 3.75 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{af}	100
รูปที่ 3.76 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{af}	100
รูปที่ 4.1 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของอิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$	104
รูปที่ 4.2 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของอิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$	104
รูปที่ 4.3 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของอิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$	105
รูปที่ 4.4 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของอิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$	105
รูปที่ 4.5 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของอิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$	106
รูปที่ 4.6 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของอิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$	106

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.7 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$, (C_2) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	108
รูปที่ 4.8 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$, (C_3) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	108
รูปที่ 4.9 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$, (C_3) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	109
รูปที่ 4.10 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$, (C_2) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	109
รูปที่ 4.11 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$, (C_3) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	110
รูปที่ 4.12 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$, (C_3) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	110
รูปที่ 4.13 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	112
รูปที่ 4.14 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	112
รูปที่ 4.15 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$	113

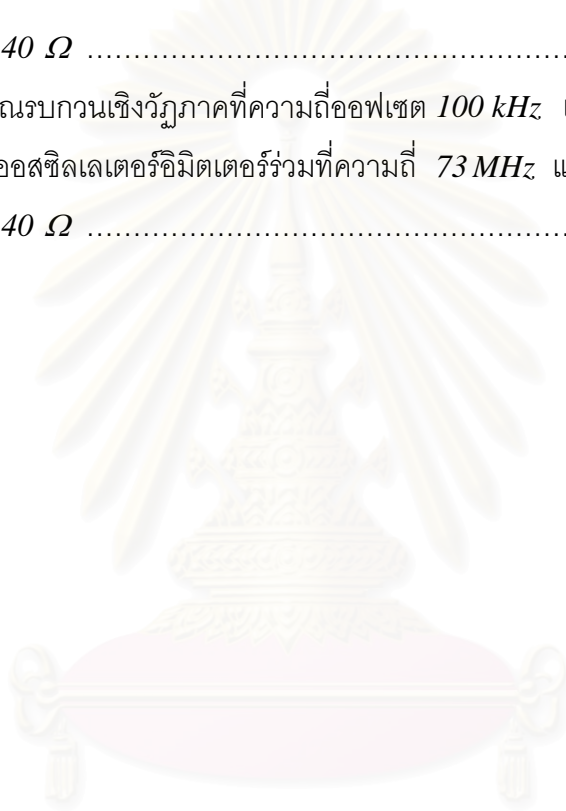
ภาพประกอบ

หน้า

รูปที่ 4.16 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดย
 ออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์
 $X_{C_0} = 140\ \Omega$ 113

รูปที่ 4.17 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดย
 ออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเล็กเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์
 $X_{C_0} = 140\ \Omega$ 114

รูปที่ 4.18 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดย
 ออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์
 $X_{C_0} = 140\ \Omega$ 114



สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค (phase noise) คือ แถบพลังงานสัญญาณรบกวนในอาณาจักรความถี่ที่ปรากฏรอบ ๆ ความถี่สัญญาณขาออกของออสซิลเลเตอร์ ในความเป็นจริงสัญญาณรบกวนในออสซิลเลเตอร์ (oscillator noise) นี้มิได้มีเพียงสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเท่านั้น ยังปรากฏสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการแปลงสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเป็นเชิงขนาด (phase to amplitude noise) เชิงขนาดเป็นเชิงวัฏภาค (amplitude to phase noise) และสัญญาณรบกวนเชิงขนาด (amplitude noise) รวมเป็นแถบสัญญาณรบกวนที่ปรากฏรอบความถี่ของออสซิลเลเตอร์ แต่สัญญาณรบกวนส่วนใหญ่จะเกิดจากสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค ดังนั้นจึงมักเรียกสัญญาณรบกวนในออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค ซึ่งสามารถพิจารณาเป็นการกล้ำสัญญาณทางวัฏภาค (phase modulation) ของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำกับสัญญาณขาออกของออสซิลเลเตอร์ในอุดมคติ สัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำมีหลายชนิดได้แก่ สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) ในตัวต้านทาน สัญญาณรบกวนแบบยิง (shot noise) ในรอยต่อสารกึ่งตัวนำ ฯลฯ สัญญาณรบกวนเหล่านี้จะถูกมอดูเลตเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคผ่านทางวงจรรขยายแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear amplifier) ในวงจรรออสซิลเลเตอร์ [1]

สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในออสซิลเลเตอร์เป็นปัญหาหนึ่งในบรรดาปัญหาต่างๆ ของระบบสื่อสารซึ่งจะทำให้เสถียรภาพเชิงความถี่ของออสซิลเลเตอร์ลดลง ส่งผลให้สมรรถนะของระบบสื่อสารที่ใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เป็นภาคขยายของออสซิลเลเตอร์ต่ำลง เนื่องจากสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคนี้เกิดขึ้นในออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็นจุดที่สัญญาณรบกวนสามารถเข้ามาภายในระบบได้เป็นส่วนแรก จึงไม่สามารถลดทอนปริมาณสัญญาณรบกวนนี้ได้เมื่อขยายสัญญาณในภาคขยายต่อไป [2] ดังนั้นในปัจจุบันจึงได้มีผู้ศึกษาวิจัยเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนชนิดนี้ในออสซิลเลเตอร์หลายๆ ชนิด และเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในหลายๆ แนวทางดังจะได้กล่าวต่อไป

แนวทางการลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค

สามารถแบ่งแนวทางการศึกษาวิธีลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในปัจจุบันได้เป็น 2 แนวทาง แนวทางแรกคือการคิดค้นและทดลองใช้สิ่งประดิษฐ์ใหม่ๆ ที่ให้ปริมาณสัญญาณรบกวนต่ำ เช่น HEMT(High Electron Mobility Transistor) ในภาคขยายของออสซิลเลเตอร์[3] หรือการหาอุปกรณ์ที่มีตัวประกอบคุณภาพ(quality factor)สูงๆ มาใช้เป็นเรโซเนเตอร์ เช่น คัปปลิงไมโครสตริป[4] เพื่อช่วยลดปริมาณการแปลงขึ้นของสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ อีกแนวทางหนึ่งคือการศึกษาเรื่องรูปแบบการต่อวงจรขยาย (circuit topology)[5] และจุดทำงานสงบ (quiescent point) ของวงจรขยายนั่น[6] จะเห็นว่าแนวทางการศึกษาแนวทางแรกกระทำได้ยากเนื่องจากอุปสรรคในการจัดหาอุปกรณ์มาใช้ในงานวิจัย ส่วนแนวทางที่สองมีความเป็นไปได้ดังปรากฏใน[5] ซึ่งเป็นการศึกษาในลักษณะพิจารณาความสำคัญของค่าอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรไฟฟ้า ว่ามีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของปริมาณวัฏภาคขาออกของออสซิลเลเตอร์มากน้อยเพียงใด มิได้คำนวณหาสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคโดยตรง จึงไม่สามารถหาวิธีการเลือกอุปกรณ์ที่เหมาะสมที่สามารถลดปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคได้ ในวิทยานิพนธ์นี้จะเสนอการลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยการเลือกรูปแบบการต่อวงจรและค่าอุปกรณ์ในการต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ที่เหมาะสม โดยจะเลือกวิธีการวิเคราะห์ที่มีผู้เทียบกับผลการวัดจริงมาแล้ว เพื่อให้มีความน่าเชื่อถือของการวิเคราะห์มากขึ้นดังจะกล่าวรายละเอียดในบทที่ 2

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษารูปแบบการต่อวงจรที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด
2. เพื่อหาจุดทำงานที่เหมาะสมในการต่อวงจรที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด
3. เพื่อหาเงื่อนไขอย่างง่ายในการออกแบบจุดทำงานของออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำ

1.3 ขอบเขตของโครงการวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาการวิเคราะห์ระบบไม่เชิงเส้น และการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค
2. เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคจากวงจรขยาย CE CB และ CC
3. หาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคมีค่าต่ำที่สุด สำหรับวงจรขยายในข้อ 2.
4. หาเงื่อนไข หรือสมการอย่างง่ายในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคมีค่าต่ำที่สุด

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีพื้นฐาน และหลักการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค
2. เขียนโปรแกรมคำนวณค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค
3. หาหลักการและแนวเหตุผลในการเลือกจุดทำงานที่ดีที่สุด
4. สรุปผลการวิจัย และเขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทำให้ได้รับความรู้ว่าวงจรขยายชนิดใดให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด
2. สามารถหาจุดทำงานสงบที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุดของวงจรแต่ละรูปแบบได้
3. สามารถหาสมการโดยประมาณหรือเงื่อนไขในการออกแบบจุดทำงานสงบที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด

1.6 คำโครงวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำที่สุด ในบทที่ 2 จะกล่าวถึงวิธีการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่มีในปัจจุบันทั้งหมด 3 วิธี 2 วิธีแรกคือ วิธีสมดุลฮาร์โมนิก (Hmonic Balance Method)[1] และวิธีกระแสไม่เชิงเส้น(Nonlinear Current method) [8] ซึ่งผู้วิจัยจะกล่าวถึงพอสังเขป ส่วนวิธีสุดท้ายคือวิธีวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในเชิงเวลาด้วยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่[7] ที่ใช้ในงานวิจัยจะกล่าวถึงอย่างละเอียด และในส่วนท้ายของบทนี้จะมีทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคอยู่ด้วยพอสังเขป ส่วนในบทที่ 3 จะมีผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคและการเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้กับผลใน[7] รวมทั้งการแปรค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อศึกษาแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค ในบทที่ 4 จะสรุปเงื่อนไขที่เหมาะสมในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำที่สุด และข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลา

ในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคนั้น ได้มีผู้เสนอวิธีวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคอยู่ 3 แนวทางคือการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยวิธีสมดุลฮาร์มอนิก(Harmonic Balance Method)[1] การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยวิธีกระแสไม่เชิงเส้น(Nonlinear Current Method)[8] และแนวทางสุดท้ายการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลาในที่นี้จะกล่าวถึงวิธีสุดท้ายนี้โดยละเอียดและนำมาใช้ในงานวิจัย เนื่องจากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลาสามารถหาค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคได้ด้วยสมการที่ค่อนข้างง่าย อันจะนำไปสู่วิธีหาสมการที่ใช้ออกแบบวงจรที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่างๆ ได้ง่ายขึ้น

2.1 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยวิธีสมดุลฮาร์มอนิก(Harmonic Balance Method),[1],[9]

ก่อนจะวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค จะต้องวิเคราะห์ผลตอบของออสซิลเลเตอร์ก่อน โดยการวิเคราะห์ห้วงจรในอาณาจักรความถี่ด้วยวิธีสมดุลฮาร์มอนิก(Harmonic Balance Method)[9] ซึ่งจะแปลงสมการสถานะในอาณาจักรเวลา เป็นสมการในอาณาจักรความถี่ด้วยการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) แล้วแก้สมการในอาณาจักรความถี่หาค่าผลเฉลยออกมา ในการวิเคราะห์ต้องใช้จำนวนตัวแปรเท่ากับสองเท่าของจำนวนฮาร์มอนิกบวกหนึ่ง(องค์ประกอบไซน์ โคไซน์ และองค์ประกอบกระแสตรง) ดังนั้นความแม่นยำของผลตอบขึ้นกับจำนวนฮาร์มอนิก วิธีนี้จึงไม่เหมาะกับวงจรที่มีความไม่เชิงเส้นสูง

ส่วนการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค[1] เริ่มจากการหาอนุพันธ์ของความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตเทียบกับแอมพลิจูดของแหล่งสัญญาณรบกวนแต่ละแหล่ง จากค่าอนุพันธ์เหล่านี้สามารถหาค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณรบกวนเชิงความถี่ที่กระจายจากแหล่งสัญญาณรบกวนแต่ละแหล่งได้ เนื่องจากวัฏภาคเป็นปริพันธ์(integral)ของความถี่ ดังนั้นสัญญาณรบกวนเชิงความถี่สามารถแปลงเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคโดยการหารด้วยค่าผลต่างระหว่างความถี่กลางกับความถี่ที่สนใจยกกำลังสอง

2.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคด้วยวิธีการแอสไมเชิงเส้น(Nonlinear Current Method)[8]

ก่อนการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค ต้องวิเคราะห์ผลเฉลยของออสซิลเลเตอร์ก่อน โดยการแปลงวงจรออสซิลเลเตอร์ขณะที่ไม่มีสัญญาณรบกวนเป็นวงจรร้อยเชิงเส้นโดยใช้ออนุกรมกำลัง (power series) จากนั้นวิเคราะห์ผลเฉลยของวงจรมีเลขชี้กำลังเท่ากัน แล้วนำผลเฉลยทั้งหมดของแต่ละวงจรร้อยเชิงเป็นผลเฉลยของออสซิลเลเตอร์

การวิเคราะห์ผลเฉลยของแถบสัญญาณรบกวนในออสซิลเลเตอร์ จะกำหนดให้สัญญาณรบกวนเป็นแหล่งแรงดันขนาดเล็กลงมาก สามารถหาผลเฉลยของสัญญาณรบกวนได้จากการวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นและขับด้วยแหล่งสัญญาณรบกวนที่พิจารณาเป็นสัญญาณรูปไซน์เทียม แล้วนำค่าผลเฉลยทั้งหมดมาหาค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค จาก[8] พบว่าวิธีนี้มีความแม่นยำสูงกว่าวิธีสมดุสอาร์มอนิกเพราะมีการวิเคราะห์ผลเฉลยของสัญญาณรบกวนแถบฐานโดยตรง วิธีนี้จะดีกว่า[8]ในกรณีที่ผลเฉลยของวงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าฮาร์โมนิกสูงๆ ทำให้ต้องใช้อนุกรมกำลังที่มีจำนวนพจน์มากกว่า เพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดของผลเฉลยเท่ากับ[8] เนื่องจากความแตกต่างกันในการกระจายค่าอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นในวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยอนุกรมต่างชนิดกัน

2.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลาชนิดต่างๆ

การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในอาณาจักรเวลานั้น มีอยู่หลายวิธี ส่วนใหญ่มักจะเป็นการเสนอแบบจำลองสำหรับใช้ร่วมกับตัวจำลองแบบวงจรทางไฟฟ้า ในการสร้างผลตอบของออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย ตัวอย่างเช่นการเสนอรูปแบบการรบกวนของสัญญาณรบกวนขาว (white noise) โดยใช้การปรับคาบของการออสซิลเลตให้มีลักษณะไม่คงที่ กับตัวจำลองแบบ SpectreRF™[10] และการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงแอมพลิจูดและเชิงวัฏภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนขาวร่วมกับการใช้ตัวจำลองแบบ PSPICE[11] หรือดึงบางส่วนของตัวจำลองแบบPSPICE มาใช้เช่นใน[12] ได้ดึงส่วน NETLIST(ไฟล์ที่แสดงการเชื่อมต่อของอุปกรณ์ทั้งหมดในวงจรที่จะจำลองแบบ) ของวงจร PSPICE มายุบเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าอย่างง่ายโดยทำวงจรทางไฟฟ้าให้เป็นเชิงเส้น และหาค่าของผลตอบของออสซิลเลเตอร์ที่สภาวะอยู่ตัว จากนั้นใช้ระเบียบวิธีพจน์รบกวน (perturbation method) หาสัญญาณรบกวนทั้งเชิงแอมพลิจูดและเชิงวัฏภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนทุกชนิด วิธีการนี้เป็นการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคจากการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งในงานวิจัยฉบับนี้ยังมิได้เทียบผลการวิเคราะห์กับผลการวัดสัญญาณรบกวน มีแต่เพียงการแสดงผลการหาค่าในทางทฤษฎีเท่านั้นเนื่องจากรายงานการวิจัยนี้เพิ่งตีพิมพ์ในปี ค.ศ. 1999 คาดว่าผลในส่วนของการเปรียบเทียบกับผลการวัดคงจะตีพิมพ์ออกมาในโอกาสต่อไป

ส่วนอีกวิธีหนึ่งที่จะใช้ในงานวิจัยนี้ เป็นการวิเคราะห์วิภูภาคในออสซิลเลเตอร์ โดยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่[7] ที่มีการเทียบผลการวิเคราะห์กับการวัดมาแล้ว รายละเอียดการวิเคราะห์จะแสดงดังต่อไปนี้

2.4 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคในอาณาจักรเวลาด้วยวิธีวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่[7]

การวิเคราะห์นี้จะเริ่มจากการเขียนสมการสถานะ[13]จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีแหล่งสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วยในรูปทั่วไปดังนี้

$$\dot{x} = f(x, \xi, y_1, \dots, y_M), \quad x \in \mathcal{R}^N, \xi \in \mathcal{R}^K \quad (2.1)$$

ในเวกเตอร์ x จะประกอบด้วยสมาชิก N ตัวซึ่งเป็นตัวแปรสถานะของวงจรรอสซิลเลเตอร์ เวกเตอร์ ξ แสดงแหล่งสัญญาณรบกวนขาเข้าซึ่งเป็นความสูญเสียในวงจร K ตัว และ y_1 ถึง y_M เป็นตัวแทนของแหล่งสัญญาณรบกวน f^{-1} จำนวน M แหล่ง

เนื่องจากในวงจรรอสซิลเลเตอร์นั้น แอมพลิจูดของแหล่งสัญญาณรบกวนจะมีค่าเล็กมากเมื่อเทียบกับค่าของตัวแปรสถานะ ดังนั้นจึงเพียงพอที่จะวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนในออสซิลเลเตอร์จากแหล่งสัญญาณรบกวนเพียงแค่อนุพันธ์อันดับที่หนึ่งเท่านั้น จากสมการ (2.1) สามารถเขียนใหม่ดังนี้

$$\dot{x} = f(x) + G(x)\xi + \sum_{m=1}^M g^m(x)y_m \quad (2.2a)$$

ในเมทริกซ์ $G(x) \in \mathcal{R}^{N \times K}$ จะประกอบด้วย

$$G_{ij} = \left. \frac{\partial f_i(x, \xi, y_1, \dots, y_M)}{\partial \xi_j} \right|_{\substack{\xi=0 \\ y_1=\dots=y_M=0}} \quad (2.2b)$$

และในเวกเตอร์ $g^m(x) \in \mathcal{R}^N$ จะประกอบด้วย

$$g_i^m = \left. \frac{\partial f_i(x, \xi, y_1, \dots, y_M)}{\partial y_j} \right|_{\substack{\xi=0 \\ y_1=\dots=y_M=0}} \quad (2.2c)$$

สมมติให้แหล่งสัญญาณรบกวนมีการกระจายแบบเกาส์เซียน ดังนั้นค่าสถิติของสัญญาณรบกวน-รบกวนขาเข้าจะมีค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์

$$\langle \xi_i(t), \xi_j(t') \rangle = \Gamma_{ij} \delta(t - t') \quad (2.3)$$

และมีค่าเฉลี่ย

$$\langle \xi_i(t) \rangle = 0 \quad (2.4)$$

Γ_{ij} เป็นเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของกระบวนการสัญญาณรบกวนขาวที่คงตัวและมี K มิติ (K -dimensional stationary white noise process) ส่วนแหล่งสัญญาณรบกวนสี $f^{-\alpha}$ จะมีค่าสเปกตรัมอัตราสหสัมพันธ์

$$C_{y_m y_m}(f) = \frac{c_m}{|2\pi f|^{\alpha_m}} \quad (2.5)$$

c_m เป็นค่าคงที่หาได้จาก การวัดสัญญาณรบกวนเชิงวิภาค ณ จุดทำงานของอุปกรณ์ไวงานจุดหนึ่ง

เพื่อความสะดวกในการอธิบาย จะเขียนสมการ(2.2)ใหม่ดังนี้

$$x = f(x) + \zeta(x) \quad (2.6ก)$$

$$\zeta(x) = \zeta_w(x) + \zeta_f(x) \quad (2.6ข)$$

$$\zeta_w(x) = G(x)\xi \quad (2.6ค)$$

$$\zeta_f(x) = \sum_{m=1}^M g^m(x) y_m \quad (2.6ง)$$

เมื่อจัดรูปของสมการให้เหมาะสมดัง(2.6)แล้ว จะนำสมการที่จัดรูปแล้วมาหาผลกระทบของแหล่งสัญญาณรบกวนที่มีค่าเล็กๆ ที่มีต่อระบบออสซิลเลเตอร์ ในที่นี้จะมองใน 2 ลักษณะคือผลกระทบต่อแอมพลิจูดของระบบ และผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงเวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่ครบรอบของระบบ(หรือมองได้อีกแบบว่าเป็นผลกระทบต่อวิภาคของระบบ) กระบวนการที่ใช้หาผลของแหล่งสัญญาณรบกวนที่มีต่อระบบในด้านแอมพลิจูดและวิภาคจะเรียกว่ากระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวิภาคตามลำดับ และมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.4.1 กระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวิภาค(amplitude and phase process)

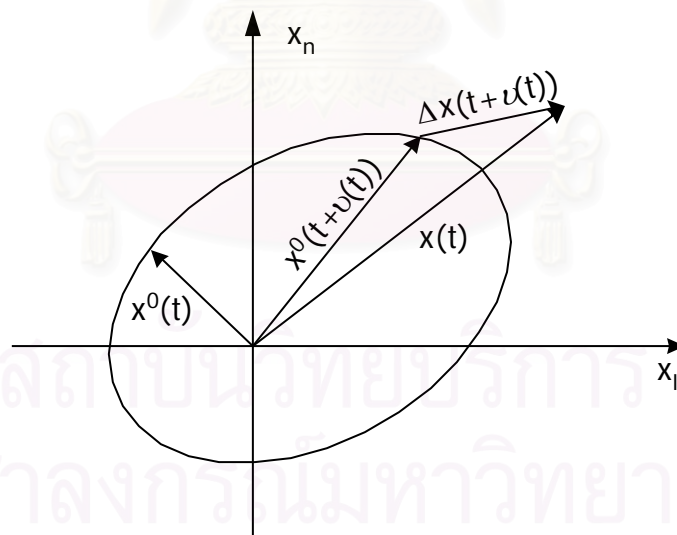
กระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวิภาคเป็นการแบ่งผลการรบกวนของแหล่งสัญญาณรบกวนขนาดเล็กที่มีต่อระบบออสซิลเลเตอร์ออกเป็น 2 ลักษณะเพื่อความสะดวกในการทำความเข้าใจและการนำไปใช้วิเคราะห์ต่อไป กระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวิภาคจะไม่ขึ้นกับปริภูมิสถานะ(state space) และไม่เปลี่ยนแปลงตามการแปลงพิกัดของคู่อันดับ ดังนั้นจะนิยามวิภาคของออสซิลเลเตอร์เป็นปริมาณทางกายภาพซึ่งไม่ขึ้นกับคู่อันดับที่ใช้แสดงวิภาค หมายถึง ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการวิภาคของระบบอาจเป็นตัวแปรใดๆในตัวแปรที่แปลงไปอยู่ในปริภูมิที่เป็นอิสระต่อกันก็ได้เพียง 1 ตัวสำหรับระบบที่มีผลตอบเป็นฟังก์ชันรายคาบทั่วๆไป ตัวแปรอื่นที่เหลือเป็นตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการแอมพลิจูด นั่นคือกระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวิภาคจะเกิดจากผลของแหล่งสัญญาณรบกวนที่มีต่อตัวแปรสถานะทุกตัว แต่จะสามารถแยกเป็น 2 กระบวนการได้ต่อเมื่อแปลงระบบไปอยู่ในปริภูมิที่เป็นอิสระต่อกัน

เนื่องจากสมการระบบออสซิลเลเตอร์เป็นสมการอนุพันธ์ ดังนั้นในการวิเคราะห์กระบวนการ-แอมพลิจูดและกระบวนการวิวัฒนาการจะเริ่มจากการหาอนุพันธ์กระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวิวัฒนาการ แล้วจึงนำผลที่ได้มาหาปริพันธ์เพื่อหากระบวนการแอมพลิจูดและกระบวนการวิวัฒนาการต่อไป

อนุพันธ์ของกระบวนการแอมพลิจูดและวิวัฒนาการ

ถ้ากำหนดให้ $x^0(t)$ เป็นผลเฉลยของสมการอนุพันธ์ที่ไม่ถูกรบกวน(2.6.ก) เมื่อ $\zeta(t) = 0$ เป็นวงโคจรปิด(close orbit)ในปริภูมิวิวัฒนาการ(phase space)ของสถานะที่เวกเตอร์ x เป็นไปได้ (ดังรูปที่ 2.1) แหล่งสัญญาณรบกวน $\zeta(t)$ กระทำต่อสัญญาณออสซิลเลเตอร์ $x(t)$ ให้เบี่ยงเบนไปจากวงรอบจำกัด(limit cycle) $x^0(t)$ (ดังรูปที่ 2.1) เนื่องจากวงรอบจำกัดมีเสถียรภาพ ดังนั้นการเบี่ยงเบนในทิศทางตั้งฉากกับทิศทางของวงรอบจำกัดจะมีค่าลดลง อย่างไรก็ตาม การเปลี่ยนแปลงในทิศทางเดียวกับวงรอบจำกัดสามารถมีค่าเพิ่มขึ้นมาได้ เนื่องจากทั้ง $x(t)$ และ $x^0(t)$ ต่างมีค่าเริ่มต้นเหมือนกัน ทำให้สามารถใช้ระเบียบวิธีพจน์รบกวนได้ ซึ่งจะแยกผลเฉลย $x(t)$ (รูปที่ 2.1) ดังนี้

$$x(t) = x^0(t + \nu(t)) + \Delta x(t + \nu(t)) \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.1 การแยกผลเฉลยที่ถูกรบกวนของสมการอนุพันธ์เป็นวงรอบจำกัดที่ไม่ถูกรบกวนกับการเลื่อนของเวลาและการเบี่ยงเบนในทิศทางตั้งฉากกับวงรอบจำกัด

การแยกของตัวแปรเฟส $x(t)$ เป็นการเคลื่อนที่ในแนวขนานและแนวตั้งฉากจะทำให้เกิดตัวแปรการเลื่อนของเวลาเฟส (stochastic time shift) $\nu(t)$ และจะทำให้เงื่อนไข(2.8)เป็นจริงตลอดเวลา

$$\|\Delta x(t)\| \ll \|x^0(t)\| \quad (2.8)$$

เนื่องจากผลของการเลื่อนของเวลาเฟ้นสุ่ม $v(t)$ นำไปสู่การกล้ำทางวิภูภาคเฟ้นสุ่มในผลเฉลยที่ไม่ถูก-รบกวนซึ่งจะแปรผันตามวิภูภาคของสัญญาณออสซิลเลเตอร์ และไม่ขึ้นอยู่กับระบบคู่อันดับที่ใช้สำหรับบรรยายตัวแปรสถานะ ดังนั้น $v(t)$ จะอธิบายถึงกระบวนการวิภูภาคของออสซิลเลเตอร์ และ Δx อธิบายกระบวนการแอมพลิจูด(amplitude process) เมื่อเติมผลเฉลย (2.7) ลงในสมการ(2.6.ก) และละเลยพจน์ที่มีอันดับสูงของ Δx , $v(t)$ และ ζ จะได้

$$x^{0'}(y) \Delta x'(y) = DF(x^0(y)) \Delta x(y) + \zeta(x^0(y)) \quad (2.9)$$

ซึ่งมีค่าในเมทริกซ์จาโคเบียน(Jacobian)

$$DF_{ij}(x^0(y)) = \left. \frac{\partial f_i(x)}{\partial x_j} \right|_{x=x^0(y)} \quad (2.10)$$

และ

$$y = t + v(t) \quad (2.11)$$

เครื่องหมาย ' ในสมการ(2.9)แสดงถึงค่าอนุพันธ์เมื่อเทียบกับอาร์กิวเมนต์(argument) จาโคเบียนรายคาบ(2.10) นิยามด้วยสมการอนุพันธ์รายคาบเชิงเส้น

$$\Delta x'(t) = DF(x^0(t)) \Delta x(t) \quad (2.12)$$

สำหรับการเบี่ยงเบนเล็กน้อยของ Δx นั้นจากทฤษฎีของสมการอนุพันธ์รายคาบเชิงเส้นพบว่า มีผลเฉลยที่อิสระเชิงเส้นต่อกัน n ผลเฉลย

$$q_i(t) = e^{\eta_i t} u_i(t) \quad (2.13)$$

จากสมการ(2.12) สามารถหาสมการอนุพันธ์คู่ผัน(adjoint differential equation)

$$\Delta x^{\&}(t) = -\Delta x^T(t) DF(x^0(t)) \quad (2.14)$$

ซึ่งมีผลเฉลย

$$p_i^T(t) = e^{-\eta_i t} v_i^T(t) \quad (2.15)$$

เวกเตอร์ $u_i(t)$ และ $v_i(t)$ เป็นฟังก์ชันรายคาบที่มีคาบเวลา T^0 และเติมเต็มความสัมพันธ์เชิงตั้งฉาก(orthogonality relations)

$$v_i^T(t) u_j(t) = \delta_{ij} \quad (2.16)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ $\eta_i = \eta_i' + j\eta_i''$ เป็นที่รู้จักกันในชื่อ Floquet exponents [7] หรือ Lyapunov exponents [9] ซึ่งสามารถเลือก

$$u_i(t) = x^{\&}(t) \quad (2.17.ก)$$

$$\eta_i = 0 \quad (2.17.ข)$$

จากนั้นสามารถพิสูจน์ได้อย่างง่ายว่า $x^0(t)$ สอดคล้องกับสมการอนุพันธ์(2.6) เมื่อ $\zeta(t) = 0$ และจากเสถียรภาพของวงรอบจำกัด

$$Re[\eta_i] = \eta'_i < 0, \quad 2 \leq i \leq N \quad (2.18)$$

สังเกตว่าค่าของเลขชี้กำลัง η_i เวกเตอร์ u_i และ v_i ทุกตัวจะเป็นค่าจริงหรือไม่ก็คู่สังยุคของจำนวนเชิงซ้อน เนื่องจากค่าจาโคเบียน(2.10) เป็นจำนวนจริง

เมื่อคูณสมการ(2.9)ด้วย $v_i^T(y)$ จากทางด้านซ้ายและใช้ผลของสมการ (2.14)-(2.17.ข)

$$\mathcal{L}(x) = v_i^T(y) \zeta(x^0(y)) - \frac{d}{dy} (v_i^T(y) \Delta x(y)) \quad (2.19)$$

เนื่องจาก $v_i^T(y)$ เป็นเวกเตอร์ที่ขนานกับวงรอบจำกัด และ $\Delta x(y)$ เป็นเวกเตอร์ที่ไม่มีองค์ประกอบที่ขนานกับวงรอบจำกัด นั่นคือ $\Delta x(y)$ สามารถแตกลงบนระนาบ $N(y)$ ที่เกิดจากมูลฐาน(basis) u_2, \dots, u_N ดังนั้นพจน์สุดท้ายของ(2.19) จะหายไปจากผลของสมการ(2.16)

$$v_i^T(y) \Delta x(y) = 0 \quad (2.20)$$

และถ้านิยาม

$$\Delta x(y) = \Delta x_N(y) \in N(y) = \left\{ x \mid x = \sum_{i=2}^N c_i u_i(y) \right\} \quad (2.21)$$

นั่นหมายความว่าผลการรบกวนทางขนาดที่เกิดขึ้นจะไม่มีผลกระทบต่อการรบกวนทางวิภาค ดังนั้นจะไม่มีการแปลงจากแอมพลิจูดเป็นวิภาคจาก(2.20) ทำให้สามารถเขียนสมการให้ง่ายขึ้น สำหรับการคำนวณการเลื่อนทางเวลาเฟ้นสุ่ม จะได้

$$\mathcal{L}(x) = v_i^T(y) \zeta(x^0(y)) \quad (2.22)$$

สมการอนุพันธ์ที่เกี่ยวข้องของการเบี่ยงเบนเชิงแอมพลิจูดสามารถหาได้จากการคูณสมการ(2.9)ด้วยตัวดำเนินการฉายเงา (projection operator) จากทางซ้ายมือ

$$P_N(y) = I - u_1(y) v_1^T(y) \quad (2.23)$$

ซึ่งฉายเงาลงบนไฮเปอร์เพลน(hyperplane) $N(y)$

$$\Delta x'_N(y) = DF(x^0(y)) \Delta x_N(y) + P_N(y) \zeta(x^0(y)) \quad (2.24)$$

ผลเฉลยของปัญหาสมการไม่เอกพันธ์สามารถเขียนได้เป็น

$$\Delta x_N(y) = \int_{-\infty}^y \Psi(y, s) P_N(s) \zeta(x^0(s)) ds \quad (2.25)$$

$\Psi(y, s)$ คือ เมทริกซ์พื้นฐาน(fundamental matrix)ของสมการ(2.24) เนื่องจากทราบผลเฉลยของปัญหาสมการไม่เอกพันธ์และปัญหาสมการผูกพัน เมทริกซ์พื้นฐานจะหาได้จาก

$$\Psi(y, z) = \sum_{i=1}^N e^{\eta_i(y-z)} u_i(y) v_i^T(z) \quad (2.26)$$

เมื่อแทนค่ากลับลงใน(2.25) จะได้

$$\Delta x_N(y) = \int_{-\infty}^y \Psi_N(y, s) \zeta(x^0(s)) ds \quad (2.27)$$

โดยที่

$$\Psi_N(y, z) = \sum_{i=2}^N e^{\eta_i(y-z)} u_i(y) v_i^T(z) \quad (2.28)$$

เนื่องจากเลขชี้กำลัง(exponent) $N - 1$ ตัวในสมการ(2.28)มีส่วนจริงเป็นค่าลบ ดังนั้นผลกระทบเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดจะมีค่าต่ำ ซึ่งเติมเต็มเงื่อนไขในสมการ(2.8) สมการ(2.19) ซึ่งบรรยายกระบวนการสุ่มสามารถหาปริพันธ์โดยตรงจากการแทนค่าอนุพันธ์ dt ด้วย dy จากสมการ(2.11)

$$dy = (1 + \alpha y) dt \quad (2.29)$$

เมื่อละเลยพจน์อันดับสูงๆจะได้

$$v(t) = \int_0^{t+v(t)} \zeta(x^0(y)) dy \quad (2.30)$$

สำหรับการหา $v(t)$ ขึ้นไปถึงอันดับที่ 1 ของแหล่งสัญญาณรบกวน สามารถละเลยพจน์ $v(t)$ ที่ขอบเขตบนของการปริพันธ์ได้

2.4.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนขาว(white noise)[7]

ในส่วนนี้จะหาผลกระทบของสัญญาณรบกวนขาวที่มีต่อสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มเมื่อ $\zeta_f = 0$ การคำนวณนี้จะคล้ายกับใน[14] แต่ใช้นิยามของกระบวนการแอมพลิจูดและสุ่มดังที่ได้กล่าวในเบื้องต้นแตกต่างจากนิยามใน[14] เพราะนำเอาความสัมพันธ์แบบตั้งฉากมาตัดพจน์ที่ 2 ทางซ้ายมือใน (2.19) กลายมาเป็น (2.22) และ (2.30) ตามลำดับ ทำให้กระบวนการทางสุ่มมีจำนวนพจน์น้อยลงและคำนวณง่ายขึ้น โดยไม่ทำให้เสียความแม่นยำในการคำนวณใดๆ ทั้งสิ้น สำหรับวิธีการวิเคราะห์ค่าสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนขาวสามารถทำได้ตามขั้นตอนดังนี้

เริ่มต้นจากการหาผลตอบที่สภาวะอยู่ตัวของอออสซิลเลเตอร์ แล้วกระจายผลตอบของอออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็นวงรอบจำกัดที่มีคาบ T^0 ด้วยอนุกรมฟูรีเยร์

$$x^0(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{-jn\omega_0 t}, \quad \omega_0 = 2\pi/T^0, \quad a_{-n} = a_n^* \quad (2.31)$$

อัตราสัมพันธ์เชิงเวลาของสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มหาได้จาก

$$C_{x^0 x^0}(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n a_n^* e^{-jn\omega_0 \tau} \phi(n, \tau) \quad (2.32)$$

$\phi(n, \tau)$ คือฟังก์ชันลักษณะเฉพาะ(characteristic function) ของการแปรเปลี่ยนทางสุ่ม(phase fluctuation) ดังในสมการ(36)ของ[14]

$$\phi(n, \tau) = \exp\left(-\frac{1}{2} n^2 \sigma_0(\tau)\right) \quad (2.33)$$

หาค่าวิภูภาคได้

$$\varphi(t) = \omega_0 v(t) \quad (2.34.ก)$$

และค่าของความแปรปรวน (variance)

$$\sigma(t, t_0) = \langle (\varphi(t) - \varphi(t_0))^2 \rangle \quad (2.34.ข)$$

ค่าเฉลี่ยของความแปรปรวน (average variance)

$$\sigma_0(\tau) = \frac{1}{T^0} \int_0^{T^0} \sigma(t + \tau, t) dt \quad (2.34.ค)$$

สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคในอาณาจักรความถี่หาจากการแปลงฟูริเยร์ของ(2.32) ดังนี้

$$\hat{C}_{x^0 x^0}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n a_n^* F_n(f - nf_0) \quad (2.35)$$

$$F_n(f) = \mathfrak{F}\{\varphi(n, \tau)\} \quad (2.36)$$

ดังนั้น $F_n(f)$ คือสเปกตรัมสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ฮาร์มอนิกที่ n เมื่อแทนค่ากระบวนการวิภูภาคตามสมการ(2.30) ลงใน(2.34.ก) จะหาค่าเฉลี่ยของผลกระทบทางวิภูภาค(2.34.ค) ด้วยสมการ(2.3) คล้ายกับการพิสูจน์ใน[14] ดังนี้

$$\sigma_0(\tau) = D_\phi |\tau| \quad (2.37)$$

D_ϕ เป็นค่าคงที่การแพร่ของวิภูภาค(phase diffusion constant) หาได้ดังนี้

$$D_\phi = \omega_0^2 \frac{1}{T^0} \int_0^{T^0} \alpha_1^T(y) \Gamma \alpha_1(y) dy \quad (2.38)$$

โดยที่

$$\alpha_1(y) = v_1^T(y) G(x^0(y)) \quad (2.39)$$

ในที่สุดจะหารูปแบบคู่เชิงเส้น(bilinear forms) ซึ่งนิยามจาก

$$D_{ij}(t) = \alpha_i^T(t) \Gamma \alpha_j(t) \quad (2.40)$$

แล้วนำมาแสดงในรูปแบบของอนุกรมฟูริเยร์

$$D_{ij}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{D}_{ij,n} e^{-jn\omega_0 t} \quad (2.41)$$

ดังนั้นสามารถเขียนค่าคงที่การแพร่ของวิภูภาคใหม่ได้ดังนี้

$$D_\phi = \omega_0^2 \hat{D}_{11,0} \quad (2.42)$$

สเปกตรัมสัญญาณรบกวนที่ฮาร์มอนิกที่ n (2.36) เนื่องจากสัญญาณรบกวนขาว

$$F_n^w(f) = \frac{1}{\pi} \frac{n^2 \Delta f_{3dB}}{(n^2 \Delta f_{3dB})^2 + f^2} \quad (2.43)$$

เส้นลอเรนตซ์เขียนที่ผ่านจุดที่มีความกว้างแถบความถี่ 3 dB(a Lorentzian line with 3dB bandwidth) ในกรณีนี้ $n = 1$

$$\Delta f_{3dB} = \frac{D_\phi}{4\pi} \quad (2.44)$$

ในกรณีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนขาว สามารถอธิบายได้อย่างสมบูรณ์โดยการเคลื่อนที่แบบบราวเนียน(Brownian motion) ของวัฏภาคสร้างเส้นลอเรนซ์เซียน (Lorentzian line) สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเป็นองค์ประกอบหลักของสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนในออสซิลเลเตอร์ เนื่องจากสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคแปรตามค่ากำลังสองของแอมพลิจูด ดังจะเห็นได้จากสมการ (2.32) และจากสมการ(2.43) จะสังเกตเห็นว่าสำหรับค่าความถี่ออฟเซต(offset frequency , หมายถึงค่าสัมบูรณ์ของผลต่างระหว่างความถี่ใดๆ กับความถี่ f_0 ซึ่งเป็นความถี่ฮาร์มอนิกที่ n ของผลตอบออสซิลเลเตอร์ในกรณีทั่วไปจะหมายถึงความถี่มูลฐานของออสซิลเลเตอร์มีค่า $\frac{1}{T_0}$) $f > n^2$ นั้น Δf_{3dB} ของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่มีฮาร์มอนิกสูงกว่าจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยตัวประกอบ n^2 เมื่อเทียบกับความถี่มูลฐานหนึ่งหนึ่ง

2.4.3 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนสีอื่น ๆ ($f^{-\alpha}$ noise) มีค่า $0 < \alpha < 2$ จาก [7]

ในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนสีที่ $0 < \alpha < 2$ จำเป็นที่จะต้องหาฟังก์ชันสหสัมพันธ์ก่อนวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค เนื่องจากไม่สามารถทราบฟังก์ชันสหสัมพันธ์เชิงเวลาจากฟังก์ชันสหสัมพันธ์เชิงความถี่เหมือนกับกรณีของฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนขาว การหาฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนสีทำได้ดังนี้

การหาฟังก์ชันสหสัมพันธ์

ในการวิเคราะห์ฟังก์ชันสหสัมพันธ์(correlation functions) และสัญญาณออสซิลเลเตอร์ในอาณาจักรความถี่ที่มีแหล่งสัญญาณรบกวนสี($f^{-\alpha}$ noise) จำเป็นต้องหากระบวนการเพิ่มสุ่ม y ที่มีอัตสหสัมพันธ์เชิงความถี่

$$\hat{C}_{yy}(f) = \frac{c}{|2\pi f|^\alpha} \quad (2.45)$$

ฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์เชิงความถี่ชนิดนี้สามารถสร้างได้จากผลรวมอนันต์ของระบบทางเวลาที่สร้างจากกระบวนการของ Ornstein-Uhlenbeck

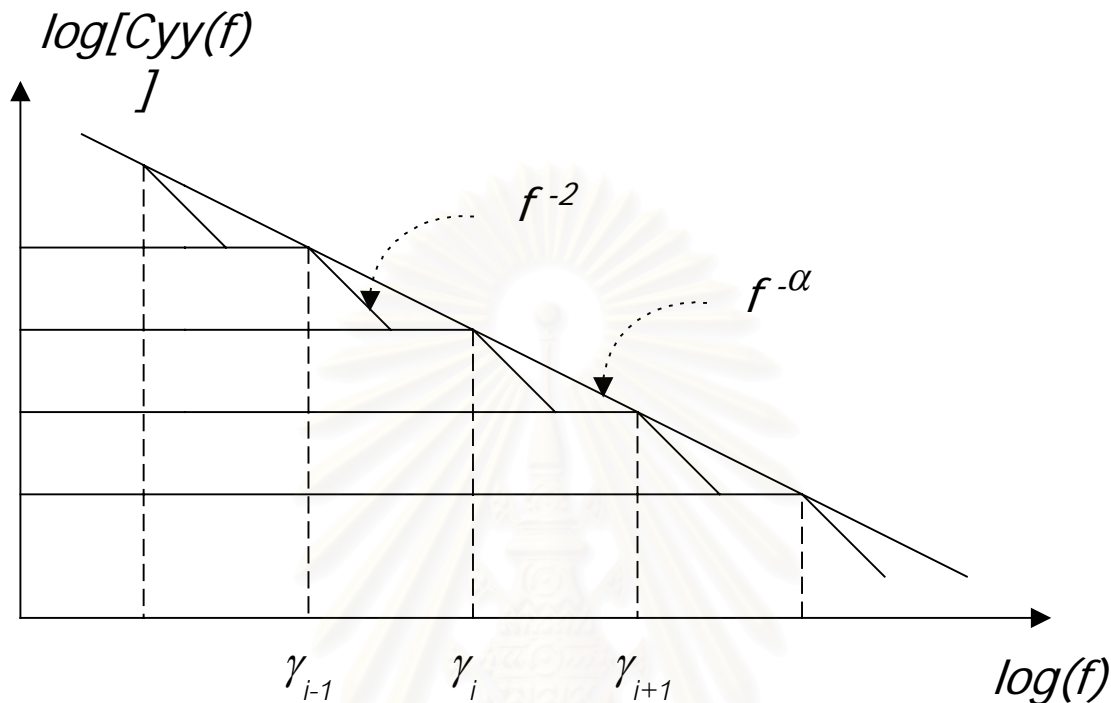
$$y_i(t) = -\gamma_i y_i(t) + \xi_i(t) \quad (2.46)$$

ค่าคงที่การหน่วง γ_i เป็นการแบ่งค่าสเปกตรัมออกเป็นช่วงเท่าๆ กันบนมาตราส่วนลอการิทึม โดยที่ $-\infty < i < \infty$ (แสดงในรูปที่ 2.2) และแหล่งสัญญาณรบกวนขาวจะมีอัตสหสัมพันธ์เป็น

$$\langle \xi_i(t) \xi_j(t') \rangle = \delta_{ij} \Gamma_i \delta(t - t') \tag{2.47}$$

กระบวนการเพิ่มสุ่ม y หาได้จาก

$$y = \sum_{i=-\infty}^{\infty} y_i(t) \tag{2.48}$$



รูปที่ 2.2 การรวมกันของสเปกตรัมของแหล่งสัญญาณรบกวน $f^{-\alpha}$ ที่สร้างจากกระบวนการของ Ornstein-Uhlenbeck ที่อิสระต่อกันทางสถิติ

ค่าคงที่การหน่วง γ_i และความหนาแน่นของแหล่งสัญญาณรบกวนขาว Γ_i สามารถหาได้

จากการประมาณค่าของ $\frac{1}{|\omega|^\alpha}$ ด้วยสมการปริพันธ์

$$\frac{1}{|\omega|^\alpha} = \frac{2}{\pi} \cos\left(\left(1 - \alpha\right)\frac{\pi}{2}\right) \int_0^\infty \frac{\gamma^{1-\alpha}}{\gamma^2 + \omega^2} d\gamma, \quad 0 < \alpha < 2 \tag{2.49}$$

โดยการหาลมรวมอนันต์

$$\frac{1}{|\omega|^\alpha} = \lim_{\Delta\sigma \rightarrow 0} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{\Gamma_i}{\gamma^2 + \omega^2} \tag{2.50}$$

ในการปริพันธ์เพื่อหาค่า γ_i และ Γ_i ต้องแปลงตัวแปร

$$\gamma = \Delta\sigma \tag{2.51}$$

เมื่อแบ่งช่วงบนแกน σ ด้วย $\sigma = i\Delta\sigma$ และแทนค่า $\Delta\sigma = d\sigma$ จะหาค่าคงที่ได้

$$\gamma_i = e^{i\Delta\sigma} \tag{2.52}$$

$$\Gamma_i = \frac{2}{\pi} \cos\left(\left(1 - \alpha\right)\frac{\pi}{2}\right) \Delta\sigma e^{i\Delta\sigma(2-\alpha)} \tag{2.53}$$

เมื่อนำมาหาค่าความแปรปรวนจะได้

$$\langle (y_i(0) - y_i(T))^2 \rangle = \frac{\Gamma_i}{2\gamma_i} (1 - e^{-2\gamma_i T}) \quad (2.54)$$

T คือคาบเวลาที่ใช้ในการวัดค่าของแหล่งสัญญาณรบกวน ซึ่งต้องมีค่ามากกว่าค่าเวลาเกี่ยว-เนื่อง(correlation time) มาก

การแปรเปลี่ยนเชิงวัฏภาค(phase fluctuations)

การวิเคราะห์ในส่วนนี้คล้ายกับการวิเคราะห์การแปรเปลี่ยนทางวัฏภาคของสัญญาณรบกวนขาวซึ่งทำได้ดังนี้

จากกระบวนการวัฏภาค

$$v(t) = \int_0^t v_i^T(s) g(x^0(s)) y(s) ds \quad (2.55)$$

จากการหาฟังก์ชันสหสัมพันธ์

$$y_i(t) = \int_{-\infty}^t e^{-\gamma_i(t-t')} \xi_i(t') dt' \quad (2.56)$$

$$\langle \xi_i(t) \xi_j(t') \rangle = \delta_{ij} \delta(t-t') \Gamma_i \quad (2.57)$$

$$\Gamma_i = c \frac{2}{\pi} \cos\left((1-\alpha)\frac{\pi}{2}\right) \Delta\sigma e^{i\Delta\sigma(2-\alpha)} (1 - e^{-2e^{i\Delta\sigma} T}) \quad (2.58)$$

นำมาหาการแปรเปลี่ยนทางวัฏภาคดังนี้

$$\sigma_{of}(\tau) = \omega_0^2 \frac{1}{T} \int_0^{T-\tau} dt \int_t^{t+\tau} ds \int_t^s dr g_i(s) g_i(r) \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma_n(s-r)} (2\gamma_n)^{-1} \Gamma_n \quad (2.59)$$

$$g_i(s) = v_i^T g(s) \quad (2.60)$$

เมื่อหาอนุกรมฟูริเยร์จะได้

$$g_i(s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{g}_{i,l} e^{j\omega_0 s} \quad (2.61)$$

แทนค่า (2.61) กลับลงใน (2.59) แล้วจัดรูปจะได้

$$\sigma_{of}(\tau) = \omega_0^2 \frac{1}{T} \sum_{l=-\infty}^{\infty} |\hat{g}_{i,l}|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \gamma^{-1} \Gamma_n S_l(\gamma_n, \tau) \quad (2.62)$$

ซึ่ง

$$\begin{aligned} S_l(\gamma, \tau) &= \int_0^\tau ds \int_0^y dr e^{(-\gamma_n + j\omega_0)(s-r)} \\ &= -(-\gamma_n + j\omega_0)^{-2} - (-\gamma_n + j\omega_0)^{-1} \tau + (-\gamma_n + j\omega_0)^{-2} e^{(-\gamma_n + j\omega_0)\tau} \end{aligned} \quad (2.63)$$

เนื่องจากการกระจายส่วนใหญ่ใน(2.62) เกิดจากพจน์ที่ $\gamma_n \ll \omega_0$ และ $l = 0$ ดังนั้นสามารถละเลยพจน์ที่ $l \neq 0$ ได้ ซึ่งจะเทียบเท่ากับการแทนที่ฟังก์ชันรายคาบ $g_i(s)$ ในสมการ(2.59) ด้วยค่าเฉลี่ย

ของมันเอง หลังจากนั้นจะแบ่งช่วงของ γ แล้วหาค่าจำกัดเมื่อ γ เข้าสู่ศูนย์ และเมื่อนำผลจาก (2.57) และ (2.58) แทนลงใน (2.59) มาประกอบจะสามารถเขียน(2.59) ได้ดังนี้

$$\sigma_{of}(\tau) = c \frac{2}{\pi} \cos\left((1-\alpha)\frac{\pi}{2}\right) \omega_0^2 |\hat{g}_{1,0}|^2 \zeta(\alpha, T, \tau) \quad (2.64)$$

โดยที่

$$\zeta(\alpha, T, \tau) = \int_0^\infty \gamma^{-\alpha} (1 - e^{-2\gamma T}) S_0(\gamma, \tau) d\gamma \quad (2.65)$$

เมื่อหาค่าปริพันธ์ของ(2.65) แล้วแทนกลับใน(2.64) จะได้

$$\sigma_{of}(\tau) = \frac{c \omega_0^2 |\hat{g}_{1,0}|^2}{\Gamma(2+\alpha) \cos[(\pi/2)\alpha]} \begin{cases} \tau^{1+\alpha}, & 0 < \alpha < 1 \\ \tau^2 \left[1 - \frac{(1+\alpha)\alpha}{2} (2T/\tau)^{\alpha-1} \right], & 1 < \alpha < 2 \end{cases} \quad (2.66)$$

$$\sigma_{of}(\tau) = c \frac{2}{\pi} \omega_0^2 |\hat{g}_{1,0}|^2 \left\{ \tau^2 \left[\frac{3}{2} - \ln\left(\frac{\tau}{2T}\right) \right] \right\}, \quad \alpha = 1 \quad (2.67)$$

การวิเคราะห์สเปกตรัมสัญญาณรบกวนเชิงวงจรมุมที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวน $f^{-\alpha}$

การวิเคราะห์การกระจายเชิงเส้นกำกับของสเปกตรัมสัญญาณรบกวนเชิงวงจรมุม สามารถทำได้โดยใช้ทฤษฎีบทเกี่ยวกับการแปลงลาปลาซและการแปลงฟูรีเยร์ดังนี้

$$L(p) = L\{f(t)\} = \int_0^\infty f(t) e^{-pt} dt \quad (2.68)$$

ถ้า $f(t)$ มีฟังก์ชันการกระจายเชิงเส้นกำกับ $g(t)$ สำหรับค่า $t \rightarrow 0$

$$f(t) = g(t) + O(g(t)), \quad t \rightarrow 0 \quad (2.69)$$

แล้ว $L(p)$ จะมีฟังก์ชันการกระจายเชิงเส้นกำกับ $h(p)$ สำหรับค่า $p \rightarrow \infty$

$$L(p) = h(p) + O(h(p)), \quad p \rightarrow \infty \quad \text{เมื่อ } |\arg(p)| < \frac{\pi}{2} \quad (2.70)$$

ซึ่งจะได้

$$h(p) = L\{g(t)\} \quad (2.71)$$

สเปกตรัมสัญญาณรบกวนเชิงวงจรมุมของออสซิลเลเตอร์ที่ฮาร์มอนิกที่ n สามารถหาได้จากการแปลงฟูรีเยร์ของฟังก์ชันลักษณะเฉพาะ(characteristic function) ตามสมการ (2.35),(2.36)

$$F_n(\omega) = \mathfrak{F}\{\phi(n, \tau)\} = \mathfrak{F}\left\{\exp\left(-\frac{1}{2} n^2 \sigma_0(|\tau|)\right)\right\} \quad (2.72)$$

เนื่องจากฟังก์ชันลักษณะเฉพาะ $\phi(n, \tau)$ เป็นฟังก์ชันคู่(even function)กับ τ สามารถคำนวณการแปลงฟูรีเยร์จากการแปลงลาปลาซ

$$F_n(\omega) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} [L_n(\varepsilon + j\omega) + L_n(\varepsilon - j\omega)] \quad (2.73)$$

$$L_n(p) = \int_0^\infty \phi(n, \tau) e^{-p\tau} d\tau \quad (2.74)$$

จากคุณสมบัติของฟังก์ชันการกระจายเชิงเส้นกำกับ (2.68)-(2.71) และกระจายฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล(2.72)

$$\phi(n, \tau) \approx g(\tau) = 1 - \frac{1}{2} n^2 \sigma_o(\tau), \quad \tau \rightarrow 0 \quad (2.75)$$

จาก(2.71) จะได้

$$L\{\phi(n, \tau)\} \approx h(p), \quad p \rightarrow \infty \quad (2.76)$$

จาก (2.66),(2.67) สามารถหาผลการแปลงลาปลาซที่เกี่ยวข้องได้ดังนี้

$$L\{\tau^\lambda\} = \Gamma(\lambda + 1)p^{-\lambda-1}, \quad \lambda > -1 \quad (2.77)$$

$$L\left\{-\tau^\lambda \ln\left(\frac{\tau}{a}\right)\right\} = \Gamma(\lambda + 1)p^{-\lambda-1}[\ln(pa) - \psi(\lambda + 1)], \quad \lambda > -1 \quad (2.78)$$

ซึ่ง $\psi(x)$ คือ ลอการิทึมธรรมชาติของอนุพันธ์ของฟังก์ชันแกมมา มีอีกชื่อเรียกคือฟังก์ชันไดแกมมา

$$\psi(x) = \frac{d}{dx} \ln(\Gamma(x)) \quad (2.79)$$

สามารถหาการแปลงฟูรีเยร์จากการแปลงลาปลาซตามสมการ(2.73) ดังนี้

$$\mathfrak{F}\{\tau^\lambda\} = -2\Gamma(\lambda + 1)\sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)|\omega|^{-\lambda-1}, \quad |\omega| > 0 \quad (2.80)$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}\left\{-\tau^\lambda \ln\left(\frac{\tau}{a}\right)\right\} &= -2\Gamma(\lambda + 1)\sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)[\ln(|\omega|a) - \psi(\lambda + 1)]|\omega|^{-\lambda-1} \\ &\quad + \pi\Gamma(\lambda + 1)\cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)|\omega|^{-\lambda-1}, \quad |\omega| > 0, \quad a \in \mathfrak{R} \end{aligned} \quad (2.81)$$

เมื่อนำผลการวิเคราะห์จาก (2.66)-(2.81) จะหาค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในกรณี $0 < \alpha < 2$ ได้เป็น

$$F_n^f(f) \approx -\frac{1}{2} n^2 \mathfrak{F}\{\sigma_{of}(\tau)\} = n^2 c \omega_0^2 |\hat{g}_{1,0}^i|^2 |2\pi f|^{-2-\alpha} \quad (2.82)$$

สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนในออกซิลเลเตอร์ทุกชนิดจะหาได้จากการนำผลของ (2.43),(2.44)และ (2.82) มาประกอบ

$$\begin{aligned} F_n(f_m) &= F_n^W(f_m) + \sum_{i=1}^M F_n^{f_i}(f_m) \\ &= \frac{Af_{3dB}}{\pi f_m^2} + \sum_{i=1}^M c_i \omega_0^2 |\hat{g}_{1,0}^i|^2 |2\pi f_m|^{-2-\alpha_i} \end{aligned} \quad (2.83)$$

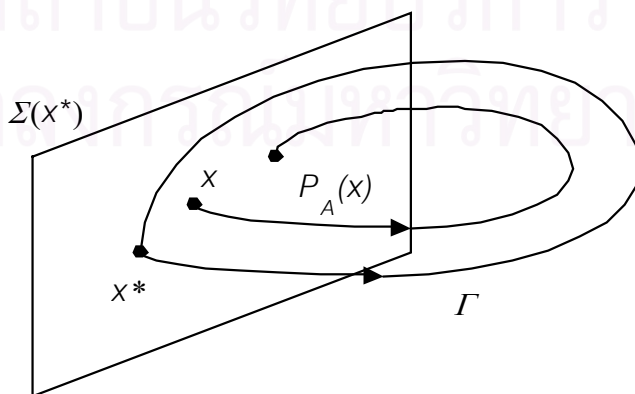
f_m คือความถี่ออฟเซต หาได้จาก $|f - f_o|$

2.5 แผนที่ปวงคาเร(Poincare' Maps)

แผนที่ปวงคาเรเป็นเทคนิคดั้งเดิมที่ใช้สำหรับวิเคราะห์ระบบพลวัต(dynamics system) ด้วยการแทนการไหลของระบบต่อเนื่องทางเวลาที่มีอันดับ n (n th-order continuous-time system) ด้วยระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาที่มีอันดับ $n-1$ ($n-1$ th-order discrete-time system) ซึ่งระบบไม่ต่อเนื่องทาง-เวลานี้จะเรียกว่าแผนที่ปวงคาเร นิยามของแผนที่ปวงคาเรมิได้ไว้เพื่อประกันว่า เซตจำกัด(limit set),(เซตของจุดบนปริภูมิสถานะที่มีวิถีวนกลับมาซ้ำค่าเดิม) ของแผนที่ปวงคาเรสอดคล้องกับเซตจำกัดของระบบพลวัต เนื่องจากนิยามของแผนที่ปวงคาเรมี 2 กรณีสำหรับระบบอิสระ(autonomous system) และ ระบบไม่อิสระ (non-autonomous system) ที่แตกต่างกัน ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะกรณีของระบบอิสระที่ใช้ศึกษาวงจรรอสซิลเลเตอร์เท่านั้น

นิยามของแผนที่ปวงคาเรในกรณีของระบบอิสระ

พิจารณาระบบกระตุ้นตนเองที่มีอันดับ n และมีวงรอบจำกัด Γ ดังแสดงในรูปที่ 2.3 กำหนด x^* เป็นจุดบนวงรอบจำกัด (limit cycle) และกำหนดให้ $\Sigma(x^*)$ เป็นไฮเปอร์เพลน(hyperplane) ที่มี $n-1$ มิติและตั้งฉากกับ Γ ที่จุด x^* ระบบที่มีวิถีการไหลจาก x^* จะกลับมาชน $\Sigma(x^*)$ อีกครั้งเมื่อเวลาผ่านไป T วินาที ซึ่ง T จะเป็นคาบที่สั้นที่สุดของวงรอบจำกัด เนื่องจากความต่อเนื่องของ $\phi_t(x)$ (จุดบนปริภูมิสถานะที่หาได้จากการปริพันธ์ระบบจาก 0 ถึง t และมีเงื่อนไขเริ่มต้นคือสถานะ x) เมื่อเทียบกับเงื่อนไขเริ่มต้น วิถีการเคลื่อนที่จาก $\Sigma(x^*)$ ที่เริ่มจาก x เมื่อ x เป็นจุดที่อยู่ในบริเวณข้างเคียงที่ใกล้ x^* เพียงพอจะทำให้เวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่กลับมาชน $\Sigma(x^*)$ มีค่าประมาณ T และการตัดกับ $\Sigma(x^*)$ จะอยู่ใกล้ๆกับ x^* ดังนั้น $\phi_t(x)$ และ $\Sigma(x^*)$ จะกำหนดการจับคู่ P_A ของจุดในบริเวณข้างเคียง $U \subset \Sigma(x^*)$ ลงบน $V \subset \Sigma(x^*)$ จะเรียก P_A เป็นแผนที่ปวงคาเรของระบบอิสระ



รูปที่ 2.3 รูปแสดงนิยามของแผนที่ปวงคาเร

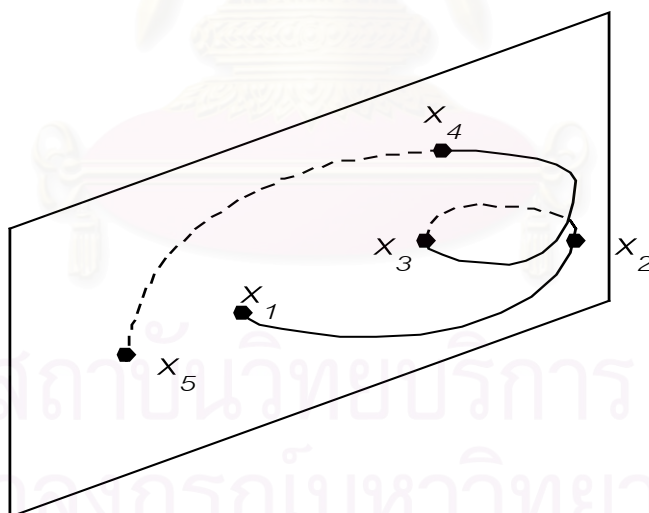
มีข้อสังเกตสำหรับแผนที่ปวงคาเรคือ P_A จะมีนิยามเฉพาะบริเวณ และไม่สามารถรับรองได้ว่าวิถีการไหลของระบบที่ออกจากจุดใดๆบน $\Sigma(x)$ จะกลับมาตัดกับ $\Sigma(x)$ อีกครั้ง และในกรณีของปริภูมิสถานะแบบยูคลิเดียน(Euclidean state space) จุด $P_A(x)$ ไม่ใช่จุดแรกที่ $\phi_t(x)$ ตัดกับ $\Sigma(x)$ แต่ $\phi_t(x)$ จะต้องผ่าน $\Sigma(x)$ อย่างน้อย 1 ครั้งก่อนจะกลับมาชนกับ V

นิยามของแผนที่ปวงคาเรไม่ค่อยจะมีผู้ใช้ในการจำลองสถานะการณหรือการทดลองเนื่องจากต้องอาศัยความรู้ขั้นสูงเกี่ยวกับตำแหน่งของวงรอบจำกัด ในทางปฏิบัติมักจะเลือกไฮเปอร์เพลน $\Sigma(x)$ ที่มี $n-1$ มิติซึ่งแบ่ง \mathfrak{R}^n ออกเป็น 2 บริเวณ

$$\Sigma_+ = \{x : \langle h, x - x_s \rangle > 0\} \quad (2.84)$$

และ
$$\Sigma_- = \{x : \langle h, x - x_s \rangle < 0\} \quad (2.85)$$

โดย $h \in \mathfrak{R}^n$ เป็นเวกเตอร์ตั้งฉากกับ $\Sigma(x)$ และ $x_s \in \mathfrak{R}^n$ สำหรับทุกจุดที่อยู่บนไฮเปอร์เพลน ส่วน $\langle u, v \rangle = u^T \cdot v$ เป็นผลคูณภายใน(inner product) ถ้าเลือก $\Sigma(x)$ ได้เหมาะสม แนวการเคลื่อนที่ของระบบเมื่อตัดกับ $\Sigma(x)$ จะวิ่งจาก Σ_+ ไปยัง Σ_- ไปยัง Σ_+ ... ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แนวการเคลื่อนที่ของระบบที่วิ่งไปตัดกับระนาบ Σ ลำดับ $\{x_1, x_3, x_5, \dots\}$ เป็นวงโคจรของแผนที่ปวงคาเรด้านบวกด้านเดียว P_+ ส่วนลำดับ $\{x_2, x_4, x_6, \dots\}$ เป็นวงโคจรของแผนที่ปวงคาเรด้านลบด้านเดียว P_- และลำดับสมบูร์น $\{x_1, x_2, x_3, \dots\}$ เป็นวงโคจรของแผนที่ปวงคาเรสองด้าน P_{\pm}

เมื่อกำหนดไฮเปอร์เพลน Σ ใดๆมาให้ สามารถหาแผนที่ปวงคาเรได้ 3 ชนิด

$P_+ : \Sigma \rightarrow \Sigma, P_+(x)$ เป็นจุดซึ่ง $\phi_t(x)$ ตัดกับ Σ เป็นครั้งแรกในทิศทางบวก $\langle h, f(\phi_t(x)) \rangle \geq 0$ เมื่อ $t > 0$

$P_- : \Sigma \rightarrow \Sigma, P_-(x)$ เป็นจุดซึ่ง $\phi_t(x)$ ตัดกับ Σ เป็นครั้งแรกในทิศทางลบ $\langle h, f(\phi_t(x)) \rangle \leq 0$ เมื่อ $t > 0$

$P_{\pm} : \Sigma \rightarrow \Sigma, P_{\pm}(x)$ เป็นจุดซึ่ง $\phi_t(x)$ ตัดกับ Σ เป็นครั้งแรกในทิศทางบวกหรือลบ เมื่อ $t > 0$

P_+ และ P_- เรียกว่าแผนที่ปวงคาเรด้านเดียว(one-sided poincare map) ส่วน P_{\pm} เรียกว่าแผนที่ปวงคาเรสองด้าน(two-sided poincare map) หรือแผนที่ย้อนกลับอันดับที่หนึ่ง(first-return map)

2.6 วิธีโคจรการปริพันธ์ (integration trajectories)

วิธีโคจรการปริพันธ์ด้วยวิธีเชิงตัวเลขเป็นสิ่งสำคัญมากในการศึกษาระบบพลวัต เพราะความแม่นยำของคำตอบของสมการอนุพันธ์เทียบกับเวลาจะถูกนำไปใช้ในการหาค่าปัจจัยต่างๆ ที่บ่งชี้ถึงสมบัติของระบบพลวัต หากการหาค่าเฉลยคลาดเคลื่อนอาจทำให้การวิเคราะห์สมบัติของระบบผิดเพี้ยนทั้งหมดได้

ขั้นตอนวิธีหาค่าปริพันธ์ของระบบอาจแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ ขั้นตอนวิธีชัดแจ้ง(explicit algorithm) และ ขั้นตอนวิธีโดยนัย(implicit algorithm) ซึ่ง 2 วิธีนี้ แตกต่างกันที่สมการที่ใช้ในการหาค่าที่สภาวะต่อไป เป็นสมการเชิงเส้นหรือสมการไม่เชิงเส้นตามลำดับ

-ขั้นตอนวิธีชัดแจ้ง(explicit algorithm) เป็นขั้นตอนวิธีที่ใช้ในการหาค่าสถานะต่อไปของระบบด้วยสมการเชิงเส้นที่สร้างจาก ค่าสถานะที่ต้องการทราบค่า และค่าสถานะ หรือค่าอนุพันธ์ของสถานะที่ผ่านมาได้แก่ ขั้นตอนวิธีย้อนหลังของออยเลอร์(backward Euler algorithm) ขั้นตอนวิธีของรุงเง-คุตตา(Runge-Kutta algorithm) ขั้นตอนวิธีของอะดัมส์-บาชโฟร์ท(Adams-Bashforth algorithm) ฯลฯ

-ขั้นตอนวิธีโดยนัย(implicit algorithm) เป็นขั้นตอนวิธีที่ใช้ในการหาค่าสถานะต่อไปของระบบด้วยสมการไม่เชิงเส้นที่สร้างจากค่าสถานะที่ต้องการหาค่าอนุพันธ์ของสถานะที่ต้องการหาค่า และค่าสถานะ หรือค่าอนุพันธ์ของสถานะที่ผ่านมาได้แก่ ขั้นตอนวิธีข้างหน้าของออยเลอร์(forward Euler algorithm) ขั้นตอนวิธีของเกียร์(Gear algorithm) ขั้นตอนวิธีของอดัมส์-มอลตัน(Adams-Moulton algorithm) ฯลฯ

ขั้นตอนวิธีโดยนัย และขั้นตอนวิธีชัดแจ้งมีข้อดีข้อเสียต่างกัน ในการแก้สมการหาค่าสถานะต่อไปการแก้สมการเชิงเส้นของขั้นตอนวิธีชัดแจ้งจะสะดวกกว่าการแก้สมการไม่เชิงเส้น (สมการนี้อาจเป็นสมการเชิงเส้นได้เมื่อค่าอนุพันธ์ของระบบเป็นสมการเชิงเส้นที่เกิดจากตัวแปรสถานะ แต่ในวงจร

ออส-ซิลเลเตอร์ที่ศึกษานี้เป็นสมการไม่เชิงเส้น) ของขั้นตอนวิธีโดยนัยที่ต้องใช้การวนซ้ำ(iteration) เพื่อหาค่าคำตอบที่ใกล้เคียงกับความจริง แต่ขั้นตอนวิธีโดยนัยจะมีเสถียรภาพในการหาค่าปริพันธ์มากกว่ากรณีของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงของสถานะแต่ละสถานะแตกต่างกันมากๆ (มีอีกชื่อเรียกว่าระบบฝืด, stiff system) เนื่องจากผลของการป้อนกลับไปใช้ค่าของอนุพันธ์ ณ ค่าสถานะถัดไปมาหาค่าผลเฉลย จากการศึกษาวงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่ใช้วงจรรายซึ่งมีตัวเก็บประจุสำหรับลดค่าไฟสถับพบว่าเป็นระบบฝืด ดังนั้นจึงใช้ขั้นตอนวิธีของเกียร์ในการหาค่าปริพันธ์ของระบบพลวัตในงานวิจัยนี้

ขั้นตอนวิธีของเกียร์(Gear algorithm)

เป็นขั้นตอนวิธีขั้นสูงที่ใช้ในการหาค่าผลเฉลยของสมการอนุพันธ์ด้วยวิธีเชิงตัวเลขที่หาค่าสถานะถัดไป x_{k+1} จากสมการไม่เชิงเส้นที่เกิดจากค่าอนุพันธ์ ณ จุดที่ต้องการหาค่า $f(x_{k+1}, t_{k+1})$ และค่าสถานะของระบบที่ผ่านมา $x_k, x_{k-1}, x_{k-2}, \dots$ โดยมีระยะห่างของเวลาที่ใช้หาปริพันธ์ h ในที่นี้จะแสดงตัวอย่างนิพจน์ถึงอันดับที่ 6

$$\text{อันดับหนึ่ง} \quad x_{k+1} = x_k + h * f(x_{k+1}, t_{k+1}) \quad (2.86)$$

$$\text{อันดับสอง} \quad x_{k+1} = \frac{1}{3} \{4x_k - x_{k-1} + 2h * f(x_{k+1}, t_{k+1})\} \quad (2.87)$$

$$\text{อันดับสาม} \quad x_{k+1} = \frac{1}{11} \{18x_k - 9x_{k-1} + 2x_{k-2} + 6h * f(x_{k+1}, t_{k+1})\} \quad (2.88)$$

$$\text{อันดับสี่} \quad x_{k+1} = \frac{1}{25} \left\{ \begin{array}{l} 48x_k - 36x_{k-1} + 16x_{k-2} - 3x_{k-3} \\ + 6h * f(x_{k+1}, t_{k+1}) \end{array} \right\} \quad (2.89)$$

$$\text{อันดับห้า} \quad x_{k+1} = \frac{1}{137} \left\{ \begin{array}{l} 300x_k - 300x_{k-1} + 200x_{k-2} - 75x_{k-3} \\ + 12x_{k-4} + 60h * f(x_{k+1}, t_{k+1}) \end{array} \right\} \quad (2.90)$$

$$\text{อันดับหก} \quad x_{k+1} = \frac{1}{147} \left\{ \begin{array}{l} 360x_k - 450x_{k-1} + 400x_{k-2} - 225x_{k-3} \\ + 72x_{k-4} - 10x_{k-5} + 60h * f(x_{k+1}, t_{k+1}) \end{array} \right\} \quad (2.91)$$

การหาเมทริกซ์มูลฐาน(fundamental matrix)

เมทริกซ์มูลฐานเป็นสิ่งที่ใช้แสดงคุณสมบัติของระบบพลวัต สร้างจากการปริพันธ์ระบบไม่เชิงเส้นที่แบ่งเป็นระบบเชิงเส้นในช่วงสั้นๆ ด้วยวิธีดังต่อไปนี้

ระบบพลวัตสามารถเขียนในรูปทั่วไป

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (2.92)$$

เมื่อทำระบบให้ไม่ต่อเนื่อง(discretize) ในช่วงเวลาสั้นๆ $dt = t_{i+1} - t_i$

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (2.93)$$

$$\Phi = DF(x_i)\Phi \quad (2.94)$$

$$DF(x_i) = \left[\frac{\partial f(x, t)}{\partial x} \right]_{x = x_i} \quad (2.95)$$

Φ คือ เมทริกซ์มุลฐาน

$DF(x_i)$ คือ เมทริกซ์จาโคเบียน(Jacobian matrix)

สามารถเขียนผลเฉลยของ (2.92) ได้ดังนี้

$$\Phi(t_{i+1}, t_i) = \exp(DF(x_i) * (t_{i+1} - t_i)) \quad (2.96)$$

$\Phi(t_{i+1}, t_i)$ คือเมทริกซ์ถ่ายทอดสถานะจากเวลา t_i ไปยัง t_{i+1}

$$\Phi(t_0, t_0) = I \quad (2.97)$$

$$\Phi(t_i, t_0) = \Phi(t_i, t_{i-1}) * \Phi(t_{i-1}, t_{i-2}) * \dots * \Phi(t_0, t_0) \quad (2.98)$$

$$\Phi = \Phi(T^0, 0) \quad (2.99)$$

T^0 คือคาบเวลาที่ระบบใช้ในการกลับมาสถานะเดิมเมื่อระบบมีผลเฉลยเป็นฟังก์ชันรายคาบ

2.7 การหาผลเฉลยรายคาบที่สภาวะอยู่ตัวของระบบพลวัตด้วยแผนที่ปวงคาเรด้านเดียว

ในการหาผลเฉลยรายคาบที่สภาวะอยู่ตัวของระบบอาจทำได้หลายวิธี เช่น วิธีสิ้นคิด (brute force method) ที่ใช้การปริพันธ์ระบบจนเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวซึ่งจะกินเวลามาก หรือวิธีแผนที่ปวงคาเร (poincare map method) กำหนดความเป็นฟังก์ชันรายคาบ แล้วใช้วิธีของนิวตัน-ราฟสัน(Newton-Raphson method)แก้สมการไม่เชิงเส้นที่สร้างจากแผนที่ปวงคาเร ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

กำหนดให้ x^* เป็นจุดๆ หนึ่งของผลเฉลยของระบบพลวัต และ x เป็นจุดข้างเคียงกับ x^*

$$H(x) = P_+(x) - x \quad (2.100)$$

จะได้ว่า x^* เป็นค่าที่ทำให้ $H(x^*) = 0$ สามารถหาค่าด้วยการวนซ้ำด้วยวิธีของนิวตัน-ราฟสัน ในการหาค่าเกรเดียนต์(gradient) ของ $H(x)$ ต้องหาค่า $DP_+(x)$, $y = P_+(x)$ จะได้

$$DP_+(x) = \left[I - \frac{1}{\langle h, f(y) \rangle} f(y) h^T \right] \Phi_{(T,0)}(x) \quad (2.101)$$

ผลจาก(2.100) และ (2.101) สามารถหาค่าเกรเดียนต์ของ $H(x)$, $DH(x)$ ได้ดังนี้

$$DH(x) = \left[\frac{\partial}{\partial x} H(x) \right] = DP_+(x) - I \quad (2.102)$$

เมื่อนำวิธีของนิวตัน-ราฟสัน มาหาค่า x^* โดยการวนซ้ำค่า x จนกว่าค่า $H(x) \rightarrow 0$, $x \rightarrow x^*$ ด้วย

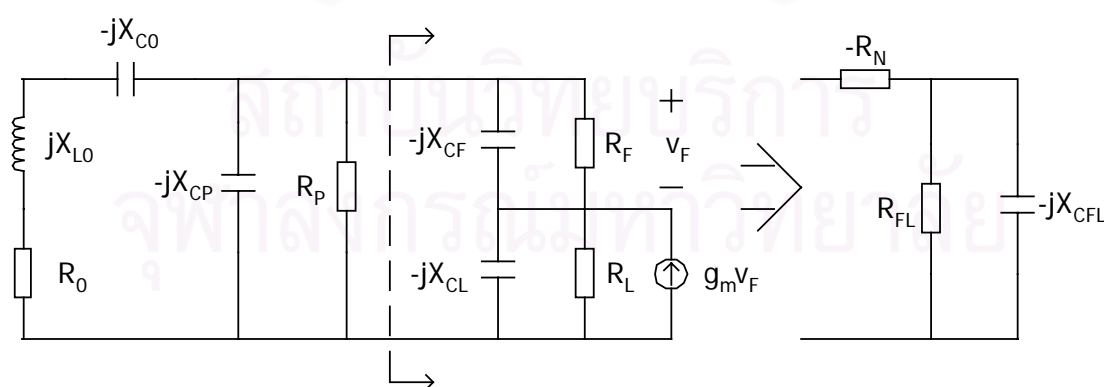
$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - [DH(x^{(i)})]^{-1} H(x^{(i)}) \quad (2.103)$$

ในการหาค่า x^* จากการวนซ้ำค่า x นั้น x ต้องเป็นจุดข้างเคียงของ x^* ที่อยู่ใกล้ x^* เพียงพอจึงจะได้ผลการวนซ้ำที่ลู่เข้าแต่ค่า x ที่เหมาะสมหาได้ยาก ใน[7] เสนอให้ใช้ค่า $x, f(x) = 0$ เป็นค่าเริ่มต้นในการวนซ้ำ ถ้ามองในแง่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์จะเป็นค่ากระแสตรงของวงจรซึ่งมีเหตุผลที่เหมาะสมจะเลือกนำมาใช้ แต่ในทางปฏิบัติพบว่าเสียเวลาที่ใช้ในการวนซ้ำมากจึงนำเอาวิธีสันคืดและวิธีของแผนที่ปวงคาเร มาใช้ร่วมกันเพื่อให้ผลเฉลยลู่เข้าแน่นอน กล่าวคือจะปรับพารามิเตอร์จากค่าไฟตรงที่มีเพิ่มค่าสถานะเล็กน้อยไปช่วงเวลาหนึ่ง เพื่อตรวจสอบว่าระบบพลวัตนั้นมีผลเฉลยรายคาบหรือไม่(ในกรณีออสซิลเลเตอร์คือการตรวจสอบว่ามีการออสซิลเลตหรือไม่นั่นเอง) จากนั้นจึงหาค่าปรับพารามิเตอร์อีกเป็นเวลานานพอสมควรจนแน่ใจว่าค่าของ x เข้าใกล้ x^* แล้วจึงใช้แผนที่ปวงคาเร หาค่าของคาบ-เวลาและค่าสถานะที่แน่นอน

2.8 การวิเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์ด้วยสมบัติความต้านทานลบ[2]

ในการวิเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี ในที่นี้จะเสนอการวิเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์ด้วยสมบัติความต้านทานลบที่สามารถเข้าใจได้ง่าย กล่าวคือจะยุบวงจรลงเหลือเพียงด้านของทรานซิสเตอร์ซึ่งเมื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า จะยุบวงจรเหลือเพียงความต้านทานลบและค่าตัวเก็บประจุ จากนั้นจึงหาค่าของอิมพีแดนซ์รวมของทั้งวงจรแล้วแยกส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ส่วนจริงจะหาเงื่อนไขการออสซิลเลตของออสซิลเลเตอร์ ส่วนจินตภาพจะใช้หาความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตได้

สำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนขยายและละเลยผลของความต้านทานภายในที่ขาทรานซิสเตอร์สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนขยาย และละเลยผลของความต้านทานภายในที่ขาทรานซิสเตอร์ที่วิเคราะห์ด้วยสมบัติความต้านทานลบ

เมื่อแปลงวงจรฝั่งซ้ายแล้วสามารถหาค่าอุปกรณืได้ดังนี้

$$R_N = \frac{g_m}{X_{CF} X_{CL}} \quad (2.104)$$

$$\frac{1}{R_{FL}} = \frac{1}{R_F \left(\frac{C_L}{C_L + C_F} \right)^2} + \frac{1}{R_L \left(\frac{C_F}{C_L + C_F} \right)^2} \quad (2.105)$$

$$X_{CFL} = \frac{X_{CF} X_{CL}}{X_{CF} + X_{CL}} = \frac{\omega C_F C_L}{C_F + C_L} = \omega C_{FL} \quad (2.106)$$

เมื่อแปลงวงจรแล้วแก้สมการจากอิมพีแดนซ์ที่ต่อขนานคร่อม R_p จะได้สมการของความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตจากส่วนจินตภาพ

$$L_0 \left(1 + \frac{C_p}{C_{FL}} \right) \omega^4 - \left[\left(1 + \frac{C_p}{C_{FL}} \right) \frac{1}{C_0} + \frac{g_m}{C_F C_L} \left(\frac{L_0}{R_p} + R_0 C_p \right) + \frac{1}{C_{FL}} \left(1 + \frac{R_0}{R_p} \right) \right] \omega^2 - \frac{g_m}{R_p C_0 C_F C_L} = 0 \quad (2.107)$$

หรือหาความถี่โดยประมาณ $\omega^2 \approx \frac{1}{L_0 \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_{FL} + C_p} \right)^{-1}} \quad (2.108)$

และเงื่อนไขการออสซิลเลตหาจากการแก้สมการส่วนจริงของอิมพีแดนซ์

$$-\frac{\omega C_{FL}}{1 + \omega^2 C_{FL}^2 R_N^2} + \frac{1}{R_p} + \frac{R_0}{R_0 + \omega^2 L_0^2} + \frac{1}{R_{FL}} < 0 \quad (2.109)$$

หรือหาเงื่อนไขการออสซิลเลตโดยประมาณจาก

$$\frac{g_m}{\omega^2 C_F C_L} > R_0 \quad (2.110)$$

บทที่ 3

ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค

บทนี้กล่าวถึงผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีภาคขยายเป็นวงจรขยายกระแสลับต่างชนิดกัน แต่ใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ไวงานและมีอุปกรณ์เฉื่อยงานจำนวนเท่ากัน เพื่อเปรียบเทียบปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในแต่ละรูปแบบการต่อวงจรและแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเมื่อแปรค่าของอุปกรณ์หรือค่าปัจจัยต่างๆในวงจรออสซิลเลเตอร์ อันจะนำไปสู่การหาหลักเกณฑ์อย่างง่ายในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำต่อไป

บทนี้ประกอบด้วยเนื้อหาต่างๆดังนี้

- รูปแบบการต่อวงจรออสซิลเลเตอร์และแบบจำลองทรานซิสเตอร์
 - วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบเบสร่วม
 - วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม
 - วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบคอลเลกเตอร์ร่วม
- เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคกับ [7]
- ผลการแปรค่าปัจจัยต่างๆในวงจรออสซิลเลเตอร์
 - ค่าอุปกรณ์เฉื่อยงาน
 - จุดทำงานสงบของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์
 - ค่าตัวแปรต่างๆ ในแบบจำลองของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์

เนื่องจากการศึกษาปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น มีตัวแปรที่มีผลต่อปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเป็นจำนวนมากพอสมควร ดังนั้นในการศึกษานี้จึงจำกัดตัวแปรที่สนใจให้มีจำนวนน้อยลง จากวิธีการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในบทที่ 2 พอจะสรุปได้ว่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคนั้นเกิดจากการแปลงแหล่งสัญญาณรบกวนในวงจรออสซิลเลเตอร์มาเป็นแถบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาครอบๆ ความถี่ที่เกิดการออสซิลเลต ดังนั้นถ้าลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคจะต้องลดปริมาณสัญญาณรบกวนในวงจรออสซิลเลเตอร์ และลดปริมาณการแปลงขึ้นของสัญญาณรบกวนในวงจรเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคซึ่งการแปลงขึ้นนั้นจะมีความสัมพันธ์กับความไม่เป็นเชิงเส้นของออสซิลเลเตอร์ ด้วยเหตุนี้การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะต้องมีสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นต่ำ นั่นคือค่าอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นทุกตัวในวงจรที่มียุทธศาสตร์ต้องนำมาพิจารณาทั้งหมด เพื่อหาจุดที่เหมาะสมในการลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค ดังนั้นค่าของกระแสไบแอสวงจรขยายต้องมีค่าต่ำด้วยเพื่อลดปริมาณสัญญาณรบกวนที่เกิดในออสซิลเลเตอร์ และค่าปัจจัยอีกค่าที่ต้องพิจารณาคือค่าที่เหมาะสมของส่วนวงจรออสซิลเลตซึ่ง

กำหนดค่าความถี่ที่เกิดออสซิลเลต โดยค่าที่ใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์น่าจะเป็นค่าที่ทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าตัวประกอบคุณภาพโดยรวมของวงจรสูงสุดเพื่อลดปริมาณแบนวิดท์ที่สัญญาณรบกวนจะผ่านวงจรและภาคขยายไม่เชิงเส้นแปลงมาเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคหลังจากที่แปรค่าอุปกรณ์ที่มีผลต่อสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคแล้ว จะสรุปในแต่ละหัวข้อของการแปรค่าอุปกรณ์แต่ละตัว จากนั้นจะนำผลที่ได้จากการแปรค่าอุปกรณ์ทั้งหมดมาสรุปเป็นหลักการออกแบบออสซิลเลเตอร์ในบทถัดไป

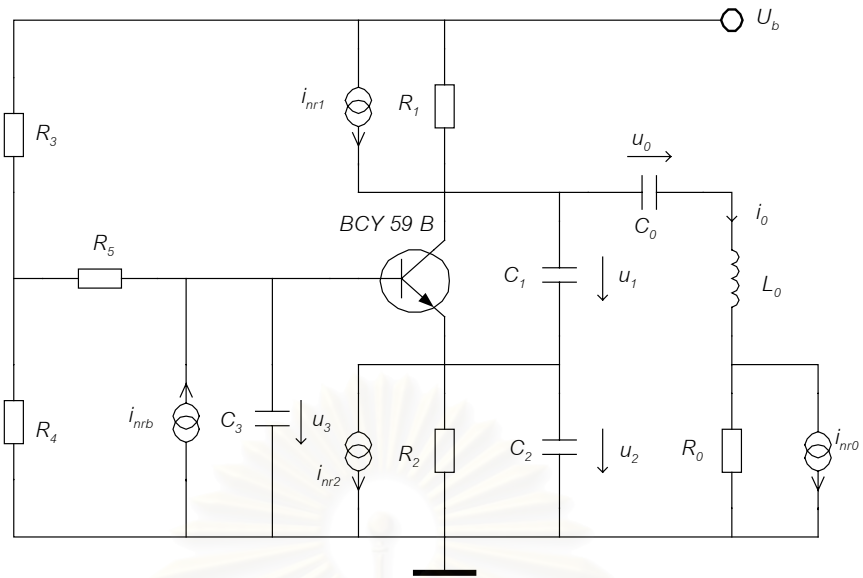
3.1 รูปแบบการต่อวงจรออสซิลเลเตอร์และแบบจำลองทรานซิสเตอร์

ในการศึกษาสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคนี้ ได้ศึกษาวงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีการต่อวงจรขยายด้วยทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์แตกต่างกัน 3 แบบ คือ วงจรขยายแบบเบสร่วม วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม และวงจรขยายแบบคอลเลกเตอร์ร่วม และใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์ของกัมเมล-พูน(Gummel-Poon model) ที่ใช้ในโปรแกรม PSPICE [7],[15] แบบจำลองนี้แสดงสมบัติทางไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์ได้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด สำหรับการเปรียบเทียบความถูกต้องของการคำนวณปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคกับ[7] ที่มีรูปแบบการต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีภาคขยายแบบเบสร่วมเหมือนกันนั้นจะแสดงอยู่ในหัวข้อการเปรียบเทียบผลซึ่งอยู่ในหัวข้อต่อไป

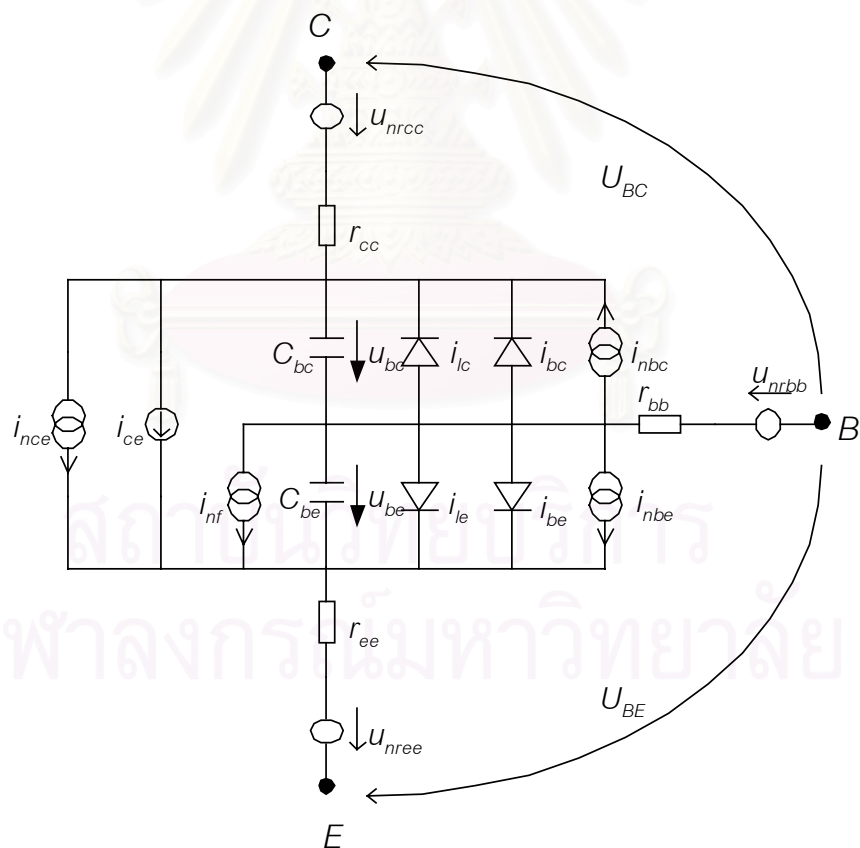
3.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบเบสร่วม

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบเบสร่วมมีรูปแบบการต่อวงจรดังรูปที่ 3.1 ลักษณะของวงจรขยายเบสร่วมจะต่อขาเบสลงกราวด์ โดยมีขาอิมิตเตอร์เป็นด้านเข้าและขาคอลเลกเตอร์เป็นด้านออก สมบัติความต้านทานกระแสลับที่มองจากด้านเข้าและด้านออกจะมีค่าใกล้เคียงกัน ตัวเก็บประจุคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ และ เบส-คอลเลกเตอร์ ถูกแยกออกจากกัน[16] ทำให้สามารถรวมค่าตัวเก็บประจุทั้งสองกับตัวเก็บประจุป้อนกลับและตัวเก็บประจุที่โหลดได้โดยตรง เมื่อเทียบกับตัวแปรต่างๆ กับตัวแปรในรูปที่ 2.5 พบว่า C_F คือ $C_{be} + C_2$, R_F คือ $R_\pi // R_2$, $R_\pi = \frac{\beta_f I_C}{U_T}$, C_L คือ $C_1 + C_{bc}$, R_L คือ $R_1 // r_{bc}$, $r_{bc} = \frac{V_{af}}{I_C}$ และ $C_P = \infty$, $R_P = \infty$

รูปที่ 3.2 แสดงแบบจำลองทรานซิสเตอร์ของกัมเมล-พูน ที่บ่งชี้ถึงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในแบบจำลองและสมบัติทางไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์ โดยแสดงแหล่งสัญญาณรบกวนขาและแหล่งสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์ด้วย



รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยาย กระแสสลับแบบเบสร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวน[7]



รูปที่ 3.2 แบบจำลองทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ของกัมเมล-พูนที่มีแหล่งสัญญาณรบกวน[7]

ตารางที่ 3.1 ค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม

$R_1 = 1.05 \text{ k}\Omega$	$R_4 = 5.1\text{-}22 \text{ k}\Omega$	$L_0 = 154 \text{ nH}$	$C_2 = 100 \text{ pF}$
$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_5 = 180 \text{ k}\Omega$	$C_0 = 47 \text{ pF}$	$C_3 = 3.3 \text{ nF}$
$R_3 = 5.1 \text{ k}\Omega$	$R_0 = 0.65 \text{ }\Omega$	$C_1 = 150 \text{ pF}$	$U_b = 12 \text{ V}$

ตารางที่ 3.2 ค่าตัวแปรในทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เบอร์ BCY 59 B

$I_s = 24.39 \text{ fA}$	$I_{se} = 541.1 \text{ aA}$	$\beta_r = \infty$	$V_{je} = 0.507 \text{ V}$	$m_c = 0.285$	$I_{rb} = 1.24 \text{ }\mu\text{A}$
$\beta_f = 347.2$	$n_e = 1.237$	$I_{sc} = 0 \text{ A}$	$m_e = 0.308$	$\tau_r = 8 \text{ pS}$	$r_{ee} = 0.4 \text{ }\Omega$
$n_f = 1$	$I_{kr} = \infty$	$n_c = 2$	$\tau_f = 840 \text{ pS}$	$F_c = 0.5$	$U_t = 25.88 \text{ mV}$
$V_{af} = 40 \text{ V}$	$n_r = 1$	$r_{cc} = 3 \text{ }\Omega$	$C_{jc0} = 7.2 \text{ pF}$	$r_b = 105.5 \text{ }\Omega$	$n_k = 0.5$
$I_{kf} = 120 \text{ mA}$	$V_{ar} = 3.054 \text{ V}$	$C_{je0} = 12.1 \text{ pF}$	$V_{jc} = 0.339 \text{ V}$	$r_{bm} = 5.5 \text{ }\Omega$	

จากรูปที่ 3.1,3.2 สามารถเขียนสมการสถานะ (state equations) ที่รวมแหล่งสัญญาณรบกวนของออสซิลเลเตอร์ที่ต่อภาคขยายแบบเบสร่วมได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} i_0 = \frac{1}{L_0} (-R_0 i_0 - u_0 + u_1 + u_2) + \frac{R_0}{L_0} i_{nr0} \quad (3.1 \text{ ก})$$

$$\frac{d}{dt} u_0 = \frac{1}{C_0} i_0 \quad (3.1 \text{ ข})$$

$$\frac{d}{dt} u_1 = \frac{1}{C_1} \left(-i_0 + \frac{U_b - u_1 - u_2}{R_1} - i_c \right) + \frac{1}{C_1} (i_{nr1} - i_{nc}) \quad (3.1 \text{ ค})$$

$$\frac{d}{dt} u_2 = \frac{1}{C_2} \left(-i_0 + \frac{U_b - u_1 - u_2}{R_1} - \frac{u_2}{R_2} + i_b \right) + \frac{1}{C_2} (i_{nb} + i_{nr1} - i_{nr2}) \quad (3.1 \text{ ง})$$

$$\frac{d}{dt} u_3 = \frac{1}{C_3} \left(\frac{U_{bb} - u_3}{R_{bb}} - i_b \right) + \frac{1}{C_3} (-i_{nb} + i_{nr3}) \quad (3.1 \text{ จ})$$

$$\frac{d}{dt} u_{be} = \frac{1}{C_{be}} (i_c + i_b - i_{ce} - i_{be}) + \frac{1}{C_{be}} (i_{nc} + i_{nb} - i_{nce} - i_{nbe} - i_{nf}) \quad (3.1 \text{ ฉ})$$

$$\frac{d}{dt} u_{bc} = \frac{1}{C_{bc}} (-i_c + i_{ce} - i_{bc}) + \frac{1}{C_{bc}} (-i_{nc} - i_{nbc} + i_{nce}) \quad (3.1 \text{ ช})$$

$$U_{bb} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_b \quad (3.2)$$

$$R_{bb} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} + R_5 \quad (3.3)$$

ค่ากระแสเบสและกระแสคอลเล็กเตอร์ในทรานซิสเตอร์สามารถหาจากการใช้ KVL รอบรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์และเบส-คอลเล็กเตอร์

$$i_b = \frac{r_{ee}}{\Delta} V_{BC} + \frac{r_{cc}}{\Delta} V_{BE} \quad (3.4 ก)$$

$$i_c = -\frac{(r_{bb} + r_{ee})}{\Delta} V_{BC} + \frac{r_{bb}}{\Delta} V_{BE} \quad (3.4 ข)$$

$$V_{BC} = U_{BC} - u_{bc} = u_3 - u_1 - u_2 - u_{bc} \quad (3.5 ก)$$

$$V_{BE} = U_{BE} - u_{be} = u_3 - u_2 - u_{be} \quad (3.5 ข)$$

$$\Delta = r_{bb} r_{cc} + r_{bb} r_{ee} + r_{ee} r_{cc} \quad (3.6)$$

$$i_{ce} = \frac{i_{cc} - i_{ec}}{Q_b} \quad (3.7)$$

$$i_{cc} = I_s \left(\exp \left(\frac{u_{be}}{n_f U_t} \right) - 1 \right) \quad (3.8)$$

$$i_{ec} = I_s \left(\exp \left(\frac{u_{bc}}{n_r U_t} \right) - 1 \right) \quad (3.9)$$

$$i_{be} = \frac{i_{cc}}{\beta_f} + i_{le} \quad (3.10)$$

$$i_{le} = I_{se} \left(\exp \left(\frac{u_{be}}{n_e U_t} \right) - 1 \right) \quad (3.11)$$

$$i_{bc} = \frac{i_{ec}}{\beta_r} + i_{lc} \quad (3.12)$$

$$i_{lc} = I_{sc} \left(\exp \left(\frac{u_{bc}}{n_c U_t} \right) - 1 \right) \quad (3.13)$$

$$Q_b = \frac{1}{2} Q_1 (1 + (1 + 4Q_2)^{n_k}) \quad (3.14)$$

$$Q_1 = \left(1 - \frac{u_{be}}{V_{ar}} - \frac{u_{bc}}{V_{af}} \right)^{-1} \quad (3.15)$$

$$Q_2 = \frac{i_{cc}}{I_{kf}} + \frac{i_{ec}}{I_{kr}} \quad (3.16)$$

ตัวประกอบ Q_1 แสดงถึงผลของ Early effect ที่จะลดกระแสคอลเล็กเตอร์เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มอิ่มตัวและ Q_2 แสดงถึง Kirk effect ที่จะลดกระแสคอลเล็กเตอร์เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานที่ค่า u_{be} สูงๆ

ค่าความต้านทานที่ขาเบสที่ขึ้นกับกระแสเบสเมื่อ $I_{rb} \neq 0, \infty$ คือ

$$r_{bb} = r_{bm} + 3(r_b - r_{bm}) \frac{\tan(z) - z}{z \tan(z)^2} \quad (3.17 ก)$$

ในกรณีที่ค่าของ z มีค่าน้อยๆ $z < 10^{-3}$ อาจหาค่าของ r_{bb} จากการประมาณค่าของฟังก์ชันตรีโกณมิติด้วยอนุกรมกำลังรอบจุด $z = 0$ เพื่อลดค่าความผิดพลาดในการคำนวณเชิงเลขจากการปัดเศษ(roundoff error)

$$r_{bb} \approx r_{bm} + (r_b - r_{bm}) \left(1 - \frac{4}{15} z^2 - \frac{4}{105} z^4 \right), z < 10^{-3} \quad (3.17 ข)$$

$$z = \frac{\sqrt{1 + \frac{144}{\pi^2} \frac{i'_b}{I_{rb}} - 1}}{\frac{24}{\pi^2} \sqrt{\frac{i'_b}{I_{rb}}}} \quad (3.17 ค)$$

$$i'_b = i_{be} + i_{bc} \quad (3.17 ง)$$

ค่าความต้านทานที่ขาเบสที่ขึ้นกับกระแสเบสเมื่อ $I_{rb} = 0, \infty$ คือ

$$r_{bb} = \frac{r_b}{Q_b} \quad (3.17 จ)$$

ค่าตัวเก็บประจุในทรานซิสเตอร์เกิดจากการรวมกันของค่าตัวเก็บประจุการแพร่ (diffusion capacitance) และค่าตัวเก็บประจุลอยเลื่อน(drift capacitance)

$$C_{bc} = C_{dc} + C_{jc}, \quad C_{be} = C_{de} + C_{je} \quad (3.18)$$

$$C_{de} = \tau_f \frac{\partial(i_{cc})}{\partial u_{be}} = \tau_f \frac{i_{cc} + I_s}{n_f U_t} \quad (3.19)$$

$$C_{dc} = \tau_r \frac{\partial(i_{ec})}{\partial u_{bc}} = \tau_r \frac{i_{ec} + I_s}{n_r U_t} \quad (3.20)$$

$$C_{jc} = \begin{cases} C_{jc0} \left(1 - \frac{u_{bc}}{V_{jc}} \right)^{-m_c}, & u_{bc} < F_c V_{jc} \\ C_{jc0} \left[1 + \frac{m_c (u_{bc} - F_c V_{jc})}{V_{jc} (1 - F_c)} \right] (1 - F_c)^{-m_c}, & u_{bc} \geq F_c V_{jc} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$C_{je} = \begin{cases} C_{je0} \left(1 - \frac{u_{be}}{V_{je}} \right)^{-m_e}, & u_{be} < F_c V_{je} \\ C_{je0} \left[1 + \frac{m_e (u_{be} - F_c V_{je})}{V_{je} (1 - F_c)} \right] (1 - F_c)^{-m_e}, & u_{be} \geq F_c V_{je} \end{cases} \quad (3.22)$$

ค่าของกระแสสัญญาณรบกวนที่เกิดจากค่าความต้านทานแฝงในทรานซิสเตอร์สามารถหาได้จากการใช้ KVL รอบรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ และเบส-คอลเล็กเตอร์

$$i_{nb} = -\frac{(r_{cc} + r_{ee})}{\Delta} u_{nrbb} + \frac{r_{ee}}{\Delta} u_{nrcc} - \frac{r_{cc}}{\Delta} u_{unree} \quad (3.23)$$

$$i_{nc} = \frac{r_{ee}}{\Delta} u_{nrbb} - \frac{(r_{bb} + r_{ee})}{\Delta} u_{nrcc} - \frac{r_{bb}}{\Delta} u_{unree} \quad (3.24)$$

สำหรับแหล่งสัญญาณพื้นสุ่ม $\xi_1 \dots \xi_{10}$ ที่นอร์มัลไลซ์แล้วจะมีสมบัติดังนี้

$$\langle \xi_i \xi_j \rangle = \delta_{ij} \quad , \quad \langle \xi_i \rangle = 0 \quad i, j \in 1, 2, 3 \dots 10 \quad (3.25)$$

แหล่งสัญญาณรบกวนขาวที่อิสระต่อกันอันเกิดจากสัญญาณรบกวนความร้อนที่เกิดภายในความต้านทาน(thermal noise) และสัญญาณรบกวนแบบยิง(shot noise)ที่เกิดขึ้นระหว่างรอยต่อของสารกึ่งตัวนำต่างชนิดกัน มีทั้งหมด 10 แหล่งดังนี้

$$i_{nrb} = \sqrt{\frac{2kT}{R_{bb}}} \xi_1 \quad (3.26)$$

$$i_{nr1} = \sqrt{\frac{2kT}{R_1}} \xi_2 \quad (3.27)$$

$$i_{nr2} = \sqrt{\frac{2kT}{R_2}} \xi_3 \quad (3.28)$$

$$i_{nr0} = \sqrt{\frac{2kT}{R_0}} \xi_4 \quad (3.29)$$

$$u_{nrbb} = \sqrt{2kTr_{bb}} \xi_5 \quad (3.30)$$

$$u_{nrcc} = \sqrt{2kTr_{cc}} \xi_6 \quad (3.31)$$

$$u_{nree} = \sqrt{2kTr_{ee}} \xi_7 \quad (3.32)$$

$$i_{nce} = \sqrt{q|i_{ce}|} \xi_8 \quad (3.33)$$

$$i_{nbe} = \sqrt{q|i_{be}|} \xi_9 \quad (3.34)$$

$$i_{nbc} = \sqrt{q|i_{bc}|} \xi_{10} \quad (3.35)$$

k คือ ค่าคงที่ของโบลต์ซมันน์ (Boltzmann's constant) มีค่า $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

q คือ ค่าประจุของอิเล็กตรอน มีค่า $1.6022 \times 10^{-19} \text{ C}$

T คือ ค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ในหน่วยเคลวิน K

ส่วนแหล่งสัญญาณรบกวน $f^{-\alpha}$ ที่สำคัญในทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ i_{nf} เกิดขึ้นระหว่างรอยต่อของเบสและอิมิตเตอร์ดังรูปที่ 3.2 มีค่า $\alpha = 1$ พบว่าสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนชนิดนี้ ($\hat{C}_{i_{nf} i_{nf}}$) มีความสัมพันธ์กับตัวแปรในทรานซิสเตอร์ดังนี้

$$\hat{C}_{i_{nf} i_{nf}}(f) = C_{nf} \left(\frac{i_{le}^2}{|f|} \right) \quad (3.36)$$

ค่าคงที่ C_{nf} ที่หาได้จากการวัดเมื่อค่า $R_4 = 22k\Omega$ ใน[7] มีค่า 3.75×10^{-5} ค่านี้จะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิและไม่มีหน่วย

เมื่อแทนค่า (3.26)-(3.36) ลงในสมการสถานะ (3.1) แล้วหาค่าของ G ในสมการ (2.2 ข) จะหาค่าของพจน์ $G_{ij} \neq 0$ ได้ดังนี้

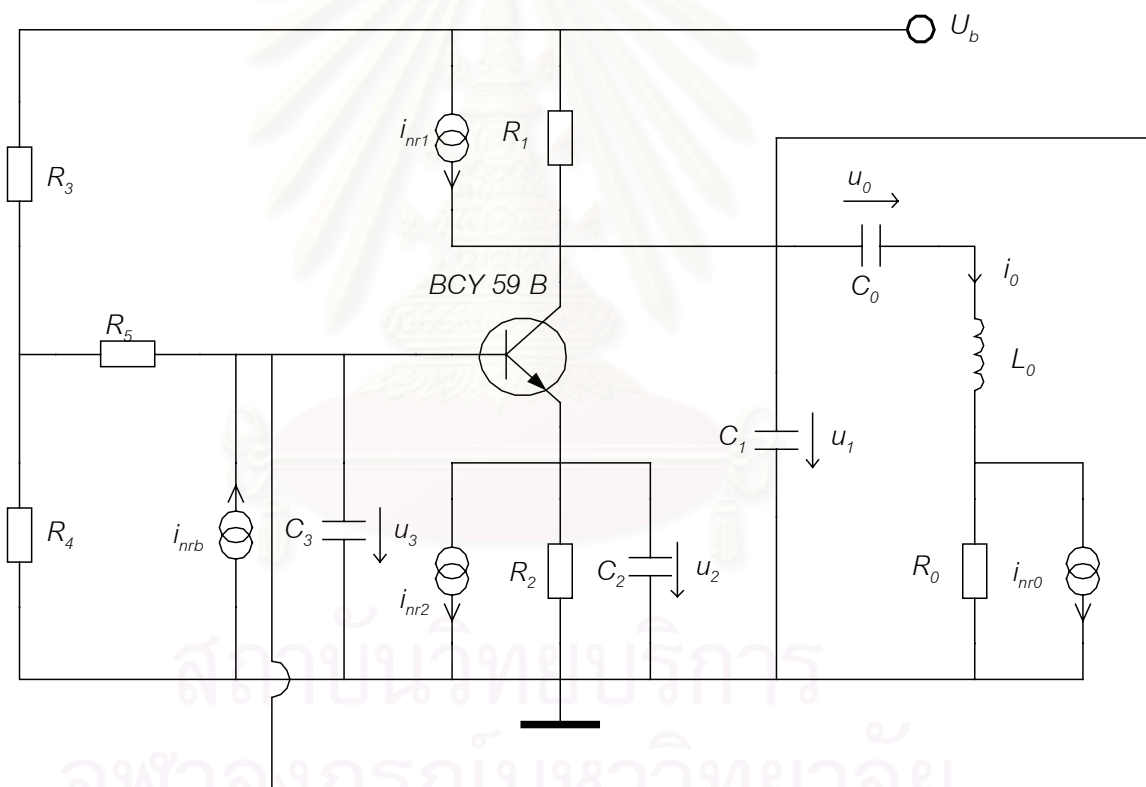
$$\begin{aligned} G_{14} &= \frac{1}{L_0} \sqrt{2kTR_0}, G_{32} = \frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{2kT}{R1}}, G_{35} = -\frac{1}{C_1} \frac{r_{ee}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, \\ G_{36} &= \frac{1}{C_1} \frac{(r_{bb} + r_{ee})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, G_{37} = \frac{1}{C_1} \frac{r_{bb}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}} \\ G_{42} &= \frac{C_1}{C_2} G_{32}, G_{43} = -\frac{1}{C_2} \sqrt{\frac{2kT}{R_2}}, G_{45} = -\frac{1}{C_2} \frac{(r_{cc} + r_{ee})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, \\ G_{46} &= -\frac{1}{C_2} \frac{r_{ee}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, G_{47} = -\frac{1}{C_2} \frac{r_{cc}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}} \\ G_{51} &= \frac{1}{C_3} \sqrt{\frac{2kT}{R_{bb}}}, G_{55} = -\frac{C_2}{C_3} G_{45}, G_{56} = -\frac{C_2}{C_3} G_{46}, G_{57} = -\frac{C_2}{C_3} G_{47} \\ G_{65} &= -\frac{1}{C_{be}} \frac{r_{cc}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, G_{66} = -\frac{1}{C_{be}} \frac{r_{bb}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, G_{67} = -\frac{1}{C_{be}} \frac{(r_{bb} + r_{cc})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}}, \\ G_{68} &= -\frac{1}{C_{be}} \sqrt{q|i_{ce}|}, G_{69} = -\frac{1}{C_{be}} \sqrt{q|i_{be}|}, G_{75} = \frac{C_1}{C_{bc}} G_{35}, G_{76} = \frac{C_1}{C_{bc}} G_{36}, \\ G_{77} &= \frac{C_1}{C_{bc}} G_{37}, G_{78} = \frac{1}{C_{bc}} \sqrt{q|i_{ce}|}, G_{7,10} = -\frac{1}{C_{bc}} \sqrt{q|i_{bc}|} \end{aligned} \quad (3.37)$$

ในกรณีของผลของ f^{-1} หรือ สัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์จะหาค่าแวกเตอร์ $g_{nf}(x)$ ในสมการ(2.2ข) พบว่ามีพจน์ที่ไม่เป็นศูนย์คือ

$$(g_{nf})_6 = -\frac{1}{C_{be}} i_{le} \quad (3.38)$$

3.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมมีรูปแบบการต่อวงจรดังรูปที่ 3.3 และลักษณะของวงจขยายอิมิตเตอร์ร่วมจะต่อขาอิมิตเตอร์ลงกราวด์ โดยมีขาเบสเป็นด้านเข้าและมีขาคอลเลกเตอร์เป็นด้านออก สมบัติความต้านทานกระแสลับของด้านเข้าปานกลางและด้านออกสูง ค่าตัวเก็บประจุคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เป็นตัวเชื่อมระหว่างด้านเข้าและด้านออก ซึ่งเสมือนต่อขนานกับเวโรเนเตอร์ที่ต่อบ้อนกลับจากด้านออกกลับมายังด้านเข้า เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุนี้แปรกับกระแสไบแอสสูง จึงทำให้ความถี่ในการออสซิลเลตเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมาก เมื่อเทียบกับตัวแปรต่างๆ กับตัวแปรในรูปที่ 2.5 พบว่า C_F คือ $C_{be} + C_3$, R_F คือ $R_\pi // R_{bb}$, C_L คือ C_2 , R_L คือ R_1 , C_P คือ C_{bc} , R_P คือ r_{bc}



รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวน

ตารางที่ 3.3 ค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอิมิตเตอร์ร่วม

$R_1 = 1.05 \text{ k}\Omega$	$R_4 = 5.1\text{-}22 \text{ k}\Omega$	$L_0 = 154 \text{ nH}$	$C_2 = 3.3 \text{ nF}$
$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_5 = 180 \text{ k}\Omega$	$C_0 = 47 \text{ pF}$	$C_3 = 100 \text{ pF}$
$R_3 = 5.1 \text{ k}\Omega$	$R_0 = 0.65 \Omega$	$C_1 = 150 \text{ pF}$	$U_b = 12 \text{ V}$

จากรูปที่ 3.2,3.3 สามารถเขียนสมการสถานะของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวนได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt}i_o = \frac{1}{L_0}(-R_0i_o - u_o + u_1 - u_3) + \frac{R_0}{L_0}i_{nr0} \quad (3.39 \text{ ก})$$

$$\frac{d}{dt}u_o = \frac{1}{C_0}i_o \quad (3.39 \text{ ข})$$

$$\frac{d}{dt}u_1 = \frac{1}{C_1}\left(-i_o + \frac{U_b - u_1}{R_1} - i_c\right) + \frac{1}{C_1}(i_{nr1} - i_{nc}) \quad (3.39 \text{ ค})$$

$$\frac{d}{dt}u_2 = \frac{1}{C_2}\left(-\frac{u_2}{R_2} + i_b + i_c\right) + \frac{1}{C_2}(i_{nb} + i_{nr1} - i_{nr2}) \quad (3.39 \text{ ง})$$

$$\frac{d}{dt}u_3 = \frac{1}{C_3}\left(i_o + \frac{U_{bb} - u_3}{R_{bb}} - i_b\right) + \frac{1}{C_3}(-i_{nb} + i_{nr3}) \quad (3.39 \text{ จ})$$

$$\frac{d}{dt}u_{be} = \frac{1}{C_{be}}(i_c + i_b - i_{ce} - i_{be}) + \frac{1}{C_{be}}(i_{nc} + i_{nb} - i_{nce} - i_{nbe} - i_{nf}) \quad (3.39 \text{ ฉ})$$

$$\frac{d}{dt}u_{bc} = \frac{1}{C_{bc}}(-i_c + i_{ce} - i_{bc}) + \frac{1}{C_{bc}}(-i_{nc} - i_{nbc} + i_{nce}) \quad (3.39 \text{ ช})$$

สมการที่ใช้หาค่ากระแสภายในทรานซิสเตอร์(3.4)ยังคงเดิมแต่ค่าของแรงดัน V_{BC} และ V_{BE} จะเปลี่ยนไปตามรูปที่ 3.3 ซึ่งจะได้ว่า

$$V_{BC} = u_3 - u_1 - u_{bc} \quad (3.40 \text{ ก})$$

$$V_{BE} = u_3 - u_2 - u_{be} \quad (3.40 \text{ ข})$$

นอกจากนั้นสมการความสัมพันธ์ต่างๆ ยังคงเหมือนกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม

ในกรณีหาผลกระทบของแหล่งสัญญาณรบกวนต่อระบบนั้นคือการหาค่าเมทริกซ์ G เมื่อยังใช้แหล่งสัญญาณรบกวนที่มีการเรียงลำดับดัง (3.26)-(3.35) พจน์ที่ไม่เป็นศูนย์ได้ดังนี้

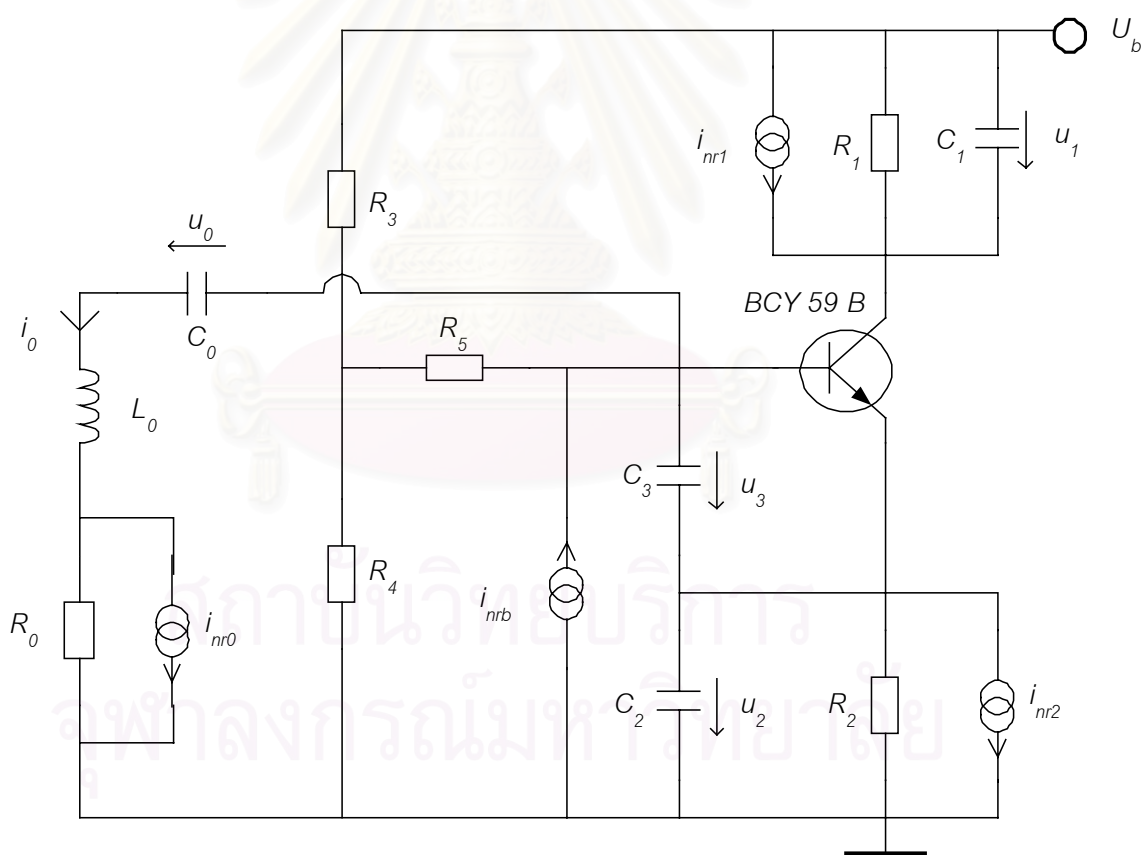
$$\begin{aligned}
 G_{14} &= \frac{1}{L_0} \sqrt{2kTR_0} \\
 G_{32} &= \frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{2kT}{RI}}, G_{35} = -\frac{1}{C_1} \frac{r_{ee}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, \\
 G_{36} &= \frac{1}{C_1} \frac{(r_{bb} + r_{ee})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, G_{37} = \frac{1}{C_1} \frac{r_{bb}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}} \\
 G_{42} &= \frac{C_1}{C_2} G_{32}, G_{43} = -\frac{1}{C_2} \sqrt{\frac{2kT}{R_2}}, G_{45} = -\frac{1}{C_2} \frac{(r_{cc} + r_{ee})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, \\
 G_{46} &= -\frac{1}{C_2} \frac{r_{ee}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, G_{47} = -\frac{1}{C_2} \frac{r_{cc}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}} \quad (3.41) \\
 G_{51} &= \frac{1}{C_3} \sqrt{\frac{2kT}{R_{bb}}}, G_{55} = -\frac{C_2}{C_3} G_{45}, G_{56} = -\frac{C_2}{C_3} G_{46}, G_{57} = -\frac{C_2}{C_3} G_{47} \\
 G_{65} &= -\frac{1}{C_{be}} \frac{r_{cc}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, G_{66} = -\frac{1}{C_{be}} \frac{r_{bb}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, \\
 G_{67} &= -\frac{1}{C_{be}} \frac{(r_{bb} + r_{cc})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}}, G_{68} = -\frac{1}{C_{be}} \sqrt{q|i_{ce}|}, G_{69} = -\frac{1}{C_{be}} \sqrt{q|i_{be}|} \\
 G_{75} &= \frac{C_1}{C_{bc}} G_{35}, G_{76} = \frac{C_1}{C_{bc}} G_{36}, G_{77} = \frac{C_1}{C_{bc}} G_{37}, G_{78} = \frac{1}{C_{bc}} \sqrt{q|i_{ce}|} \\
 G_{7,10} &= -\frac{1}{C_{bc}} \sqrt{q|i_{bc}|}
 \end{aligned}$$

ในกรณีของ $f^{-\alpha}$ จะหาค่า เวกเตอร์ $g_{nf}(x)$ ในสมการ(2.2 ข) พบว่ามีพจน์ที่ไม่เป็นศูนย์คือ

$$(g_{nf})_6 = -\frac{1}{C_{be}} i_{le} \quad (3.42)$$

3.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบคอลเลกเตอร์ร่วม

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีภาคขยายแบบคอลเลกเตอร์ร่วมมีรูปแบบการต่อวงจรดังรูปที่ 3.4 ลักษณะของวงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมจะต่อขาคอลเลกเตอร์ลงกราวด์ โดยมีขาเบสเป็นด้านเข้าและขามิตเตอร์เป็นด้านออก สมบัติความต้านทานกระแสสลับของด้านเข้าสูงและด้านออกต่ำ ค่าตัวเก็บประจุคร่อมรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ตัวเชื่อมระหว่างด้านเข้าและด้านออก ซึ่งเสมือนต่อขนานกับเรโซเนเตอร์ที่ต่อบ้อนกลับจากด้านออกกลับมายังด้านเข้า แต่ค่าของตัวเก็บประจุที่รอยต่อนี้มีค่าต่ำ และมีค่าขึ้นกับแรงดันไบแอสย้อนกลับ(reverse bias) ที่รอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ จึงมีผลกระทบจากจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ต่อความถี่น้อยกว่าวงจรมิตเตอร์ร่วมแต่มากกว่าวงจรเบสร่วม เมื่อเทียบกับตัวแปรต่างๆ กับตัวแปรในรูปที่ 2.5 พบว่า C_F คือ $C_{be} + C_3$, R_F คือ R_π , C_L คือ C_2 , R_L คือ R_2 , C_P คือ C_{bc} , R_P คือ $r_{bc} // R_{bb}$



รูปที่ 3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยายแบบคอลเลกเตอร์ร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวน

ตารางที่ 3.4 ค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลเล็กเตอร์ร่วม

$R_1 = 1.05 \text{ k}\Omega$	$R_4 = 5.1\text{-}22 \text{ k}\Omega$	$L_0 = 154 \text{ nH}$	$C_2 = 150 \text{ pF}$
$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_5 = 180 \text{ k}\Omega$	$C_0 = 47 \text{ pF}$	$C_3 = 100 \text{ pF}$
$R_3 = 5.1 \text{ k}\Omega$	$R_0 = 0.65 \text{ }\Omega$	$C_1 = 3.3 \text{ nF}$	$U_b = 12 \text{ V}$

จากรูปที่ 3.2,3.4 สามารถเขียนสมการสถานะของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลป์ที่มีส่วนขยายเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ต่อภาคขยายแบบคอลเล็กเตอร์ร่วมและรวมแหล่งสัญญาณรบกวนได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt}i_0 = \frac{1}{L_0}(-R_0i_0 - u_0 + u_2 + u_3) + \frac{R_0}{L_0}i_{nr0} \quad (3.43 \text{ ก})$$

$$\frac{d}{dt}u_0 = \frac{1}{C_0}i_0 \quad (3.43 \text{ ข})$$

$$\frac{d}{dt}u_1 = \frac{1}{C_1}\left(-\frac{u_1}{R_1} + i_c\right) + \frac{1}{C_1}(-i_{nr1} + i_{nc}) \quad (3.43 \text{ ค})$$

$$\frac{d}{dt}u_2 = \frac{1}{C_2}\left(-i_0 + \frac{U_{bb} - u_2 - u_3}{R_{bb}} - \frac{u_2}{R_2} + i_c\right) + \frac{1}{C_2}(i_{nc} + i_{nr2} - i_{nr1}) \quad (3.43 \text{ ง})$$

$$\frac{d}{dt}u_3 = \frac{1}{C_3}\left(-i_0 + \frac{U_{bb} - u_2 - u_3}{R_{bb}} - i_b\right) + \frac{1}{C_3}(-i_{nb} + i_{nr2}) \quad (3.43 \text{ จ})$$

$$\frac{d}{dt}u_{be} = \frac{1}{C_{be}}(i_c + i_b - i_{ce} - i_{be}) + \frac{1}{C_{be}}(i_{nc} + i_{nb} - i_{nce} - i_{nbe} - i_{nf}) \quad (3.43 \text{ ฉ})$$

$$\frac{d}{dt}u_{bc} = \frac{1}{C_{bc}}(-i_c + i_{ce} - i_{bc}) + \frac{1}{C_{bc}}(-i_{nc} - i_{nbc} + i_{nce}) \quad (3.43 \text{ ช})$$

สมการที่ใช้หาค่ากระแสภายในทรานซิสเตอร์(3.4)ยังคงเดิมแต่ค่าของแรงดัน V_{BC} และ V_{BE} จะเปลี่ยนไปตามรูปที่ 3.4 ซึ่งจะได้ว่า

$$V_{BC} = -U_b + u_1 + u_2 + u_3 - u_{bc} \quad (3.44 \text{ ก})$$

$$V_{BE} = u_3 - u_{be} \quad (3.44 \text{ ข})$$

นอกจากนั้นสมการความสัมพันธ์ต่างๆ ยังคงเหมือนกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม

กรณีหาผลกระทบของแหล่งสัญญาณรบกวนต่อระบบคือ การหาค่าเมทริกซ์ G เมื่อยังใช้แหล่งสัญญาณรบกวนที่มีการเรียงลำดับดังสมการ (3.26)-(3.35) สามารถหาพจน์ที่ไม่เป็นศูนย์ได้ดังนี้

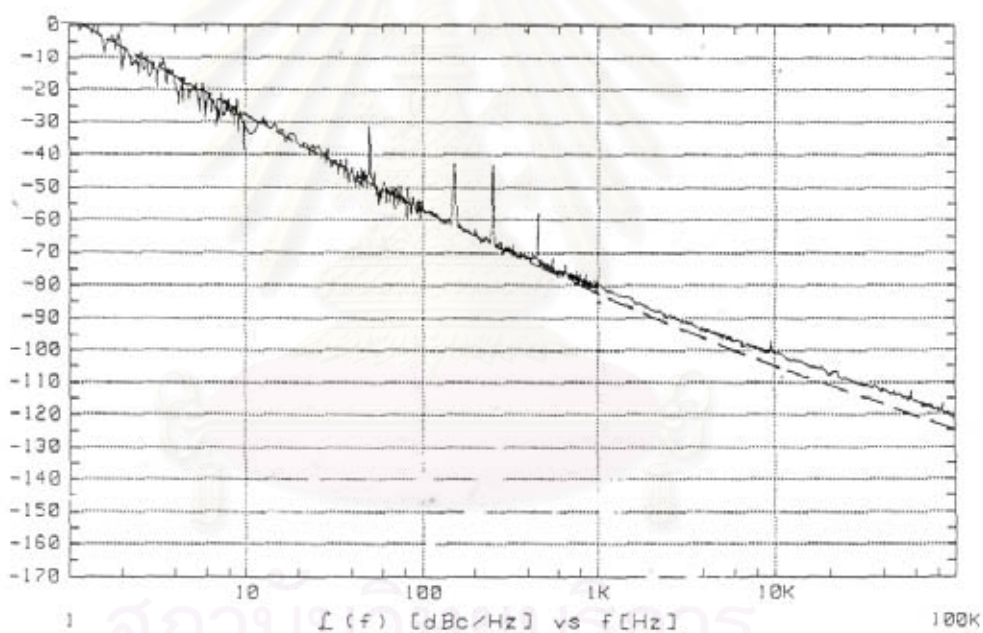
$$\begin{aligned}
 G_{14} &= \frac{1}{L_0} \sqrt{2kTR_0} \\
 G_{32} &= -\frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{2kT}{R_1}}, G_{35} = \frac{1}{C_1} \frac{r_{ee}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, \\
 G_{36} &= -\frac{1}{C_1} \frac{(r_{bb} + r_{ee})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, G_{37} = -\frac{1}{C_1} \frac{r_{bb}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}} \\
 G_{42} &= \frac{C_1}{C_2} G_{32}, G_{43} = -\frac{1}{C_2} \sqrt{\frac{2kT}{R_2}}, G_{45} = -\frac{1}{C_2} \frac{(r_{cc} + r_{ee})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, \\
 G_{46} &= -\frac{1}{C_2} \frac{r_{ee}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, G_{47} = -\frac{1}{C_2} \frac{r_{cc}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}} \tag{3.45} \\
 G_{51} &= \frac{1}{C_3} \sqrt{\frac{2kT}{R_{bb}}}, G_{55} = -\frac{C_2}{C_3} G_{45}, G_{56} = -\frac{C_2}{C_3} G_{46}, G_{57} = -\frac{C_2}{C_3} G_{47} \\
 G_{65} &= -\frac{1}{C_{be}} \frac{r_{cc}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{bb}}, G_{66} = -\frac{1}{C_{be}} \frac{r_{bb}}{\Delta} \sqrt{2kTr_{cc}}, \\
 G_{67} &= -\frac{1}{C_{be}} \frac{(r_{bb} + r_{cc})}{\Delta} \sqrt{2kTr_{ee}}, G_{68} = -\frac{1}{C_{be}} \sqrt{q|i_{ce}|}, G_{69} = -\frac{1}{C_{be}} \sqrt{q|i_{be}|} \\
 G_{75} &= \frac{C_1}{C_{bc}} G_{35}, G_{76} = \frac{C_1}{C_{bc}} G_{36}, G_{77} = \frac{C_1}{C_{bc}} G_{37}, G_{78} = \frac{1}{C_{bc}} \sqrt{q|i_{ce}|} \\
 G_{7,10} &= -\frac{1}{C_{bc}} \sqrt{q|i_{bc}|}
 \end{aligned}$$

ในกรณีของ $f^{-\alpha}$ เมื่อหาค่าเวกเตอร์ $g_{nf}(x)$ ในสมการ(2.2 ข) พบว่ามีพจน์ที่ไม่เป็นศูนย์คือ

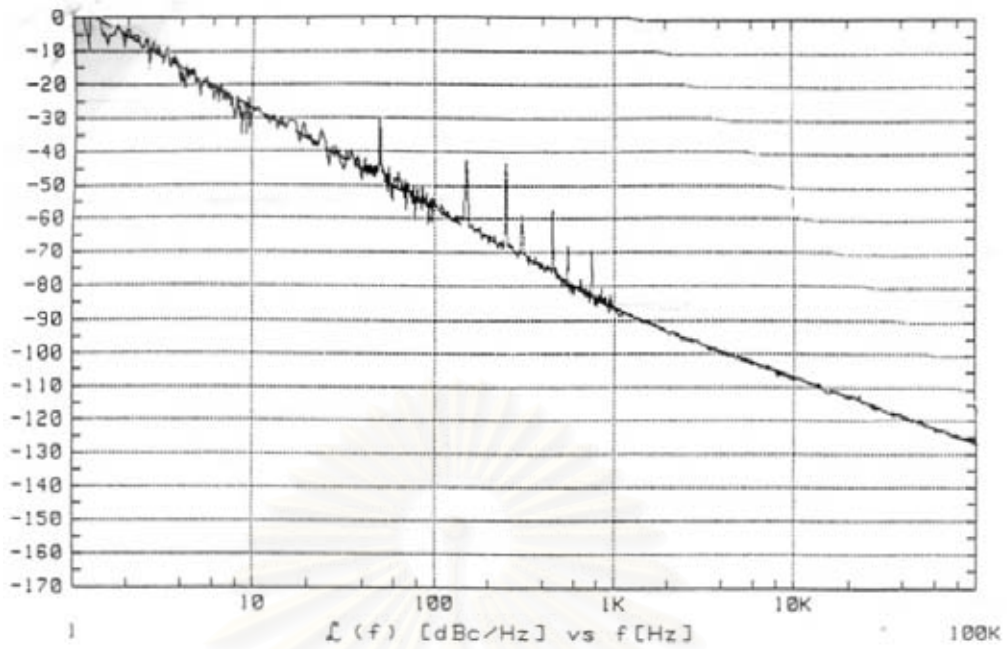
$$(g_{nf})_6 = -\frac{1}{C_{be}} i_{le} \tag{3.46}$$

3.2 เปรียบเทียบผลการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคกับ [7]

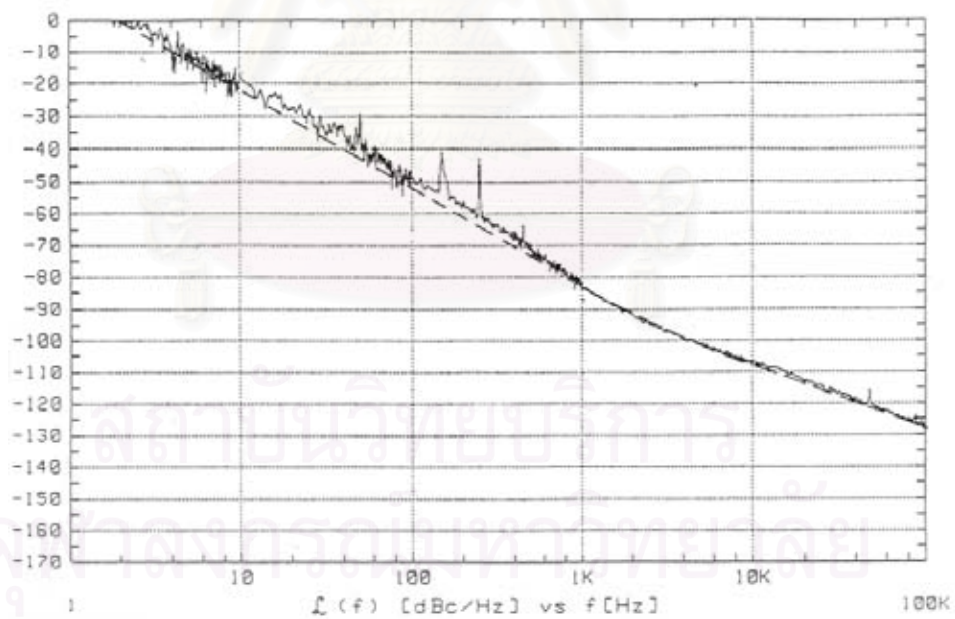
ในที่นี้จะเปรียบเทียบผลการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่หาได้กับผลการคำนวณใน [7] ซึ่งใช้วิธีวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคด้วยวิธีการและค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์เหมือนกัน โดยวงจรที่ใช้ใน[7]เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลปปี้(Clapp oscillator) ที่มีภาคขยายเป็นวงจรขยายแบบเบสร่วมที่ใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ทำงาน มีการต่อวงจรและแหล่งสัญญาณรบกวนดังรูปที่ 3.1 ส่วนทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เบอร์ BCY 59 แทนด้วยแบบจำลองทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในโปรแกรม PSPICE นั่นคือแบบจำลองของกัมเมล-พูน(Gummel-Poon model) ที่มีแหล่งสัญญาณรบกวนดังแสดงในรูปที่ 3.2 ผลการเปรียบเทียบเป็นดังรูปที่ 3.5 - 3.10



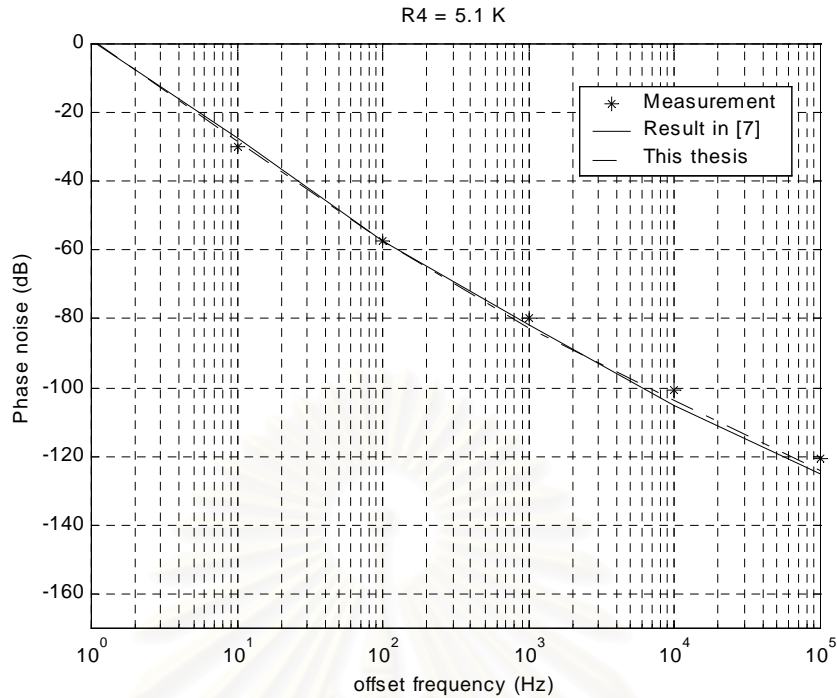
รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วมระหว่างผลการวัด(—) และผลการคำนวณ(---)ที่ค่า $R_4 = 5.1 \text{ K}\Omega$ (ผลจาก[7])



รูปที่ 3.6 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรถอดสปีดเลเตอร์เบสรวม ระหว่างผลการวัด(—) และผลการคำนวณ(---) ที่ค่า $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$ (ผลจาก[7])

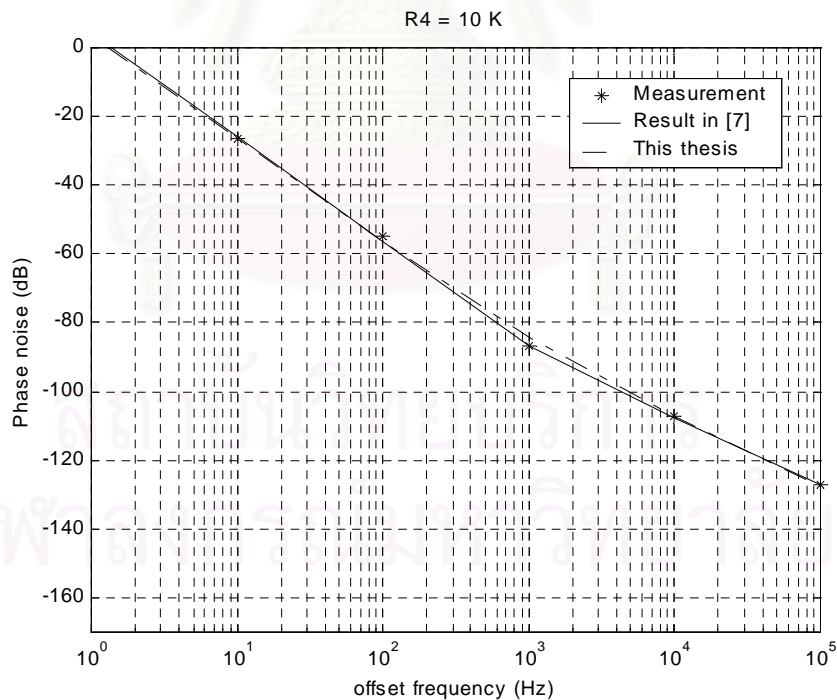


รูป 3.7 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรถอดสปีดเลเตอร์เบสรวม ระหว่างผลการวัด(—) และผลการคำนวณ(---) ที่ค่า $R_4 = 22 \text{ K}\Omega$ (ผลจาก[7])



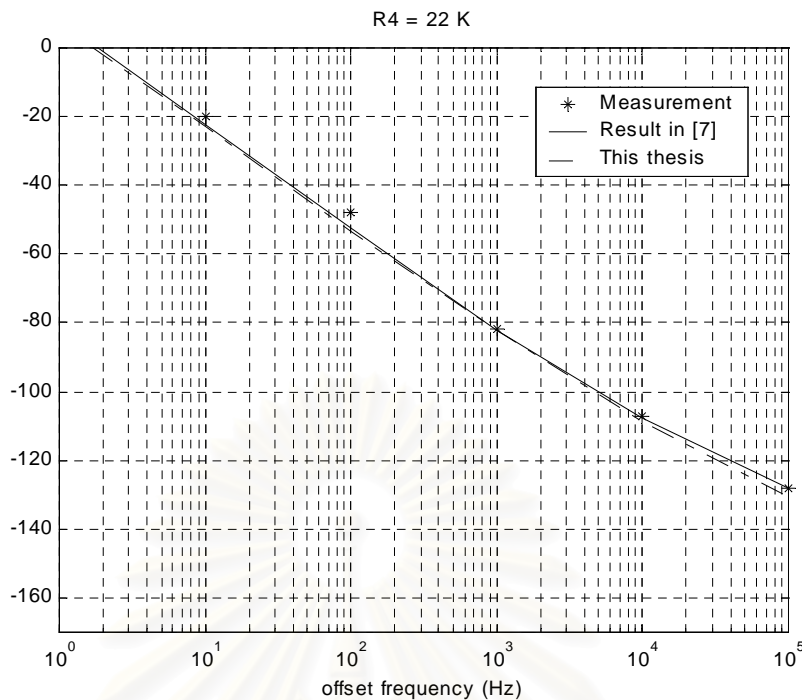
รูปที่ 3.8 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์เบสรวม, ผลการวิเคราะห์ใน[7] และผลการวัดจาก[7] ซึ่งแสดงเฉพาะที่ความถี่ออฟเซต(Hz) 1,10,100,1k,10k,100kHz

เมื่อ R4 = 5.1 K Ω



รูปที่ 3.9 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์เบสรวม, ผลการวิเคราะห์ใน[7] และผลการวัดจาก[7] ซึ่งแสดงเฉพาะที่ความถี่ออฟเซต(Hz) 1,10,100,1k,10k,100kHz

เมื่อ R4 = 10 K Ω



รูปที่ 3.10 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์เบสรวม , ผลการวิเคราะห์ใน[7] และผลการวัดจาก[7] ซึ่งแสดงเฉพาะที่ความถี่ออฟเซต(Hz) 1,10,100,1K,10K,100KHz

เมื่อ $R_4 = 22 \text{ K}\Omega$

ในรูปที่ 3.5-3.7 เป็นผลการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มเปรียบเทียบกับผลการวัดของ[7] สังเกตเห็นว่าเมื่อแปรค่าของ R_4 เป็น $5.1, 10, 22 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ สัญญาณรบกวนเชิงสุ่ม ความถี่ออฟเซตต่ำที่มีผลส่วนใหญ่เกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์(flicker noise) ซึ่งแปรผกผันกับกำลังสามของความถี่ออฟเซตจะมีค่าเพิ่มขึ้น แต่สัญญาณรบกวนเชิงสุ่ม ความถี่ออฟเซตสูงที่มีผลส่วนใหญ่เกิดจากสัญญาณรบกวนขาวซึ่งแปรผกผันกับกำลังสองของความถี่ออฟเซตจะมีค่าลดลง

ในรูปที่ 3.8-3.10 เป็นผลการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มในงานวิจัยนี้เปรียบเทียบกับผลการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มใน[7] และค่าผลการวัดสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่อ่านค่าได้ ณ ความถี่ออฟเซต 1,10,100,1k,10k,100kHz ซึ่งจะเห็นว่าใกล้เคียงกับผลของ[7]

จากผลของการแปรค่าของ R_4 จะพบว่ามีการแปรค่าของสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มเกิดขึ้น ซึ่งการแปรค่า R_4 จะมีผลทำให้จุดทำงานสงบของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์มีการเปลี่ยนแปลง จึงสรุปได้ว่าจุดทำงานสงบเป็นค่าปัจจัยที่มีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวนเชิงสุ่ม ดังนั้นในส่วนต่อไปจะมีการแปรค่าของ R_4 ให้ละเอียดมากขึ้นและสังเกตแนวโน้มการแปรค่าของสัญญาณรบกวนเชิงสุ่ม เพื่อหาเงื่อนไขในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

3.3 ผลการแปรค่าปัจจัยต่างๆ ในวงจรออสซิลเลเตอร์

ในที่นี้จะแปรค่าปัจจัยต่างๆ ที่ใช้ออกแบบวงจรขยายเพื่อหาค่าอุปกรณ์และเงื่อนไขที่เหมาะสมในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่มีขนาดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคต่ำ

การแปรค่าของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 รูปแบบการต่อวงจรขยายนี้ จะเลือกจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ที่มีค่าของกระแสคอลเลกเตอร์ต่ำ เนื่องจากเชื่อว่า ณ จุดทำงานสงบที่มีค่าของกระแสคอลเลกเตอร์ต่ำ จะเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นในวงจรขยายในระดับที่ต่ำกว่ากรณีกระแสคอลเลกเตอร์สูงซึ่งจะสามารถลดปริมาณของสัญญาณรบกวนในธรรมชาติที่แปลงมาเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคได้

เนื่องจากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคจะพิจารณาจากแหล่งสัญญาณรบกวนขาออกและแหล่งสัญญาณรบกวนฟลิกเกอร์เท่านั้น การแสดงผลของการแปรค่าอุปกรณ์ที่มีต่อสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค โดยจะสร้างกราฟจากค่าตัวแปรและสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz (เกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิกเกอร์) และค่าตัวแปรกับสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz (เกิดจากสัญญาณรบกวนขาออก) เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์และพิจารณาแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคว่ามีผลจากแหล่งสัญญาณรบกวนใด ในกรณีที่แปรค่าอุปกรณ์ 2 ตัว

การแปรค่าของอุปกรณ์เพื่อศึกษาแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค นั้นสามารถแบ่งเป็นหัวข้อได้ดังนี้

3.3.1 ค่าอุปกรณ์เฉื่อยงาน

3.3.2 ค่าตัวแปรต่างๆ ในแบบจำลองของทรานซิสเตอร์ขั้วคู่

3.3.1 การแปรค่าอุปกรณ์เฉื่อยงาน

กรณีของอุปกรณ์เฉื่อยงานจะศึกษาอุปกรณ์เฉื่อยงานที่คาดว่าจะมีผลต่อสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคมากซึ่งมีหัวข้อดังนี้

-การแปรค่า R_4 ที่ใช้กำหนดค่าของ U_{bb} , R_{bb} ในวงจรไบแอส

-การแปรค่า R_7 ที่ใช้กำหนดค่าของ V_{CE}

-การแปรค่า R_4 และ $C_{feedback}$ ในวงจรขยายแต่ละวงจร

-การแปรค่า R_4 และ C_{load} ในวงจรขยายแต่ละวงจร

-การแปรค่า R_4 และ C_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร

-การแปรค่า R_4 และ L_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร

-การแปรค่า R_4 และ R_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร

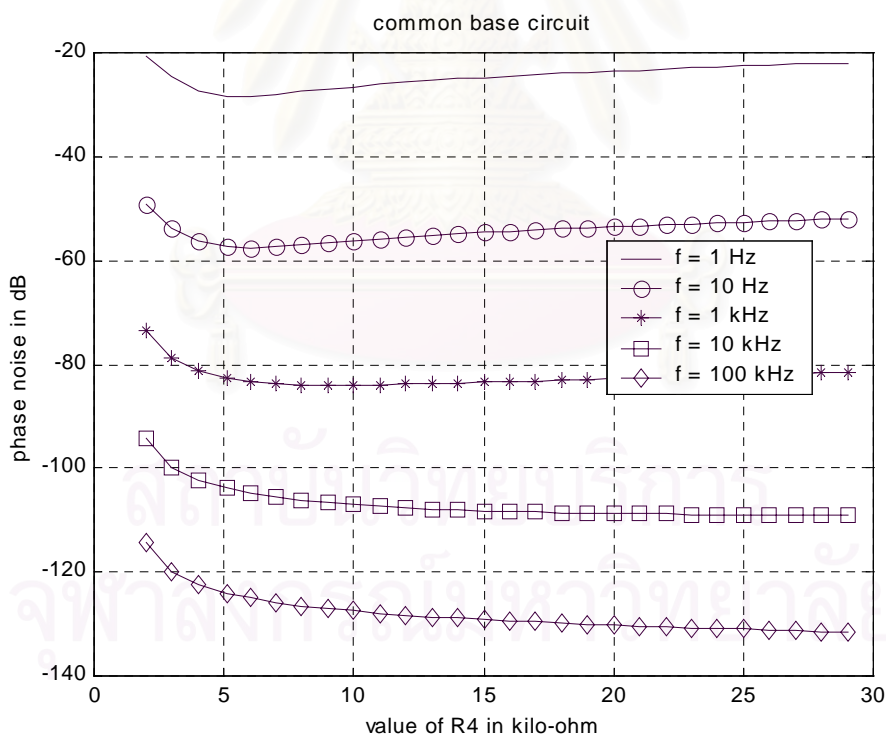
3.3.1.1 การแปรค่า R_4 ที่ใช้กำหนดค่าของ U_{bb}, R_{bb} ในวงจรไบแอส

การแปรค่า R_4 3 ค่า คือ $5.1, 10, 22k\Omega$ ของการวิเคราะห์ใน [7] ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค ดังนั้นจึงใช้การแปรค่าของ R_4 มาตรวจสอบหาจุดต่ำสุดในการออกแบบออสซิลเลเตอร์

เมื่อแปรค่า R_4 เพิ่มขึ้นจาก $2k\Omega$ โดยยังคงใช้ค่า $R_3 = 5.1k\Omega$ คงที่จะมีผลให้ค่าของ U_{bb} เพิ่มขึ้นดังสมการ(3.2) ส่วนค่า R_{bb} จะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าสูงสุดที่ $R_4 = 5.1k\Omega$ หลังจากนั้น R_{bb} จะมีค่าต่ำลงตามสมการ(3.3) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของ R_{bb} อันเกิดจาก R_4 มีค่าน้อยมาก (น้อยกว่า 5%) จึงเหลือผลจากการเพิ่มค่าของ U_{bb} ซึ่งจะทำให้กระแสเบสและกระแสคอลเลกเตอร์มีค่ามากขึ้น แต่ค่าของ V_{CE} จะมีค่าลดลงดังสมการ(3.47)

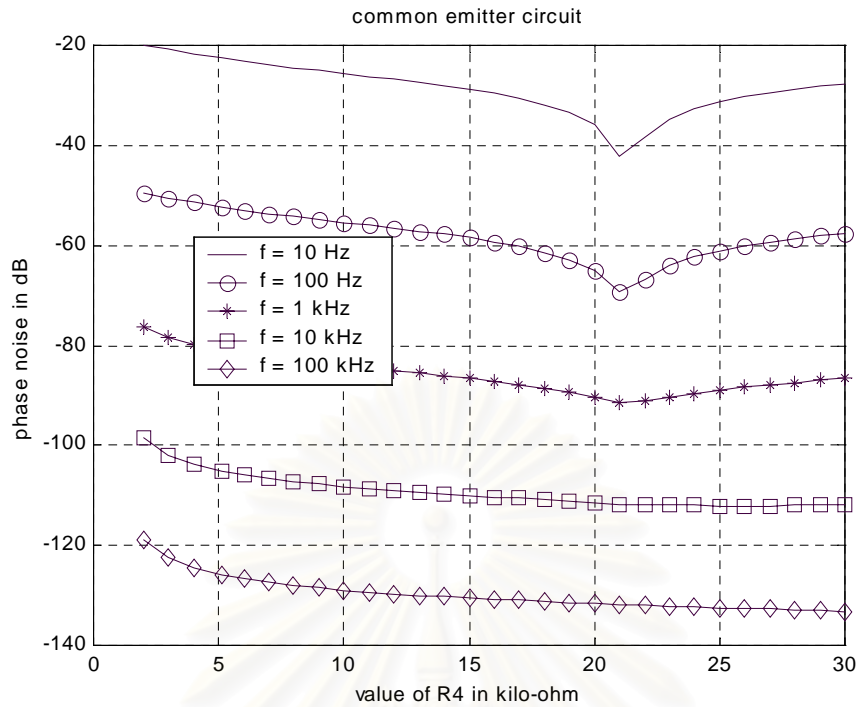
$$V_{CE} = U_b - I_C R_1 - I_E R_2 \quad (3.47)$$

ผลของการแปรค่าของ R_4 เพิ่มขึ้นจากค่า $2k\Omega$ ทำให้คาดการณ์ได้ว่า ผลตอบที่ได้จากวงจรขยายนี้ น่าจะมีความไม่เชิงเส้นมากขึ้น เนื่องจากค่าของ V_{CE} จะมีค่าลดลงจนเข้าใกล้ค่าอิมิตัวและคาดว่าจะทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของ R_4 ผลการคำนวณกรณีนี้แสดงในรูปที่ 3.11-3.16

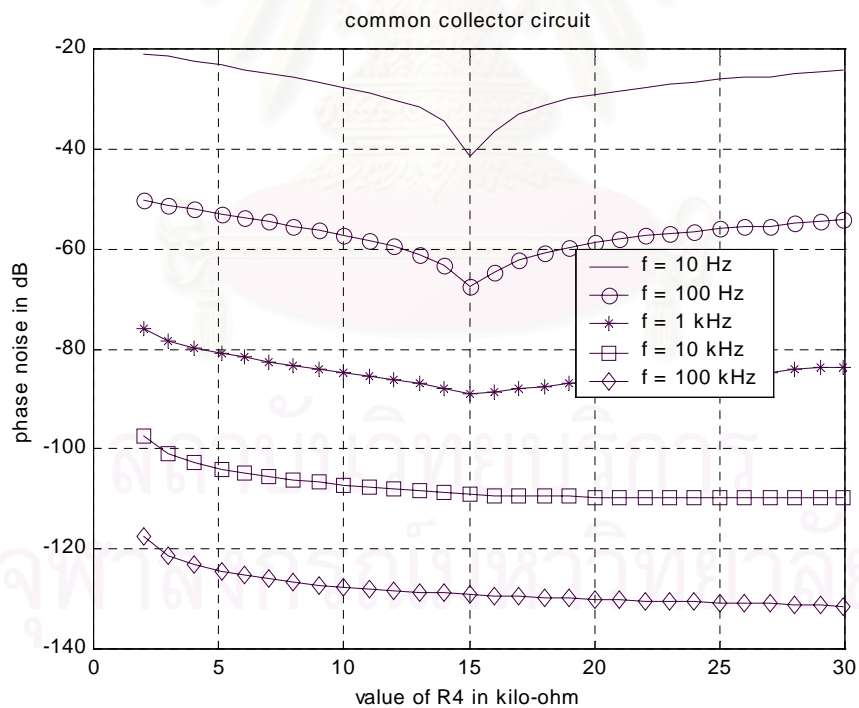


รูปที่ 3.11 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคเมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30 k\Omega$

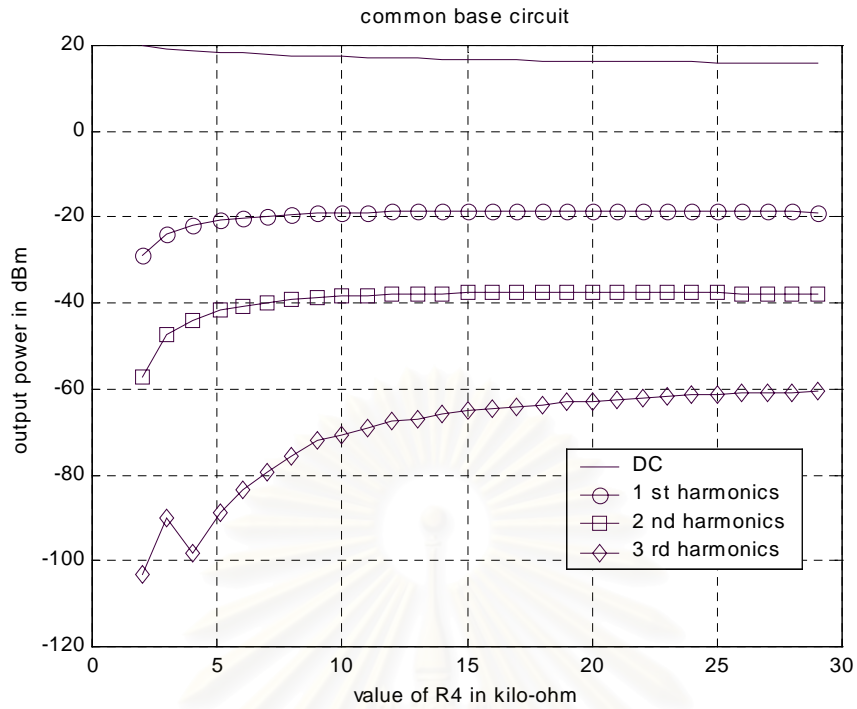
ของวงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วมแบบแคลปป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตารางที่ 3.1, 3.2



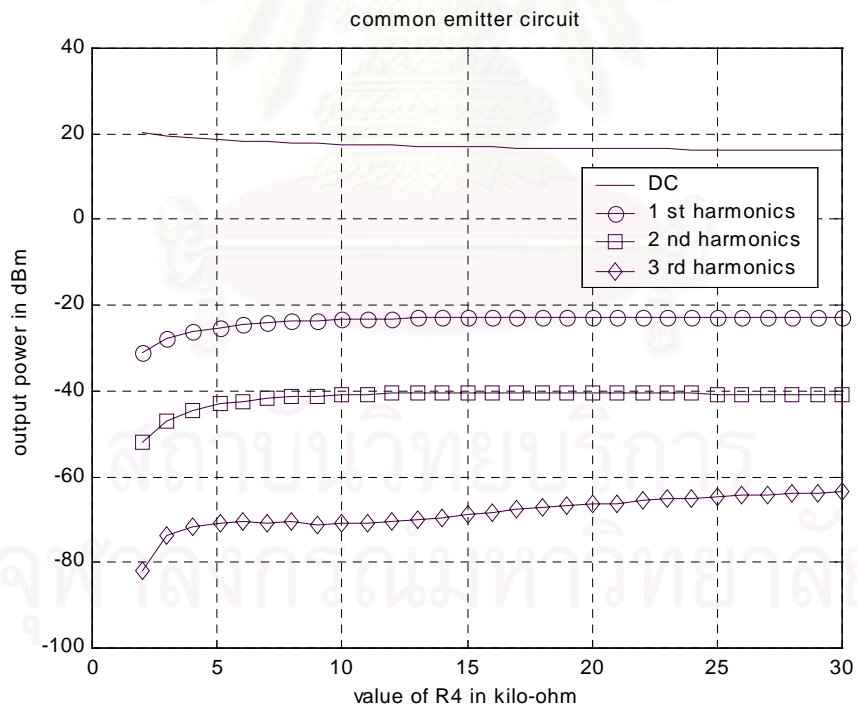
รูปที่ 3.12 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30 \text{ k}\Omega$ ของวงจรออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตารางที่ 3.2,3.3



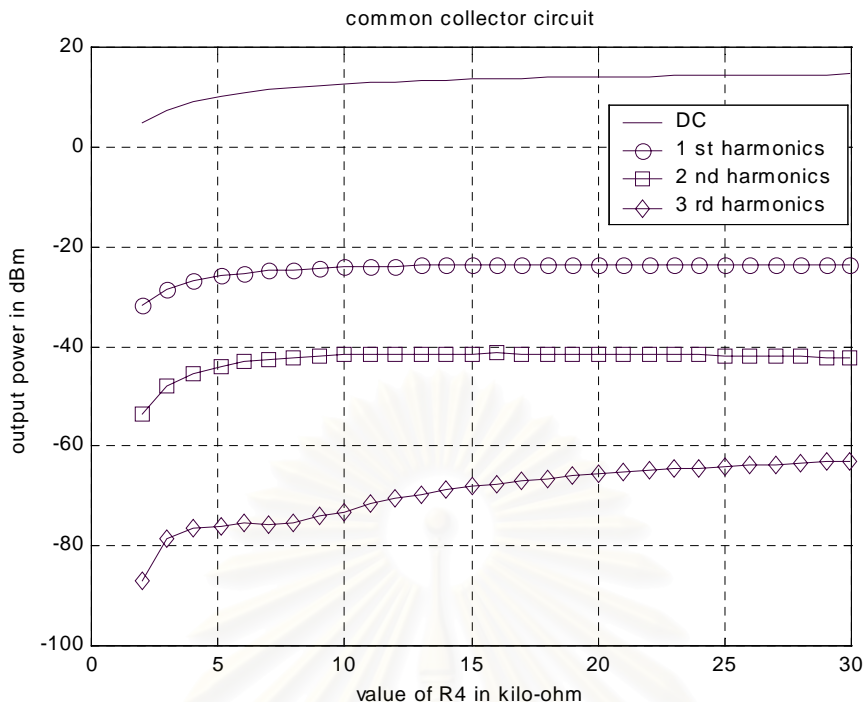
รูปที่ 3.13 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคเมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30 \text{ k}\Omega$ ของวงจรออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตารางที่ 3.2,3.4



รูปที่ 3.14 กำลังขาออกจากขาคอลเล็กเตอร์เมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30 k\Omega$ ของวงจร
ออสซิลเลเตอร์เบสร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตารางที่ 3.1,3.2



รูปที่ 3.15 กำลังขาออกจากขาคอลเล็กเตอร์เมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30 k\Omega$ ของวงจร
ออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมแบบแคลมป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตารางที่ 3.2,3.3



รูปที่ 3.16 กำลังขาออกจากขาอิมิตเตอร์เมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30 \text{ k}\Omega$ ของวงจร

ออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมแบบแคลป์ที่ใช้ค่าอุปกรณ์อื่นๆ ดังตารางที่ 3.2,3.4

รูปที่ 3.11-3.13 เป็นผลการแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30 \text{ k}\Omega$ ของออสซิลเลเตอร์ที่มีภาคขยาย กระแสสลับแบบเบสร่วม อิมิตเตอร์ร่วม และคอลเลกเตอร์ร่วมตามลำดับ จะพบว่ามียุคที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz (ที่ความถี่ออฟเซตนี้จะเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ในทรานซิสเตอร์ชั่วคราว) มีค่าต่ำสุดอยู่ที่ค่า $R_4 = 5.1, 21, 15 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ แต่จุดที่เกิดค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในกรณีของเบสร่วม จะมีลักษณะเป็นหลุมที่กว้างกว่าและมีค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคสูงกว่าเมื่อเทียบกับกรณีของแบบอิมิตเตอร์ร่วมและคอลเลกเตอร์ร่วม ดังแสดงในตารางที่ 3.5

จากรูปที่ 3.11-3.13 เมื่อแปรค่าของ R_4 ผ่านจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มีค่าต่ำสุดไปแล้วพบว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ แต่ปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนขาวจะมีค่าลดลง(สังเกตจากสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz) ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อเพิ่มค่าของ R_4 มีผลทำให้ค่ากระแสเบสเพิ่มขึ้นทำให้ค่าสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์เพิ่มขึ้นตามพจน์ g_{mf} ของทั้ง 3 วงจร แต่เนื่องจากค่าของกระแสในวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มค่าของ R_4 น่าจะทำให้ปริมาณสัญญาณรบกวนยังมีค่าสูงขึ้น และมีผลทำให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าสูงตามไปด้วย แต่ใน[7] ได้อธิบายว่าเมื่อแปรค่าของ R_4 ผ่านจุดต่ำสุดไปแล้วจะมีการแปรค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์เพิ่มขึ้นเมื่อ

เพิ่มค่า R_4 ในขณะที่สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่เกิดจากสัญญาณรบกวนขาวจะมีค่าลดลงเมื่อเพิ่มค่า R_4 ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากรูปแบบการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่แตกต่างกัน กล่าวคือสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่เกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ (g_{nf}) หากจากค่าเฉลี่ยทางเวลาของสมการปริพันธ์ตลอดคาบเวลาของค่ากำลังสองของเวกเตอร์ v_1 คูณกับ $C_i \cdot \frac{i_{le}}{C_{be}}$ ในขณะที่สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่เกิดจากสัญญาณรบกวนขาว (D_ϕ) ส่วนใหญ่จะมีผลจากกระแส i_{ce} เพราะมีค่ามากที่สุด ในจำนวนแหล่งสัญญาณรบกวนขาวทั้งหมด และค่าสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณหากจากค่าเฉลี่ยทางเวลาของสมการปริพันธ์ตลอดคาบเวลาของค่ากำลังสองของเวกเตอร์ v_1 คูณกับ $\sqrt{q|i_{ce}|}$ ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะสวนทางกันได้ แต่ว่าในส่วนที่ยังมีการแปรค่ายังไม่ผ่านจุดต่ำสุดค่าของ R_4 นั้นสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่เกิดจากแหล่งสัญญาณรบกวนที่มีการกระจายทางความถี่ต่างกันนั้นยังไม่สามารถสรุปออกมาได้ง่ายๆ เหมือนกับเมื่อผ่านจุดต่ำสุดของ R_4 ไปแล้ว

เมื่อนำค่าสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณ ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz ที่มีค่าต่ำสุดในการแปรค่า R_4 จากรูปที่ 3.11-3.16 มาเขียนเป็นตารางจะสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$

รูปแบบวงจรขยาย กระแสลับ	ค่าสัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่าสัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	กำลังขาออก ที่มีความถี่ มูลฐาน (dBm)	กำลังขาออก ฮาร์มอนิกที่1 (dBm)	กระแสคอล- เลกเตอร์ของ จุดทำงาน สงบ(mA)	แรงดันจุด ทำงานสงบ รอยต่อคอล- เลกเตอร์ กับ อิมิตเตอร์(V)
เบสร่วม	-28.44	-124.08	-20.74	-41.76	3.25	5.31
อิมิตเตอร์ร่วม	-42.82	-131.86	-22.74	-40.53	5.15	1.405
คอลเลกเตอร์ร่วม	-42.14	-129.12	-23.64	-41.41	4.81	1.95

จากตารางที่ 3.5 พบว่าจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz รูปแบบการต่อวงจรขยายกระแสลับอิมิตเตอร์ร่วมจะมีสมบัติดีที่สุดในการแปรค่า R_4 ในช่วง $2 - 30\text{ k}\Omega$ คือให้สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณทั้งที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz และ 100 kHz ต่ำกว่าทุกวงจร แต่กำลังขาออกที่มีความถี่มูลฐานจะต่ำกว่าแบบเบสร่วม และผลต่างระหว่างกำลังขาออกที่มีความถี่มูลฐานกับฮาร์มอนิกที่ 1 จะมีค่า -17.79 dB ซึ่งมากกว่าแบบเบสร่วม (-21.02 dB) แต่ต่ำกว่าแบบคอลเลกเตอร์ร่วม (-17.77 dB) เล็กน้อย

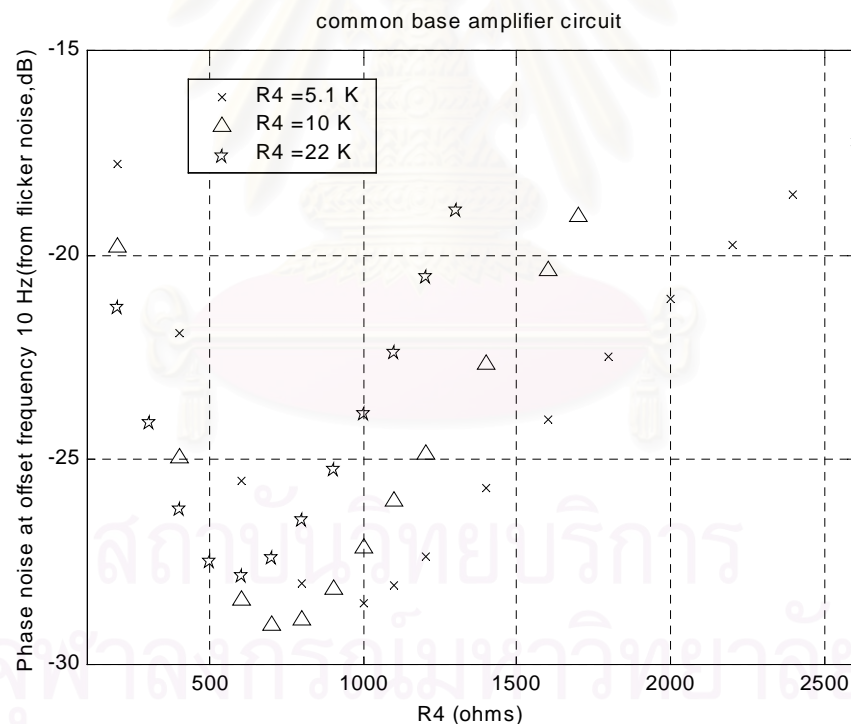
อย่างไรก็ตาม การหาว่าวงจรมีสมบัติในเชิงสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ดีที่สุดจากตารางที่ 3.5 และรูปที่ 3.11-3.16 ยังไม่สามารถหาข้อยุติได้ในส่วนนี้ เพราะค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ต่ำสุดนั้นอาจจะไม่ใช่ค่าอุปกรณ์ที่ใช้แปรค่าในขณะนี้ แต่น่าจะอยู่ใกล้เคียงกับที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคต่ำสุด และวัตถุประสงค์ในการศึกษานี้จะหาเงื่อนไขโดยประมาณของค่าอุปกรณ์ที่ใช้สร้างวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคต่ำสุด ดังนั้นค่าที่ต้องการใช้ไม่จำเป็นต้องเป็นค่าที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคต่ำที่สุดจริงๆ แต่เป็นค่าที่ค่อนข้างต่ำที่อยู่ใกล้ๆ กับจุดต่ำสุดเมื่อใช้เงื่อนไขในการออกแบบที่เหมาะสม โดยเงื่อนไขดังกล่าวจะหาได้ต่อเมื่อศึกษาแนวโน้มการแปรค่าอุปกรณ์ในวงจรมีค่าที่คาดว่าสำคัญทั้งหมดเสียก่อน

ในความเป็นจริงการแปรค่า R_4 จะมีผลต่อสมบัติของวงจรรขยายหลายอย่าง เช่น จุดทำงานสงบ ค่าตัวเก็บประจุระหว่างรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ ค่าความต้านทานที่ขาเบส และความไม่เชิงเส้นของกระแสคอลเล็กเตอร์ในทรานซิสเตอร์ซึ่งจะเห็นว่าเป็นฟังก์ชันที่ซับซ้อนที่มีผลต่อกระบวนการวิภูภาค และปริมาณสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในวงจรรออสซิลเลเตอร์ การหาค่าปัจจัยที่เหมาะสม เช่น ตัวประกอบคุณภาพหรือขนาดของกระแสในทรานซิสเตอร์มาใช้ในการกำหนดค่าที่เหมาะสมอย่างแม่นยำในการลดปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ทั้งสองความถี่ออฟเซต เป็นสิ่งที่ทำได้ยาก

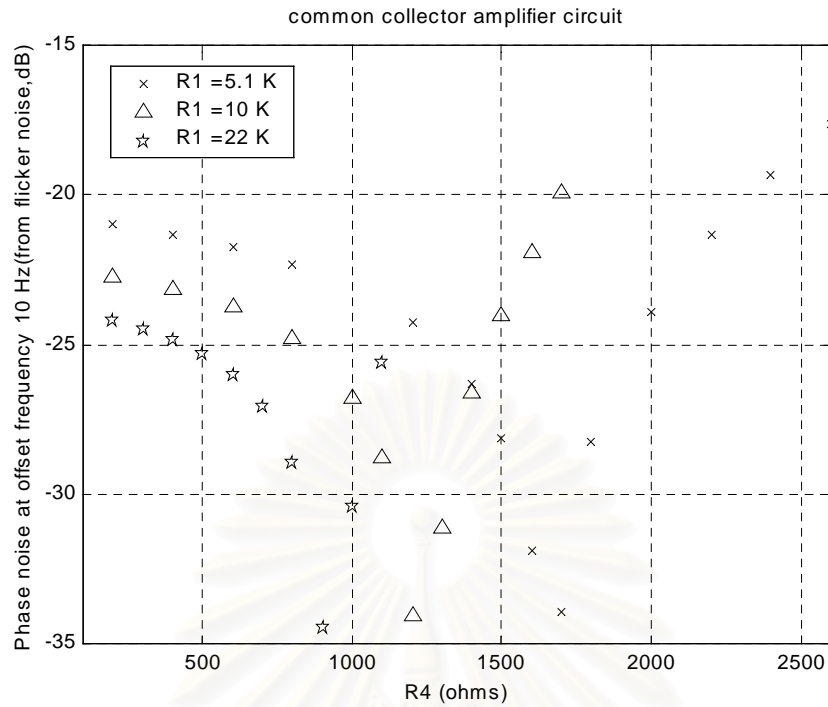
เนื่องจากการแปรค่าของ R_4 จะมีผลต่อกระแสคอลเล็กเตอร์ และแรงดันคร่อมระหว่างรอยต่อคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ ซึ่งเป็นค่าของจุดทำงานสงบของทรานซิสเตอร์ ทำให้พิจารณาแยกแยะได้ยากว่าเป็นผลของตัวแปรจุดทำงานสงบตัวใด ในส่วนต่อไปจะแปรค่าของ R_1 ซึ่งมีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างรอยต่อคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงมาก แต่กระแสคอลเล็กเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก(ค่าของ V_{CE} จะมีผลต่อค่าของ I_C ผ่านทางค่าของ Q_b) ในส่วนถัดไปเพื่อศึกษาผลกระทบจากค่า R_1 และ V_{CE} ที่มีผลต่อสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค

3.3.1.2 การแปรค่า R_1 ที่ใช้กำหนดค่าของ V_{CE}

เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก 200Ω ขึ้นไปเรื่อยๆจนกระทั่งวงจรออสซิลเลเตอร์หยุดออสซิลเลต การแปรค่าของ R_1 นี้จะมีผลทำให้ค่าของ V_{CE} มีค่าลดลงเมื่อ R_1 มีค่าเพิ่มขึ้นดังสมการ(3.47) นอกจากนี้ยังแปรค่าของกระแสคอลเลกเตอร์ต่างกัน 3 ค่าโดยกำหนดให้ค่าอุปกรณ์อื่นคงเดิมแต่จะแปรค่าเฉพาะ R_4 โดยให้ $R_4 = 5.1, 10, 22 k\Omega$ ที่ค่าอุปกรณ์นี้จะได้ค่ากระแสตรงในขาคอลเลกเตอร์ $I_C = 3.25, 4.30, 5.19 mA$ และ $V_{CE} = 5.34, 3.19, 1.36 V$ ตามลำดับ เมื่อค่าของกระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่าของ V_{CE} ลดลงไปด้วย เมื่อแปรค่าของ R_1, R_4 พร้อมกันจะทำให้มีค่าสูงสุดของ R_1 ที่ทำให้เกิดการออสซิลเลตมีค่าลดลงเมื่อ R_4 มีค่าเพิ่มขึ้น(กระแสคอลเลกเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น) เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์จะสามารถเกิดการออสซิลเลตได้ต่อเมื่อทรานซิสเตอร์ยังทำงานอยู่ในย่านไวงานที่ค่า V_{CE} ต่ำสุดค่าหนึ่งเท่า-นั้น(สังเกตได้จากการแปรค่าของ R_4 ในส่วนที่แล้วเมื่อเพิ่มค่าของ $R_4 > 30 k\Omega$ วงจรออสซิลเลเตอร์จะไม่ออสซิลเลตซึ่งจะสามารถหาได้ว่าค่าต่ำสุดที่ยังเกิดการออสซิลเลต $V_{CE,MIN} \approx 0.64 V$ สำหรับทรานซิสเตอร์เบอร์นี้) ผลที่ได้แสดงในรูปที่ 3.17-3.22

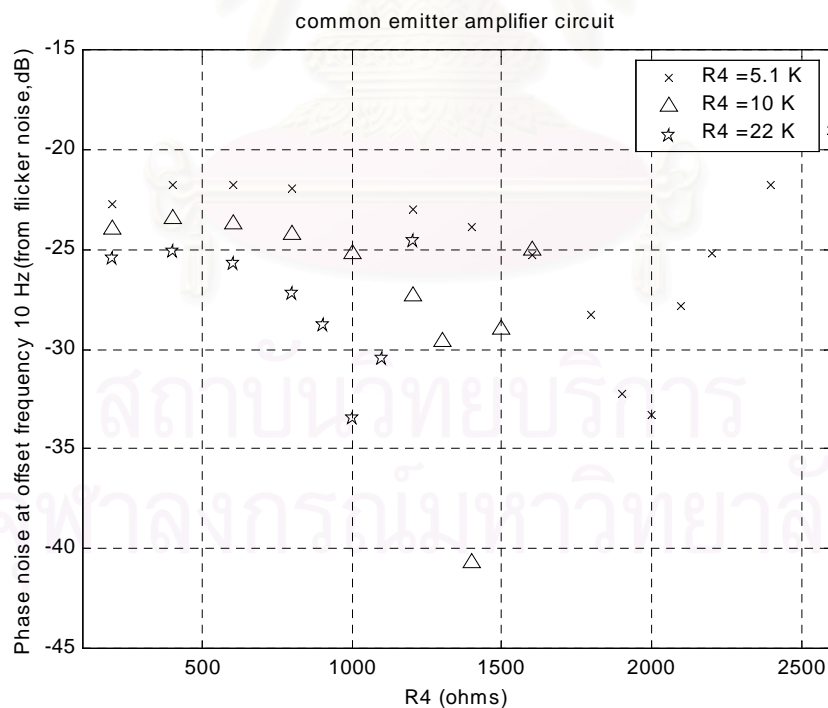


รูปที่ 3.17 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต $10 Hz$ เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก 200Ω จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22 k\Omega$



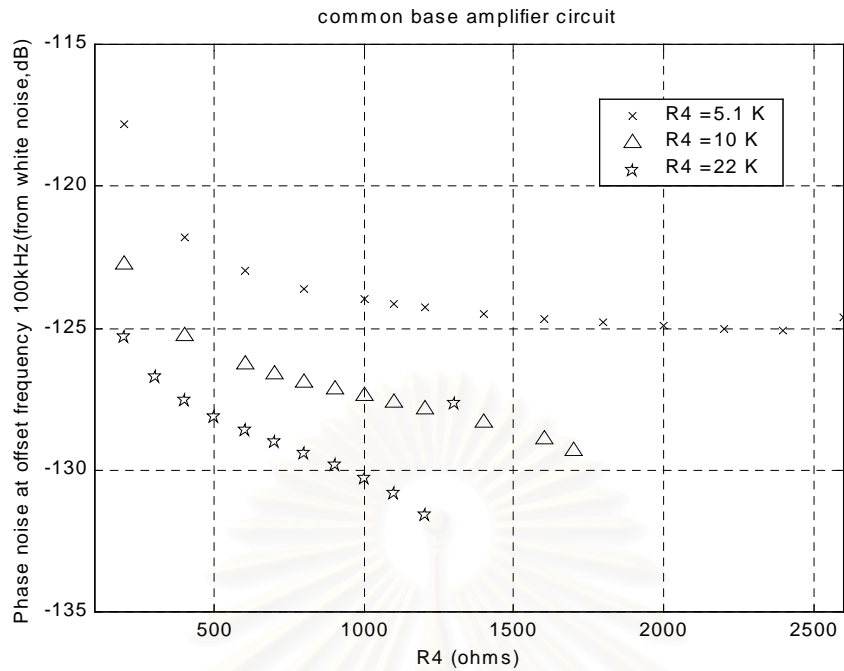
รูปที่ 3.18 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ

$$R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$$



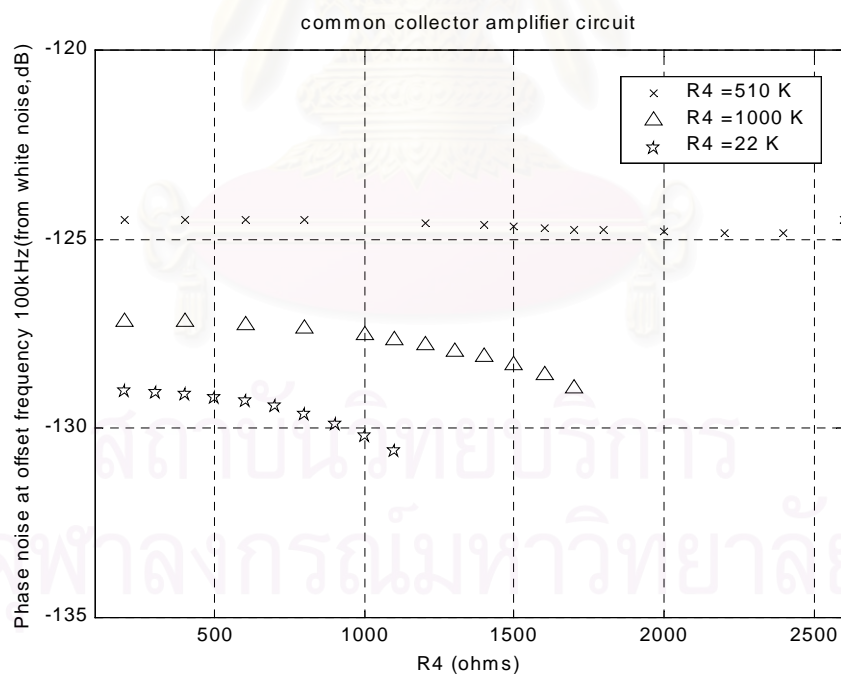
รูปที่ 3.19 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ

$$R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$$



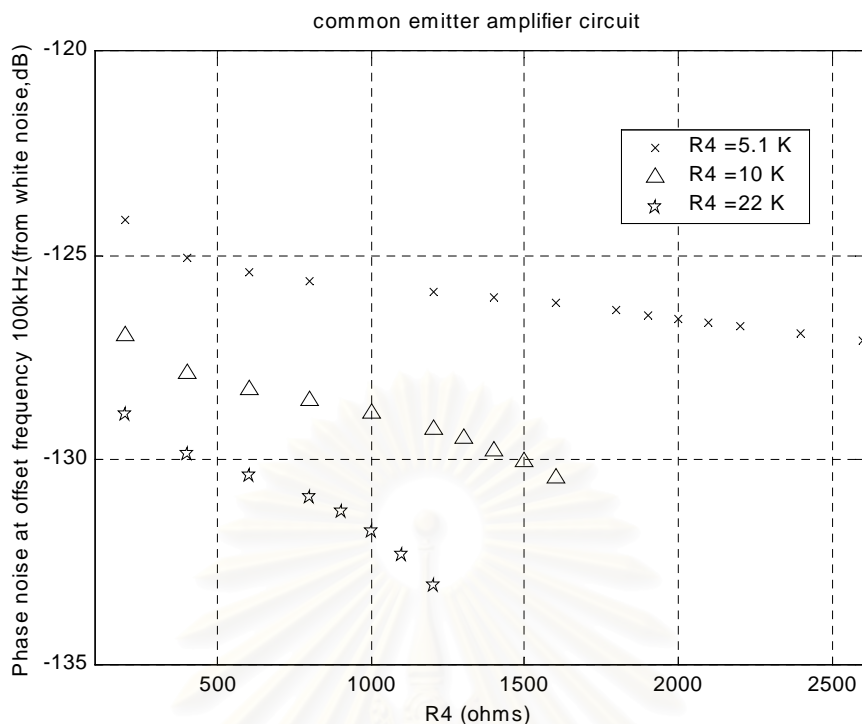
รูปที่ 3.20 สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคของวงจรรอสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ

$$R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$$



รูปที่ 3.21 สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคของวงจรรอสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ

$$R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$$



รูปที่ 3.22 สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\ \text{k}\Omega$

จากผลการแปรค่าของ R_1 และ R_4 พบว่ากรณีของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต $10\ \text{Hz}$ ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ จะมีการแปรค่าคล้ายกับการแปรค่าของ R_4 เพียงอย่างเดียว คือมีการแปรค่าของ R_1 เพิ่มขึ้นจาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการออสซิลเลต สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคจะลดลงเข้าสู่จุดต่ำสุด จากนั้นจะมีเพิ่มขึ้นไปเรื่อยๆ จนถึงค่าจำกัดของ R_1 ที่ทำให้หยุดออสซิลเลต

กรณีสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนขาว พบว่าจะมีค่าลดลงเมื่อค่าของ R_1 เพิ่มขึ้น และเมื่อค่าของ R_4 เพิ่มขึ้น (กระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้น) จะทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต $100\ \text{kHz}$ มีค่าลดลงซึ่งตรงกับในกรณีที่แปรค่า R_4 เพียงตัวเดียว

เมื่อนำค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค ณ ความถี่ออฟเซต $10\ \text{Hz}$ ที่มีค่าต่ำสุดในการแปรค่า R_1 และ R_4 จากรูปที่ 3.17-3.22 มาเขียนสรุปได้ผลดังตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า R_1 จาก $200\ \Omega$ จนไม่เกิดการรบกวนฮิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสลับ	$R_1(k\Omega)$	$R_4(k\Omega)$	กระแสคอล- เลกเตอร์ ของจุด ทำงานสงบ (mA)	แรงดันจุด ทำงานสงบ รอยต่อคอล- เลกเตอร์ กับ อิมิตเตอร์(V)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	$I_C \times V_{CE}$ (mW)
เบสรวม	1	5.1	3.25	5.5	-28.63	-124.01	17.875
	0.7	10	4.30	4.69	-29.13	-126.65	20.167
	0.6	22	5.19	3.70	-27.88	-128.68	19.203
คอลเลกเตอร์ รวม	1.7	5.1	3.25	3.23	-34.29	-124.74	10.498
	1.2	10	4.30	2.54	-34.22	-127.81	10.922
	0.9	22	5.19	2.14	-34.57	-129.91	11.107
อิมิตเตอร์ รวม	2.0	5.1	3.25	2.25	-33.55	-126.55	7.313
	1.4	10	4.30	1.68	-41.24	-129.77	7.224
	1.0	22	5.19	1.619	-33.55	-131.78	8.403

จากตารางที่ 3.6 พบว่าเมื่อเปรียบเทียบจุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำสุดในวงจรฮิลเลตเตอร์ 3 วงจรโดยการแปรค่า R_1 นั้น วงจรขยายกระแสลับแบบอิมิตเตอร์รวม จะให้สัญญาณรบกวนที่ต่ำสุดในบรรดางจรขยายกระแสลับด้วยกัน อย่างไรก็ตามจุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุดของทั้งสามวงจรมีค่าใกล้เคียงกันแต่จุดที่สุ่มค่าออกมาให้หาสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคนั้นยังไม่ตรงกับจุดนั้นพอดี และจากรูปที่ 3.17-3.19 พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_1 ค่อนข้างเร็วมาก ณ จุดที่เกิดค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz อัตราการเปลี่ยนแปลงจะยิ่งสูง

ขึ้นเมื่อค่าของ R_4 มีค่าเพิ่มขึ้น(กระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้น) และยังทำให้ค่าของ R_1 จะต้อง ลดลง ณ จุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุดด้วย

จากผลในตารางที่ 3.6 พบว่าจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต เมื่อ R_4 เพิ่มขึ้น ค่าของ R_1 จะลดลง หรือมองในอีกด้านหนึ่งว่าเมื่อกระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้น ค่าของแรงดันคร่อมรอยต่อระหว่างคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์จะมีค่าลดลง เมื่อทดลองเอาค่าจุดทำงานสงบ 2 ตัวมาคูณกันพบว่าค่าของพลังงานขาออกที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกัน แต่จะมีค่าแตกต่างกันในแต่ละชนิดของวงจรรขยายกระแสลับ นั่นคือหากต้องการสร้างวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มีค่าต่ำจะต้องออกแบบจุดทำงานสงบของทรานซิสเตอร์ให้แตกต่างกันด้วย แต่จากการแปรค่าของ R_4 เพียงอย่างเดียว และการแปรค่าของ R_1, R_4 พบว่าค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ในกรณีที่วงจรรขยายเป็นแบบอิมิตเตอร์ร่วมและคอลเลกเตอร์ร่วมมีค่าใกล้เคียงกันและต่ำกว่าในกรณีวงจรรขยายเบสร่วม

จากรูปที่ 3.20-3.22 จะพบว่าทั้งวงจรร 3 วงจรมีแนวโน้มของการแปรค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz คล้ายกัน คือจะมีค่าสูงที่ค่าของกระแสคอลเลกเตอร์ต่ำ และมีค่าของแรงดันคร่อมรอยต่อระหว่างคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์สูงๆ และเมื่อกระแสคอลเลกเตอร์มีค่าสูงขึ้น และแรงดันคร่อมรอยต่อระหว่างคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์มีค่าลดลงจะมีผลทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคมีค่าต่ำลง แต่ทั้ง 3 วงจรมีอัตราการผลิตค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อเพิ่ม I_C และลด V_{CE} ต่างกัน วงจรแบบเบสร่วมและอิมิตเตอร์ร่วมจะมีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วกว่า และมีระดับสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคสูงกว่าที่ค่าของกระแสคอลเลกเตอร์ต่ำและมีค่าของแรงดันคร่อมรอยต่อระหว่างคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์สูงๆ เมื่อเทียบกับวงจรรคอลเลกเตอร์ร่วม ดังนั้นหากต้องการสร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีจุดทำงานสงบที่ค่า I_C ต่ำ แต่ V_{CE} สูงควรใช้วงจรรขยายแบบคอลเลกเตอร์ร่วม เนื่องจากให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ต่ำสุด

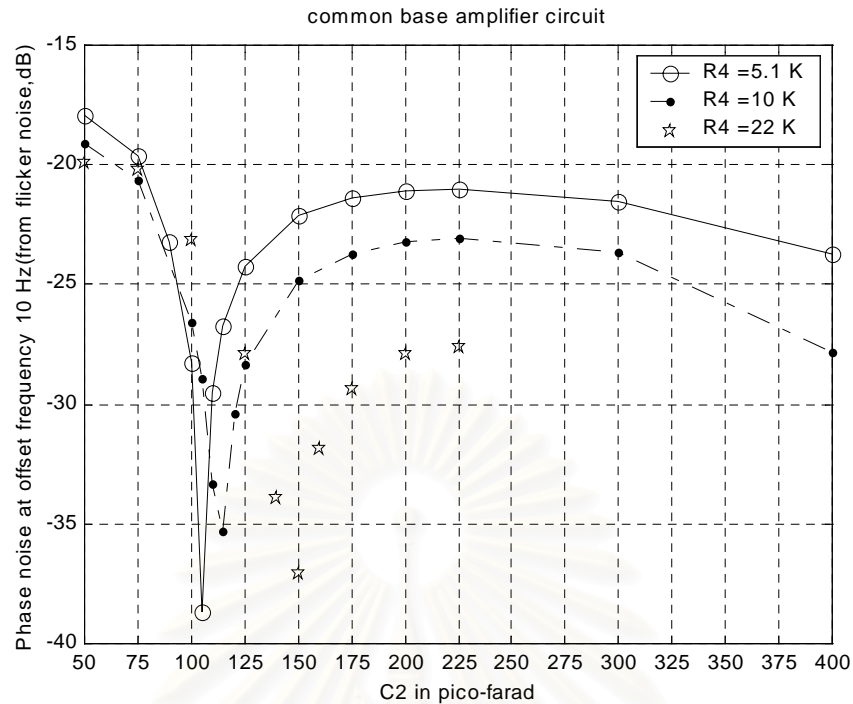
ในส่วนตัวต่อไปจะทดลองแปรค่าสมบัติของวงจรรขยาย (R_4) และอุปกรณ์ที่กำหนดความถี่การออสซิลเลต ได้แก่ ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ภายนอกทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถออกแบบให้มีค่าได้หลากหลายเพื่อให้มีความถี่การออสซิลเลตเดียวกัน จากการแปรค่า R_4 และ R_1, R_4 จะพบว่าเกิดจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz จะตรวจสอบว่าค่าตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์เป็นตัวแปรที่กำหนดจุดต่ำสุดหรือไม่เป็นสิ่งที่น่าสนใจ ผลในส่วนตัวต่อไปจะเริ่มจากการแปรค่าของ R_4 และตัวเก็บประจุป้อนกลับ $C_{feedback}$ ซึ่งจะได้ผลดังนี้

3.3.1.3 การแปรค่า R_4 และ $C_{feedback}$ ในวงจรขยายแต่ละวงจร

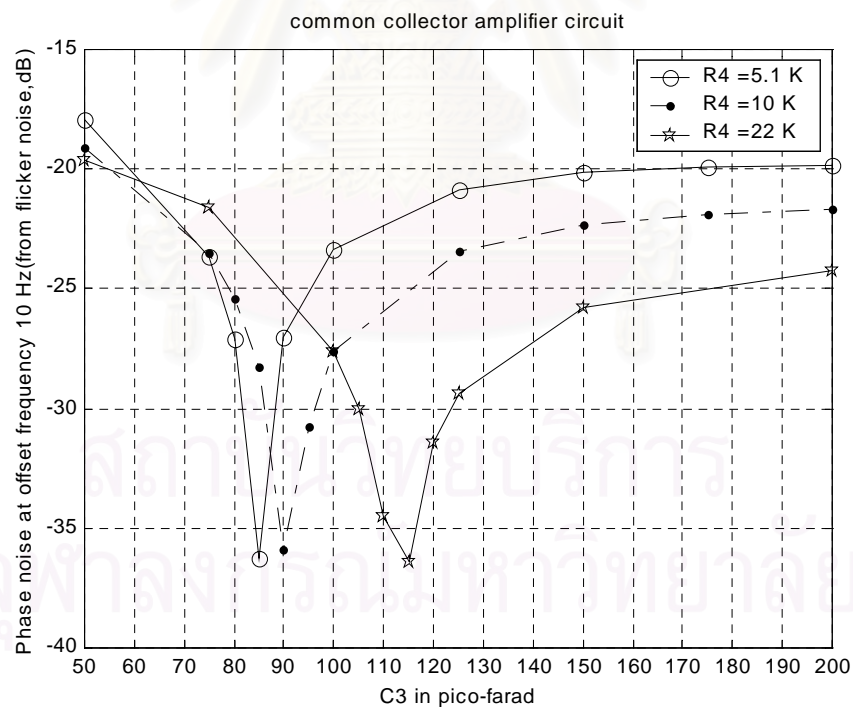
ในส่วนนี้จะแปรค่าของ $C_{feedback}$ ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ทำหน้าที่แบ่งแรงดันด้านออกป้อนกลับมายังด้านเข้าของออสซิลเลเตอร์ ในกรณีของวงจรขยายกระแสลับแบบเบสร่วม $C_{feedback}$ คือ C_2 เป็นตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างขาอิมิตเตอร์และกราวด์ ส่วนวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมและแบบคอลเลกเตอร์ร่วม $C_{feedback}$ คือ C_3 เป็นตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างขาเบสและกราวด์ ซึ่งจะแสดงผลการเปรียบเทียบของวงจรทั้ง 3 วงจรโดยมีการแปรค่าของ R_4 ทั้งหมด 3 ค่าคือ $R_4 = 5.1, 10, 22 k\Omega$ และมีค่าของ $C_{feedback}$ เป็นแกนนอน

การแปรค่าของ $C_{feedback}$ จะมีผลต่อความถี่ที่เกิดการออสซิลเลต และค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ที่มี L, C ในวงจรออสซิลเลเตอร์ จะมีผลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพของอุปกรณ์ L, C ทุกตัวในวงจรออสซิลเลเตอร์ จากความรู้เกี่ยวกับสมบัติของออสซิลเลเตอร์ว่า ค่าของตัวประกอบคุณภาพที่สูงจะลดปริมาณสัญญาณรบกวนในวงจรที่แปลงขึ้นเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคได้ ดังนั้นการแปรค่าของ $C_{feedback}$ จะเป็นการพิสูจน์แนวความคิดนี้ด้วย

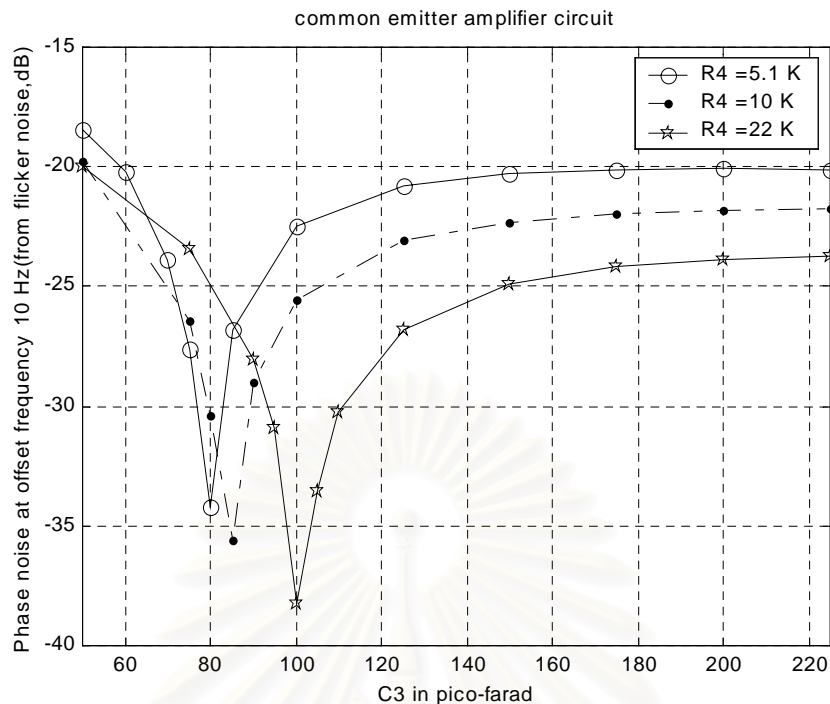
เนื่องจากค่าของความถี่ปฏิบัติการของออสซิลเลเตอร์นี้ค่อนข้างจะสูง ทำให้ค่าของ $C_{feedback}$ มีค่าต่ำพอสมควรจนไม่สามารถละลายผลของตัวเก็บประจุภายในทรานซิสเตอร์ และความต้านทานที่ขาทรานซิสเตอร์ที่แปรค่าตามจุดทำงานสงบได้ ทำให้การแปรค่าของ R_4 ซึ่งเป็นการแปรค่าของจุดทำงานสงบของวงจรขยาย จะมีผลทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์แตกต่างกันไปเล็กน้อยขึ้นกับชนิดของวงจรขยาย นอกจากนี้ค่าอิมพีแดนซ์ของ $C_{feedback}$ มีค่าต่ำใกล้เคียงกับความต้านทานที่ขาของทรานซิสเตอร์และอิมพีแดนซ์ของ C_{be} และ C_{bc} ทำให้ความถี่ที่เกิดออสซิลเลตมีผลจากอิมพีแดนซ์ที่มีค่าใกล้เคียงกันนี้ค่อนข้างมากและเป็นฟังก์ชันที่ซับซ้อน ทำให้การออกแบบออสซิลเลเตอร์นี้โดยการกำหนดความถี่ใช้งานแล้วสร้างขึ้นให้ตรงกับความถี่ที่ต้องการทำได้ยาก ที่ความถี่นี้จึงไม่ค่อยมีผู้ใช้งานกันแพร่หลาย แต่ในที่นี้จะศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่รอบๆจุดที่มีผู้เปรียบเทียบผลการวัดใน[7] ตรวจสอบความแม่นยำในการวิเคราะห์ ยังนำไปสร้างจริงให้เกิดประโยชน์ไม่ได้ ณ ค่าอุปกรณ์นี้ แต่อาจจะมีจุดที่เกิดค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุดในค่าเหล่านี้ที่นำไปสรุปหลักการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุดได้ ผลการคำนวณเกี่ยวกับการแปรค่า $C_{feedback}$ แสดงดังรูปที่ 3.23-3.28



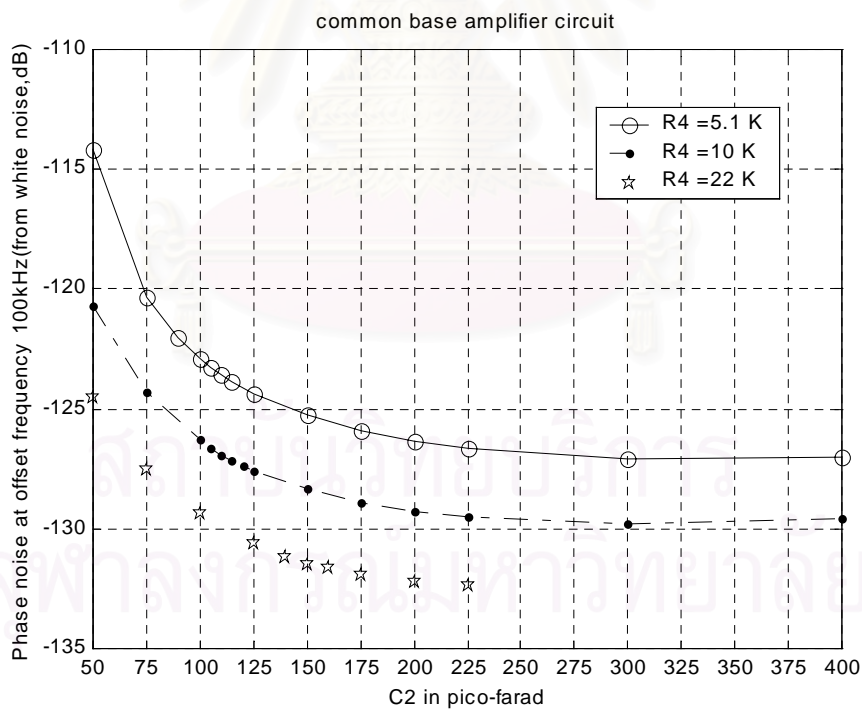
รูปที่ 3.23 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับ
แบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_2)



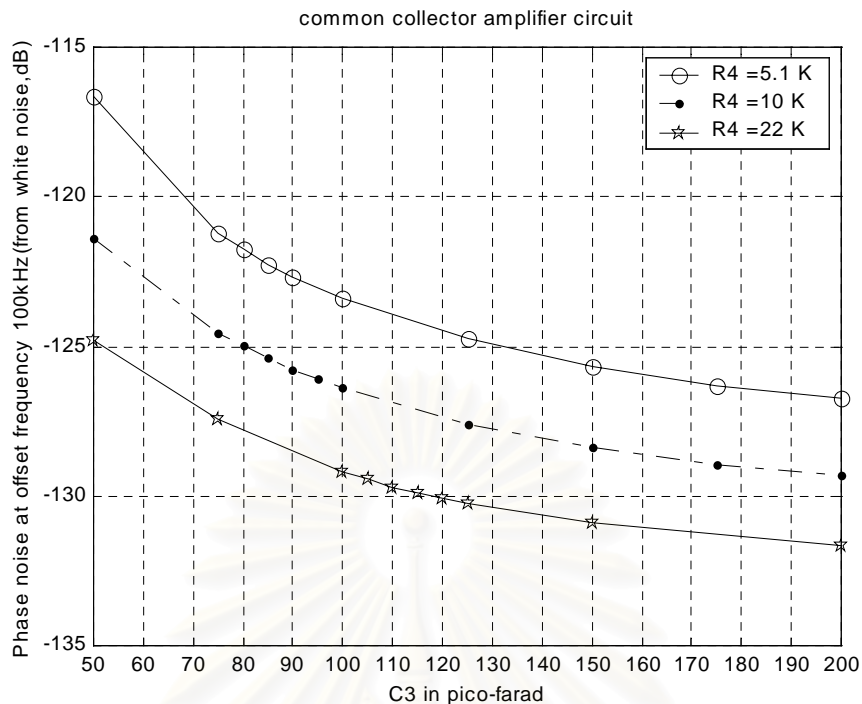
รูปที่ 3.24 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับ
แบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)



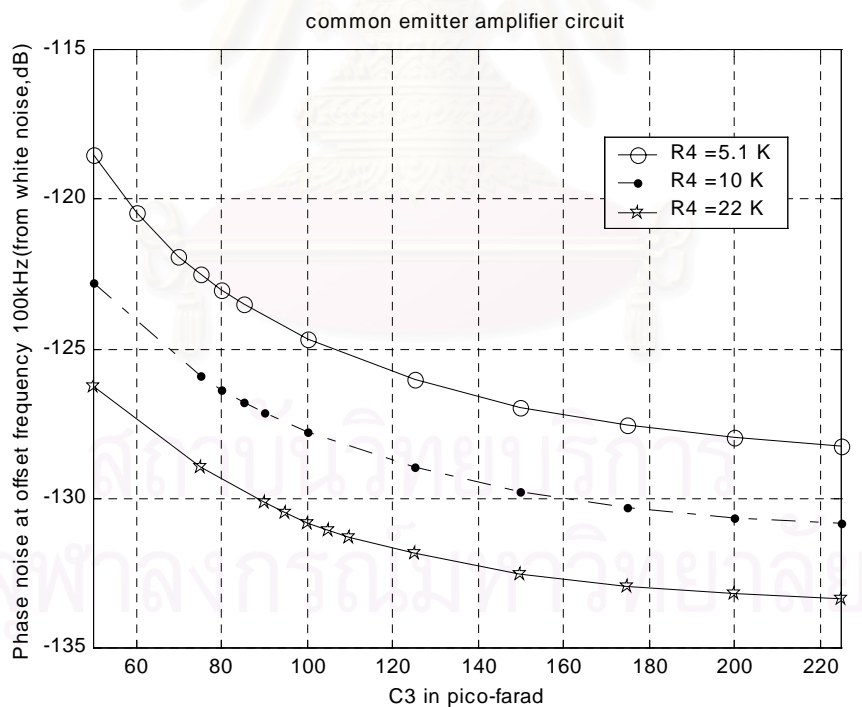
รูปที่ 3.25 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับ
แบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)



รูปที่ 3.26 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับ
แบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_2)



รูปที่ 3.27 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรอซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)



รูปที่ 3.28 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรอซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ (C_3)

จากรูปที่ 3.23-3.25 พบว่าผลการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ เกิดหลุมบนรูปขึ้น ซึ่งสามารถนำค่าต่ำสุดในผลการวิเคราะห์มาเขียนเป็นตารางได้ดังตารางที่ 3.7

ตารางที่ 3.7 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{feedback}$ จาก $50 - 225\text{ pF}$ และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสลับ	$R_4 (k\Omega)$	$C_{feedback}$ (pF)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออสซิล เลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	105	-40.52	-124.44	72.914	24.111	37.094
	10	115	-35.63	-128.39	72.244	23.032	35.433
	22	150	-37.24	-132.76	71.058	21.102	32.465
คอลเล็กเตอร์ ร่วม	5.1	85	-37.50	-123.38	73.882	25.656	39.470
	10	90	-36.37	-126.96	73.183	24.542	37.756
	22	115	-36.58	-131.17	71.978	22.601	34.771
อีมีเตอร์ ร่วม	5.1	80	-34.81	-124.17	74.256	26.248	40.381
	10	85	-35.95	-127.94	73.562	25.146	38.686
	22	100	-38.24	-130.82	72.529	23.491	36.140

เนื่องจากการแปรค่าของ R_4 นั้นมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวเก็บประจุภายในทรานซิสเตอร์มาก ซึ่งเมื่อแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$ จะสามารถหาค่าตัวเก็บประจุภายในจากจุดทำงานสงบจะได้ $C_{be} = 143.57, 195.51, 247.03\text{ pF}$ และ $C_{bc} = 3.37, 4.00, 5.63\text{ pF}$ จากนั้นสามารถหาความถี่การออสซิลเลตและเงื่อนไขการออสซิลเลตจาก

$$\text{วงจรเบสร่วม} \quad \frac{I}{C_{all}} = \frac{I}{C_0} + \frac{I}{C_f} + \frac{I}{C_l} \quad (3.48ก)$$

$$\text{วงจรขยายที่เหลือ} \quad \frac{I}{C_{all}} = \frac{I}{C_0} + \frac{I}{C_{bc} + \frac{C_f C_{load}}{C_f + C_{load}}} \quad (3.48ข)$$

$$\text{ความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตที่คาดไว้} \quad f_{predict} = \frac{I}{2\pi\sqrt{L_0 C_{all}}} \quad (3.49)$$

$$\text{เงื่อนไขการออสซิลเลต} \quad R_0 < \frac{g_m}{(2\pi f_{predict})^2 C_f C_l} \quad (3.50)$$

โดยที่ในกรณีวงจรเบสร่วม $C_f = C_{feedback} + C_{be}$, $C_l = C_{load} + C_{bc}$ และในกรณีของวงจรคอลเลกเตอร์ร่วมและวงจรอิมิตเตอร์ร่วม $C_f = C_{feedback} + C_{be}$, $C_l = C_{load}$ รายละเอียดการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยคุณสมบัติความต้านทานลบบนเป็นที่มาของ(3.48)-(3.50) มีอยู่ใน [15] และมีแสดงพอสึงเขปในตอนท้ายของบทที่ 2

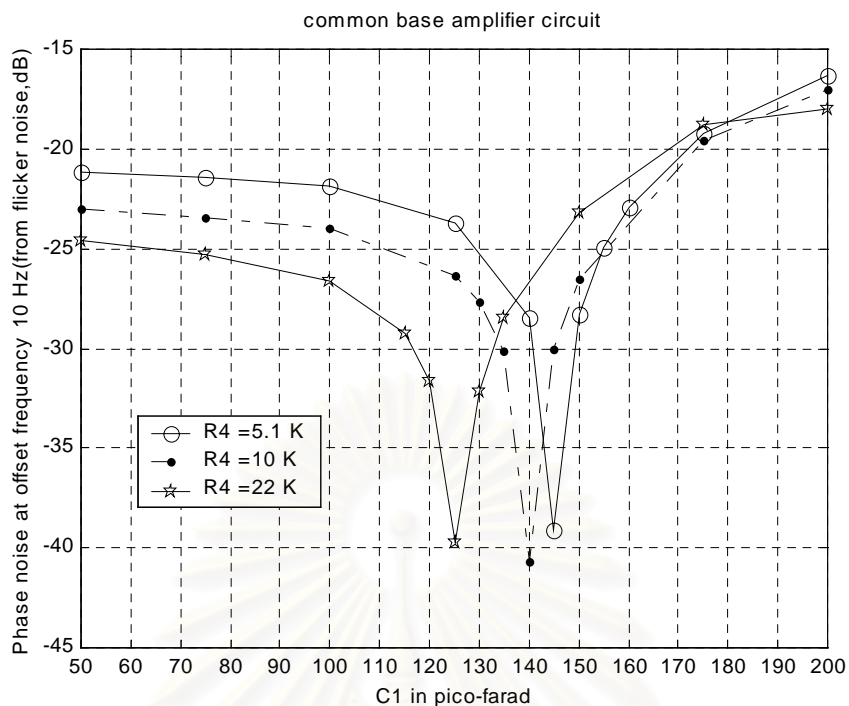
แต่อย่างไรก็ดี ความถี่การออสซิลเลต f_0 ที่เกิดจริงมีค่าแตกต่างจากความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตที่คาดไว้ $f_{predict}$ โดยเมื่อแปรค่า $R_4 = 5.1, 10, 22 \text{ k}\Omega$ จะได้ $\bar{C}_{be} = 147, 200, 255 \text{ pF}$ และ $\bar{C}_{bc} = 3.33, 3.87, 5 \text{ pF}$ แต่มีเพียงกรณีของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมที่ค่า $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่า $\bar{C}_{be} = 264 \text{ pF}$ ทำให้ $f_{predict}$ แตกต่างกันอยู่บ้างเล็กน้อยและนอกจากนี้ยังมีผลจากความต้านทานที่ขาทรานซิสเตอร์ที่ลดค่าความถี่ที่เกิดออสซิลเลตด้วย แต่จากตารางที่ 3.7 พบว่าผลจากความต้านทานที่ขาทรานซิสเตอร์ต่อความถี่จะต่างกันไปในแต่ละวงจรขยาย

เมื่อพิจารณาค่าของ C_{be} และ $C_{feedback}$ พบว่าเมื่อค่า C_{be} เพิ่มขึ้น จะทำให้ $C_{feedback}$ ที่เกิดจุดต่ำสุดของค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz จะมีค่าต่ำลง นั่นคือจุดที่ให้ค่าสัญญาณรบกวนต่ำสุดนี้อาจเกิดที่ค่าของ $Q_{resonator}$ เกือบคงที่ค่าหนึ่งซึ่งจากตารางที่ 3.7 พบว่าจะมีค่าแตกต่างกันในวงจรขยายแต่ละวงจร และน่าจะนำไปใช้ช่วยออกแบบออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำได้

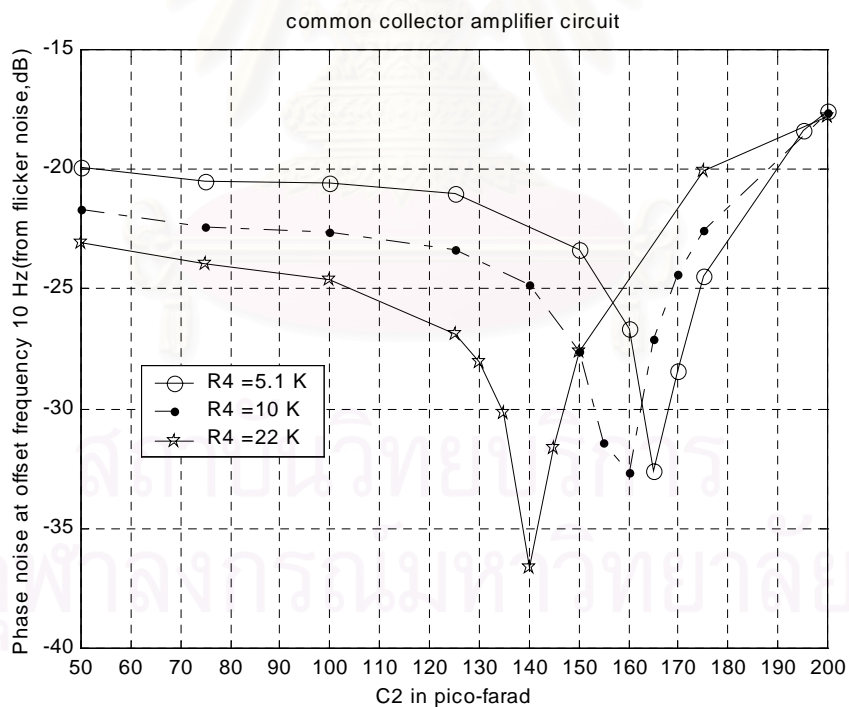
สำหรับกรณีของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากรูปที่ 3.26-3.28 จะพบว่ามีแนวโน้มการลดลงของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคเมื่อเพิ่มค่า $C_{feedback}$ และ R_4 (นั่นหมายถึงการเพิ่มค่าของ C_{be} และ C_{bc} ด้วย) หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จะมีค่าลดลงเมื่อ $\frac{C_l}{C_f}$ มีค่าลดลงในวงจรขยายทุกรูปแบบ

3.3.1.4 การแปรค่า R_4 และ C_{load} ในวงจรขยายแต่ละวงจร

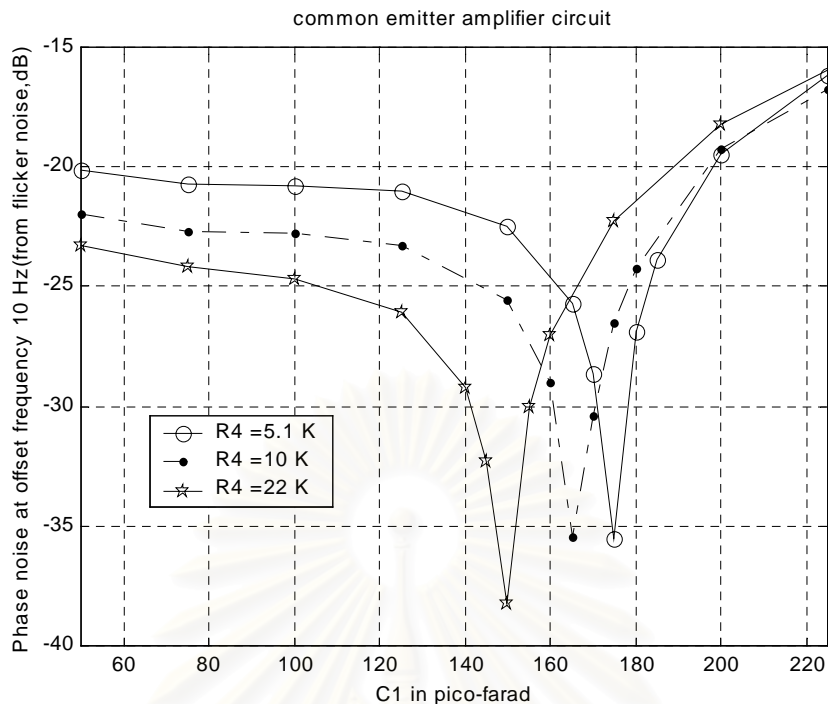
ในส่วนนี้จะแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22 \text{ k}\Omega$ กำหนดค่าของ $C_{load} = 50 \text{ pF}$ เพิ่มขึ้นไปจนไม่เกิดการออสซิลเลต เพื่อศึกษาผลการแปรค่าของอิมพีแดนซ์ของโหลดในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีต่อสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรขยายทั้ง 3 รูปแบบจะได้ผลดังนี้



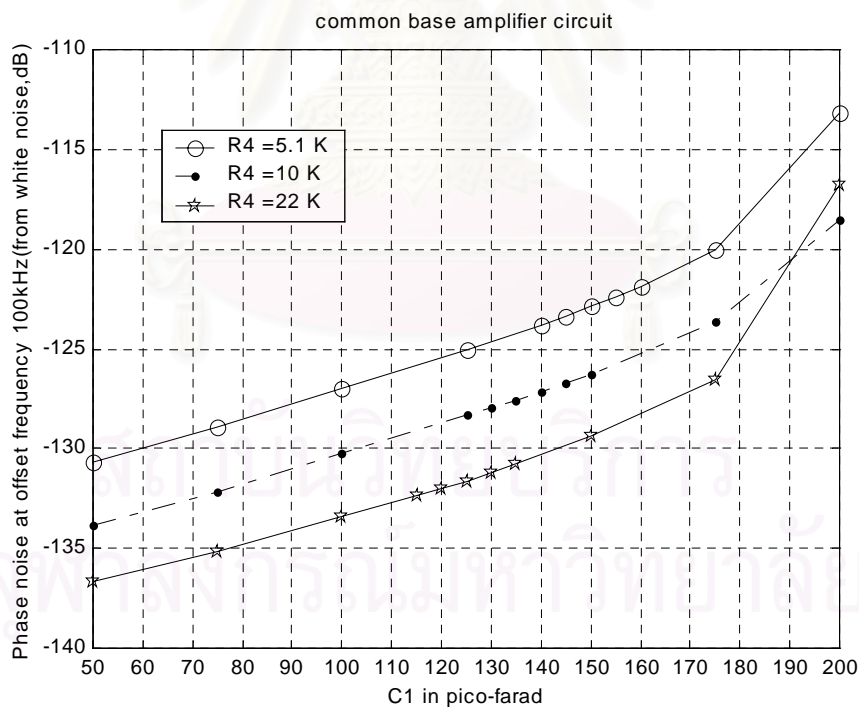
รูปที่ 3.29 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรรอซิลิเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดลัด
แบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{load} (C_1)$



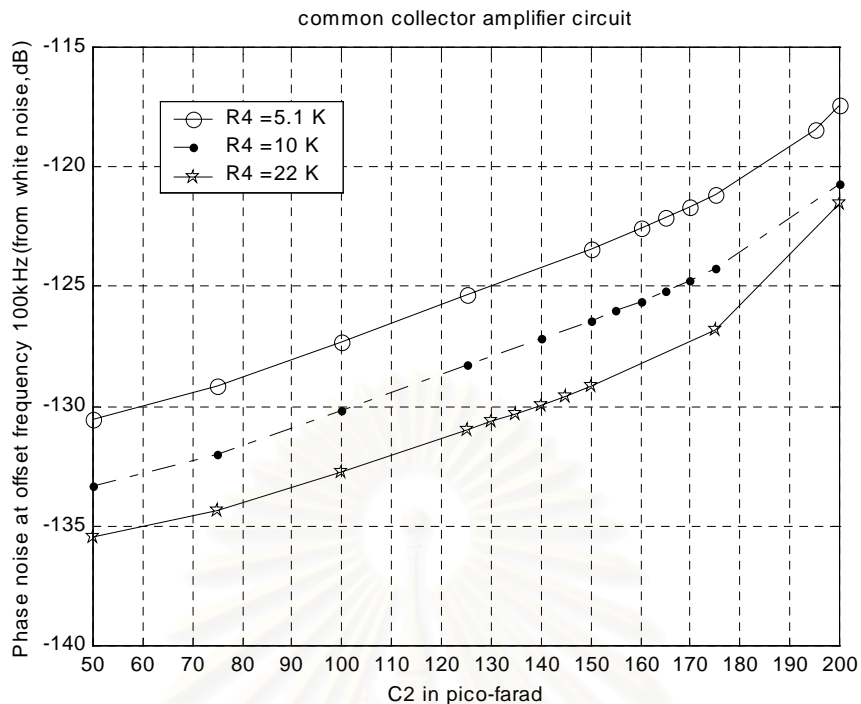
รูปที่ 3.30 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรรอซิลิเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดลัด
แบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{load} (C_2)$



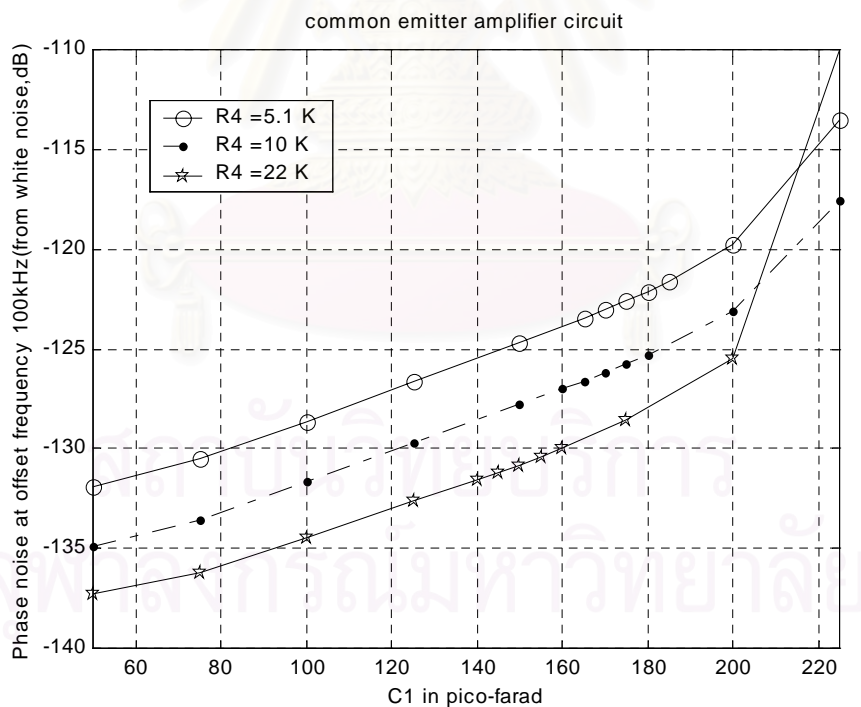
รูปที่ 3.31 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า $C_{load} (C_1)$



รูปที่ 3.32 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า $C_{load} (C_1)$



รูปที่ 3.33 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรอซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz เมื่อแปรค่า $C_{load} (C_2)$



รูปที่ 3.34 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรอซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า $C_{load} (C_1)$

จากรูปที่ 3.29-3.31 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz จะเกิดหลุมขึ้นเมื่อแปรค่าของ C_{load} เพิ่มขึ้นจาก 50 pF ไปจนไม่เกิดการออสซิลเลตคล้ายกับกรณีของการแปรค่าของ $C_{feedback}$ และเมื่อแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$ จะหาค่าตัวเก็บประจุในทรานซิสเตอร์ได้เป็น $C_f = 243.6, 295.5, 347\text{ pF}$ และ $C_{bc} = 3.37, 4, 5.63\text{ pF}$ จากนั้นเมื่อนำจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มาเขียนสรุปจะได้ผลดังตารางที่ 3.8

ตารางที่ 3.8 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า C_{load} จาก 50 pF จนไม่เกิดการออสซิลเลตและแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสลับ	$R_4\text{ (k}\Omega\text{)}$	$C_{load}\text{ (pF)}$	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz (dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออสซิล- เลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	145	-41.13	-123.36	73.328	24.773	38.113
	10	140	-41.84	-127.19	73.169	24.519	37.721
	22	125	-39.98	-131.61	73.573	25.163	38.712
คอลเล็กเตอร์ ร่วม	5.1	165	-33.14	-122.15	72.650	23.687	36.441
	10	160	-32.92	-125.63	72.372	23.239	35.752
	22	140	-36.81	-129.98	72.902	24.091	37.063
อิมิตเตอร์ ร่วม	5.1	175	-36.51	-122.59	72.368	23.232	35.741
	10	170	-30.54	-126.21	72.090	22.783	35.050
	22	150	-38.24	-130.82	72.529	23.491	36.140

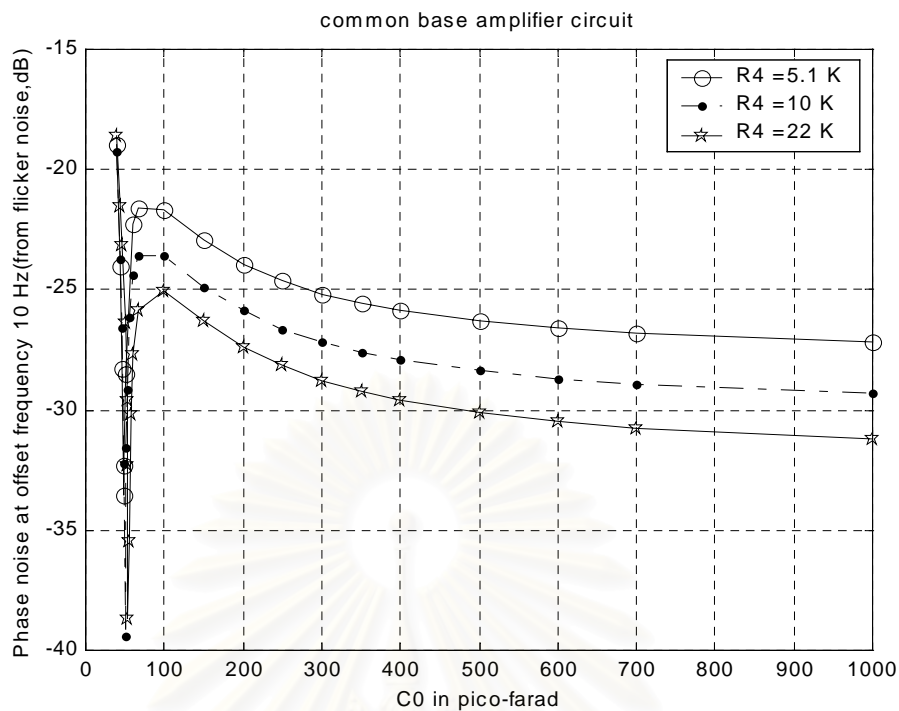
จากตารางที่ 3.8 พบว่าจุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เป็นจุดที่มีค่าของอิมพีแดนซ์และ $Q_{resonator}$ ซึ่งเป็นปริมาณที่มีความสัมพันธ์กับวัฏภาคของกระแสที่เปลี่ยนไป

เมื่อไหลผ่านเรโซเนเตอร์ พบว่ามีค่าคงที่ที่ค่าของ f_0 ใกล้เคียงกัน ส่วนกรณีของการแปรค่าของ $C_{feedback}$ นั้นค่าของอิมพีแดนซ์และ $Q_{resonator}$ มีค่าแตกต่างกันเพราะค่า f_0 มีค่าแตกต่างกันพอสมควรทำให้ปริมาณทั้งสองไม่สามารถใช้บังคับซึ่งถึงจุดที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออกฟเซต 10 Hz ต่ำสุดได้เหมือนกับกรณีของการแปรค่า C_{load}

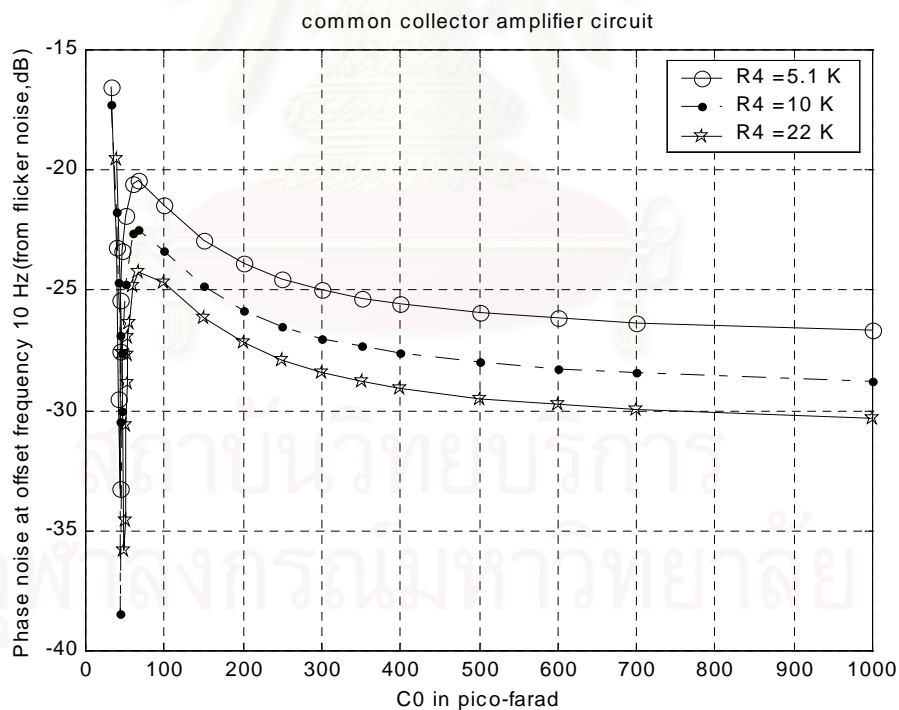
จากรูปที่ 3.32-3.34 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออกฟเซต 100 kHz มีค่าสูงขึ้นเมื่อแปรค่าของ C_{load} จาก 50 pF ไปจนกระทั่งไม่เกิดการออกสซิลเลต และแปรค่า $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าเมื่อเพิ่ม C_{load} ทำให้ค่าของ C_L เพิ่มขึ้นและเพิ่มตัวเศษใน $\frac{C_L}{C_f}$ ทำให้ $\frac{C_L}{C_f}$ มีค่าสูงขึ้นและสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออกฟเซต 100 kHz มีค่าสูงขึ้นซึ่งสอดคล้องกับกรณีของการเพิ่มค่า $C_{feedback}$ และ R_4 ซึ่งจะเป็นการเพิ่มค่าตัวหารของ $\frac{C_L}{C_f}$ ทำให้ $\frac{C_L}{C_f}$ มีค่าลดลงค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออกฟเซต 100 kHz จึงมีค่าลดลงด้วย

3.3.1.5 การแปรค่า R_4 และ C_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร

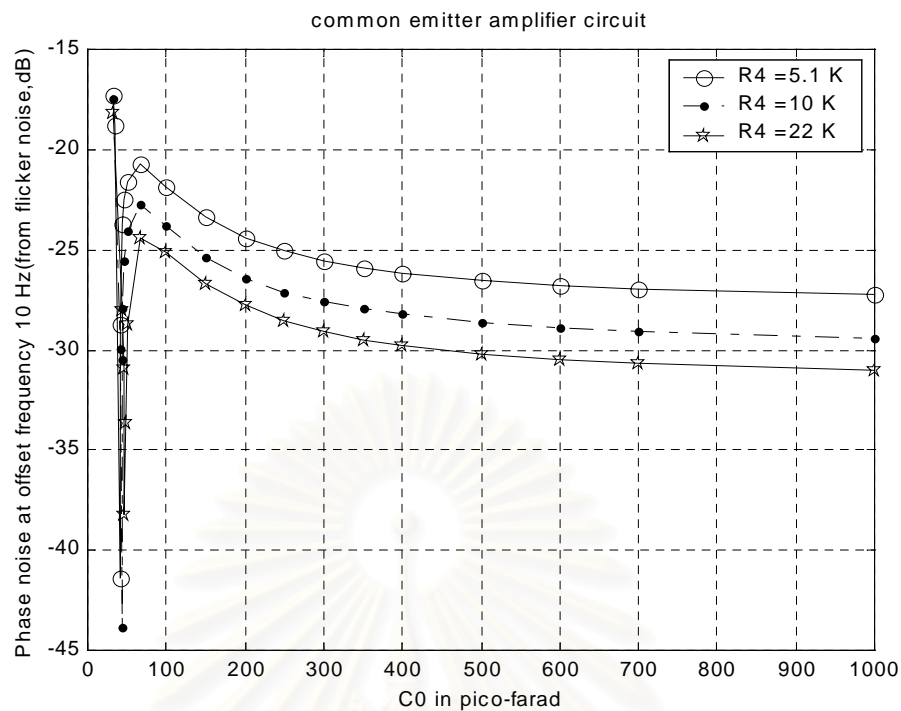
สำหรับการแปรค่าของ R_4 เพิ่มขึ้นทำให้ C_{be}, C_{bc} เพิ่มขึ้น และค่าของ C_0 ซึ่งเป็นค่าตัวแปรกำหนดความถี่ที่สำคัญของเรโซเนเตอร์เมื่อเพิ่มขึ้น C_0 ส่งผลต่อการลดส่วนจินตภาพของเรโซเนเตอร์ เมื่อ $C_0 < C_R, C_R = \frac{1}{\omega_0^2 L_0}$ และเมื่อ $C_0 > C_R$ ค่าส่วนจินตภาพจะมีค่าสูงขึ้นจนกระทั่งค่าของ C_0 มีค่ามากจนส่งผลต่อส่วนจินตภาพของเรโซเนเตอร์น้อยมากเปรียบเสมือนกับ C_0 เป็นตัวเก็บประจุลัดไฟลัดบ เมื่อค่า C_0 มีค่ามากเกินไปวงจรออกสซิลเลเตอร์แบบแคลป์จะกลายเป็นวงจรออกสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์(Colpitts oscillator)แทน จะเห็นได้ว่าค่าของ C_0 มีความสำคัญต่อการกำหนดความถี่มากและส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ของทั้งวงจรผ่านทางความถี่ที่เกิดการออกสซิลเลต เมื่อพิจารณาถึงค่า C_0 ย่อมน่าจะเกี่ยวข้องกับอัตราส่วนระหว่าง C_0 กับ C_{all} ว่าจะมีค่าเท่าไรและค่าอิมพีแดนซ์รวมของเรโซเนเตอร์ หรืออิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ L_0 น่าจะมีสัดส่วนของอิมพีแดนซ์หรืออิมพีแดนซ์คงที่ที่กำหนดจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค หรือแนวโน้มของการแปรค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคได้ผลที่ได้จากการคำนวณในรูปที่ 3.35-3.40



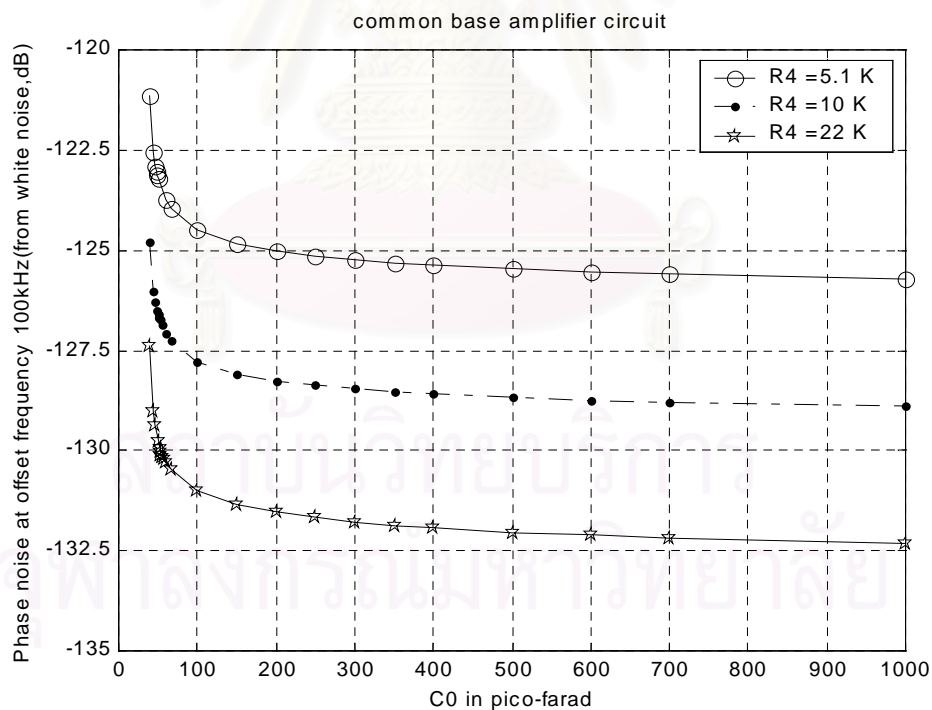
รูปที่ 3.35 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด้านแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า C_0



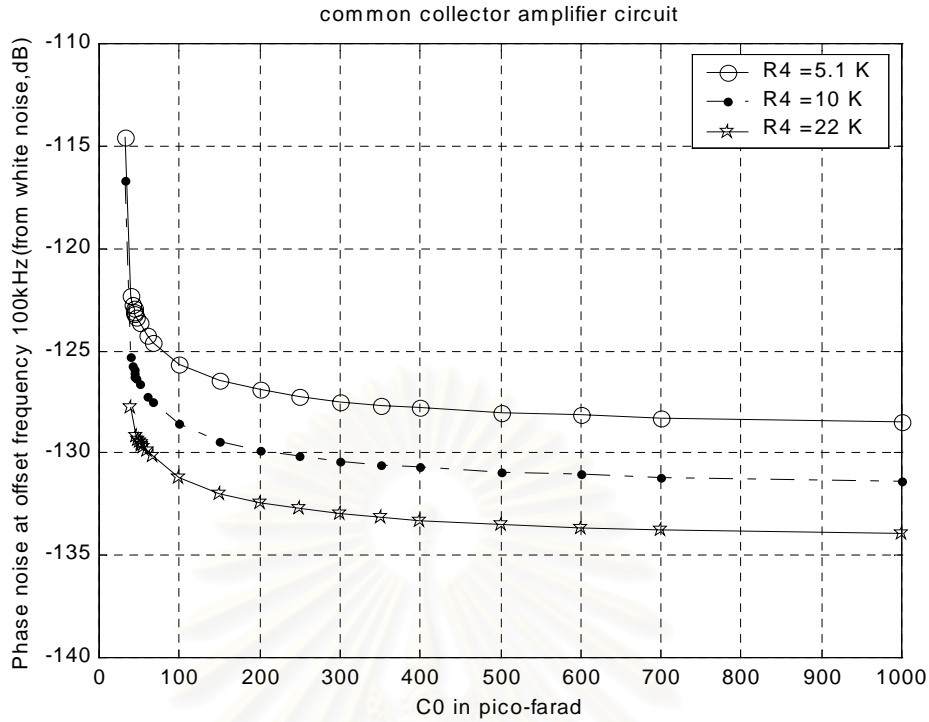
รูปที่ 3.36 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด้านแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า C_0



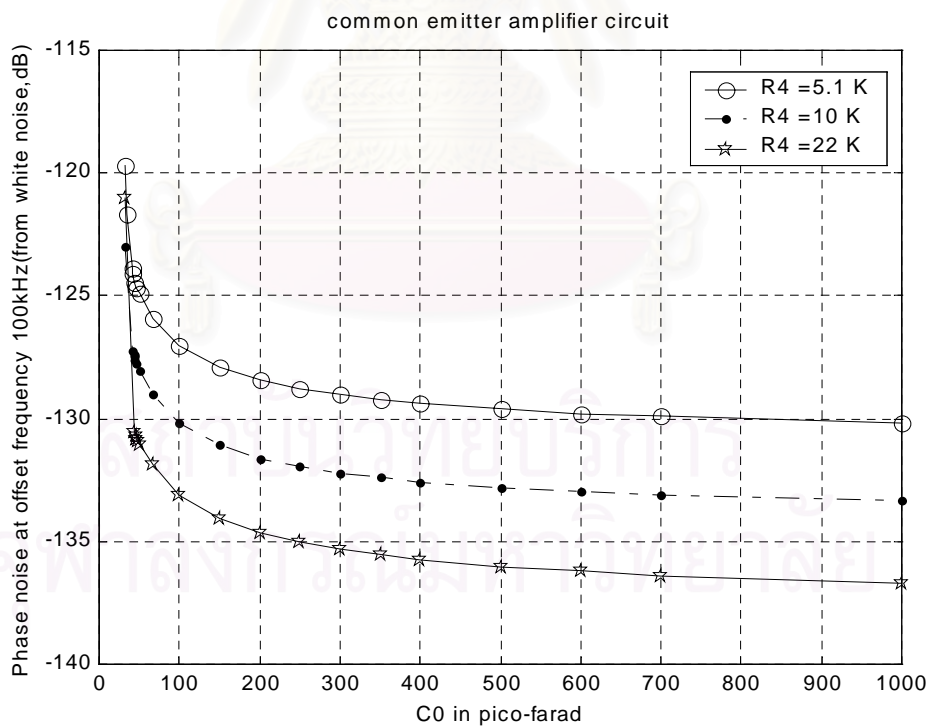
รูปที่ 3.37 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า C_0



รูปที่ 3.38 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า C_0



รูปที่ 3.39 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรถ่ายกระแส
สลับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า C_0



รูปที่ 3.40 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรถ่ายกระแส
สลับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า C_0

จากรูปที่ 3.35-3.37 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เกิดจุดต่ำสุดที่มีการลดลงของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค 2 จุดคือที่ค่าของ C_0 น้อยๆ และใกล้ๆ กับ $C_0 = C_R$ และเมื่อค่า C_0 สูงจนละเอียดผลได้จนวงจรกลายเป็นวงจรแบบคอลพิทท์ซึ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมีค่าขึ้นกับค่าตัวประกอบคุณภาพของเรโซเนเตอร์ตามทฤษฎีของออสซิลเลเตอร์ทั่วไป และข้อสรุปเกี่ยวกับจุดต่ำสุดกรณี C_0 มีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับ C_R สามารถเขียนเป็นตารางได้ดังตารางที่ 3.9

ตารางที่ 3.9 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า C_0 จาก $33 - 1000\text{ pF}$ และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสสลับ	$R_4\text{ (k}\Omega\text{)}$	$C_0\text{ (pF)}$	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออสซิล- เลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	48	-34.08	-123.08	72.581	24.548	37.766
	10	50	-40.30	-126.61	71.255	24.274	37.345
	22	54	-38.97	-130.11	69.104	24.215	37.254
คอลเลกเตอร์ ร่วม	5.1	43	-33.73	-122.94	75.438	23.931	36.816
	10	45	-39.24	-126.24	73.890	23.6313	36.356
	22	49	-35.98	-129.39	71.407	23.608	36.319
อิมิตเตอร์ ร่วม	5.1	41	-44.91	-123.91	76.736	23.664	36.406
	10	43	-46.37	-127.39	75.130	23.431	36.048
	22	47	-38.49	-130.83	72.529	23.491	36.140

จากตารางที่ 3.9 พบว่าอิมพีแดนซ์ในเรโซเนเตอร์และ $Q_{resonator}$ มีค่าใกล้เคียงกันเกือบเป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งที่ทำให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ได้ และน่าจะนำมาใช้ในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคต่ำได้

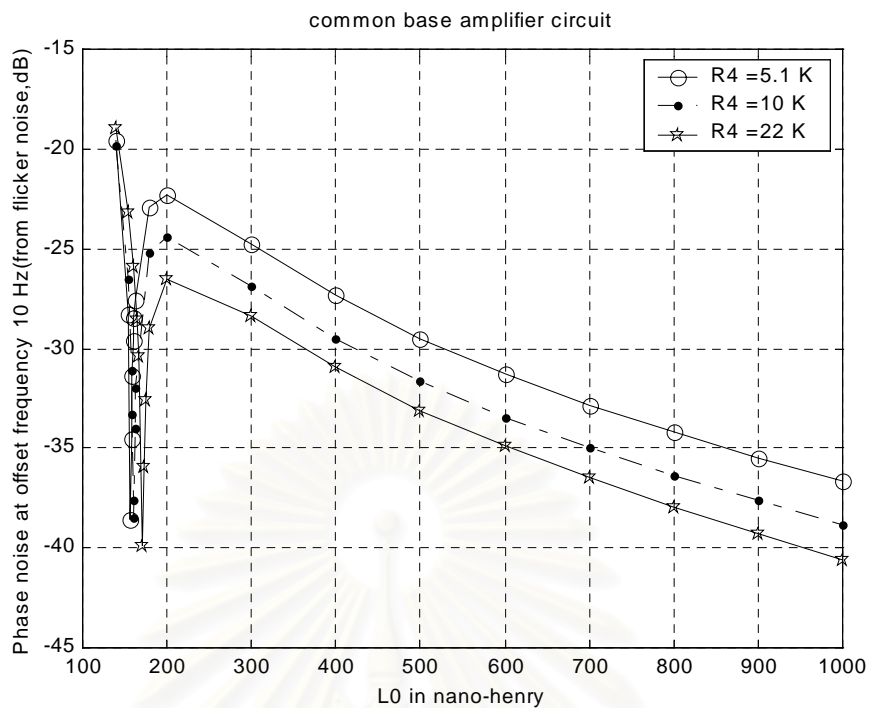
จากรูปที่ 3.38-3.40 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าลดลงเมื่อเพิ่มค่าของ C_0 และ R_4 เนื่องจากการเพิ่มของ C_0 นี้ลดนัยสำคัญของ i_0 ซึ่งสามารถสังเกตได้จากสมการสถานะสมการที่สองของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 วงจร ส่วนการเพิ่ม R_4 จะเพิ่ม C_{be} , C_{bc} ทำให้ลดนัยสำคัญของสมการสถานะสมการที่ 6 และ 7 ที่แสดงถึงสมการอนุพันธ์ของ u_{be} , u_{bc} ทำให้ลดการมอดูเลตสัญญาณรบกวนผ่านทางสมการสถานะทั้ง 3 ทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าลดลงที่การไบแอสทรานซิสเตอร์ค่านี้

ดังนั้นหากสรุปจากตารางที่ 3.9 และรูปที่ 3.38-3.40 พบว่าไม่สามารถลดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่เกิดจากและสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ และสัญญาณรบกวนขาวที่ส่งผลมายังความถี่ออฟเซต 10 Hz และ 100 kHz ได้พร้อมกันที่ค่าการออกแบบนี้ นั่นคือต้องเลือกระหว่างการลดปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคว่าต้องการให้ที่ความถี่ไหนเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบออสซิลเลเตอร์เพื่อนำไปใช้งานตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ

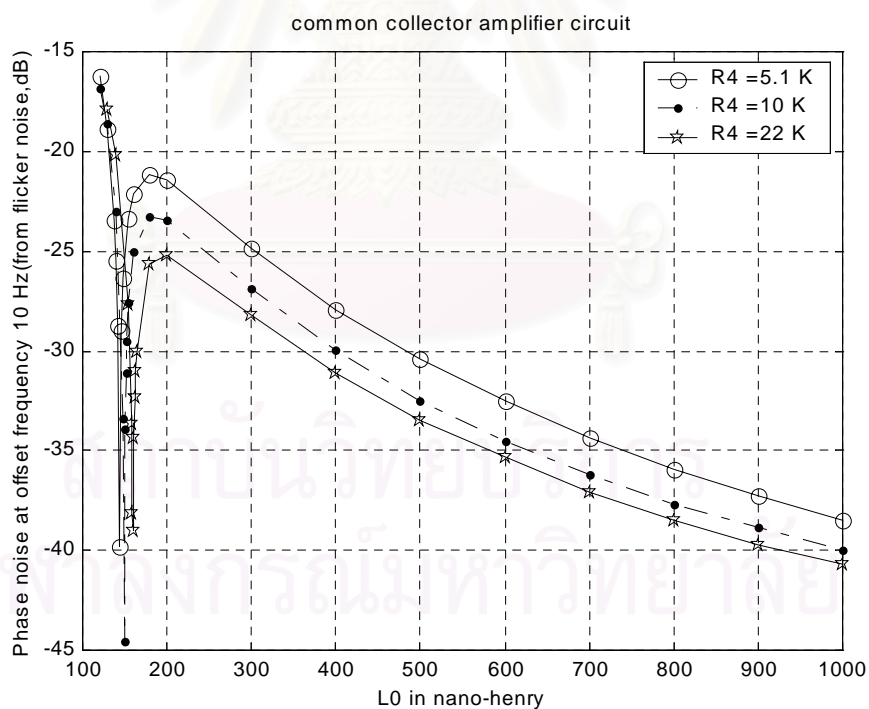
3.3.1.5 การแปรค่า R_4 และ L_0 ในวงจรขยายแต่ละวงจร

ในกรณีนี้จะแปรค่าของ R_4 ซึ่งจะเพิ่มค่าของ C_{be} , C_{bc} , g_m ของทรานซิสเตอร์และแปรค่าของความเหนี่ยวนำ L_0 โดยคงค่าอื่นไว้ตามเดิม ในกรณีนี้เมื่อเพิ่มค่าของ L_0 มากขึ้นย่อมมีผลต่อการลดความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตลงแต่จะเพิ่มปริมาณพลังงานสะสมในส่วนจินตภาพของออสซิลเลเตอร์มากขึ้นทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของออสซิลเลเตอร์โดยรวมมีค่าสูงขึ้น สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในธรรมชาติมีค่าลดลง เพราะเหมือนถูกรองสัญญาณด้วยฟิลเตอร์ที่มีความคมในการตัดความถี่มากขึ้น ค่าปัจจัยที่น่าจะใช้ตั้งกฎในการออกแบบสำหรับการแปรค่านี้น่าจะเป็นค่าตัวประกอบคุณภาพของระบบหรือสัดส่วนของตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุ ในกรณีนี้จะเกิดจุดที่เรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ซึ่งเกิดที่ $L_R = \frac{1}{\omega_0^2 C_0}$

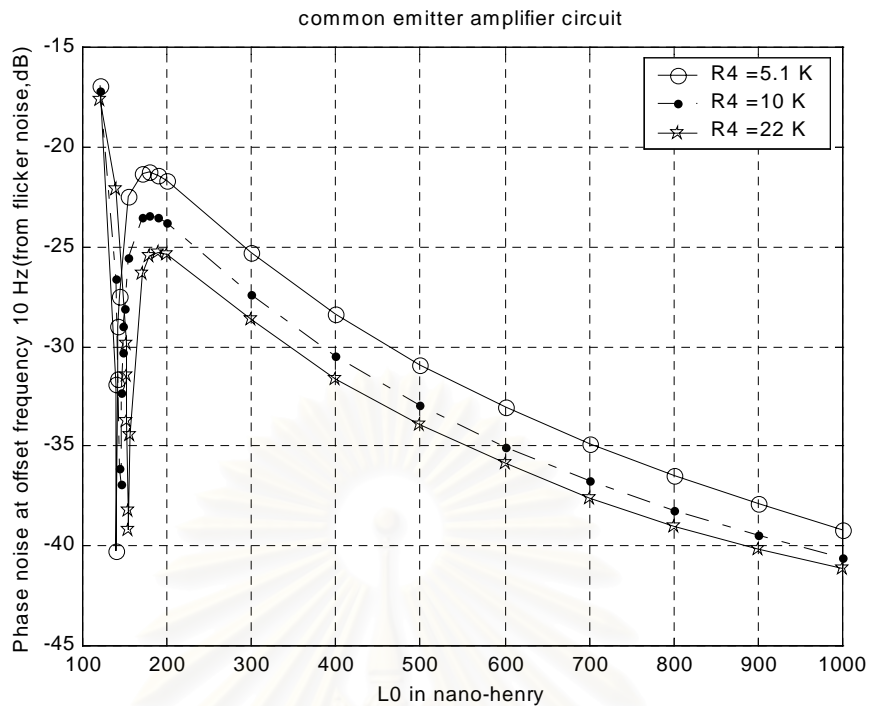
และส่วนจินตภาพของเรโซเนเตอร์จะเท่ากับ $\omega_0 L_0 \left(1 - \frac{1}{\omega_0^2 L_0 C_0} \right)$ ดังนั้นน่าจะเกิดจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz คล้ายกับกรณีของการแปรค่าของ C_0 แต่จะมีผลต่อความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตมากกว่า เนื่องจากเป็นค่าตัวเหนี่ยวนำเพียงตัวเดียวในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ต้องถูกลดทอนด้วยการต่อขนานหรืออนุกรมกับค่าอื่นเหมือนกับกรณี C_0 ผลการคำนวณที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.41-3.46



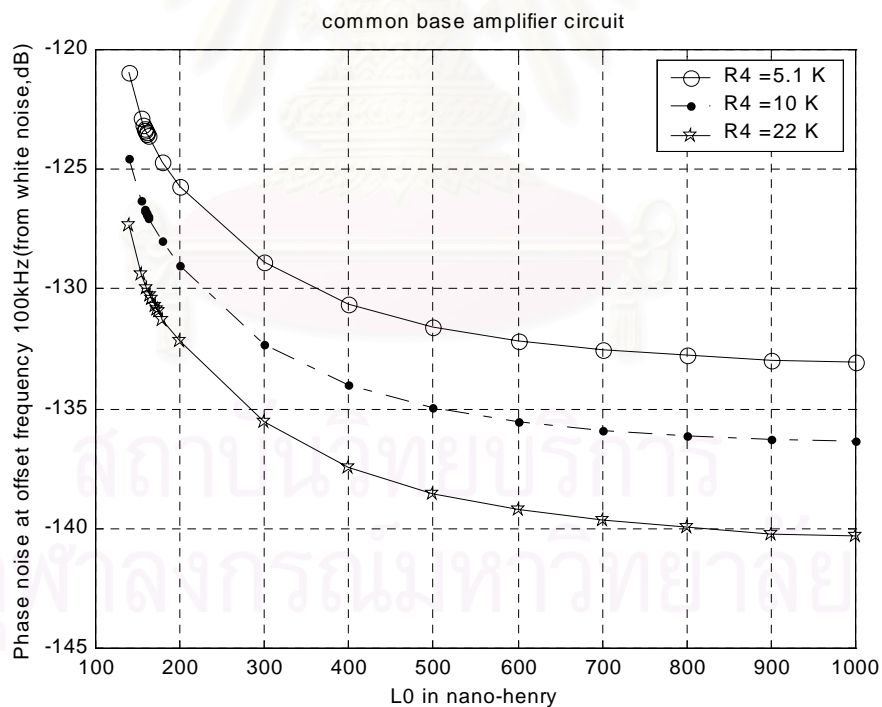
รูปที่ 3.41 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวิญญากาศของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด้านแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า L_0



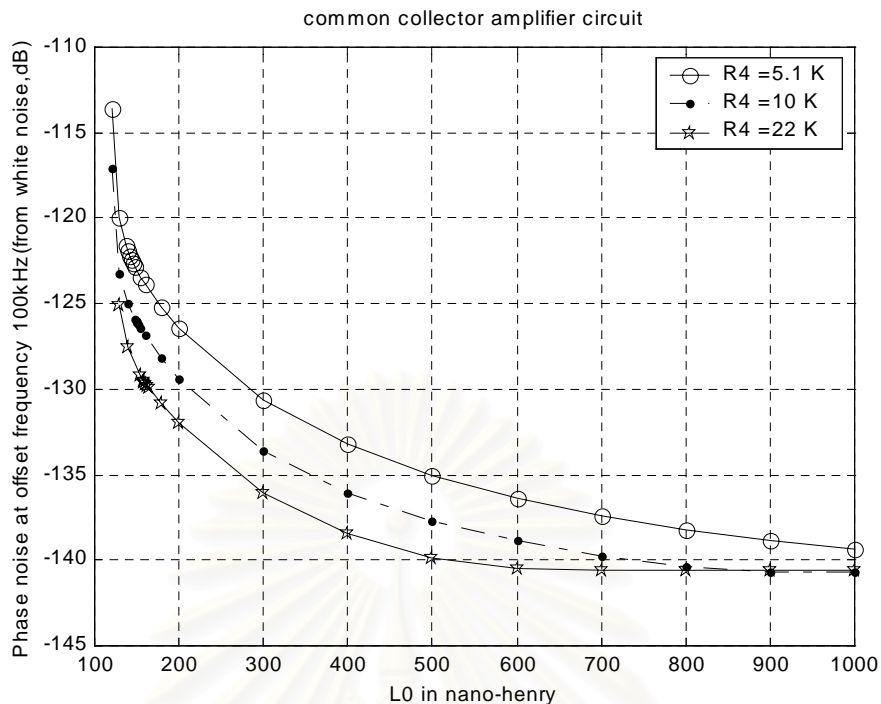
รูปที่ 3.42 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวิญญากาศของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด้านแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า L_0



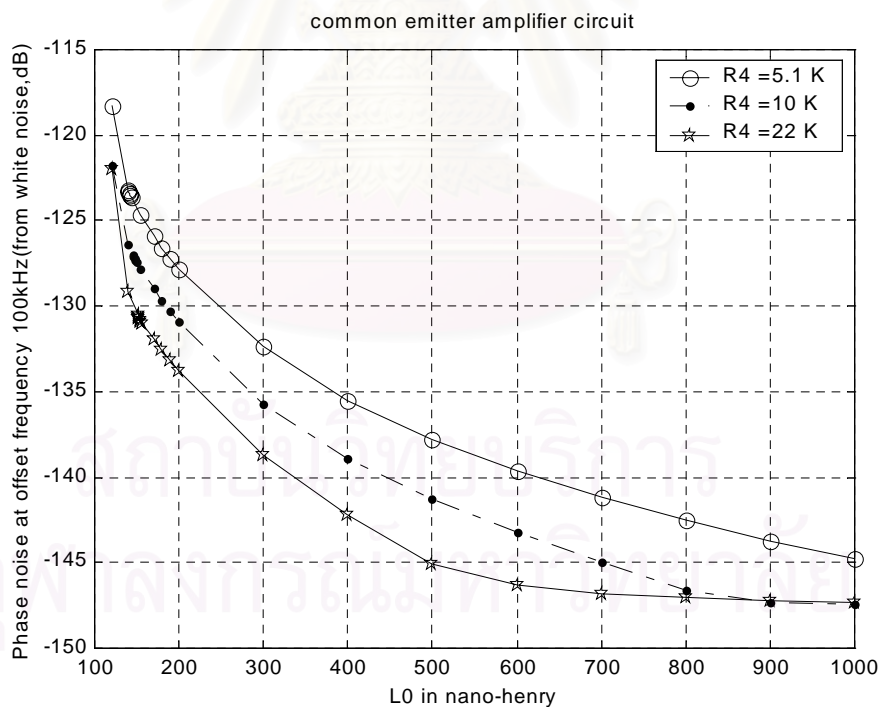
รูปที่ 3.43 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า L_0



รูปที่ 3.44 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า L_0



รูปที่ 3.45 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด์
 สลับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า L_0



รูปที่ 3.46 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด์
 สลับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า L_0

จากรูปที่ 3.41-3.43 พบว่ามีหลุมที่เกิดค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ที่ค่าของ L_0 ใกล้เคียงกับ L_R และจุดนี้สามารถนำมาเขียนสรุปเป็นตารางได้ดังตารางที่ 3.10

ตารางที่ 3.10 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า L_0 จาก $110 - 1000\text{ nH}$ และแปรค่าของ $R_4 = 5, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสสลับ	$R_4 (k\Omega)$	L_0 (nH)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออกซิล- เลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L_0} - X_{C_0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L_0} - X_{C_0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	157	-40.38	-123.18	72.399	24.647	37.919
	10	161	-39.16	-126.90	71.129	24.346	37.455
	22	170	-40.32	-130.74	68.854	24.366	37.486
คอลเลกเตอร์ ร่วม	5.1	144	-43.29	-122.46	75.712	23.777	36.579
	10	149	-49.93	-126.01	74.022	23.553	36.235
	22	160	-39.39	-129.67	71.08	23.817	36.642
อิมิตเตอร์ ร่วม	5.1	140	-43.17	-123.29	76.883	23.586	36.286
	10	145	-37.37	-127.02	75.157	23.417	36.027
	22	155	-39.46	-130.91	72.324	23.616	36.332

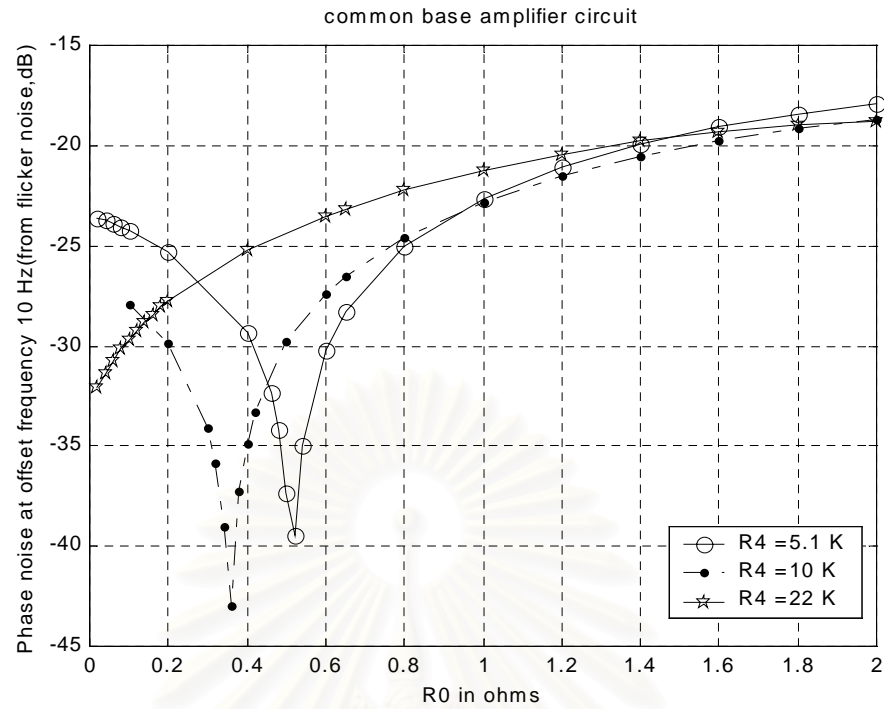
จากตารางที่ 3.10 พบว่าจุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz นั้นค่าของส่วนจินตภาพของเรโซเนเตอร์ และ $Q_{resonator}$ มีค่าเกือบคงที่ใกล้เคียงกับกรณีของการแปรค่า C_0 แต่มีค่าแตกต่างของช่วงค่าคงที่บ้างเล็กน้อยแล้วแต่ชนิดของวงจรรขยาย

จากรูปที่ 3.44-3.46 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ 100 kHz มีค่าลดลงเมื่อค่าของ L_0 และ R_4 ที่เพิ่มขึ้นในกรณีที่มีการเพิ่มค่าของ L_0 ผ่านจุดที่เกิดค่าต่ำสุดของสัญญาณ

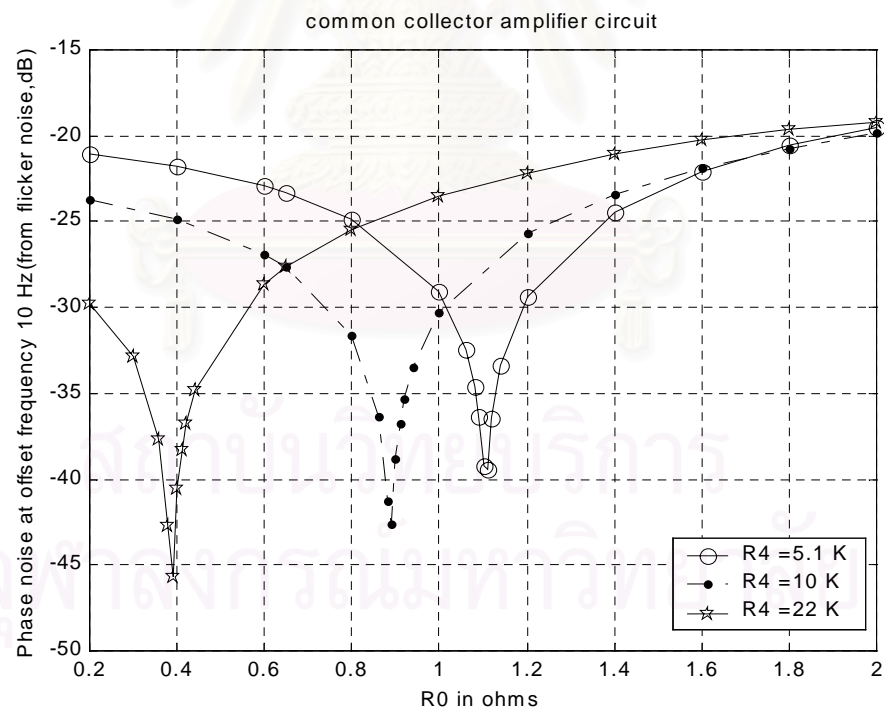
รบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ไปแล้ว ดังนั้นสามารถลดค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคทั้งสองความถี่พร้อมกันด้วยการใช้ค่าของตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูง นั่นคือค่าตัวประกอบคุณภาพสูงด้วย แต่สามารถทำได้เฉพาะที่ความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตต่ำพอเท่านั้น แต่ที่ความถี่นั้นค่าของส่วนจินตภาพที่เกิดจาก C_0 จะมีค่านัยสำคัญน้อยมาก นั่นคือค่า C_0 เป็นตัวเก็บประจุดีไฟสลบที่ความถี่นั้น เปรียบเสมือนกับเป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ที่ไปแล้ว เหมือนกับที่เกิดกับกรณีที่แปรค่า C_0 นั่นคืออาจสรุปได้ว่า วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบแคลปปี้ไม่สามารถลดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ทั้งความถี่ออฟเซต 10 Hz และ 100 kHz พร้อมกันได้ วงจรที่สามารถทำได้คือวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์เท่านั้น แต่วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบแคลปปี้จะสามารถออสซิลเลตได้ที่ความถี่ที่สูงกว่าแบบคอลพิทท์ ดังนั้นจึงควรเลือกรูปแบบของวงจรรออสซิลเลเตอร์ให้เหมาะสมกับความถี่ใช้งานในกรณีที่ต้องการสมบัติในเชิงของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ดีที่สุด แต่อย่างไรก็ดีน่าจะมีวิธีการที่จะลดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ลงโดยเพิ่มปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ไม่มากจนเกินไปนักในการแปรค่าของอุปกรณ์ตัวอื่น

3.3.1.6 การแปรค่า R_4 และ R_0 ในวงจรรขยายแต่ละวงจร

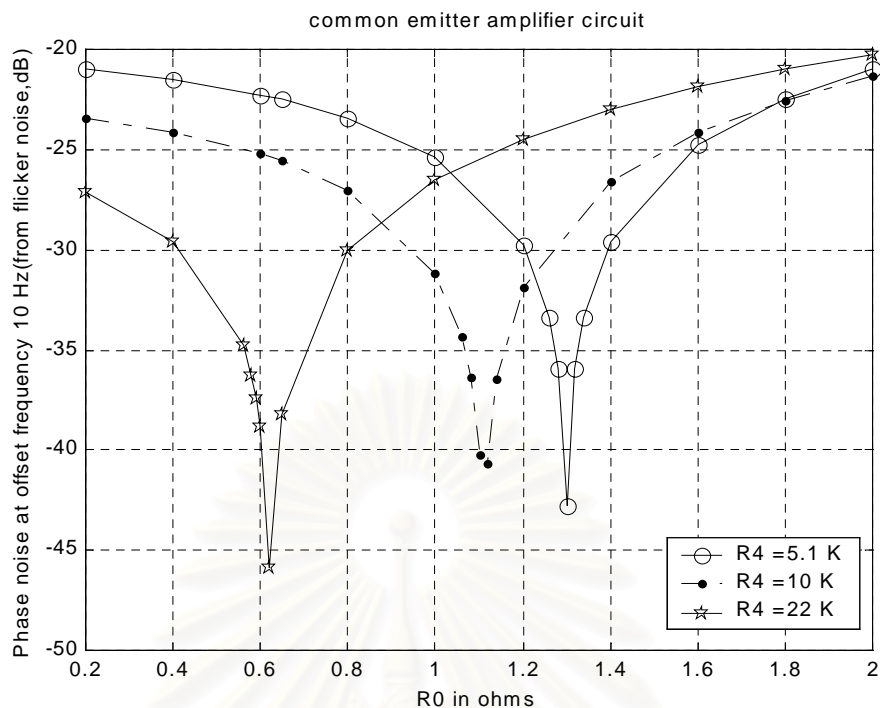
สำหรับในกรณีนี้ จะเป็นการเพิ่มค่าของ R_0 เพื่อศึกษาผลของการเพิ่มส่วนสูญเสียในวงจรว่ามีผลต่อสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคอย่างไร ซึ่งการเพิ่มค่าของ R_0 มากขึ้นเรื่อยๆจะมีผลเพิ่มปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนให้แก่ออสซิลเลเตอร์มากขึ้นและมีผลค่อนข้างมากต่อเงื่อนไขการออสซิลเลต ดังนั้นสมบัติในเชิงสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนย่อมมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าของ R_0 แน่นนอน แต่สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz อาจมีค่าลดลงได้ เพราะจากการแปรค่าปัจจุบันที่ผ่านมาทำให้พอจะทำนายได้ว่าจุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz น่าจะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงวิภูภาคของกระแสของเวโรเนเตอร์ในวงจรรออสซิลเลเตอร์ และน่าจะสัมพันธ์กับ $Q_{resonator}$ ซึ่งจะปรากฏในส่วนของการแปรค่า R_0 ด้วย และเมื่อแปรค่าของ R_0 ในช่วง $0.2 - 2\Omega$ จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 3.47-3.52



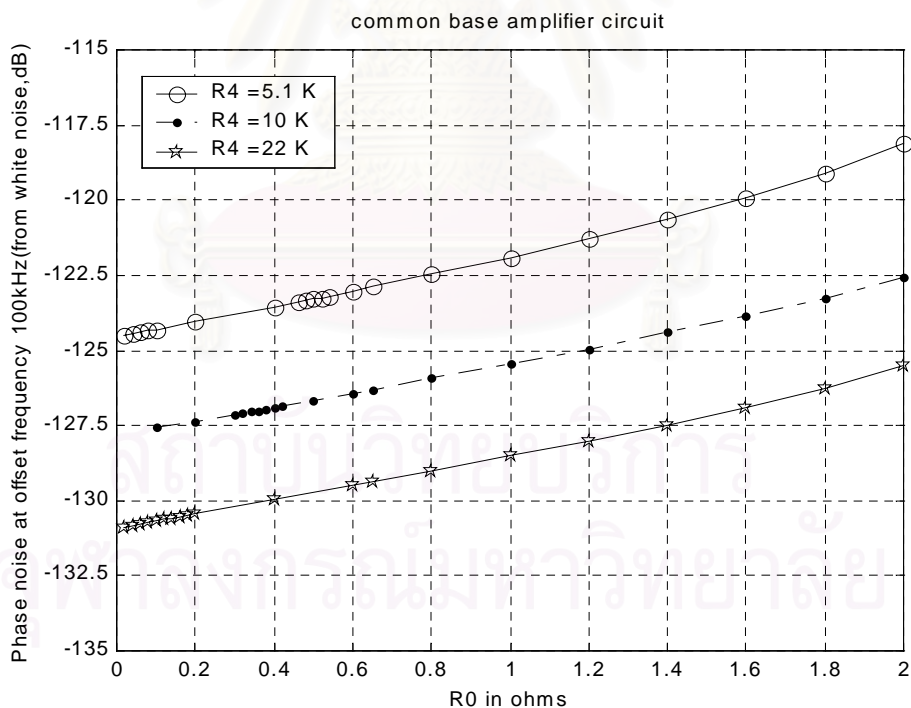
รูปที่ 3.47 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า R_0



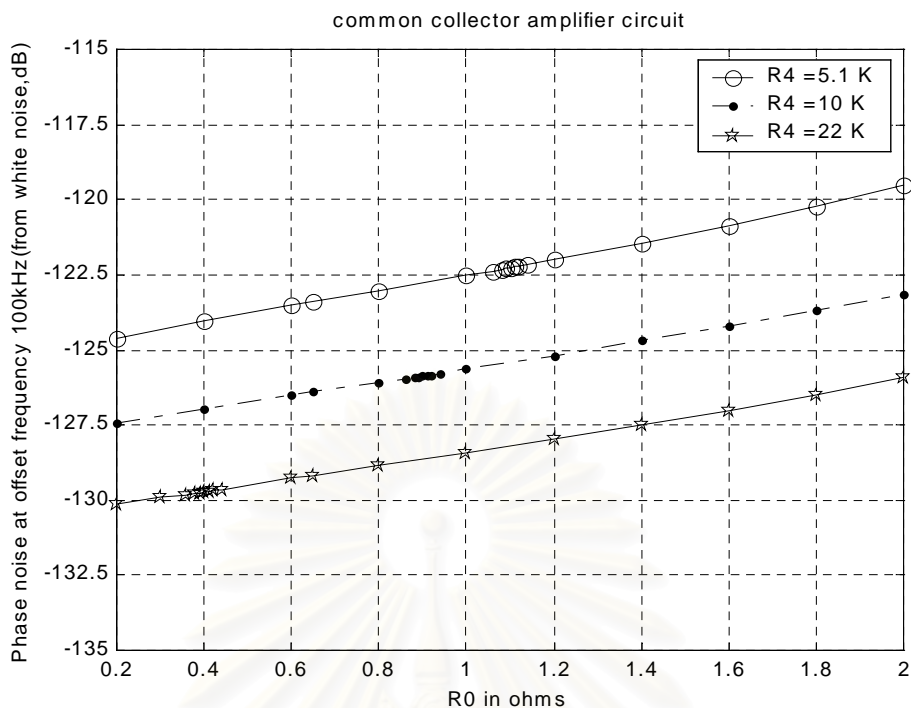
รูปที่ 3.48 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า R_0



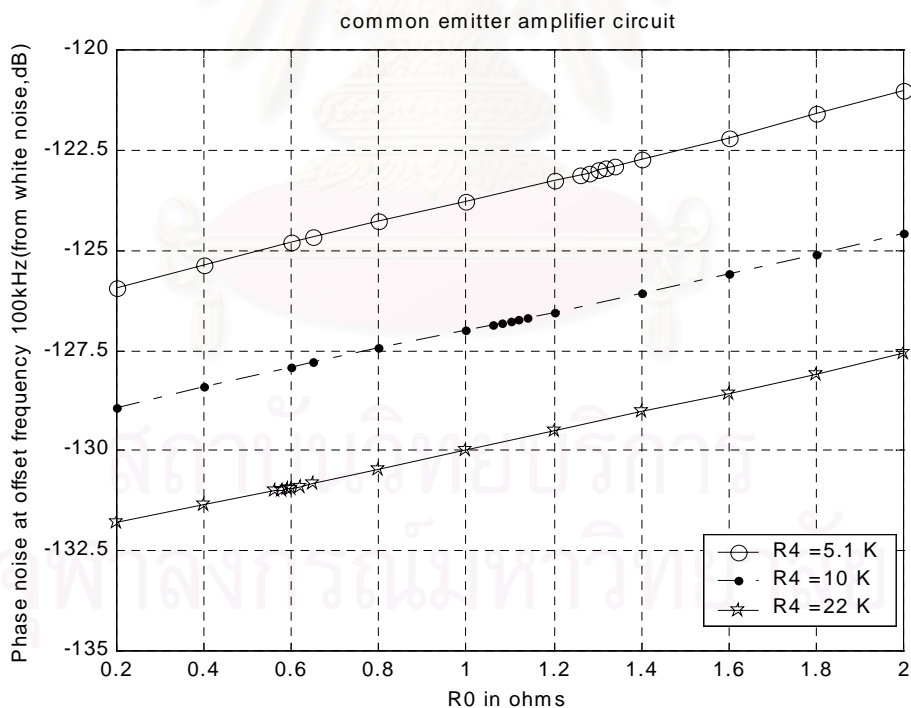
รูปที่ 3.49 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า R_0



รูปที่ 3.50 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า R_0



รูปที่ 3.51 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า R_0



รูปที่ 3.52 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า R_0

จากรูปที่ 3.47-3.49 สามารถนำเอาจุดที่เกิดค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออกฟเซต 10 Hz ต่ำสุดมาเขียนเป็นตารางได้ดังตารางที่ 3.11

ตารางที่ 3.11 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออกฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า R_0 จาก $0.2 - 2\ \Omega$ และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\ k\Omega$

รูปแบบวงจรรขยายกระแสสลับ	$R_4\ (k\Omega)$	$R_0\ (\Omega)$	ค่าสัญญาณรบกวนที่ 10 Hz (dBc)	ค่าสัญญาณรบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่เกิดออกสซิลเลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพในเรโซเนเตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator} = \frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	0.52	-41.84	-123.24	73.136	24.466	47.050
	10	0.36	-45.14	-127.00	72.790	23.911	66.419
	22	0.02	-32.12	-130.91	72.449	23.362	1168.1
คอลเลกเตอร์รวม	5.1	1.11	-42.71	-122.24	73.072	24.364	21.950
	10	0.89	-45.45	-125.89	72.738	23.828	26.773
	22	0.39	-47.85	-129.75	72.512	23.464	60.165
อิมิตเตอร์รวม	5.1	1.3	-55.17	-123.01	73.124	24.124	18.805
	10	1.12	-41.92	-126.73	72.777	23.890	21.331
	22	0.62	-47.49	-130.89	72.556	23.534	37.958

จากตารางที่ 3.11 พบว่ามีแต่ค่าของส่วนจินตภาพของเรโซเนเตอร์เท่านั้นที่มีค่าเกือบคงที่ แต่ค่าของ $Q_{resonator}$ มีค่าแตกต่างกันไปตามชนิดและค่าไบแอสของวงจรรขยาย ส่วนในกรณีของวงจรรเบสร่วมที่ $R_4 = 22\ k\Omega$ นั้นไม่เกิดจุดต่ำสุดคาดว่าเกิดจากปริมาณของส่วนจินตภาพที่มีค่าต่ำเกินไปจึงไม่เกิดจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออกฟเซต 10 Hz หรือกล่าวอีก

นัยหนึ่งว่าค่า R_0 ในวงจรเบสร่วมเมื่อ $R_4 = 22k\Omega$ มีนัยสำคัญต่อสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำเกินไปจนไม่สามารถสร้างจุดต่ำสุดในการแปรค่าของ R_0 ได้

จากรูปที่ 3.50-3.52 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มค่าของ R_0 และมีค่าลดลงเมื่อเพิ่มค่า R_4 ซึ่งมีส่วนลดปริมาณการมอดูเลตสัญญาณรบกวนในวงจรเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz

3.3.2 ผลการแปรค่าตัวแปรในแบบจำลองทรานซิสเตอร์

ปกติในแบบจำลองทรานซิสเตอร์ จะมีค่าตัวแปรเป็นจำนวนมากที่เกี่ยวข้องกับสมบัติของกระแสและแรงดัน ความต้านทานภายในทรานซิสเตอร์ ค่าตัวเก็บประจุรอมรอยต่อสารกึ่งตัวนำ ฯลฯ เนื่องจากในงานวิจัยนี้จะศึกษาเฉพาะตัวแปรที่เชื่อว่ามีนัยสำคัญ โดยมีสมมุติฐานว่าควรจะไปแอสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานที่ค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ต่ำ น่าจะทำให้สมบัติความไม่เชิงเส้นและปริมาณสัญญาณรบกวนในวงจรออสซิลเลเตอร์ลดลง ซึ่งจากการศึกษาใน [7] พบว่าแหล่งสัญญาณรบกวนที่มีผลมากที่สุดในการรบกวนสัญญาณรบกวนขานั้น คือสัญญาณรบกวนแบบยิงที่เกิดจากกระแส i_{ce} ที่วิ่งจากรอยต่อคอลเล็กเตอร์ไปยังอิมิตเตอร์ซึ่งจะมีผลถึง 60 – 70% ของปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz

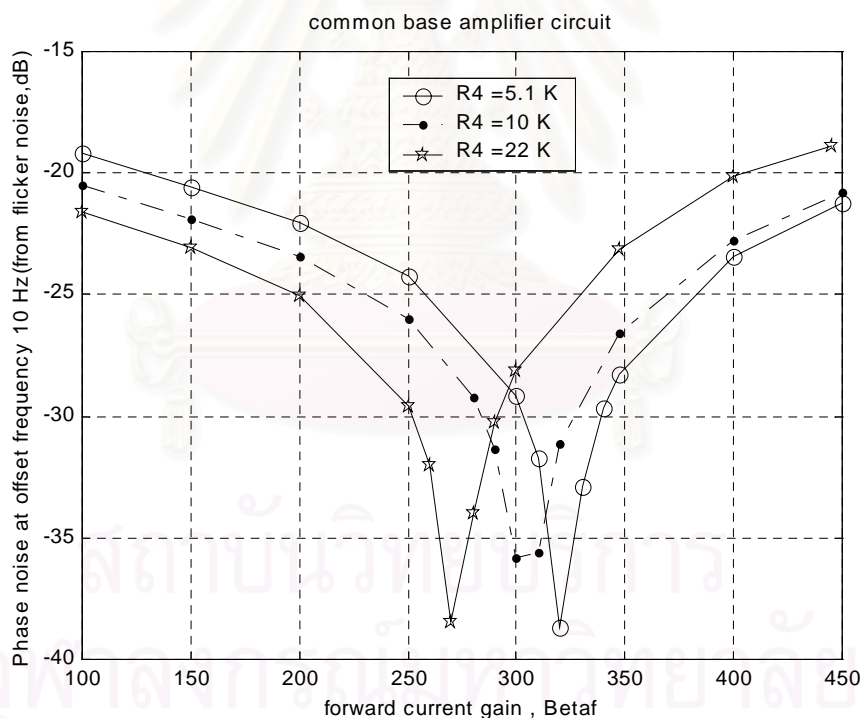
จากข้อกำหนดข้างต้นสามารถลดตัวแปรที่เกี่ยวข้องเหลือเพียงการแปรค่าของตัวประกอบที่แสดงผลของปรากฏการณ์แรกเริ่ม (Early effect) อันได้แก่ แรงดันแรกเริ่มแบบย้อนกลับและแบบก้าวหน้า (V_{ar}, V_{af}) ค่ากระแสอิมิตตัวของรอยต่อ (I_S), ค่าอัตราขยายกระแสไปข้างหน้า (β_f) เท่านั้น การแปรค่าตัวแปรในแบบจำลองทรานซิสเตอร์มีผลต่อสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ด้วย แต่จากการศึกษาการแปรค่าอุปกรณ์เงื่อนไขงานที่กำหนดสมบัติเชิงความถี่และค่าตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ทำให้สามารถหาค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมมาสร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำได้ ซึ่งน่าจะนำมาออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีค่าตัวแปรในแบบจำลองแตกต่างกันได้ด้วย ในส่วนของการแปรค่าจุดทำงานจะแปรค่าของ $R_4 = 5, 10, 22\text{ k}\Omega$ และค่าอุปกรณ์ที่สนใจในช่วงที่สามารถหาค่าของตัวแปรในทรานซิสเตอร์ที่มีอยู่จริง

ซึ่งในการแปรค่าตัวแปรในแบบจำลองทรานซิสเตอร์จะแบ่งหัวข้อได้ดังนี้

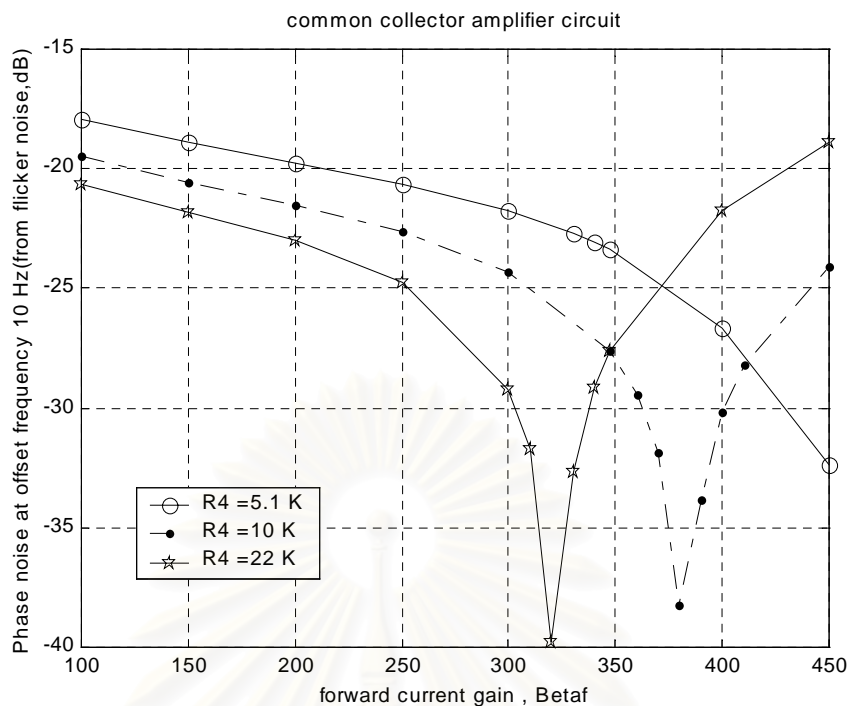
- การแปรค่า R_4 และ β_f ในวงจรขยายแต่ละวงจร
- การแปรค่า R_4 และ I_S ในวงจรขยายแต่ละวงจร
- การแปรค่า R_4 และ V_{ar} ในวงจรขยายแต่ละวงจร
- การแปรค่า R_4 และ V_{af} ในวงจรขยายแต่ละวงจร

3.3.2.1 การแปรค่า R_4 และ β_f ในวงจรขยายแต่ละวงจร

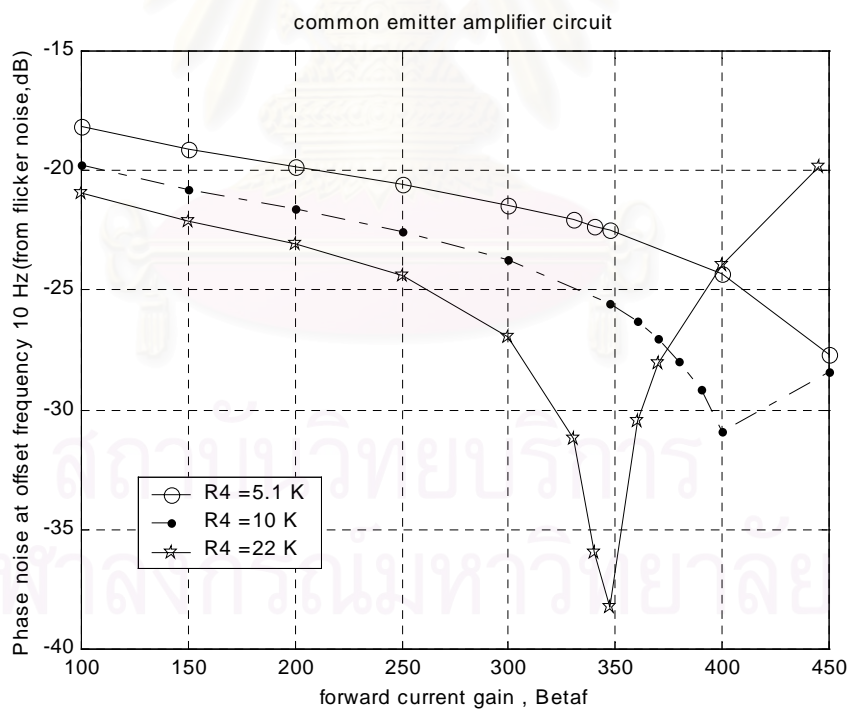
ในส่วนนี้ได้แปรค่าของ β_f จาก 100 - 450 จะสังเกตได้ว่าเมื่อค่าของ β_f ต่ำมีผลทำให้กระแสเบสมีค่าสูงขึ้นนั่นคือค่าของ สัญญาณรบกวนแบบยิงจะมีค่าสูงขึ้น และค่าความต้านทานที่ใช้ในการไบแอสทรานซิสเตอร์ย่อมมีค่าลดลง ทำให้สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่เกิดจากความต้านทานที่ต่อขนานกับตัวเก็บประจุจะมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ทำให้ทำนายได้ว่าสัญญาณรบกวนที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จะมีค่าลดลงเมื่อค่า β_f มีค่าเพิ่มขึ้น เพราะ β_f ที่เพิ่มขึ้นจะลดปริมาณสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้ที่ค่าของ β_f ต่ำยังทำให้ออสซิลเลเตอร์ต้องทำงานที่ค่าของ u_{be} ที่สูงขึ้น ส่งผลให้สัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์มีค่าสูงขึ้นด้วย แต่อย่างไรก็ดีค่าของ β_f ส่งผลต่อทั้งสมบัติความไม่เชิงเส้นและค่าตัวเก็บประจุในทรานซิสเตอร์อย่างซับซ้อนมาก ดังนั้นผลที่คาดเดาไว้อาจแตกต่างจากค่าที่คำนวณได้ ผลการแปรค่าของ β_f จะแสดงดังในรูปที่ 3.53-3.58



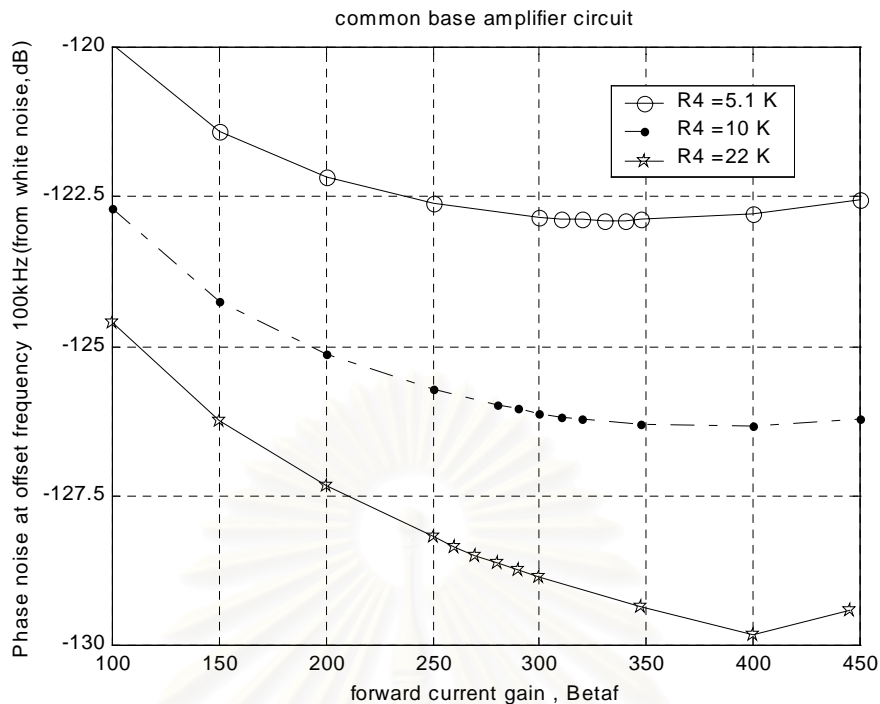
รูปที่ 3.53 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรขยายกระแส สลับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า β_f



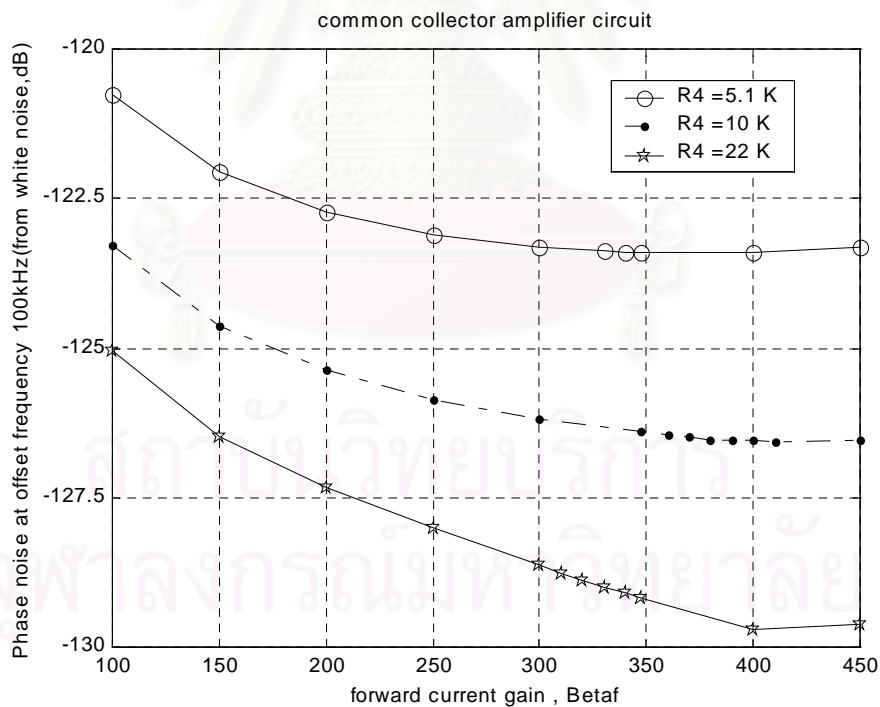
รูปที่ 3.54 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า β_f



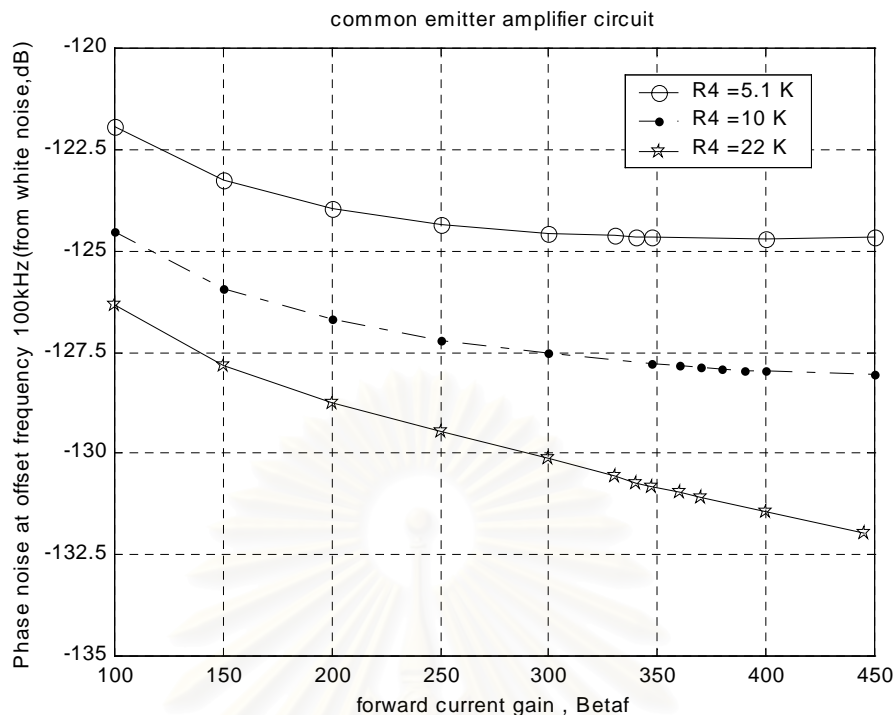
รูปที่ 3.55 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า β_f



รูปที่ 3.56 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า β_f



รูปที่ 3.57 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า β_f



รูปที่ 3.58 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรวมออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรรขยายกระแส สลับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า β_f

จากรูปที่ 3.53-3.55 เมื่อแปรค่าของ β_f สามารถนำเอาค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มาเขียนเป็นตารางได้ดังตารางที่ 3.12 จากผลดังกล่าวพบว่า เกิดปรากฏการณ์ที่มีค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ β_f จาก $100 - 450$ ค่า β_f ที่ทำให้เกิดค่าต่ำสุดคือจุดที่ทำให้เกิดค่าของอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับกรณีของการแปรค่าอุปกรณ์เฉื่อยงาน แต่ทรานซิสเตอร์จะทำงานที่จุดทำงานต่างกันเมื่อแปรค่า β_f

จากรูปที่ 3.56-3.58 พบว่าค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าลดลงเมื่อค่าของ β_f มีค่าสูงขึ้นซึ่งตรงกับข้อสันนิษฐานที่กล่าวไว้ก่อนเริ่มแปรค่าของ β_f เมื่อพิจารณาทั้ง 3 รูป พบว่าวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมให้ระดับสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซตนี้ต่ำกว่ารูปแบบวงจรรวมที่เหลือ ในกรณีนี้อาจสรุปได้อีกหนึ่งนัยหนึ่งว่าค่า β_f มีความสัมพันธ์ต่อปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ในวงจรรวมอิมิตเตอร์ร่วมมากที่สุดจึงทำให้มีการเปลี่ยนแปลงค่ามากเมื่อแปรค่าของ β_f

ตารางที่ 3.12 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า β_f จาก $100 - 450$ และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

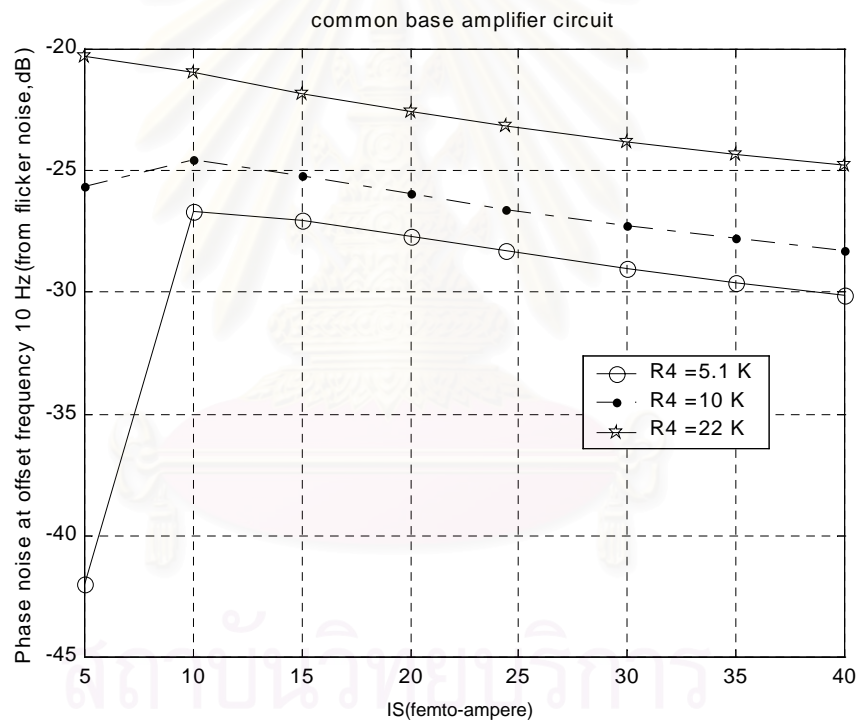
รูปแบบวง- จรขยาย กระแสสลับ	$R_4\text{ (k}\Omega\text{)}$	β_f	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออสซิล- เลตจริง f_o (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	320	-38.72	-122.89	73.159	24.503	37.698
	10	300	-35.83	-126.12	72.839	23.99	36.908
	22	270	-38.46	-128.50	72.604	23.612	36.326
คอลเล็กเตอร์ ร่วม	5.1	450	-32.38	-123.33	73.047	24.324	37.422
	10	380	-38.22	-126.53	72.763	23.869	36.721
	22	320	-39.76	-128.89	72.526	23.487	36.134
อิมิตเตอร์ ร่วม	5.1	450	-27.68	-124.65	73.276	24.691	37.986
	10	400	-30.90	-127.98	72.896	24.082	37.049
	22	347.2	-38.24	-130.82	72.529	23.491	36.139

จากตารางที่ 3.12 พบว่าส่วนจินตภาพของเรโซเนเตอร์ และ $Q_{resonator}$ ยังมีค่าเกือบคงที่ คล้ายกับกรณีอื่นนั่นแสดงว่าเป็นจุดที่เกิดค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz จากการแปรค่าของวัฏภาคของเรโซเนเตอร์และภาคขยายที่จุดเดียวกัน

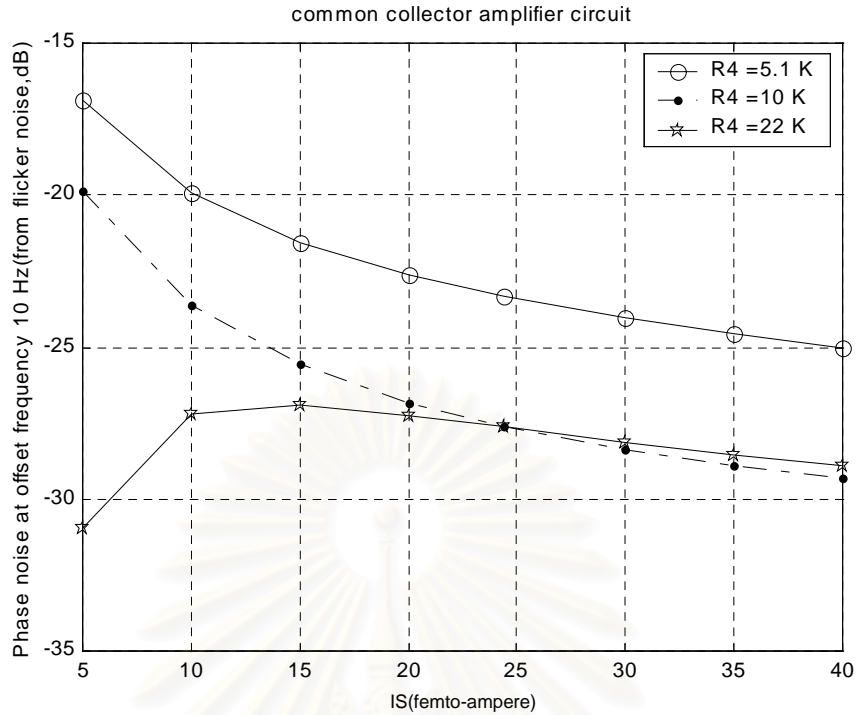
จากรูปที่ 3.56-3.58 พบว่าเมื่อแปรค่าของ R_4 , β_f มากขึ้นจะมีผลต่อการลดปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ในทุกชนิดของวงจรรวมจริงตามที่คาดการณไว้ ดังนั้นต้องเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีค่าของ β_f สูงๆ เพื่อสร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ต่ำ

3.3.2.2 การแปรค่า R_4 และ I_S ในวงจรขยายแต่ละวงจร

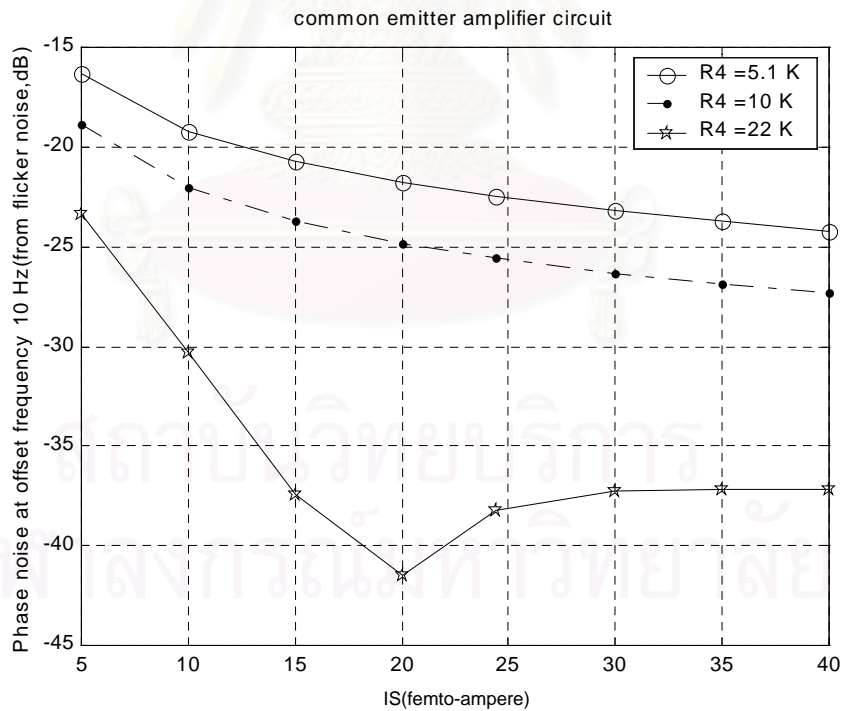
การแปรค่าของ I_S มีผลอย่างมากต่อค่าแรงดันคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ ซึ่งเป็นค่าที่ใช้ในการคำนวณปริมาณสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในออสซิลเลเตอร์โดยเฉพาะปริมาณของสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ การที่ค่าของ I_S ต่ำ ย่อมหมายถึงทรานซิสเตอร์ต้องทำงานที่ค่าแรงดันคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์สูงขึ้น ทำให้สัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ในออสซิลเลเตอร์จะมีค่าสูงขึ้น และมีผลต่อการเปลี่ยนแรงดันคร่อมรอยต่อเบส-คอลเลกเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้นด้วย ในกรณีนี้จะทำนายปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนขาวได้ยาก แต่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีค่าของ I_S ต่ำลง ผลการแปรค่าแสดงดังรูปที่ 3.53-3.64



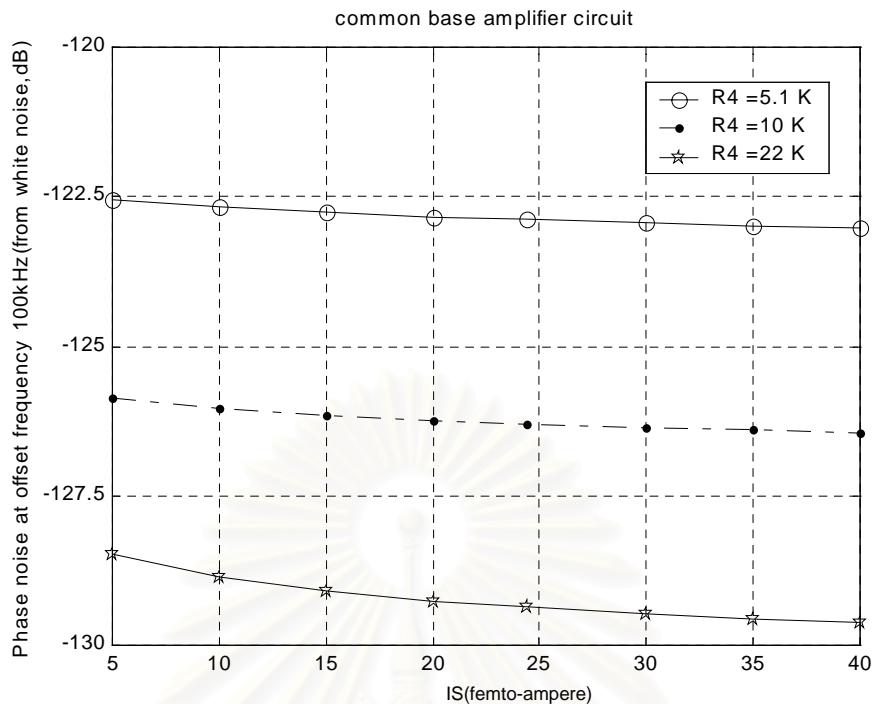
รูปที่ 3.59 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรขยายกระแส
 สลับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า I_S



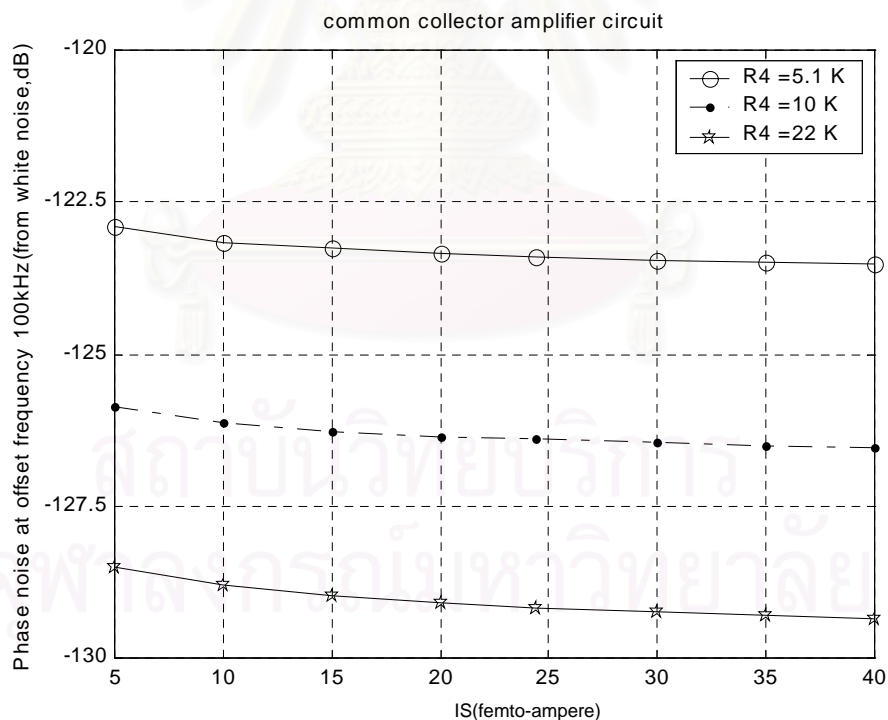
รูปที่ 3.60 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า I_S



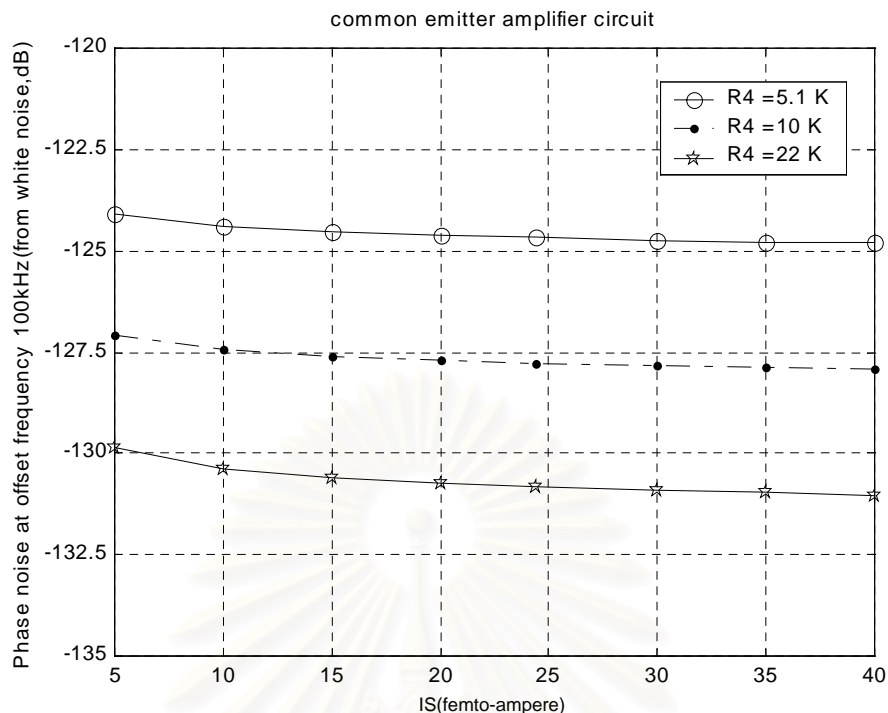
รูปที่ 3.61 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า I_S



รูปที่ 3.62 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอซิลิเดเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า I_S



รูปที่ 3.63 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอซิลิเดเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า I_S



รูปที่ 3.64 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรรขยายกระแส
สลับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า I_S

จากรูปที่ 3.59-3.61 สามารถนำเอาค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ I_S แล้วมาเขียนสรุปได้ดังตารางที่ 3.13 เพื่อความสะดวกในการพิจารณาค่าของส่วนจินตภาพในเรโซเนเตอร์และ $Q_{resonator}$ แต่เนื่องจากทุกจุดที่นำมาใส่ในตารางไม่ใช่จุดที่เกิดเป็นหลุมบนการแปรค่า และการแปรค่าของ I_S เพื่อจะนำมาใช้ในการปรับแต่งสมบัติของออสซิลเลเตอร์นั้น ในทางปฏิบัติไม่สามารถทำได้จึงสังเกตแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงพลสังเขปเพื่อตรวจสอบดัชนีที่เกี่ยวข้องกับความถี่ที่เกิดการออสซิลเลต และอิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์ว่าสามารถใช้เป็นตัวแทนในการนำไปออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำได้หรือไม่ ผลการแปรค่าของ I_S พบว่ามีบางส่วนเป็นไปตามที่สันนิษฐานไว้จึงพอเพียงที่จะสรุปได้ว่าควรเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีค่า I_S สูงๆ เท่าที่เป็นไปได้เพื่อลดปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz แต่ดัชนีที่ใช้เพื่อบอกถึงจุดที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz จะมีค่าไม่คงที่เหมือนที่คาดไว้ กล่าวคือการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรในทรานซิสเตอร์ที่มีผลต่อจุดทำงานทำให้กระบวนการวัฏภาคเปลี่ยนแปลงมากจนไม่สามารถใช้ดัชนีที่กล่าวมานั้นช่วยในการหาจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ได้ ต้องใช้วิธีออปติไมเซชันสมการที่ใช้คำนวณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz โดยตรงเท่านั้น

ตารางที่ 3.13 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า I_S จาก $5 - 40\text{ fA}$ และแปรค่าของ $R_4 = 5, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสสลับ	$R_4 (k\Omega)$	I_S (fA)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออสซิล- เลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสรวม	5.1	5	-42.00	-122.54	73.147	24.484	37.668
	10	40	-28.26	-126.44	72.549	23.524	36.191
	22	40	-24.73	-129.61	71.899	22.472	34.573
คอลเล็กเตอร์ รวม	5.1	40	-25.00	-123.52	73.502	25.050	38.539
	10	40	-29.33	-126.53	72.964	24.191	37.216
	22	5	-30.95	-128.50	72.535	23.501	36.155
อิมิตเตอร์ รวม	5.1	40	-24.20	-124.81	73.689	25.348	38.997
	10	40	-27.30	-127.93	73.190	24.553	37.774
	22	20	-41.47	-130.74	72.544	23.515	36.177

จากตารางที่ 3.13 พบว่าจุดที่เกิดค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz นั้นมีค่าไม่คงที่ในกรณีที่เทียบกับวงจรรขยายเดียวกันแต่จุดทำงานต่างกัน ผลที่ปรากฏกลับมีค่าใกล้เคียงกันเมื่อมีจุดทำงานเหมือนกันเพราะจุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุดนี้ได้รับผลกระทบจากจุดทำงานมากกว่ากรณีของรูปแบบการต่อวงจรขยาย ทั้งนี้เพราะความไม่เชิงเส้นที่ลดลงมีผลต่อทรานซิสเตอร์มากจนกระทั่งประมาณสมบัติของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีภาคขยายต่างกันคล้ายกับเป็นวงจรเดียวกันเพราะความไม่เชิงเส้นที่ลดลง

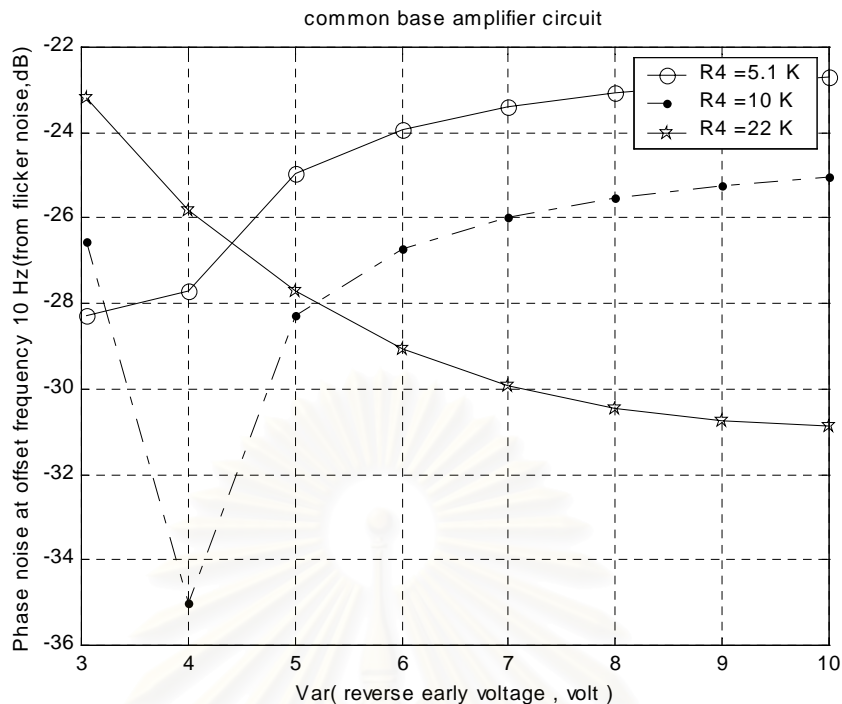
3.3.2.3 การแปรค่า R_4 และ V_{ar} ในวงจรรขยายแต่ละวงจร

การแปรค่าของ V_{ar} เป็นการบ่งบอกถึงการเพิ่มหรือลดความไม่เป็นเชิงเส้นของ i_{ce} ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ u_{be} ในกรณีค่าของกระแสคอลเล็กเตอร์ต่ำสามารถละเลยผลของปรากฏการณ์ Kirk ได้ และสมการแสดง i_{ce} จะลดรูปเหลือเพียง

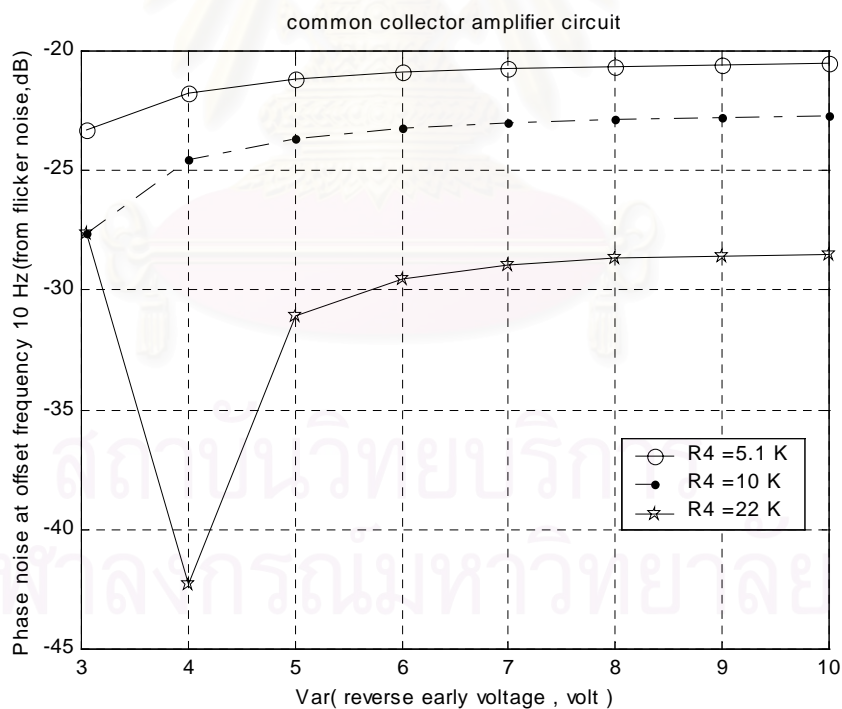
$$i_{ce} \approx \frac{i_{cc}}{Q_I} = \left(1 - \frac{u_{be}}{V_{ar}} - \frac{u_{bc}}{V_{af}}\right) \cdot I_s \left(\exp\left(\frac{u_{be}}{n_f U_T}\right) - 1\right) \quad (3.48)$$

จากสมการ (3.48) พบว่าถ้าเพิ่มค่าของ V_{ar} จะลดนัยสำคัญของ u_{be} และทำให้ค่า u_{be} ที่ใช้ในการสร้างกระแสที่ค่าเดียวกันมีค่าสูงขึ้น แต่เนื่องจากการแปรค่าของ V_{ar} จะมีผลต่อการเปลี่ยน u_{be} และ u_{bc} รวมทั้งค่า Q_I ซึ่งแสดงถึงปรากฏการณ์แรกเริ่ม ดังนั้นจึงเป็นการยากที่ทำนายผลของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่จะเกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ แต่สำหรับกรณีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่เกิดขึ้นนั้นอาจทำนายได้ว่าเมื่อค่า $\frac{I}{Q_I}$ มีค่าเพิ่มขึ้นจากการเพิ่มค่าของ V_{ar} น่าจะมีผลต่อการลดลงของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เนื่องจากมีการลดลงของความไม่เป็นเชิงเส้นในส่วนของ i_{ce} ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในกระบวนการเกิดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค แม้ว่าจะทำให้ค่าไฟตรงของ i_{ce} มีค่าสูงขึ้นก็ตาม อย่างไรก็ตามจุดทำงานของออสซิลเลเตอร์ยังซับซ้อนอยู่มาก ดังนั้นผลที่ทำนายไว้ อาจไม่เป็นไปตามที่คาดหวังไว้ ผลการแปรค่า V_{ar} แสดงในรูปที่ 3.65-3.70

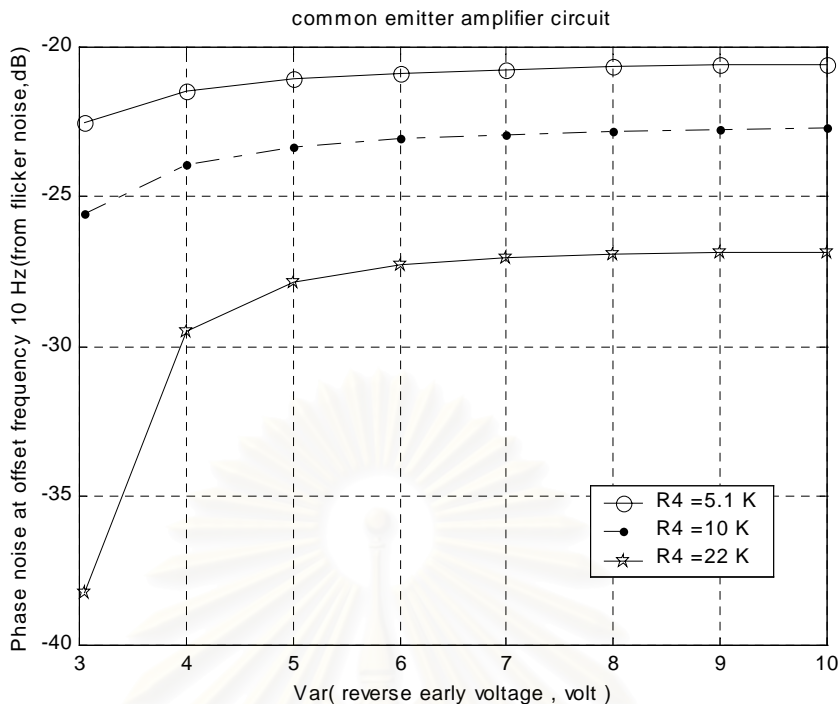
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



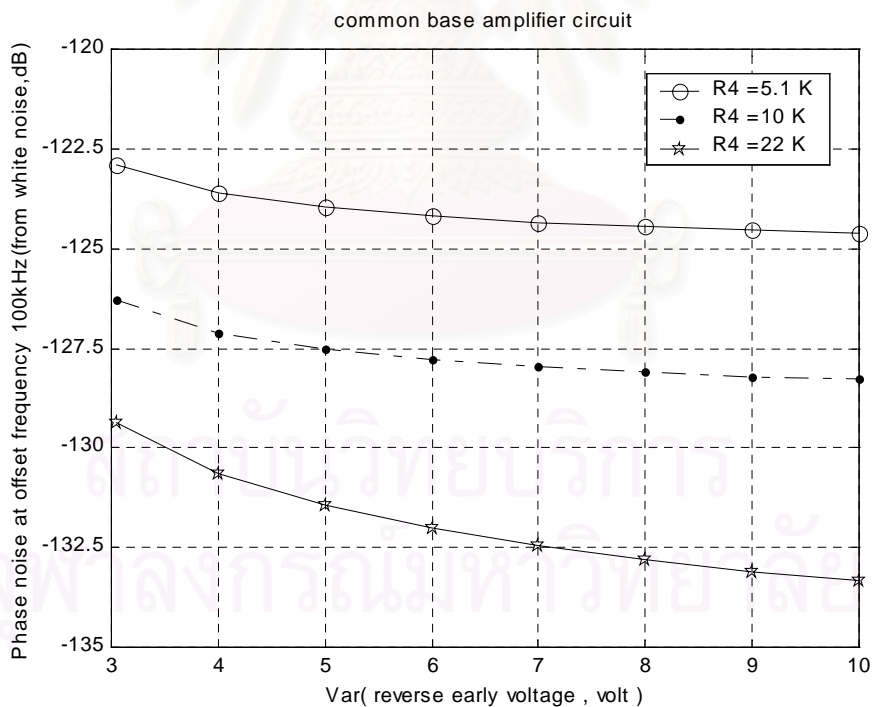
รูปที่ 3.65 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสวิกัลแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{ar}



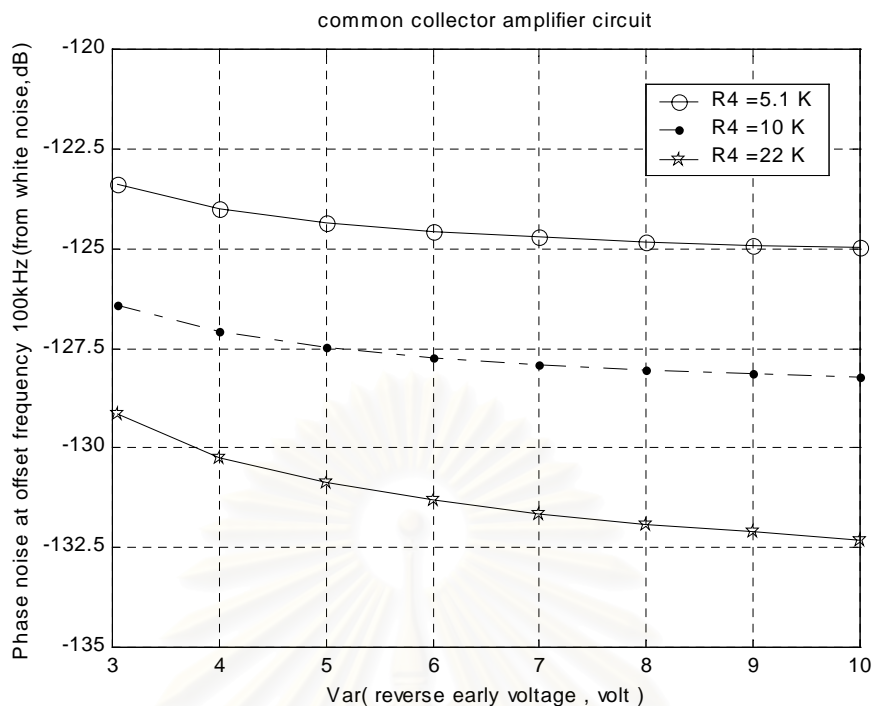
รูปที่ 3.66 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสวิกัลแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{ar}



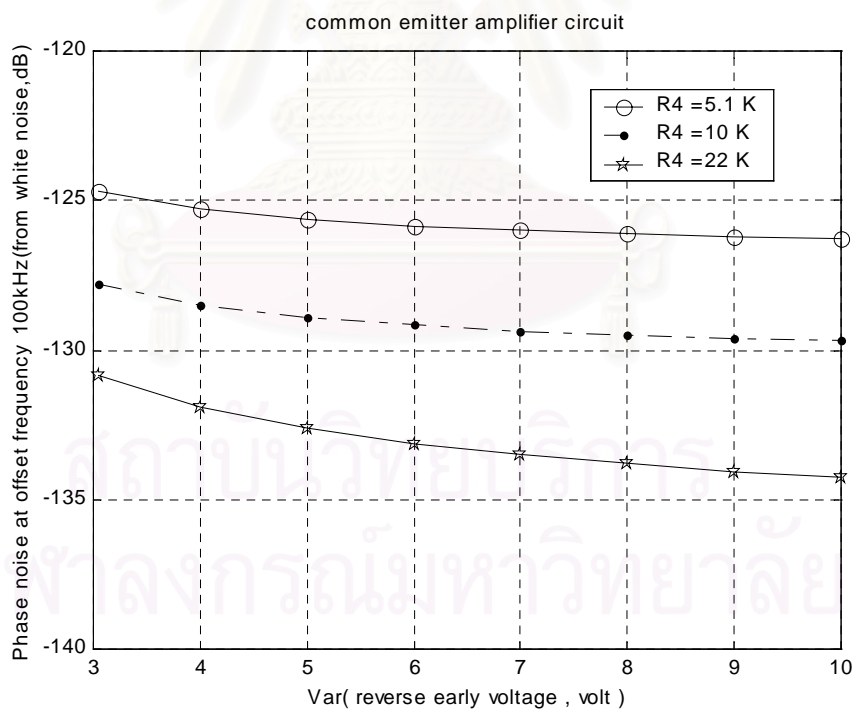
รูปที่ 3.67 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดลัดแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{ar}



รูปที่ 3.68 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดลัดแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{ar}



รูปที่ 3.69 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสวิกัลแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{ar}



รูปที่ 3.70 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสวิกัลแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{ar}

จากรูปที่ 3.65-3.67 สามารถนำเอาจุดเกิดค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ V_{ar} มาเขียนเป็นตารางได้ดังตารางที่ 3.14

ตารางที่ 3.14 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า V_{ar} จาก $3.054 - 10\text{ V}$ และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรรยา ยกระแสดับ	$R_4 (k\Omega)$	V_{ar}	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออกซิ- เลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	3.054	-28.29	-122.89	73.032	24.300	37.385
	10	4	-35.01	-127.11	72.754	23.854	36.698
	22	10	-30.86	-133.32	72.152	22.883	35.205
คอลเล็กเตอร์ ร่วม	5.1	3.054	-23.33	-123.39	73.495	25.039	38.522
	10	3.054	-27.61	-126.41	72.964	24.191	37.217
	22	4	-42.31	-130.26	72.426	23.326	35.886
อีมีเตอร์ ร่วม	5.1	3.054	-22.50	-124.67	73.681	25.336	38.979
	10	3.054	-25.57	-127.78	73.189	24.552	37.772
	22	3.054	-38.24	-130.82	72.529	23.491	36.140

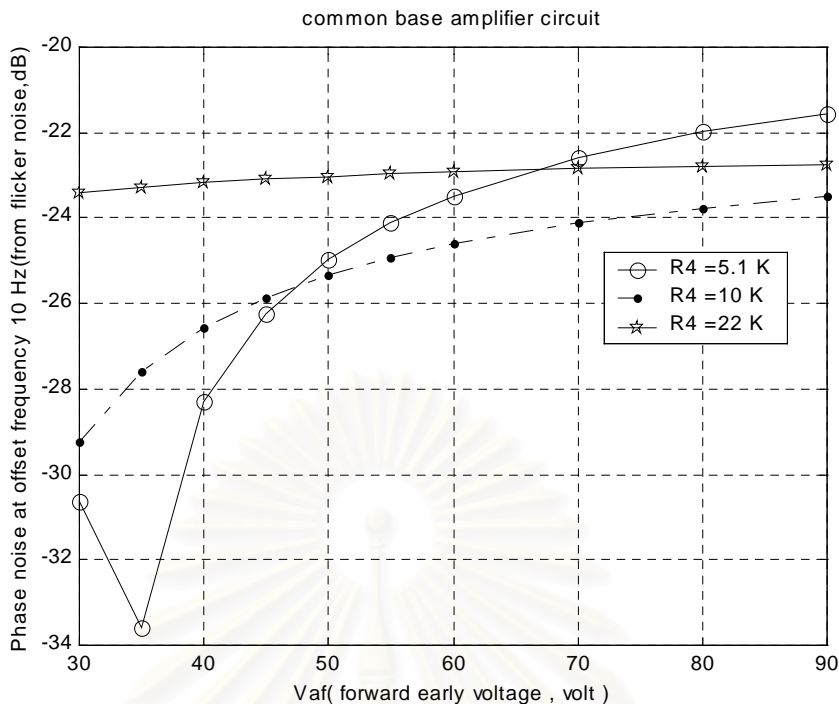
จากรูปที่ 3.65-3.67 พบว่าการแปรค่าของ V_{ar} เพิ่มขึ้นทำให้ค่า u_{be} เพิ่มขึ้นและปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz จะมีค่าเพิ่มขึ้นที่ค่า $R_4 = 5.1, 10\text{ k}\Omega$ แต่ที่ค่า $R_4 = 22\text{ k}\Omega$ จะมีแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงค่าแตกต่างกันกับชนิดของวงจรรยา ค่า

ความต้านทานนี้จะเริ่มมีผลจากพจน์ $\frac{u_{bc}}{V_{af}}$ มารบกวนมากขึ้นเพราะค่าของ u_{bc} ที่จุดทำงานนี้จะมีค่าเป็นค่าลบน้อยๆ ทำให้การขอสซิลเลตอาจมีการแกว่งเข้าไปในช่วงที่ไม่เชิงเส้นมากๆ นั่นคือค่าของ V_{CE} มีค่าเข้าใกล้ค่าอิมิตัวของทรานซิสเตอร์มากจนทำให้การประมาณสมบัติของทรานซิสเตอร์ด้วยการทำให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงานสงบไม่สามารถคาดเดาปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นได้

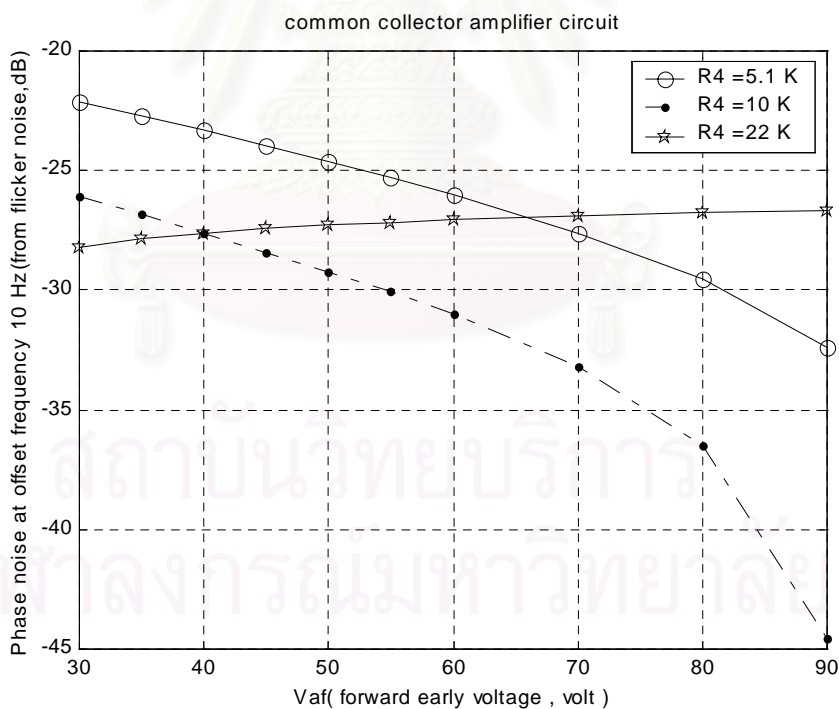
จากรูปที่ 3.68-3.70 พบว่าเมื่อแปรค่า V_{ar} เพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าลดลงตรงตามที่ตั้งนิษฐานไว้จึงควรเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีค่าของ V_{ar} สูงๆ เพื่อช่วยลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz แต่จากรูปจะพบว่ามีผลต่อสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ไม่สูงมากนัก จึงไม่จำเป็นต้องกำหนดให้ V_{ar} มีค่าต่ำที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ต้องขึ้นกับตัวแปรอื่นที่มีผลมากกว่า เช่น β_f และ I_s

3.3.2.4 การแปรค่า R_4 และ V_{af} ในวงจรรขยายแต่ละวงจร

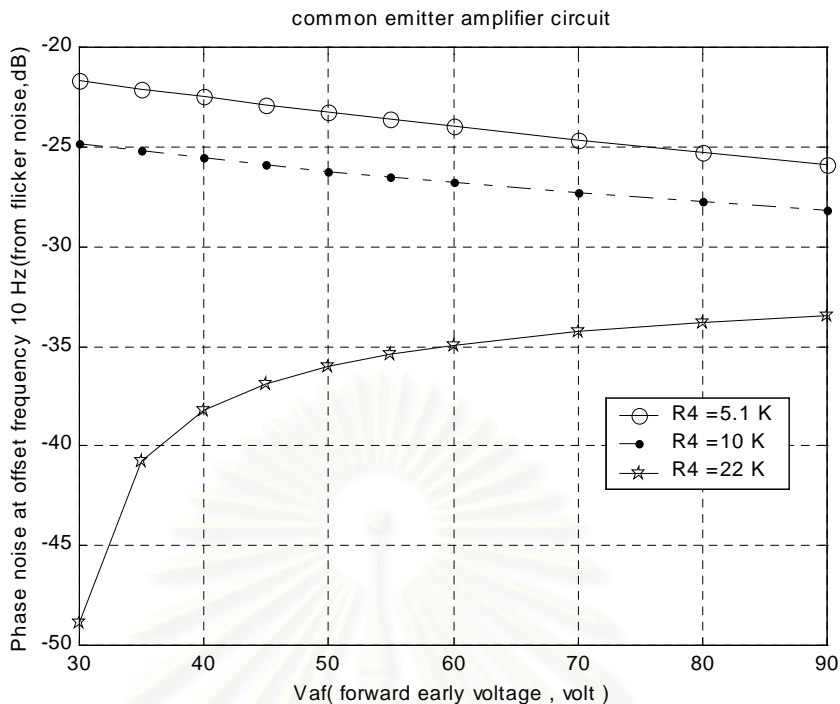
การแปรค่าของ V_{af} จะเป็นการบ่งบอกถึงการเพิ่มหรือลดความไม่เป็นเชิงเส้นของ i_{ce} ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันคร่อมรอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ u_{bc} เมื่อเพิ่มค่า V_{af} จะทำให้ค่าของ u_{be} ที่ทรานซิสเตอร์ทำงานมีค่าเพิ่มขึ้นเพื่อชดเชยกับพจน์ $\frac{u_{bc}}{V_{af}}$ ที่ลดลง ทำให้ลดความไม่เชิงเส้นลงได้บ้างเพราะค่าของ u_{be} จะมีการเพิ่มขึ้นไม่มาก และจากแนวโน้มการเปลี่ยนจุดทำงานและค่า $\frac{I}{Q_1}$ จะทำนายได้ว่าค่าของ สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz น่าจะเพิ่มขึ้นตามค่าของ u_{be} ที่จะเพิ่มขึ้นเมื่อ V_{af} มีค่าเพิ่มขึ้น และสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ควรจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความไม่เป็นเชิงเส้นที่เพิ่มขึ้นที่มีนัยสำคัญตกอยู่กับค่า u_{be} ด้วย แต่อย่างไรก็ดีขึ้นกับค่าของ u_{be} , u_{bc} ทั้งสองตัวว่าจะทำงานที่ค่าใดและจะมีผลการหักล้างในพจน์ $\frac{I}{Q_1}$ ค่าเท่าใด หากทำงานที่ V_{CE} ต่ำใกล้จุดที่ทรานซิสเตอร์อิมิตัวอาจเกิดการแปรค่าที่ไม่สามารถทำนายได้เหมือนกับกรณีของการแปรค่า V_{ar} ได้ ผลการแปรค่าแสดงดังรูปที่ 3.71-3.76



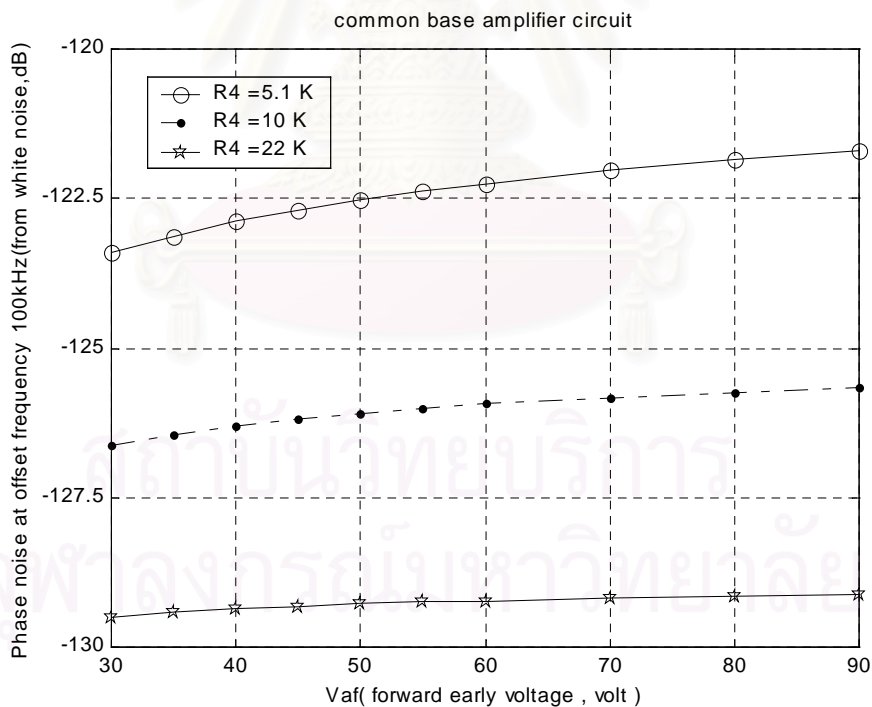
รูปที่ 3.71 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด้านแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{af}



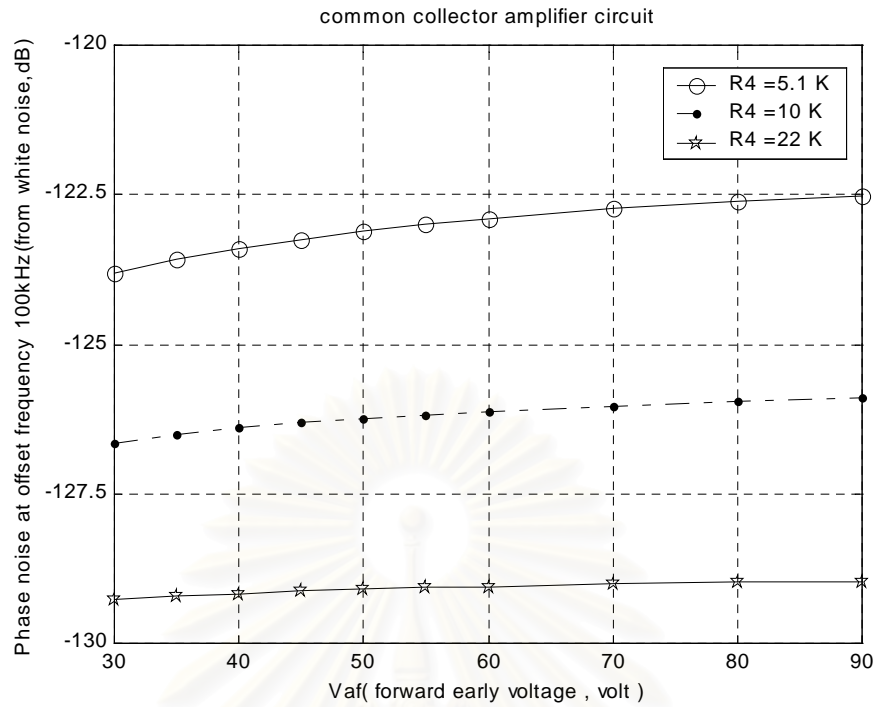
รูปที่ 3.72 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด้านแบบคอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{af}



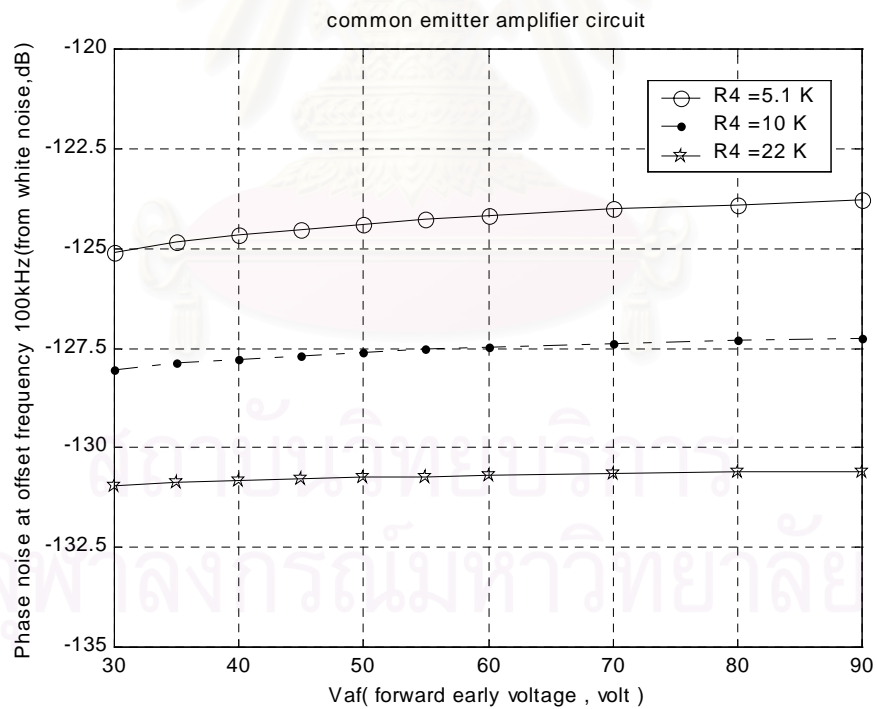
รูปที่ 3.73 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดลัดแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่า V_{af}



รูปที่ 3.74 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสดลัดแบบเบสร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{af}



รูปที่ 3.75 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอซิลิเดเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบคอลเล็กเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{af}



รูปที่ 3.76 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มของวงจรรอซิลิเดเตอร์ที่มีวงจรมายกระแสด
 สลับแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่า V_{af}

ตารางที่ 3.15 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อเพิ่มค่า V_{af} จาก $30 - 90\text{ V}$ และแปรค่าของ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสกลับ	$R_4\text{ (k}\Omega\text{)}$	V_{af}	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz (dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออสซิล- เลตจริง f_o (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	35	-33.59	-123.12	73.901	24.394	37.529
	10	30	-29.23	-126.61	72.631	23.655	36.393
	22	30	-23.40	-129.49	71.943	22.544	34.683
คอลเล็กเตอร์ ร่วม	5.1	30	-22.11	-123.82	73.629	25.253	38.850
	10	90	-44.53	-125.9	72.799	23.927	36.817
	22	90	-26.68	-128.96	72.224	22.999	35.383
อิมิตเตอร์ ร่วม	5.1	90	-25.93	-123.79	73.429	24.934	38.360
	10	90	-28.15	-127.28	73.043	24.316	37.410
	22	30	-48.82	-130.94	72.545	23.517	36.180

จากรูปที่ 3.71-3.73 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มีแนวโน้มการแปรค่าที่แตกต่างกันนั่นคือกรณีของวงจรเบสร่วม วงจรอิมิตเตอร์ร่วมและวงจรคอลเล็กเตอร์ร่วม ที่ค่า $R_4 = 22\text{ k}\Omega$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มค่า V_{af} ตามที่คาดไว้ แต่กรณีอื่นที่เหลือกลับมีค่าลดลง คาดว่าเกิดจากกรณีวงจรอิมิตเตอร์ร่วมและคอลเล็กเตอร์ร่วมเมื่อ $R_4 = 5.1, 10\text{ k}\Omega$ ค่าของ r_{bb} มีค่าสูงซึ่งทั้งสองวงจรนี้มี r_{bb} เป็นความต้านทานของขาทรานซิสเตอร์ที่ต่อกับด้านเข้า ทำให้มีการแปรค่าในทางตรงข้าม แต่กรณีที่ค่าของ $R_4 = 22\text{ k}\Omega$ ค่าของ r_{bb} จะมีค่าน้อย ทำให้ผลของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz คล้ายกับวงจรเบสร่วมที่มีผล

กระทบของความต้านทานของขาทรานซิสเตอร์ที่ด้านเข้าและด้านออกมีค่าต่ำ ทำให้ที่ค่า $R_d = 22 \text{ k}\Omega$ ทั้ง 3 วงจรมีการแปรค่าของสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เหมือนกัน

จากรูปที่ 3.74-3.76 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz นั้น จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อค่าของ V_{af} มีค่าเพิ่มขึ้นและระดับของสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จะมีค่าเรียงจากน้อยไปหามากคือวงจรอิมิตเตอร์ร่วม วงจรคอลเลกเตอร์ร่วม และวงจรเบสร่วมตามลำดับ แต่มีระดับของการแปรค่าไม่สูงนักและมีผลต่อสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz น้อยกว่ากรณีของ V_{ar}

ผลการแปรค่าตัวแปรในทรานซิสเตอร์สามารถสรุปได้ว่าหากต้องการลดสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ให้มีค่าต่ำสุด ควรเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีสมบัติไม่เชิงเส้นต่ำ นั่นคือ $\beta_f, I_s, V_{ar}, V_{af}$ ต้องมีค่าสูงสุดเท่าที่เป็นไปได้ โดยมีนัยสำคัญในการเลือกเรียงลำดับตามค่าตัวแปรที่เสนอมา นอกจากนี้ยังมีตัวแปรที่สำคัญที่มีได้แปรค่าเนื่องจากเป็นค่าคงที่ที่คู่กันกับสมการที่ใช้หาสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz คือ C_i และ $\frac{I_{le} U_t}{I_s \tau_f}$ (สัดส่วนนี้หาได้จากการละลาย C_{je} ใน g_{mf}) ซึ่งต้องเลือกให้มีค่าต่ำที่สุดเท่าที่เป็นไปได้เพื่อลดสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ 10 Hz

บทที่ 4

วิเคราะห์และสรุปผลการวิจัย

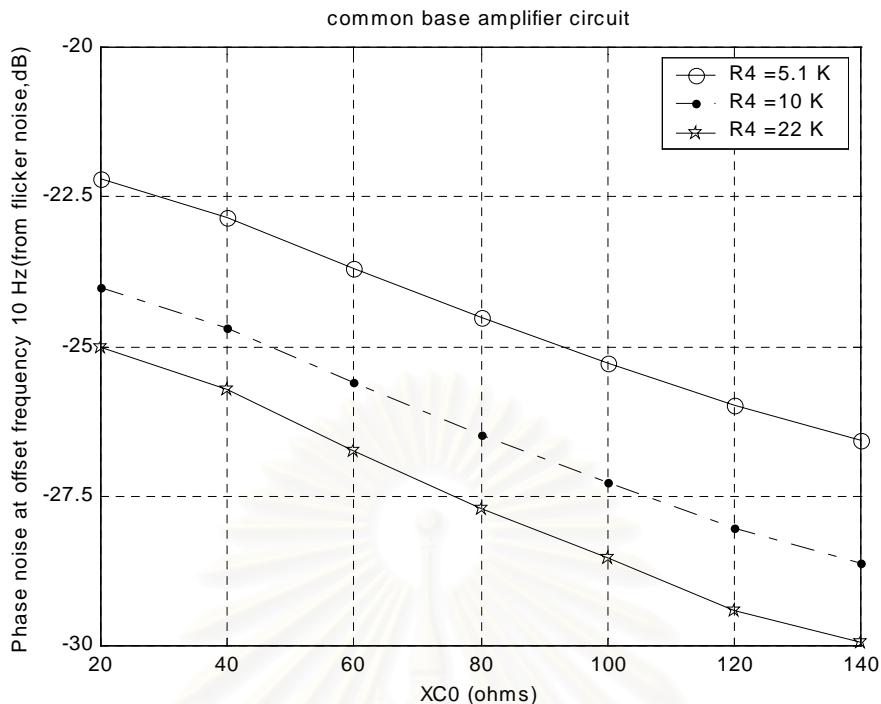
จากผลการแปรค่าตัวแปรต่างๆในวงจรทรานซิสเตอร์ พบว่าจุดที่เกิดสัญญาณรบกวนเชิง-
สัญญาณที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มีค่าต่ำสุดนั้น ไม่สามารถหาออกมาเป็นสมการอย่างง่ายหรือ
หลักการเกี่ยวกับตัวประกอบคุณภาพหรือค่าอิมพีแดนซ์ส่วนจินตภาพได้ เนื่องจากสมการที่ใช้หาจุด
ต่ำสุดนี้ซับซ้อนมาก ค่าสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่ 10 Hz สามารถหาได้จาก

$$L(f_m)_{flicker} = \frac{1}{|2\pi f_m|^3} C_i \frac{\omega_0^2}{T^0} \int_0^{T^0} \left(\frac{u_{be}(t)}{||x(t)||} \frac{i_{le}}{C_{be}} \right)^2 dt \quad (4.1)$$

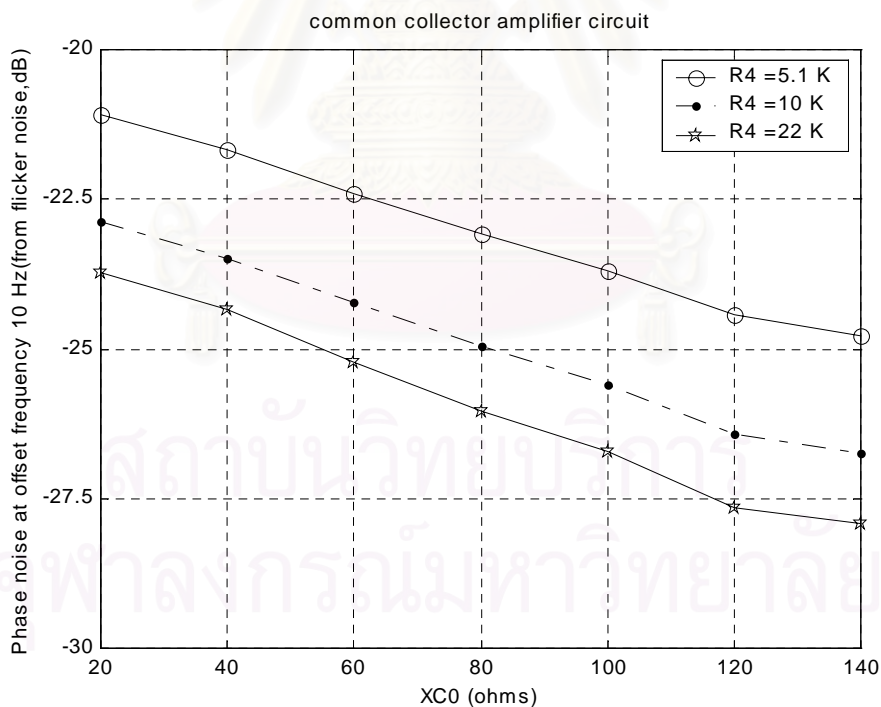
ค่าของ $\frac{u_{be}(t)}{||x(t)||}$ แตกต่างกันไปตามชนิดของวงจรรขยายทำให้สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่ความถี่-
ออฟเซต 10 Hz ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์มีความสัมพันธ์กับตัวแปรสถานะและค่าอุปกรณ์
ทุกตัวในวงจรออสซิลเลเตอร์ผ่านทางค่า $\frac{u_{be}(t)}{||x(t)||}$ ทำให้ค่อนข้างยากที่จะหาสมการมาสรุปจุดที่จะเกิด
ค่าต่ำสุด ต้องใช้วิธีการออปติไมเซชันหรือการแปรค่าตัวแปรเพื่อหาค่าอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดจุดต่ำสุดของ
สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณที่เกิดจากสัญญาณรบกวนแบบฟลิคเกอร์นี้ แต่อย่างไรก็ดีในการแปรค่า
อุปกรณ์ทั้งหมดพบว่าการแปรค่าของ L_0, C_0 ซึ่งเป็นตัวกำหนดค่าของอิมพีแดนซ์ส่วนจินตภาพนั้น
เมื่อค่าของส่วนจินตภาพมีค่ามากๆ จะสามารถลดสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณทั้ง 2 ค่าความถี่ออฟเซต
ได้ ดังนั้น หากต้องการออกแบบออสซิลเลเตอร์ให้มีค่าสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณต่ำ ต้องเริ่มจากการ
หาค่าของอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมที่จะสร้างเป็นออสซิลเลเตอร์ก่อน ซึ่งในขั้นตอนต่อไปจะแปรค่าของ
ส่วนจินตภาพที่คาดว่าจะทำให้สัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณต่ำสุดเพื่อเป็นแนวทางในการกำหนดวิธีการ
ออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงสัญญาณต่ำ

4.1 การแปรค่าส่วนอิมพีแดนซ์ในเรโซเนเตอร์

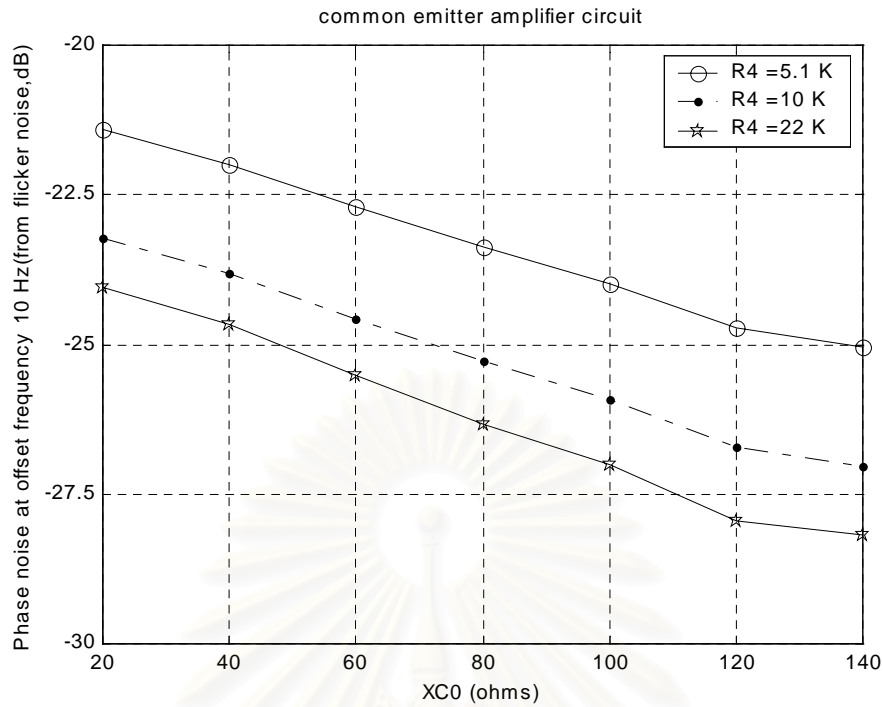
ในส่วนนี้จะเริ่มต้นจากการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ที่เกิดการออสซิลเลต 73 MHz
และกำหนดค่าของอิมพีแดนซ์ $X_{Loco} = X_{L0} - X_{C0} = 50\ \Omega$ จากนั้นจึงแปรค่าของ
 $X_{C0} = 20, 40, \dots, 140\ \Omega$ และกำหนดค่าของ $C_{be} \approx 200\text{ pF}$ และ $C_{bc} \approx 4\text{ pF}$ จากนั้นมาหาค่า
ของอุปกรณ์กำหนดความถี่อื่นๆ โดยคงค่าของอุปกรณ์ที่ไม่ใช่ค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ยก
เว้นแต่ค่าของความต้านทานในเรโซเนเตอร์ที่จะมีค่า $\frac{R_0}{L_0} = \frac{0.65}{154 \times 10^{-9}} = 4.2208 \times 10^6$ เพื่อให้
สามารถสร้างเป็นเรโซเนเตอร์ของจริงได้ ซึ่งผลการคำนวณจะเป็นดังรูปที่ 4.1-4.6



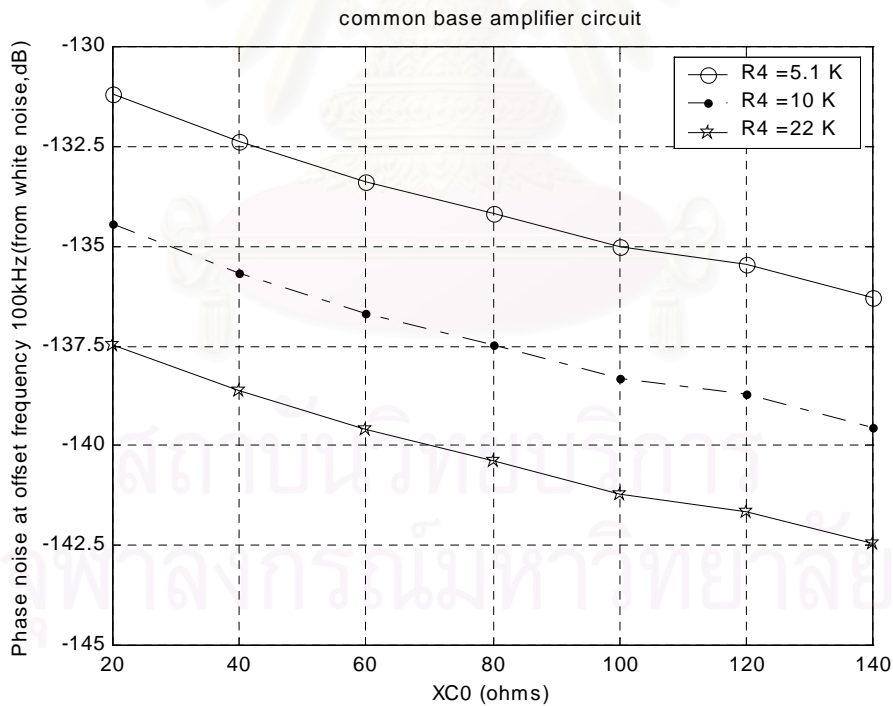
รูปที่ 4.1 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ อิมพีแดนซ์ X_{C0} โดย ออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$



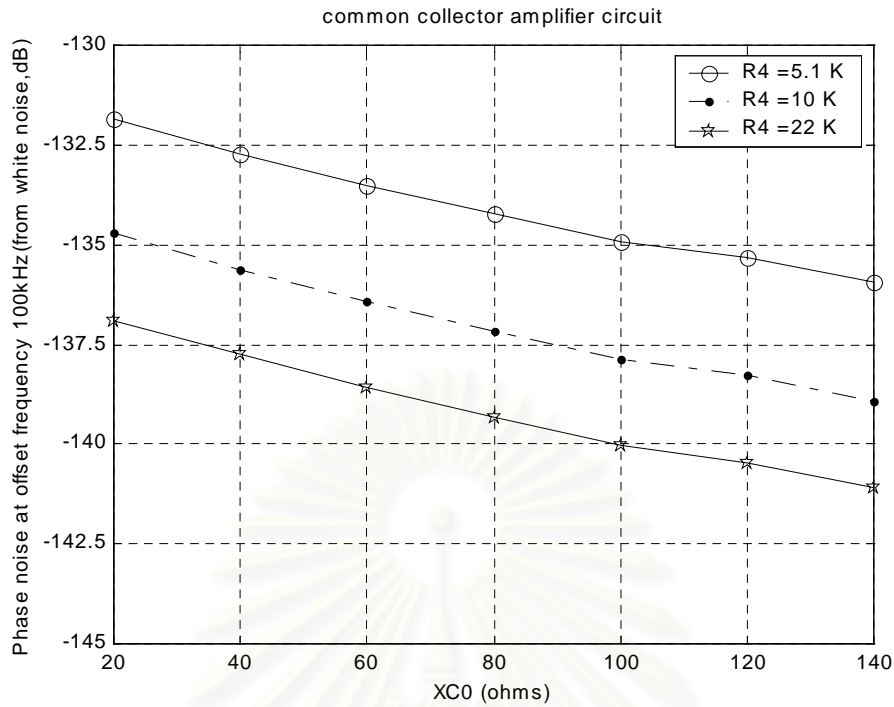
รูปที่ 4.2 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ อิมพีแดนซ์ X_{C0} โดย ออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$



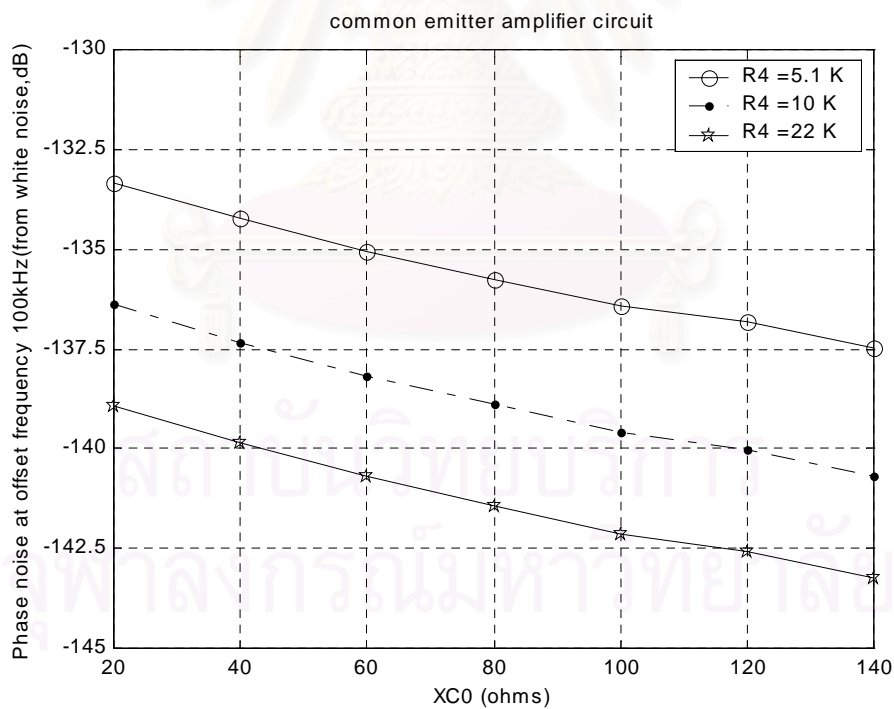
รูปที่ 4.3 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ อิมพีแดนซ์ X_{C0} โดย
 ออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$



รูปที่ 4.4 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ อิมพีแดนซ์ X_{C0}
 โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$



รูปที่ 4.5 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ อิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบของสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$



รูปที่ 4.6 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ อิมพีแดนซ์ X_{C0} โดยออกแบบของสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$

จากรูปที่ 4.1-4.6 สามารถสรุปได้ว่าเมื่อแปรค่าของ X_{C0} พบว่าวงจรเบสร่วมให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำที่สุด ส่วนกรณีของวงจรคอลเล็กเตอร์ร่วม และวงจรอิมิตเตอร์ร่วมจะให้ค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคใกล้เคียงกัน หากพิจารณาจากรูปแบบการต่อวงจรขยายทั้ง 3 แบบแล้ว คาดว่าน่าจะเป็นผลจากความต้านทานที่ขาเบส คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ที่ให้ผลของสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคแตกต่างกัน วงจรเบสร่วมจะต่อขาเบสลงกราวด์ทำให้มีสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำกว่า ส่วนอีกสองวงจรเพราะตัวต้านทานที่ขาเบสจะแปรค่าตามกระแสเบสซึ่งจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มาก แต่สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อเรียงจากระดับต่ำสุดไปหาสูงสุดพบว่า วงจรอิมิตเตอร์ร่วม คอลเล็กเตอร์ร่วม และเบสร่วม ตามลำดับ การแปรค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคทั้งสองความถี่ออฟเซตมีแนวโน้มสวนทางกัน

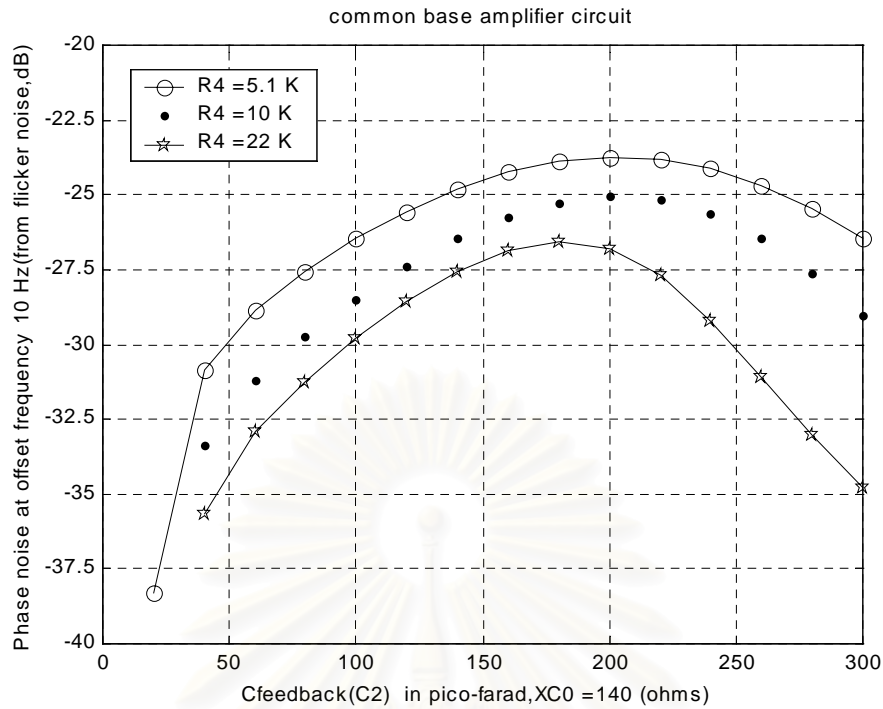
อย่างไรก็ดี เมื่อเพิ่มค่าของ X_{C0} มีผลทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคทั้งสองความถี่ออฟเซตของทุกวงจรมีค่าลดลงทั้งคู่ แนวทางนี้น่าจะเป็นแนวทางการออกแบบที่เหมาะสม สาเหตุที่สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคมีค่าลดลงเนื่องจากการออกแบบ X_{C0} ที่มีค่ามากขึ้นจะทำให้อัตราส่วน $\frac{X_{LOC0}}{X_{C0}}$ มีค่าลดลงซึ่งหมายถึงปริมาณการมอดูเลตของสัญญาณรบกวนในวงจรขยายจะลดลง ทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคมีค่าต่ำลงทั้งสองความถี่ออฟเซต

เมื่อได้ค่าของอุปกรณ์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ที่ต่ำแล้ว จากนั้นสามารถเลือกที่จะแปรค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาจุดต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ได้เช่นการเพิ่มค่าของ R_f หรือการแปรค่าของ $C_{feedback}$ ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเพื่อให้ได้ค่าต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ตามต้องการ โดยที่ค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าลดลงได้ดังผลการแปรค่าอุปกรณ์ในบทที่ 3 แต่อาจทำให้ได้ค่าความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย

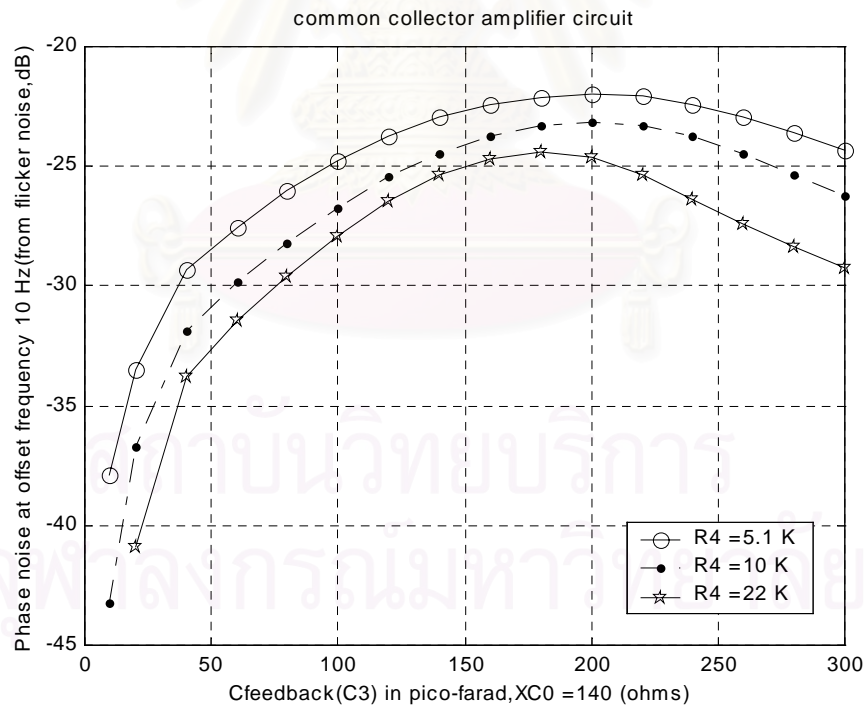
ขั้นต่อไปนำผลจากการแปรค่า X_{C0} มาใช้ กล่าวคือจะนำค่าของ $X_{C0} = 140\ \Omega$ ที่ให้ทั้งค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคทั้งที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz และ 100 kHz ต่ำที่สุดมาแปรค่าของ $C_{feedback}$ คล้ายกับกรณีแปรค่าของ $C_{feedback}$ ในบทที่ 3 เพื่อปรับค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มีค่าต่ำสุด ณ ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบนี้ซึ่งจะได้ผลของการแปรค่าของ $C_{feedback}$ เป็นดังนี้

4.2 การแปรค่าของ $C_{feedback}$ เมื่อออกแบบ $X_{LOC0} = 50\ \Omega$ และ $X_{C0} = 140\ \Omega$

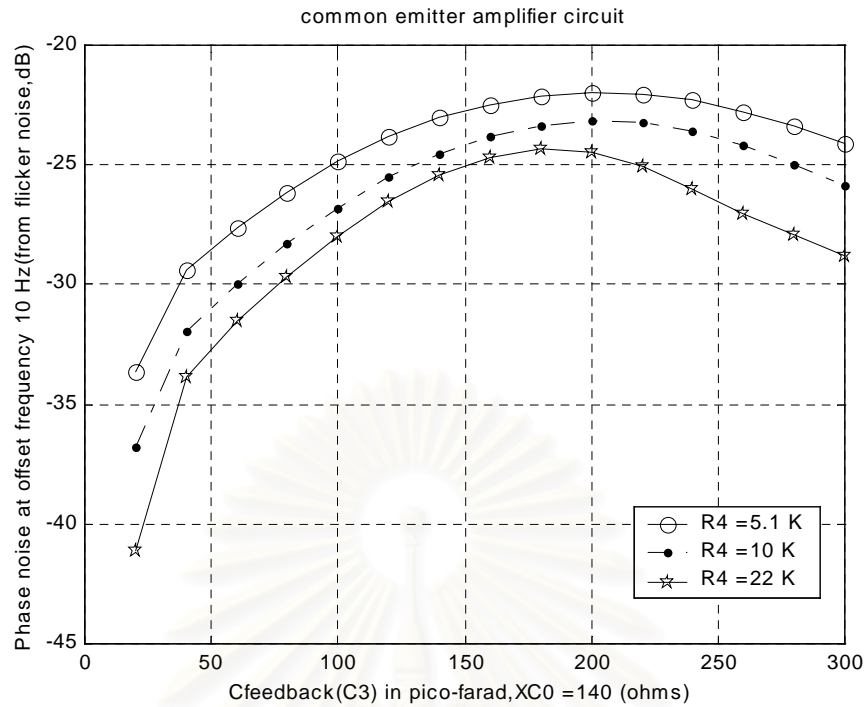
ในขั้นตอนนี้จะแปรค่าของ $C_{feedback}$ ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบที่ความถี่ 73 MHz และค่า $X_{LOC0} = 50\ \Omega$ และ $X_{C0} = 140\ \Omega$ เพื่อหาสมบัติในการลดค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ว่ามีผลคล้ายกับในบทที่ 3 หรือไม่ ผลที่ได้แสดงในรูปที่ 4.7-4.12



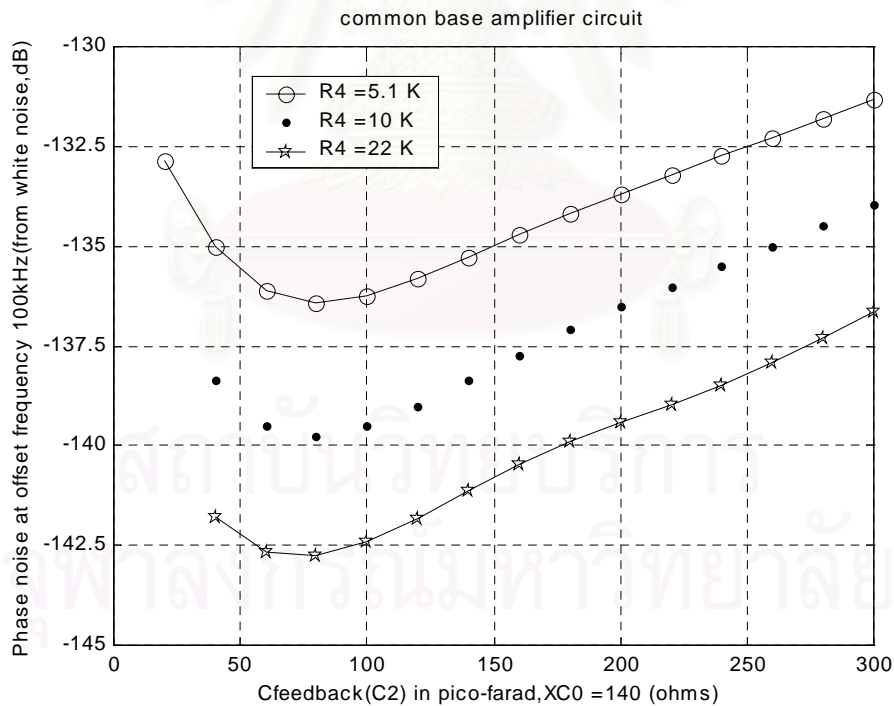
รูปที่ 4.7 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$ (C_2) โดย ออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$



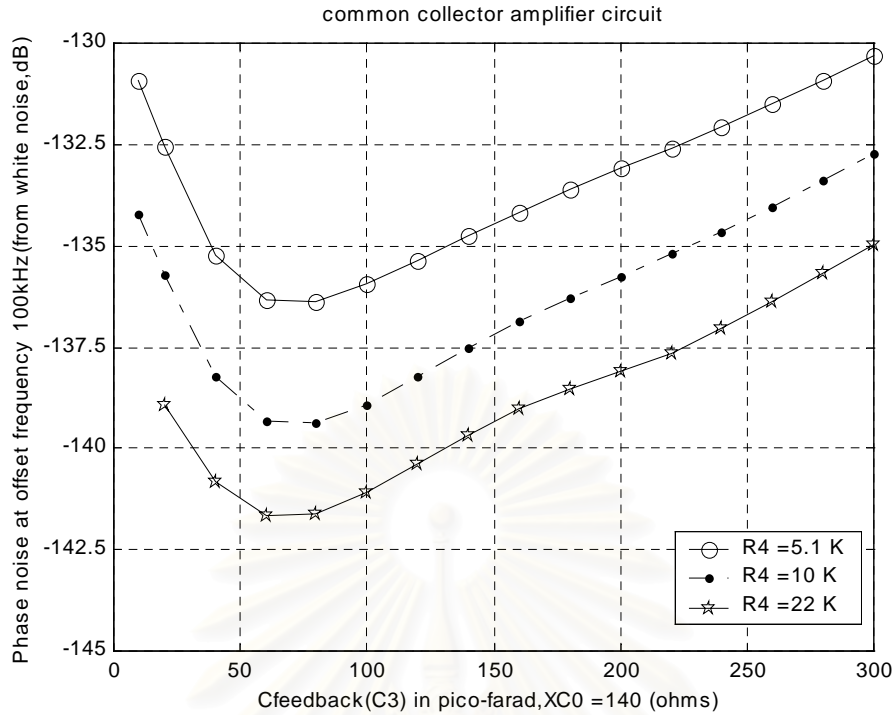
รูปที่ 4.8 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$ (C_3) โดย ออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$



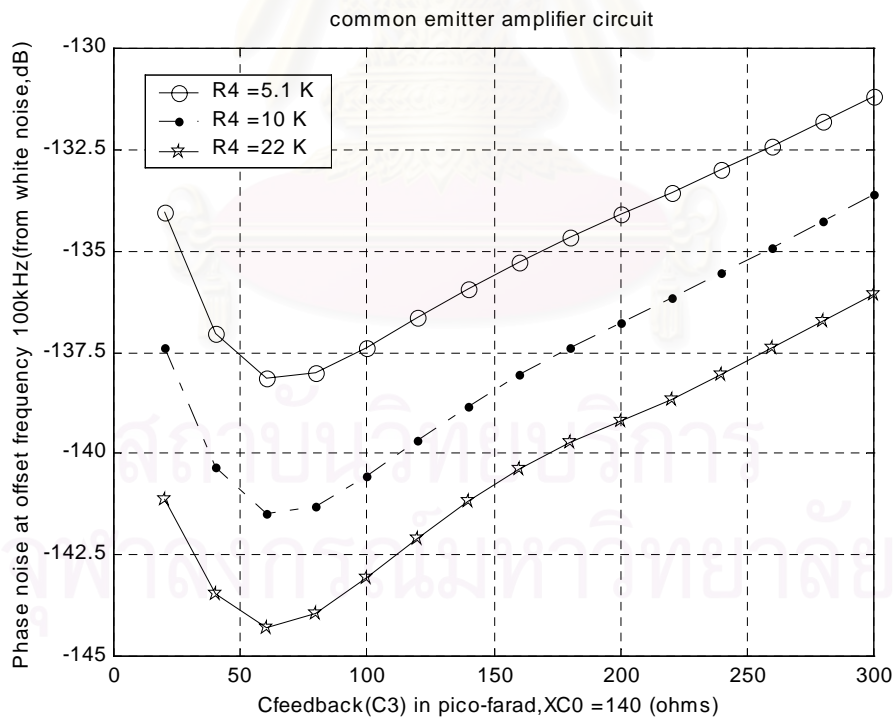
รูปที่ 4.9 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$ (C_3) โดย ออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$



รูปที่ 4.10 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$ (C_2) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$



รูปที่ 4.11 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$ (C_3) โดย ออกแบบออสซิลเลเตอร์คอลเล็กเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C0} = 140\ \Omega$



รูปที่ 4.12 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ $C_{feedback}$ (C_3) โดยออกแบบออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C0} = 140\ \Omega$

จากรูปที่ 4.7-4.9 จะพบว่าจุดที่ต่ำสุดของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มิได้มีการแปรค่าคล้ายกับกรณีของ $C_{feedback}$ ในบทที่ 3 เพราะค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการแปรค่า

ชุดนี้ออกแบบที่อัตราส่วน $\frac{X_{CF}}{X_{CF//CL}} = \frac{39.1}{300} = 0.13$ และ $\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}} = \frac{50}{140} = 0.357$ ส่วนในบทที่ 3

อัตราส่วน $\frac{X_{CF}}{X_{CF//CL}} = \frac{100}{300} = 0.333$ และ $\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}} = \frac{20}{50} = 0.4$ เมื่อคิด $C_{be} = 200 \text{ pF}$ และ

และ C_{bc} จากค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ $\frac{X_{CF}}{X_{CF//CL}}$ และ $\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}}$ ของการแปรค่านี้มีค่าสูงกว่ากรณีของการ-

แปรค่าของ $C_{feedback}$ ในบทที่ 3 นั้นหมายถึงการแปรค่าของ $C_{feedback}$ ที่ค่าการออกแบบ

$\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}} = \frac{50}{140} = 0.357$ จะมีการแปรค่าของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคแตกต่างกันคือจะไม่เกิดหลุม

ของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เหมือนในบทที่ 3 เพราะผลจากการปรับค่า

ของ $\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}}$ ให้มีค่าลดลงทำให้การปรับค่าของ $C_{feedback}$ มีผลกระทบต่อกระบวนการวิภูภาคน้อยลง

จึงทำให้ไม่สามารถสร้างแนวโน้มการแปรค่าเหมือนกับในกรณีของบทที่ 3 นั่นคือไม่สามารถปรับ

สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ให้มีค่าต่ำสุดได้ที่ค่าการออกแบบ $\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}}$ นี้

หรือกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าเมื่อลด $\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}}$ เพื่อลดปริมาณการมอดูเลตของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค

อาจทำให้ไม่สามารถปรับค่าอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่ค่าอิมพีแดนซ์ในเรโซเนเตอร์ได้ ดัง

นั้นเพื่อให้มีความถี่การออสซิลเลตที่เกือบคงที่ในการปรับสมบัติของสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่

ความถี่ออฟเซต 10 Hz โดยที่สัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าเพิ่มขึ้นไม่

มาก จะเหลือเพียงกรณีเดียวคือการปรับค่า R_0

จากรูปที่ 4.10-4.12 เมื่อแปรค่าของทั้ง $C_{feedback}$ และ R_4 พบว่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค

ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จะมีค่าต่ำสุดของทั้ง 3 วงจรที่ค่าของ C_F ประมาณ 70 pF ซึ่งคาดว่า

เป็นจุดที่ทำให้สัญญาณรบกวนบางตัวที่มีผลมากที่สุดมีค่าต่ำสุด และระดับสัญญาณรบกวนเชิง-

วิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เรียงจากต่ำสุดไปหาสูงสุดในทุก 3 วงจรขยาย คือ อิมิตเตอร์ร่วม

เบสร่วม และคอลเลกเตอร์ร่วมตามลำดับ

4.3 การแปรค่าของ R_0 เมื่อออกแบบ $X_{LOCO} = 50 \Omega$ และ $X_{C0} = 140 \Omega$

จากส่วนที่แล้วพบว่าหากปรับค่าของ $\frac{X_{LOCO}}{X_{C0}}$ ให้มีค่าต่ำเพื่อลดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาค

ทั้งสองความถี่ออฟเซต มีผลทำให้ไม่สามารถปรับค่าอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่ค่าอิมพี-

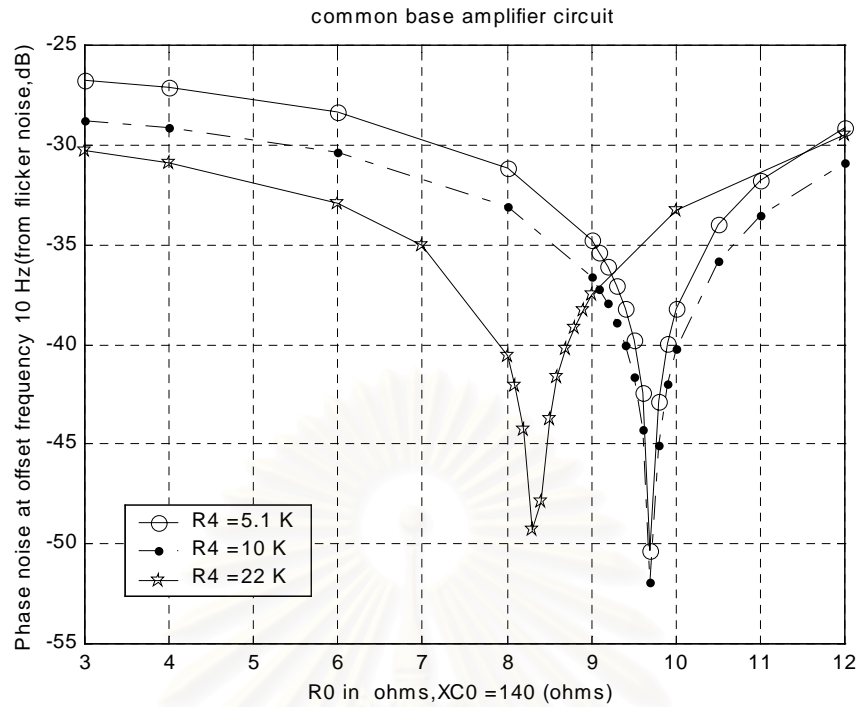
แดนซ์ในเรโซเนเตอร์ได้ จึงต้องปรับค่าของ R_0 เพื่อลดสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต

10 Hz ลง โดยสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าเพิ่มขึ้น เหมือนกับกรณี

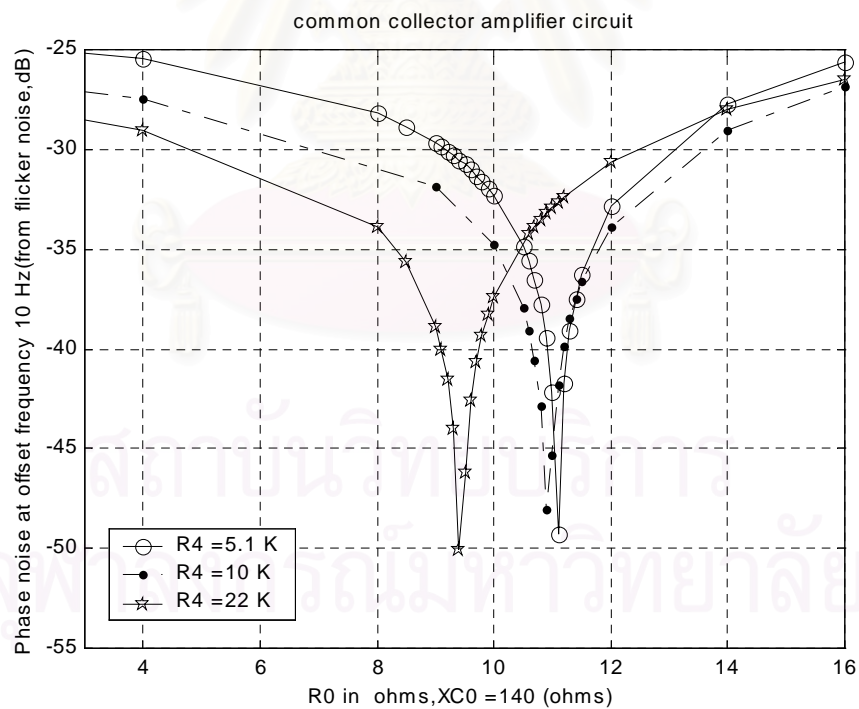
แปรค่าของ R_0 ในบทที่ 3 ซึ่งคาดว่าแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงจะยังคงเหมือนเดิมเพราะนัยสำคัญใน

เรโซเนเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้นและน่าจะครอบคลุมการปรับค่าสัญญาณรบกวนเชิงวิภูภาคได้ ผลการ

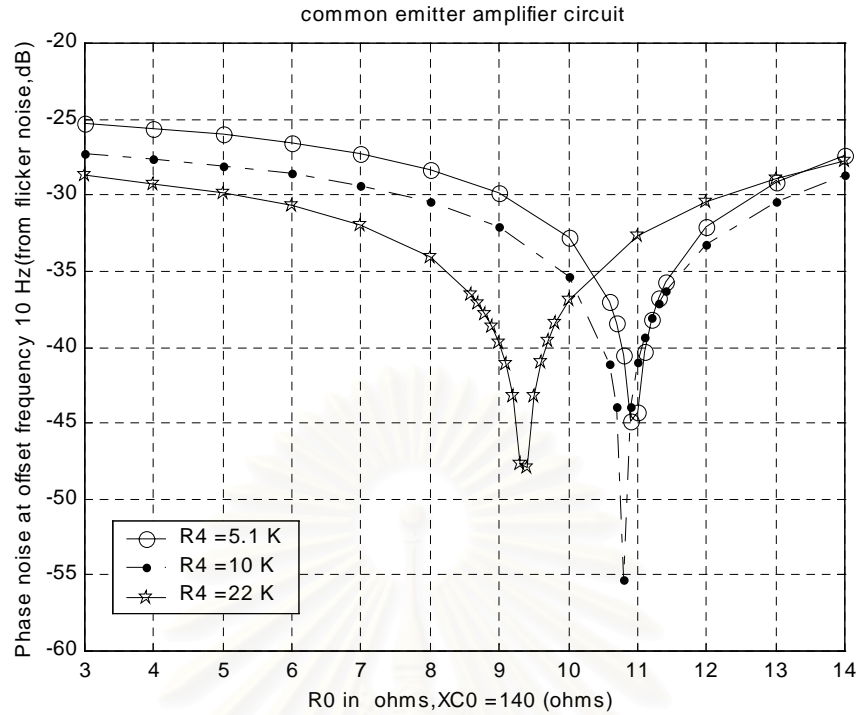
แปรค่าของ R_0 เมื่อออกแบบ $X_{LOCO} = 50 \Omega$ และ $X_{C0} = 140 \Omega$ เป็นดังรูปที่ 4.13-4.18



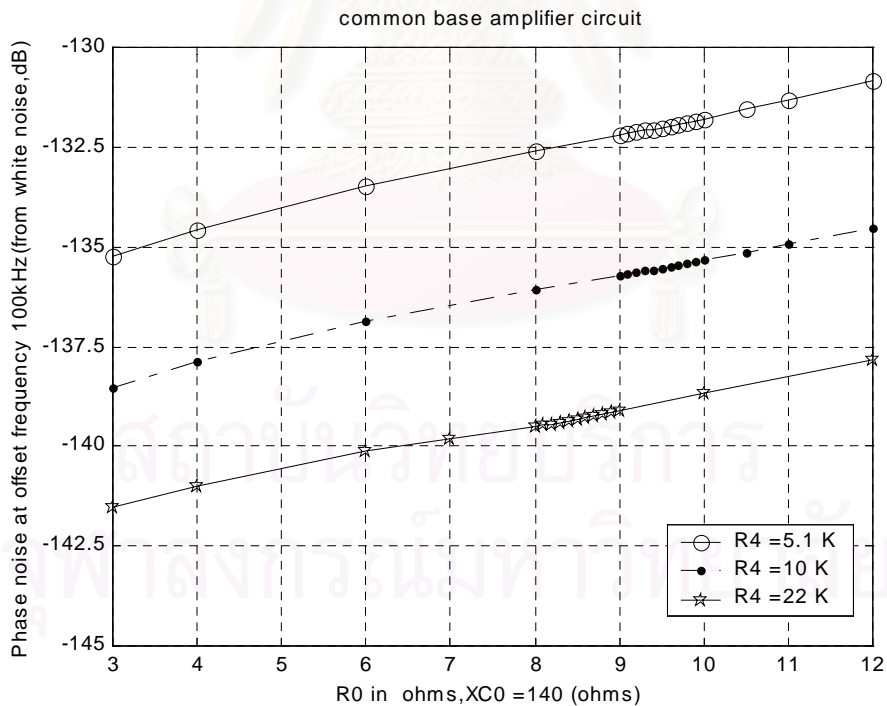
รูปที่ 4.13 สัญญาณรบกวนเชิงวิญญภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบ ออกสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$



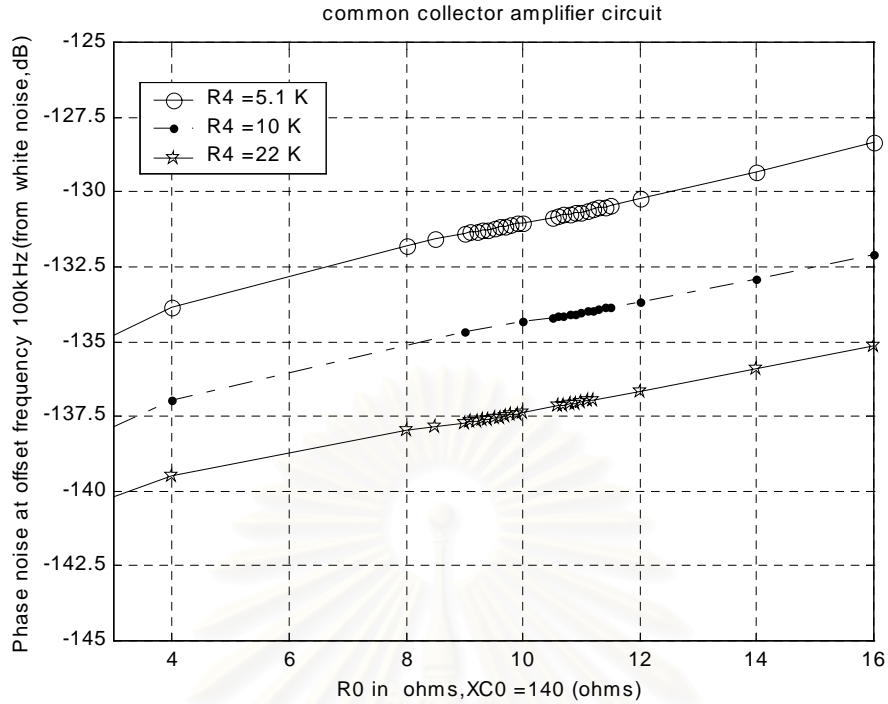
รูปที่ 4.14 สัญญาณรบกวนเชิงวิญญภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบ ออกสซิลเลเตอร์คอลเลกเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$



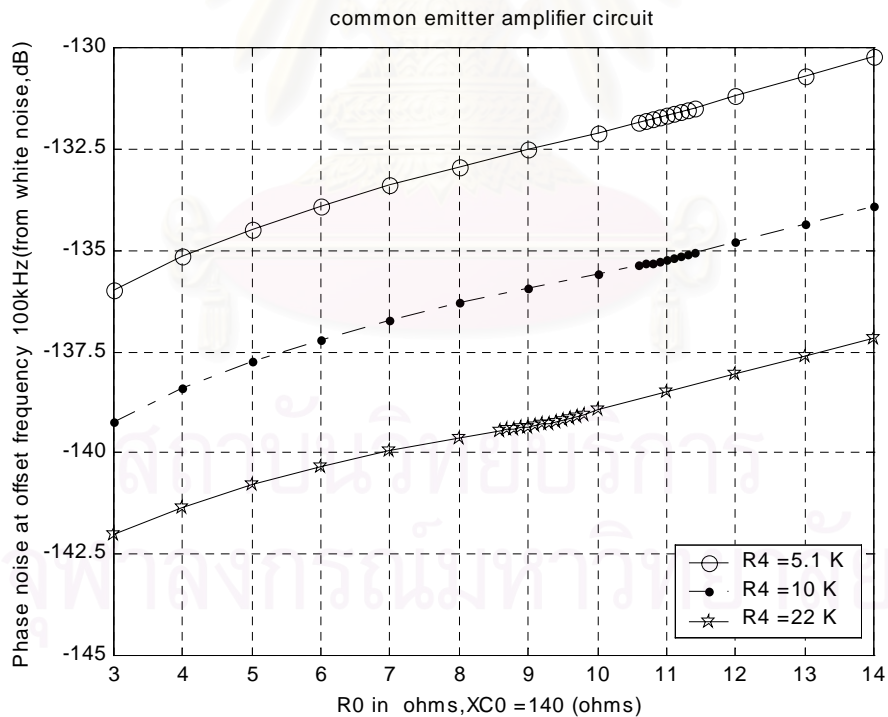
รูปที่ 4.15 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบ ออกสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่มีความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C0} = 140\ \Omega$



รูปที่ 4.16 สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบ ออกสซิลเลเตอร์เบสร่วมที่มีความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C0} = 140\ \Omega$



รูปที่ 4.17 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบ ออสซิลเลเตอร์คอลเล็กเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$



รูปที่ 4.18 สัญญาณรบกวนเชิงสุ่มที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz เมื่อแปรค่าของ R_0 โดยออกแบบ ออสซิลเลเตอร์อิมิตเตอร์ร่วมที่ความถี่ 73 MHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ $X_{C_0} = 140\ \Omega$

จากรูปที่ 4.13-4.15 สามารถนำเอาจุดที่เกิดค่าสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำสุดมาสรุปเป็นตารางได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบจุดที่สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด ณ ความถี่ออฟเซต 10 Hz เมื่อแปรค่าของ R_0 และ $R_4 = 5.1, 10, 22\text{ k}\Omega$

รูปแบบวง- จรขยาย กระแสลับ	$R_4 (k\Omega)$	$R_0 (\Omega)$	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 10 Hz(dBc)	ค่า สัญญาณ รบกวนที่ 100 kHz (dBc)	ความถี่ที่ เกิดออสซิล- เลตจริง f_0 (MHz)	ส่วนจินตภาพ ในเรโซเนน- เตอร์ $X_{L0} - X_{C0}$ (Ω)	$Q_{resonator}$ = $\frac{X_{L0} - X_{C0}}{R_0}$
เบสร่วม	5.1	9.7	-55.45	-131.93	71.731	47.917	4.939
	10	9.7	-54.46	-135.47	71.472	46.740	4.819
	22	8.3	-49.70	-139.42	71.222	45.599	5.494
คอลเล็กเตอร์ ร่วม	5.1	11.1	-54.93	-130.63	71.825	48.340	4.355
	10	10.9	-49.31	-134.07	71.577	47.215	4.332
	22	9.4	-50.89	-137.61	71.328	46.085	4.903
อิมิตเตอร์ ร่วม	5.1	10.9	-44.58	-131.73	71.578	47.222	4.332
	10	10.8	-55.29	-135.31	71.329	46.087	4.267
	22	9.4	-47.87	-139.24	71.089	44.993	4.787

จากตารางที่ 4.1 จะพบว่าเมื่อหลักการออกแบบเหมือนกันคือเริ่มจากการหาค่าของอุปกรณ์ จากค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนจินตภาพที่กำหนด จากนั้นแปรค่าของ R_0 เพื่อลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำสุด พบว่าความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตของทุกวงจรคลาดเคลื่อนจากความถี่ที่ออกแบบทั้งนี้เนื่องจากค่าประมาณของ C_{be} และ C_{bc} ที่ประมาณจากจุดทำงานสงบนั้น

มีค่าแตกต่างกับการทำงานจริงในทรานซิสเตอร์อยู่บ้างเล็กน้อย แต่วงจรแบบเบสร่วมจะให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ต่ำกว่าเมื่อแปรค่าของ R_o เพื่อลดสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำสุด ถ้าปรับค่าของ C_o ลดลงเพื่อให้ความถี่ที่เกิดการออกสซิลเลตมีค่าใกล้เคียงความถี่ออกแบบที่ 73 MHz จะส่งผลให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าลดลงไปอีกดังตารางที่ 4.2 (เนื่องจากนัยสำคัญของวงจรรขยายที่มีต่อการมอดูเลตสัญญาณรบกวนในวงจรเป็นสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz มีค่าลดลง) แต่วงจรแบบเบสร่วมให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ต่ำกว่ากรณีของวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม และแบบคอลเลกเตอร์ร่วม แต่ในกรณีของสัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz พบว่าวงจรมิตเตอร์ร่วมจะให้ค่าต่ำสุด จากนั้นเป็น เบสร่วม และคอลเลกเตอร์ร่วมตามลำดับในกรณีที่ใช้วงจรไบแอสทรานซิสเตอร์ที่ค่าอุปกรณ์นี้ ดังนั้นอาจสรุปหลักการจากตารางที่ 4.2 ได้ว่าหลักการออกแบบวงจรรอออกสซิลเลเตอร์ให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคต่ำทั้งสองความถี่สามารถทำได้โดยออกแบบให้ $\frac{X_{LCO}}{X_{CO}}$ มีค่าต่ำสุด จากนั้นจึงใช้การปรับค่า R_o เพื่อให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคต่ำสุด แต่ในเงื่อนไขนี้หากต้องการให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำสุดต้องใช้วงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมแต่ หากต้องการให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ต่ำสุดต้องเลือกใช้วงจรรขยายแบบเบสร่วมในการสร้างออกสซิลเลเตอร์

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบการออกแบบวงจรรอออกสซิลเลเตอร์ที่ต่อวงจรรขยายต่างกันที่ความถี่ออกสซิลเลต 73 MHz และ $R_4 = 22\text{ k}\Omega$

ชนิด วงจร	R_o (Ω)	C_o (pF)	L_o (nH)	$C_{feedback}$ (pF)	C_{load} (pF)	$L(10^1)$ (dBc / Hz)	$L(10^5)$ (dBc / Hz)	f_o (MHz)	$X_{resonator}$ (Ω)	$Q_{resonator}$
CB	7.4	15	414	100	45	-45.93	-140.87	73.002	44.552	6.021
CC	8.3	15	414	100	45	-49.09	-139.10	73.138	45.175	5.448
CE	8.3	15	414	100	45	-51.37	-140.75	72.919	44.173	5.387

ในส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงแนวทางการเลือกค่าอุปกรณ์ที่ใช้สร้างออกสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวิภาคต่ำสุดในแนวทางการออกแบบที่เสนอมานี้

4.4 การเลือกชนิดวงจรรขยายและอุปกรณ์สร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำสุด

จากผลในบทที่ 3 และหัวข้อ 4.1-4.3 ทำให้สามารถสรุปประเด็นสำคัญเกี่ยวกับการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำได้ดังนี้

4.4.1 ชนิดของวงจรรขยาย

ในการออกแบบวงจรรขยายออสซิลเลเตอร์ต้องกำหนดความถี่ที่ต้องการให้เกิดการออสซิลเลต (f_{design}) และสมบัติของออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการ หากต้องการให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคโดยรวมต่ำที่สุด และสูญเสียสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ไม่มากนัก เพื่อต้องการให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มีค่าต่ำถึงค่าที่ต้องการ แต่ต้องไม่ต่ำจนเกินไป ควรเลือกใช้วงจรรขยายออสซิลเลเตอร์แบบเบสร่วม แต่ถ้าต้องการให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ต่ำที่สุดเท่าที่เป็นไปได้โดยสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ต่ำด้วยแต่ให้ความสำคัญกับสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz มากกว่า ควรเลือกใช้วงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมในการสร้างออสซิลเลเตอร์

4.4.2 สมบัติของทรานซิสเตอร์

สิ่งที่สำคัญในการเลือกทรานซิสเตอร์คือทรานซิสเตอร์ต้องสามารถขยายสัญญาณได้ ณ ความถี่ที่ต้องการให้เกิดการออสซิลเลต โดยปกตินิยมเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีค่า $f_T \geq 2 \cdot f_{design}$ เพื่อให้แน่ใจว่าทรานซิสเตอร์ตัวนั้นสามารถสร้างเป็นออสซิลเลเตอร์ได้จริงที่ f_{design} ที่ต้องการ

เมื่อได้ทรานซิสเตอร์ที่สามารถสร้างเป็นออสซิลเลเตอร์ที่ f_{design} ที่ต้องการแล้วจะพิจารณาถึงสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ทำให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำดังที่กล่าวไว้ในส่วนของการแปรค่าตัวแปรในทรานซิสเตอร์คือต้องมีสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นต่ำและมีอัตราขยายกระแสสูงและให้ค่าของกระแสคอลเลกเตอร์สูงที่ค่าของ u_{be} ต่ำ นั่นคือ $V_{af}, V_{ar}, \beta_f, I_s$ และหากเป็นไปได้อาจเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ค่าต่ำๆ หรือมีการลดผลของการมอดูเลตของสัญญาณรบกวนกล่าวคือมีค่าของ $c_i, \frac{I_{se} U_t}{I_s \tau_f}$ ต่ำ ทรานซิสเตอร์เหล่านี้เป็นทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมที่จะนำมาสร้างเป็นออสซิลเลเตอร์ที่มีสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำ

4.4.3 จุดทำงานของทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์ที่ใช้ไบแอสทรานซิสเตอร์

ในกรณีของจุดทำงานของทรานซิสเตอร์นั้นได้เสนอให้เลือกจุดทำงานที่มีค่าของ I_C, V_{CE} ต่ำ แต่จากผลการแปรค่าพบว่าจุดทำงานที่ค่าของ I_C ไม่ต่ำมากและค่า V_{CE} ต่ำๆ ($R_4 = 22k\Omega$) กลับให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ต่ำกว่ากรณีของ I_C, V_{CE} ต่ำ ($R_4 = 5.1k\Omega$) ซึ่งในงานวิจัยนี้แปรค่าของจุดทำงานไว้เพียง 3 จุดทำงานเป็นส่วนใหญ่จึงไม่สามารถคาดเดาได้ว่าที่ค่าของ I_C, V_{CE} ค่าอื่นๆ จะได้ผลเป็นอย่างไร แต่ในรูปแบบการต่อวงจรไบแอสที่ใช้ในงานวิจัยนี้พบว่าที่ $R_4 = 22k\Omega$ จะเป็นค่าไบแอสที่เหมาะสมในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการเลือกค่าของความต้านทานที่ใช้ในการไบแอสให้มีค่าสูงนั้นคือค่าของกระแสคอลเล็กเตอร์ควรมีค่าต่ำเพื่อลดปริมาณสัญญาณรบกวนขาและสัญญาณรบกวนฟลิคเกอร์ในวงจรนั้นน่าจะเป็นแนวทางการออกแบบที่เหมาะสมในการสร้างออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคต่ำ ค่าของอุปกรณ์ในวงจรไบแอสที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีค่าเหมาะสมตามเงื่อนไขที่กล่าวมาเช่นกัน

4.4.4 การเลือกค่าของอุปกรณ์กำหนดความถี่

ในวิธีการออกแบบที่นำเสนอนี้ต้องการให้ค่าของ X_{C_0} มีค่าสูงและอัตราส่วน $\frac{X_{L_{OC_0}}}{X_{C_0}}$ มีค่าต่ำ ซึ่งจะมีค่าอุปกรณ์ที่ต้องเลือกคือค่าของตัวเหนี่ยวนำจะต้องสูงที่สุดเท่าที่เป็นไปได้แต่ต้องไม่มากจนกระทั่งไม่สามารถหาค่าของ C_0 มาใช้สร้าง $X_{L_{OC_0}} = X_{L_0} - X_{C_0}$ และนอกจากนี้ค่าของความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ L_0 ต้องมีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับค่าของความต้านทานที่ใช้ปรับสมบัติของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz เพื่อที่จะสามารถเพิ่มความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับ L_0 แล้วปรับสมบัติของสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคให้เป็นไปตามต้องการได้ อีกสิ่งหนึ่งที่ต้องระมัดระวังในการออกแบบค่าของ $C_{feedback}, C_{load}$ คือต้องมีค่าของอิมพีแดนซ์ไม่ต่ำจนเกินไปจนกระทั่งมีค่าใกล้เคียงกับความต้านทานภายในที่ขาของทรานซิสเตอร์ซึ่งจะมีผลทำให้ออสซิลเลเตอร์ไม่เกิดการออสซิลเลตได้

4.5 สรุปผลงานวิจัย

1. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์ไม่สามารถลดสัญญาณรบกวนทั้งที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz และ 100 kHz พร้อมกันสู่ค่าต่ำสุดได้ที่ค่าอุปกรณ์หนึ่งๆ
2. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลมป์จะให้สัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz และ 100 kHz ลงได้พร้อมกันเมื่อออกแบบออสซิลเลเตอร์ให้ส่วนจินตภาพของตัวเหนี่ยวนำในเรโซเนเตอร์มีค่าสูง และส่วนจินตภาพรวมของเรโซเนเตอร์มีค่าต่ำเนื่องจากเป็นวิธีที่เพิ่มพลังงานสะสมในวงจรออสซิลเลเตอร์ และลดนัยสำคัญของส่วนขยายของวงจรออสซิลเลเตอร์
3. หากออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยหลักการในข้อ 2 แล้วแปรค่าของความต้านทานในเรโซเนเตอร์ด้วยค่าที่เหมาะสมจะสามารถลดสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ลงได้มาก แต่จะเพิ่มปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ด้วย ซึ่งวงจรเบสรวมจะเพิ่มสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz น้อยที่สุดในวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 แบบเพื่อจะปรับปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ให้ต่ำลง แต่วงจรอิมิตเตอร์ร่วมจะสามารถปรับสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคที่ความถี่ออฟเซต 10 Hz ลงได้ต่ำที่สุดในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีภาคขยายต่างกัน 3 แบบ

4.6 ข้อเสนอแนะ

1. ควรปรับปรุงวิธีหาผลตอบสภาวะอยู่ตัวของผลตอบออสซิลเลเตอร์ซึ่งในงานวิจัยนี้จะเสียเวลาถึง 95 % ของเวลาที่ใช้หาสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาค 1 ค่า
2. ควรแปรค่าของค่าอุปกรณ์ให้มีช่วงกว้างกว่านี้เพื่อความสะดวกในการประยุกต์ใช้งานจริง
3. สำหรับการศึกษานำสัญญาณรบกวนเชิงวัฏภาคในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่อุปกรณ์ไวงานชนิดอื่น เช่น FET, HEMT สามารถทำได้โดยอาศัยแนวทางการวิเคราะห์เดียวกันกับงานวิจัยนี้ แต่จำเป็นต้องทราบถึงปริมาณและชนิดของสัญญาณรบกวน ตลอดจนแบบจำลองที่เหมาะสมจึงจะวิเคราะห์ได้อย่างถูกต้อง

รายการอ้างอิง

- [1] Andy Howard , Simulate Oscillator Phase Noise. , Microwave & R.F., pp. 64-70. , November 1993.
- [2] Paul H. Young , Electronic Communication Techniques. , Third edition. , Maxwell Macmillan international. , Singapore. ,1987
- [3] G. R. Olbrich ,et al. , Calculation of HEMT Oscillator Phase Noise Using Large Signal Analysis in Time Domain. ,IEEE MTT-S Digest. , 1994 . , pp.965-968.
- [4] Volker Gungerich , et al. , Noise Calculations and Experimental Results of Varactor Tunable Oscillator with Significantly Reduced Phase Noise. , IEEE MTT-S Digest. ,Feb 1995. , pp 278-285.
- [5] R. J. Besson , et al. , Phase Noise Figures Comparison in Transistor Amplifiers of Different Types. , IEE European Frequency Time Forum. , 1996. ,pp.447-451.
- [6] Volker Gungerich , et al. , Phase Noise Reduction of Microwave Oscillators by Optimization of the Dynamic Behaviour. , IEEE MTT-S Digest , 1994. , pp. 953 - 956.
- [7] F.X. Kaertner , Analysis of White and $f^{-\alpha}$ Noise in Oscillator. , IEEE International Journal of Circuit Theory and Applications. , 1990. , vol. 18. , pp.485-519
- [8] Chang-Li Chen , et al. , Simulation of The Accurate Near-Carrier Phase Noise in Microwave MESFET Oscillators. , IEEE MTT-S Digest, 1995. , pp.1519-1522.
- [9] T.S. Parker & Chua , Practical Numerical Algorithm for Chaotic System. ,Springer-verlat. , Hongkong. ,1989.
- [10] Masayuki Takahashi , et al. , VCO Jitter Simulation and Its Comparison with Measurement. , IEEE 1999. , pp. 85-88.
- [11] Aiper Demir , et al. , Simulation and Model of Phase on Open-Loop Oscillators. , IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 1996, pp. 453-456.
- [12] Remi Brendel , et al. , Analysis of Noise in Quartz Crystal Oscillators by Using Slowly Varying Functions Method , IEEE Trans.Ultrason.,Ferroelect.,Freq.Contr. ,vol.46,no.2, March 1999,pp.356-365.
- [13] C.A.Desoer & Kuh ,Basic Circuit Theory. , McGraw-Hill. , Singapore , 1969
- [14] F.X. Kaertner , Determination of Correlation Spectrum of Oscillators with Low Noise. , IEEE MTT-S Digest. , vol.37 , no.1 , January 1989.

[15] P. Antognetti and G. Massobrio , Semiconductor Device Modeling with SPICE , McGraw-Hill. , 1988.

[16] W. Stepehen , Microelectronics. , John-Wilay & Son. , Hongkong. , 1975.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายเด่นพงษ์ ณ พัทลุง เกิดที่กรุงเทพมหานครเมื่อวันที่ 15 กันยายน พ.ศ. 2518 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยด้านวิศวกรรมไฟฟ้าเมื่อปี พ.ศ. 2540 จากนั้นเข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทด้านวิศวกรรมไฟฟ้า สาขาวิชาวิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าประยุกต์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย