สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์

THE REALIZATION OF OSCILLATOR CIRCUIT USING UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE

T 060433

วิโรจน์ พิราจเนนชัย

วิ ท
อ 712 ว
2548

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 60483
วัน,เดือน,ปี 29 มิ.ย. 2549

b 11581709
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548

ISBN 974–15–1450–6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE REALIZATION OF OSCILLATOR CIRCUIT USING UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE

VIROTE PIRAJNANCHAI

A THESIS SUMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2005

ISBN 974–15–1450–6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUTE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์
นักศึกษา	นายวิโรจน์ พิราจเนนชัย
รหัสนักศึกษา	43061116
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกำเนิดความถี่แบบใหม่ ซึ่งรูปของสัญญาณคลื่นไซน์ที่อาศัยคุณสมบัติของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ทั้งแบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น เป็นส่วนของการป้อนกลับที่ใช้การจัดรูปแบบวงจรกรองความถี่ร่วมกับส่วนวงจรขยายสัญญาณ ค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะขึ้นอยู่กับขนาดของค่า ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ร่วมกับการจัดวงจรในการควบคุมรูปแบบสัญญาณ จากคุณสมบัติของตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ที่มีผลตอบสนองทางขนาด ค่าความไว จึงทำให้ขอบเขตของสัญญาณความถี่สามารถทำได้ถึง 5 ระดับของช่วงความถี่ สัญญาณที่ได้ในรูปสัญญาณไซน์มีค่าการผิดเพี้ยนน้อยกว่า 1 % ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice และทดสอบวงจรมีความสอดคล้องกัน โดยรูปแบบวงจรเมื่อนำไปสร้างด้วยเทคโนโลยีแบบฟิล์มบางหรือการออกแบบวงจรรวมจะมีขนาดเล็กมากและไม่ซับซ้อนอีกทั้งมีคุณสมบัติในการกำเนิดสัญญาณความถี่ได้หลายรูปแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	The Realization of Oscillator Circuit Using Uniformly Distributed RC Line
Student	Mr. Virote Pirajnanchai
Student ID	43061116
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Kanok Janchitrapongvej

ABSTRACT

This thesis presents the realization of oscillator circuit using uniformly distributed RC line. The thesis describes also the application novel circuit to sine wave signal oscillators. The proposed circuit consists of both uniformly distributed RC line 1 layers and 2 layers ($U\overline{RC}$) use as feedback loop filter network and a conjunction gain amplifier circuit. The frequency of oscillation control rang by united $U\overline{RC}$ and circuit .The experiment results of over a wide dynamic range characteristics sensitivities which variable frequency 5 decades are generated .The distortion of sinusoidal signal is less than 1% . The $U\overline{RC}$ oscillator circuit by in cons of multifunction signal generator uses less components and complexity by using thin-film technology fabrication or monolithic LSI .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาต่างๆในเรื่องการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ จากท่าน รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง อีกทั้งช่วยแนะนำ ชี้แนวทางในการแก้ปัญหาการทำงานวิจัย ตลอดจนได้ตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์ และขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนช่วยให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุลวงได้ดังนี้

ขอขอบคุณมารดา และพี่ ๆ ที่คอยช่วยสนับสนุนและให้กำลังใจในการเรียนและการทำงาน ขอขอบคุณท่านอาจารย์ รศ.อรลาภ แสงอรุณ ท่านอาจารย์ รศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ และท่านอาจารย์ ผศ.นภพินทุ์ อนันตรศิริชัย ที่ให้คำแนะนำปรึกษาในการทำงานวิจัยและช่วยตรวจทานบทความวิจัยและคำแนะนำเรื่องต่าง ๆ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณท่าน อาจารย์จินตนา นาคะสุวรรณ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ที่ให้คำชี้แนะเรื่องต่างๆในการเรียนและการทำงานต่อผู้ทำวิทยานิพนธ์ และสุดท้าย ข้าพเจ้าขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ที่ให้การสนับสนุนในการใช้เครื่องมือและห้องปฏิบัติการ ซึ่งเป็นสถานที่ทำงานของผู้ทำวิทยานิพนธ์ด้วยดีเสมอมา

วิโรจน์ พิราจเนนชัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ IV

สารบัญรูป VI

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 ที่มาของงานวิจัย 1

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ 1

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ 2

บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป 4

2.1 กล่าวนำ 4

2.2 หลักการเบื้องต้นของการกำเนิดสัญญาณ 4

2.3 ประเภทของวงกำเนิดสัญญาณ 6

2.4 หลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนกลับ 9

2.5 ข้อกำหนดของการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ 11

2.6 ข้อกำหนดและการป้อนกลับของการกำเนิดสัญญาณ 11

2.7 เสถียรภาพของความถี่และขนาดสัญญาณ 13

2.8 วงจรขยายสัญญาณออป - แอมป์ 13

2.8.1 วงจรขยายกลับเฟสและไม่กลับเฟส 14

2.8.2 วงจรขยายผลต่าง 16

2.8.3 วงจรที่ให้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีหนึ่งโพล 16

บทที่ 3 หลักการดิสทริบิวด์ อาร์ซี และโครงสร้างวงจรเสมือน 18

3.1 เน็ทเวอร์คฟังก์ชัน 18

3.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์ 24

3.3 โครงสร้างของดิสทริบิวด์ อาร์ซี 28

3.4 โครงสร้างของดิสทริบิวด์ อาร์ซี แบบสองชั้น 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5 โครงสร้างเสมือนของทรานซิสเตอร์เป็นตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี 40

3.5.1 ความเหมาะสมในส่วนของดิสทริบิวท์มอสเฟต 44

3.5.2 วงจรการแปลง $\overline{URC}$ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว 44

3.6 หลักการออกแบบมอสเฟตเป็นตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี 46

บทที่ 4 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ 48

4.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้โครงสร้างของวงจร ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น 48

4.1.1 การคำนวณหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้างยูนิฟอรม์ ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ในย่านความถี่ต่ำผ่าน แบบ 1 ชั้น 49

4.1.2 การคำนวณหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้างยูนิฟอรม์ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ในย่านความถี่ต่ำผ่าน แบบ 2 ชั้น 53

4.2 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้โครงสร้างของวงจร ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ ในการป้อนกลับของวงจรกรองแถบความถี่ 57

4.2.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 57

4.2.1.1 วงจรขยาย ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่งโพล 59

4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร 60

4.3.1 เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ 1 ชั้น 61

4.3.2 เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ 2 ชั้น 63

4.3.3 เสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 64

4.4 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ 65

แบบ 1 ชั้น 69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.5 การจำลองผลการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ 69
4.5.1 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์อาร์ซีไลน์
4.5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น 70
4.5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ไลน์ซี แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 72

บทที่ 5 การทดลองและการประยุกต์ใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณ 75
5.1 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ (Wien bridge oscillator) 75
5.2 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น 80
5.3 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น 87
5.4 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 90
5.5 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ใช้โครงสร้างเสมือนของทรานซิสเตอร์ เป็นตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี 98
5.6 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion :THD) 100

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและการเสนอแนะ 102

เอกสารอ้างอิง 104

ภาคผนวก 105

ประวัติผู้เขียน 115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.13 วงจรเสมือนของ $U\overline{RC}$ กรณีต่อลอย 34

3.14 แสดงโครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC 34

3.15 วงจรเน็ทเวอร์ค $D\overline{URC}$ ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์ 35

3.16 รูปวงจรการวิเคราะห์ Y_{13} 36

3.17 วงจร $D\overline{URC}$ ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์ 40

3.18 โครงสร้างมอสเฟตในรูปแบบสัญญาณขนาดเล็ก 41

3.19 การเกิดค่าความต้านทานและค่าเก็บประจุในมอสเฟต 43

3.20 แสดงการจัดไบอัสให้มอสเฟต RC 45

3.21 รูปแบบสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต 46

4.1 บล็อกไดอะแกรมของหลักการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ 49

4.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ในย่านความถี่ต่ำผ่านแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ1 ชั้น 49

4.3 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ในย่านความถี่ต่ำผ่านแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น 53

4.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว $U\overline{RC}$ 57

4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ มีอัตราขยายคงที่ 58

4.6 วงจรขยาย ที่มีอัตราขยายหนึ่งโพล 59

4.7 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตรขยายหนึ่งโพล 60

4.8 แสดงการใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ ทำเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ที่ใช้ส่วนของวงจรกรองย่านความถี่ต่ำผ่าน แบบ 1 ชั้น 61

4.9 กราฟแสดงเสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณรุปคลื่นไซน์ใช้คุณสมบัติ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น 62

4.10 แสดงการใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ ทำเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ที่ใช้ส่วนของวงจรกรองย่านความถี่ต่ำผ่าน แบบ 2 ชั้น 63

4.11 กราฟแสดงเสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณรุปคลื่นไซน์ใช้คุณสมบัติ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น 64

4.12 เสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยใช้ตัว $U\overline{RC}$ 65

4.13 ค่าความไว $S_R^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.14 ค่าความไว $S_C^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 67

4.15 ค่าความไว $S_{Ko}^{T(p)}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 68

4.16 ค่าความไว $S_{\omega 1}^{|T(p)|}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 68

4.17 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้นที่จำลองในโปรแกรม PSpice 69

4.18 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF 70

4.19 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF 70

4.20 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้นที่จำลองในโปรแกรม PSpice 71

4.21 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF 71

4.22 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF 72

4.23 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล 72

4.24 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล R1 = R2 =1 kΩ , C1 = C2 = 0.1 μF 73

4.25 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดย ที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล R1 = R2 =1 kΩ , C1 = C2 = 0.1 μF 73

4.26 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล R1 = R2 =50 kΩ , C1 = C2 = 0.1 nF 74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.27 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดย ที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล $R1 = R2 = 50\ k\Omega$, $C1 = C2 = 0.1\ nF$ 73

5.1 วงจรข่ายลีด – แล็ก (lead – lag network) โดยที่ค่าอุปกรณ์ที่อนุกรมและขนานของ R และ C ที่ค่าเท่ากัน 76

5.2 ผลตอบสนองความถี่ทางขนาดและเฟสของวงจรข่ายลีด – แล็ก (lead – lag network) 76

5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ (Wien bridge oscillator) 77

5.4 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ใช้วงจรวีนบริดจ์ 78

5.5 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์แบบวีนบริดจ์ ...80

5.6 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ด้วยโครงสร้างวงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี ไลน์ แบบ 1 ชั้น 81

5.7 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี ไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า $R = 1\ k\Omega$, $C = 1\ nF$ 82

5.8 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า $R = 1\ k\Omega$, $C = 1\ nF$ 82

5.9 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า $R = 1\ k\Omega$, $C = 10\ nF$ 83

5.10 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า $R = 1\ k\Omega$, $C = 10\ nF$ 83

5.11 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า $R = 1\ k\Omega$, $C = 100\ nF$ 84

5.12 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า $R = 1\ k\Omega$, $C = 100\ nF$ 84

5.13 กราฟของผลการทำงานในการเกิดสัญญาณวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น 86

5.14 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ด้วยโครงสร้างวงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น 87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.15 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 1 nF 88

5.16 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 1 nF 88

5.17 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 10 nF 89

5.18 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 10 nF 89

5.19 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 100 nF 90

5.20 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 100 nF 90

5.21 กราฟของผลการทำงานในการเกิดสัญญาณวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น 92

5.22 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ที่สภาวะอัตราการขยายเกินขอบเขต 93

5.23 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ร่วมกับหลักการในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล 94

5.24 ผลการทดลองสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่แบบใหม่ 95

5.25 ผลการทดลองการกำเนิดสัญญาณทดสอบที่ความถี่ในการเกิดสัญญาณต่ำ 96

5.26 สภาวะของการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ของวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอ 97

5.27 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้างเสมือน ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี 98

5.28 สัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล 98

5.29 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล 99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

5.1 การปรับค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุต่อความถี่ การกำเนิดสัญญาณ
รูปคลื่นไซน์ โดยใช้การป้อนกลับแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น 85
5.2 การปรับค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุต่อความถี่ การกำเนิดสัญญาณ
รูปคลื่นไซน์ โดยใช้การป้อนกลับแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น 91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ที่มาของงานวิจัย

วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่เป็นวงจรที่มีความสำคัญมากในงานด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมคม เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ในการมอดูเลตในระบบสื่อสารโทรคมนาคม สัญญาณฐานเวลาในระบบประมวลผลสัญญาณทางดิจิตอล เป็นต้น ได้มีการศึกษาและออกแบบวิจัยวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ [1] , [2] , [3] , [4] ในลักษณะต่างๆ โดยมีส่วนประกอบของวงจรที่ประกอบไปด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และ ตัวขดลวดเหนี่ยวนำ (R , L , C) ซึ่งจากโครงสร้างของวงจรในส่วนป้อนกลับนั้นจะมีผลของการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ข้างเคียง และผลของการเป็นสัญญาณรูปคลื่นต่อค่าคุณสมบัติฮาร์มอนิกสเปกตรัมความถี่ และความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้น (Distortion Signal) ทำให้เกิดแนวคิดในการนำโครงสร้างของวงจรชนิดใหม่มาทำการวิเคราะห์และแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นและยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรต่าง ๆ ที่ต้องการใช้สัญญาณความถี่และมีรูปแบบที่เหมาะสมต่อการนำไปทำเป็นวงจรรวมแบบ Monolithic ได้

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ปัญหาที่น่าสนใจคือ ยังไม่บทความหรืองานวิจัยที่นำเอาโครงสร้างของยูนิฟอร์มดิสทริ บิวด์ อาร์ซีไลน์ทั้งแบบ 1 ชั้นและ 2 ชั้น มาสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ในรูปแบบสัญญาณต่าง ๆ เช่น สัญญาณรูปคลื่นไซน์ และสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งโดยส่วนใหญ่ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ได้ถูกนำมาใช้งานในวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟในรูปแบบต่าง ๆ ทั้งแบบ 1 ชั้นและหลายชั้น ($\overline{URC}$ and $\overline{MURC}$) [5] , [6] , [7] , [8] และที่สำคัญตัวโครงสร้าง ของยูนิฟอร์มดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ สามารถนำไปสร้างเป็นส่วนประกอบต่าง ๆ ในการออกแบบวงจรรวมขนาดใหญ่ (VLSI) ได้ง่าย

ดังนั้นเมื่อทำการศึกษาวิจัยและเข้าใจถึงคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ในการกำหนดค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ และการจัดรูปแบบของวงจรให้สอดคล้องกับการกำเนิดสัญญาณในรูปคลื่นไซน์ และเข้าใจสภาวะของโพลวิกฤติ ที่เกิดขึ้นในวงจรเพื่อเข้าไปสู่เงื่อนไขของการวิเคราะห์การทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ตามบรรทัดฐานของบาร์คเฮาเซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ทั้งแบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น เป็นวงจรในส่วนของการป้อนกลับของวงจรกำเนิดสัญญาณโดยต่อวงจรร่วมกับส่วนขยายสัญญาณที่เป็นวงจรขยายสัญญาณที่มีผลตอบสนองแบบหนึ่งโพล ซึ่งยังไม่มีการนำคุณสมบัติในด้านการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นต่าง ๆ มาวิจัย จากคุณสมบัติโดยทั่วไปของ ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ที่มีคุณลักษณะผลการตอบสนองทางขนาดที่ดี มีค่าความไวต่ำ แบนด์วิทด์ที่แคบ และไม่มีปัญหาเรื่องผลข้างเคียงของวงจรในการนำไปใช้งาน และการทำวิจัยอยู่ในรูปตัวประกอบ R และ C โดยโครงสร้างของตัวดิสทริบิวด์ที่เป็นอิลิเม้นท์ RC สามารถสร้างได้ในรูปของเทคโนโลยีแบบ Thin-Film หรือ เป็นการออกแบบวงจรรวมขนาดใหญ่ได้ในภายหลัง

ตัวอิลิเมนท์ที่เป็นตัวดิสทริบิวด์ RC นั้นมีหลายรูปแบบ คือ คาปาซิทีฟแบบ 1 ชั้น และคาปาซิทีฟแบบหลายชั้น [9] , [10] , [11] โดยวิทยานิพนธ์นี้จะนำตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ มาต่อเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ และหาคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรรวมทั้งผลของค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์

โดยทำการทดลองออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ที่ใช้ ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี เป็นวงจรส่วนการป้อนกลับ จะใช้การจำลองผลการทำงานของวงจรในการกำเนิดสัญญาณความถี่ด้วยโปรแกรม PSpice เปรียบเทียบกับการต่อวงจรจริงในรูปของ ลัมด์อิลิเม้นท์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อารซีไลน์ เพื่อหาสภาวะการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ที่สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับการต่อวงจรจริง และทดสอบหาผลของความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นในวงจรด้วยการวัดทดสอบค่าสัญญาณความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการพัฒนาแนวคิดในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณนอกเหนือจากการนำอุปกรณ์ในส่วนของการป้อนกลับที่โดยส่วนใหญ่ใช้คุณสมบัติของวงจรโครงข่าย RLC หรือ RC เป็นหลัก โดยในที่นี้ได้นำเอาโครงสร้างของอุปกรณ์ที่เรียกว่า ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ไลน์ ซึ่งมีคุณสมบัติพารามิเตอร์เสมือนสายนำสัญญาณที่มีค่าความนำต่ำ (Lossless Transmission Line) มาใช้เป็นส่วนของการป้อนกลับในวงจร โดยผลการทดสอบคุณสมบัติของวงจรจะทำการเปรียบเทียบกับวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ อาซีแบบวีนบริดจ์ เพื่อทำการเปรียบเทียบผลรูปคลื่นของสัญญาณมีค่าฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นน้อยกว่า 1% และเป็นการเสนอรูปแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ใช้โครงสร้างในส่วนตัวประกอบวงจรแบบใหม่ในรูปแบบของสัญญาณเชิงผสม (Mix-signal circuit) ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยผลการวิเคราะห์จากการออกแบบวงจรและสมการต่าง ๆ จะทำการเปรียบเทียบกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบจริงด้วยการสร้างวงจรและการจำลองคุณสมบัติของวงจรด้วย PSpice และการวิเคราะห์ผลทางสมการตอบสนองของวงจรด้วย MATLAB วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท ด้วยกัน โดยบทแรกเป็นการกล่าวถึงที่มาของการวิจัย วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ โดยส่วนรายละเอียดของบทต่าง ๆ ในอีก 5 บทที่เหลือนั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึง ทฤษฎีพื้นฐานทั่วไปที่จำเป็นต่อการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นั่นคือหลักการของการกำเนิดสัญญาณความถี่ และบรรทัดฐานของบาร์คเฮาเซ่น

บทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีของตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น และการนำเสนอโครงสร้างเสมือนของทรานซิสเตอร์เป็นตัว ยูนิฟอร์ท ดิสทริบิวด์ อาร์ซี ที่เป็นหลักการใหม่ของการใช้งานตัว ยูนิฟอร์ท ดิสทริบิวด์ อาร์ซี

บทที่ 4 เป็นการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างและส่วนป้อนกลับของวงจรด้วยตัว ยูนิฟอร์ท ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ ทั้งแบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น และการนำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์แบบใหม่ โดยใช้รูปแบบวงจรกรองแถบความถี่ และ การนำเสนอวงจรขยายสัญญาณหนึ่งโพล การหาเสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณและความไวของวงจร ยูนิฟอร์ท ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ รวมทั้งเสนอผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอโดยใช้วิธีการทางโปรแกรมการวิเคราะห์สัญญาณการเกิดความถี่ด้วย PSpice

บทที่ 5 เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณที่กล่าวมาในบทที่ 4 และนำเสนอหลักการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่แบบใหม่ โดยใช้วงจรโครงสร้างเสมือนตัว ยูนิฟอร์ท ดิสทริบิวด์ อาร์ซี ที่เป็น ทรานซิสเตอร์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณแบบ หนึ่งโพล ทำให้ประสิทธิภาพในการกำเนิดสัญญาณ มีความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของสัญญาณต่ำกว่า 1 เปอร์เซนต์

บทที่ 6 จะเป็นบทสรุปผลการวิจัย และการเสนอแนะผลของการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์ทั้งหมดเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

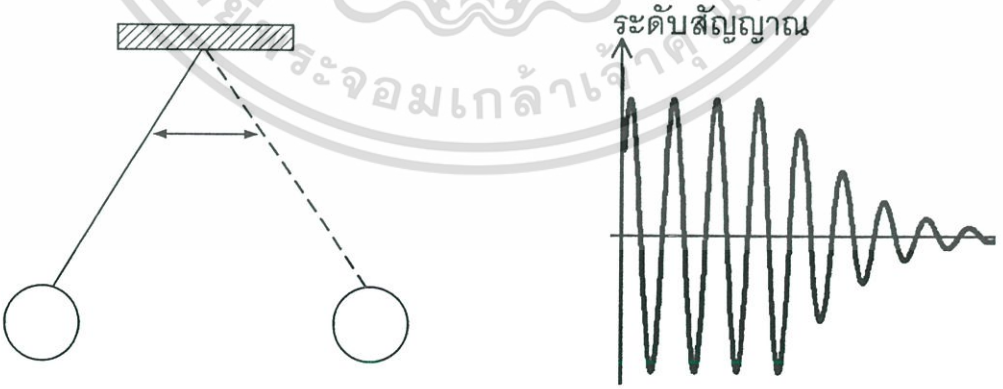
บทที่ 2
ทฤษฎีทั่วไป

2.1 กล่าวนำ

วงจรกำเนิดสัญญาณหรือวงจรออสซิเลเตอร์ คือ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณรูปคลื่นไฟฟ้าที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่สร้างขึ้นมานี้เรียกว่า "รูปคลื่นสัญญาณ" โดยวงจรกำเนิดสัญญาณแบ่งเป็น วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์และวงจรกำเนิดสัญญาณที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์ เช่น รูปสัญญาณสี่เหลี่ยม รูปสัญญาณพัลส์ รูปสัญญาณสามเหลี่ยม และ รูปสัญญาณฟันเลื่อย เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยมีขนาดและความถี่คงที่ ทั้งนี้สัญญาณรูปคลื่นไซน์นั้นเป็นสัญญาณที่เป็นรูปแบบผลตอบสนองตามธรรมชาติ และนำไปใช้งานอย่างกว้างขวาง ทางด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

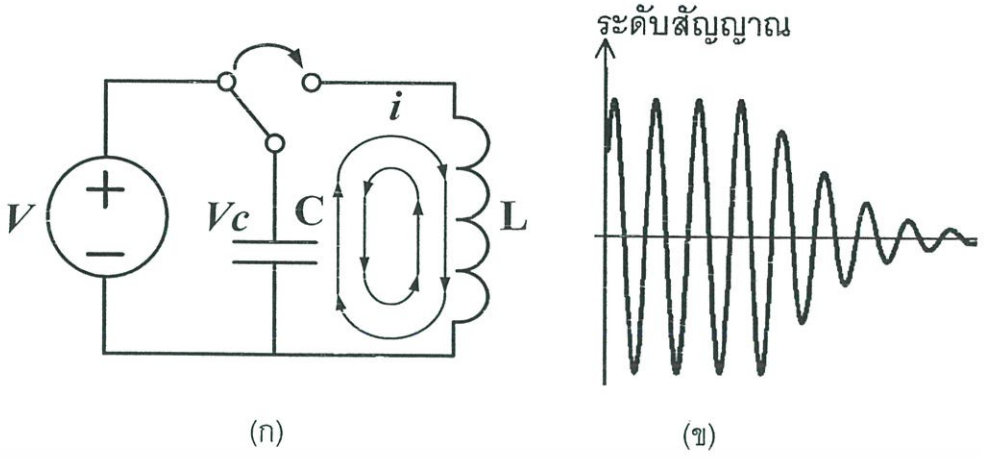
2.2 หลักการเบื้องต้นของการกำเนิดสัญญาณ

ตามรูปที่ 2.1 (ก) เป็นสภาวะการเกิดรูปแบบของการแกว่งทางกายภาพทางกล เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือจะทำให้เกิดการแกว่งหรือออสซิเลทด้วยคาบเวลาคงที่ดังรูปที่ 2.1(ข) แต่ต่อมาขนาดหรือระยะทางของการแกว่งจะลดลงเรื่อย ๆ จนกระทั่งหยุดลง เนื่องจากผลของการต้านของอากาศและความฝืดของจุดที่ยึดลูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวความคิดนี้สามารถนำมาใช้กับคุณสมบัติทางวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 แสดงการออสซิลเลตทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

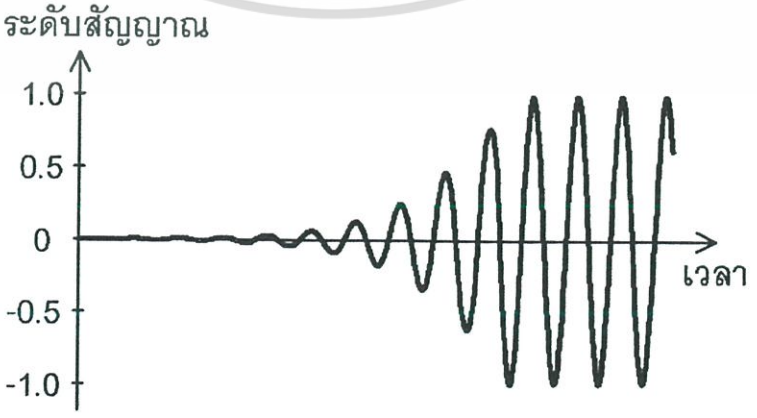


(ก) (ข)

รูปที่ 2.2 แสดงการเกิดสัญญาณออสซิลเลตทางด้านวงจรไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.2(ก) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมาทางด้านขวา หลังจากที่ตัวเก็บประจุได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันโดยประจุค่าแรงดันไฟฟ้าเต็มแล้ว กระแสไฟฟ้าจะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุผ่านไปยังขดลวด (L inductor) แต่เนื่องจากขดลวดมีคุณสมบัติของการเฉื่อยหรือไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ ดังนั้นเมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากตัวเก็บประจุ ไปยังขดลวดหมดแล้ว ก็จะเกิดกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับทางกับทิศทางแรกเข้าไปที่ตัวเก็บประจุอีกครั้ง กลับไปกลับมาเช่นนี้ สภาวะการไหลของกระแสออสซิลเลตจะเป็นดังที่กล่าวมาแล้ว และเนื่องจากผลของความต้านทานภายในวงจร ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไป นั่นหมายความว่า การออสซิลเลตหรือการกำเนิดสัญญาณจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ จะสามารถเขียนได้เป็นกราฟดังรูปที่ 2.2(ข) ซึ่งจะเหมือนกับการออสซิลเลตทางกล

การออสซิลเลตหรือการกำเนิดสัญญาณในลักษณะนี้เรียกว่า การออสซิลเลตแบบแดมป์ (Damped Oscillation) เพื่อที่จะช่วยให้การกำเนิดสัญญาณเป็นไปอย่างต่อเนื่อง จะต้องมีกำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับกำลังที่สูญเสียไป ลักษณะของการกำเนิดสัญญาณในช่วงเริ่มแรกและการเพิ่มหรือใส่กำลังเข้าไปเพื่อให้ขนาดของสัญญาณมีค่าคงที่แสดงดังรูปที่ 2.3



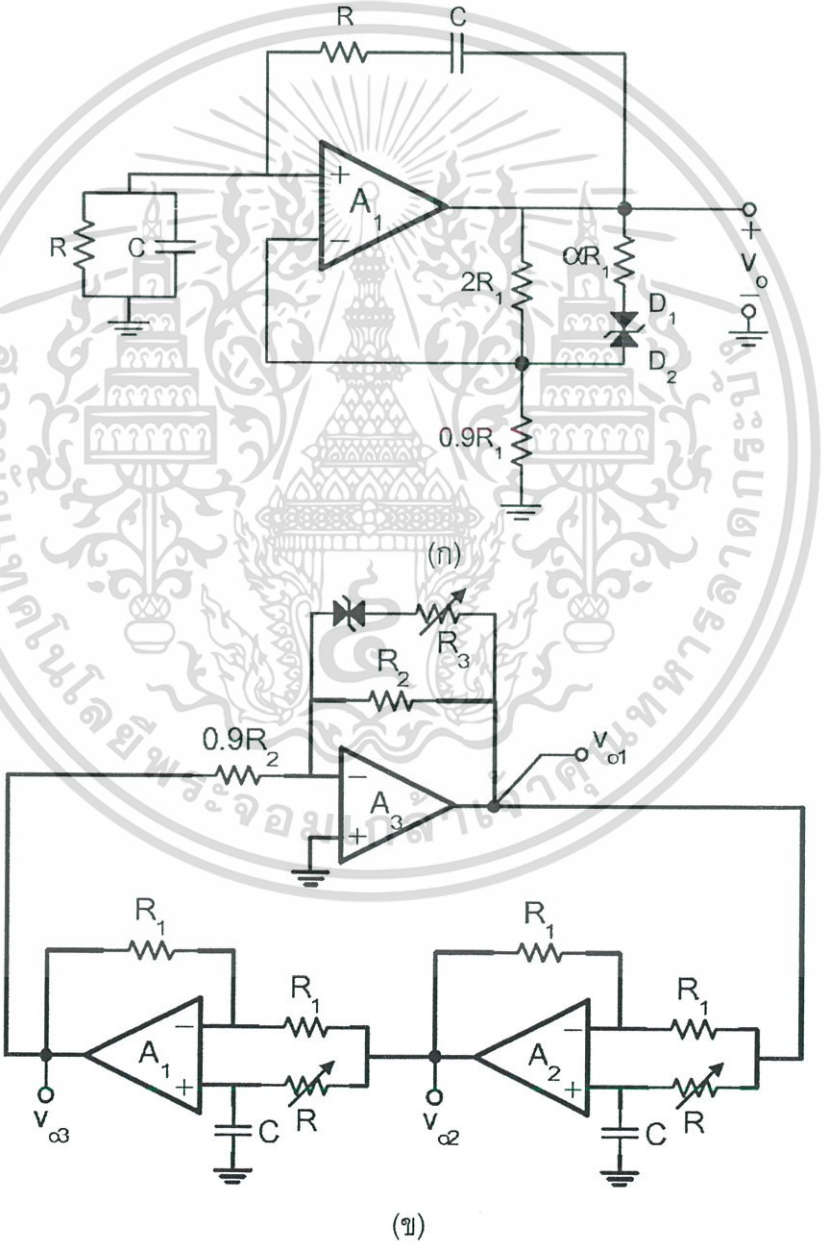
รูปที่ 2.3 การกำเนิดสัญญาณออสซิลเลตในช่วงเริ่มต้นและค่าสัญญาณต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ประเภทของวงจรกำเนิดสัญญาณ

ประเภทของวงจรกำเนิดสัญญาณสามารถแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ซึ่งวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ประเภทคือ

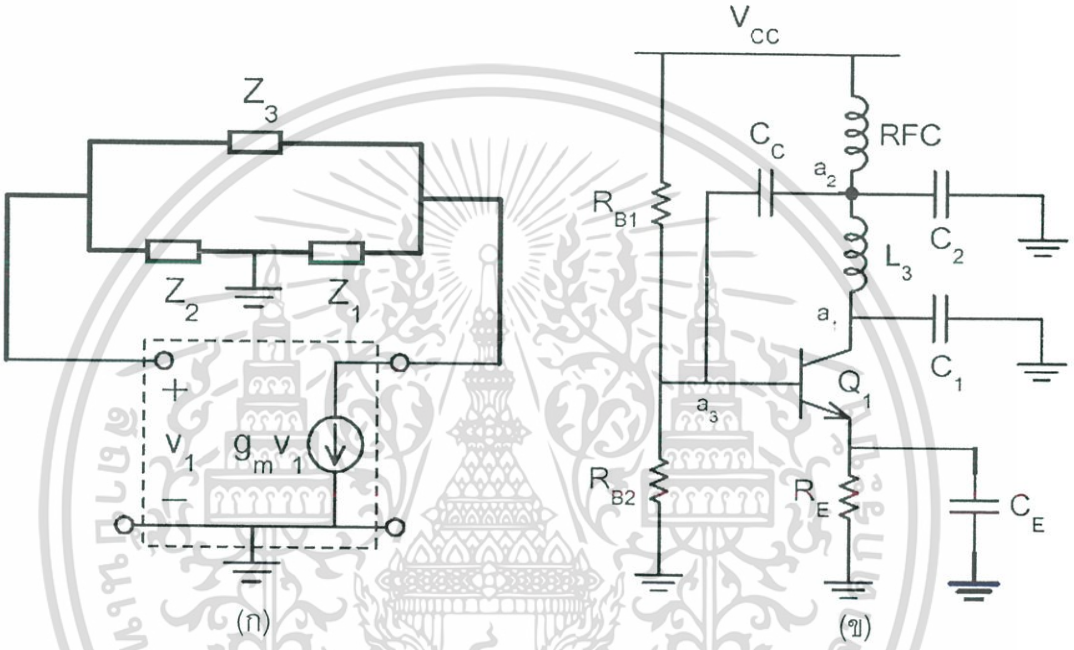
1) วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบ RC ซึ่งใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในการกำหนดค่าสัญญาณความถี่มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ วีนบริดจ์ (Wien-Bridge oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเลื่อนเฟส (Phase shift) เป็นต้น วงจรประเภทนี้มีข้อดีคือ สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ และสามารถใช้งานในย่านความถี่สูงได้ รูปแบบของวงจรเบื้องต้นแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบ RC (ก) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ Wien-Bridge (ข) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเลื่อนเฟส RC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

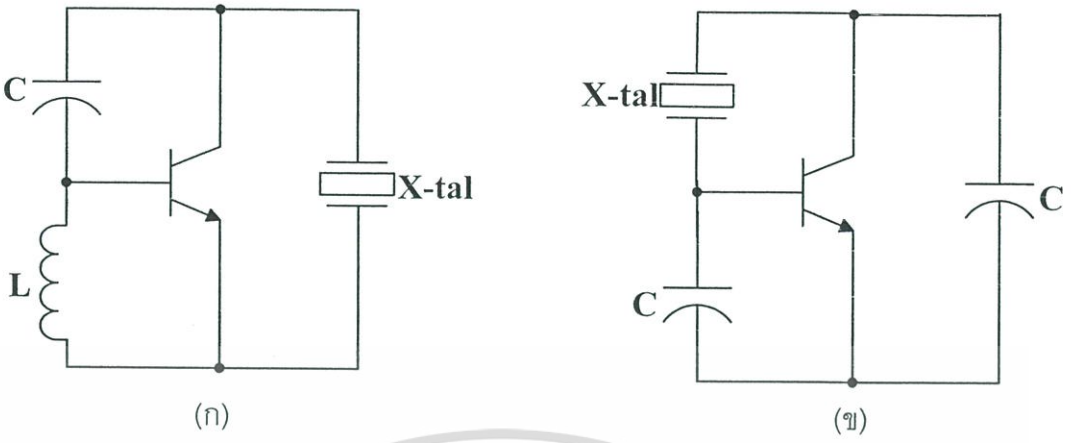
2) วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบ LC มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ เช่น แบบเลือกความถี่ คอลเลคเตอร์ (สำหรับทรานซิสเตอร์แบบไบโพล่า) หรือเดรน (สำหรับทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบฮาร์ตเลย์ (Hartley oscillators) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ (Colpitts oscillators) เป็นต้น วงจรกำเนิดสัญญาณประเภทนี้มีข้อดีคือ สามารถเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ได้ง่าย และใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่มีข้อเสียคือเสถียรภาพทางความถี่ยังไม่ดีนัก และมีปัญหาในการผลิตเป็นวงจรรวมเนื่องจากการสร้างตัวเหนี่ยวนำทำได้ยาก แต่ก็เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณที่นิยมใช้กันโดยทั่วไป ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบ LC (ก) หลักการวงจรกำเนิดสัญญาณแบบ 3 จุด LC (ข) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์

3) วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์ควบคุมด้วยผลึก (Crystal) เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์แร่ผลึกร่วมกับส่วนของวงจรขยายสัญญาณ เช่น ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ โดยวงจรประเภทนี้มีข้อดีคือ เสถียรภาพทางความถี่ที่ดีมากซึ่งเกิดจากคุณสมบัติของอุปกรณ์แร่ผลึก และสามารถใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่มีข้อเสียคือความสามารถในการเปลี่ยนแปลงความถี่ทำได้ยากมาก แต่ก็เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีการนำมาใช้ในวงจรต่าง ๆ มากมาย เช่น สัญญาณนาฬิกาในเครื่องคอมพิวเตอร์ วิทยุสื่อสารหรือใช้ในวงจรวงจรเฟสล็อคลูป รูปแบบของวงจรเบื้องต้นแสดงดังรูป 2.6

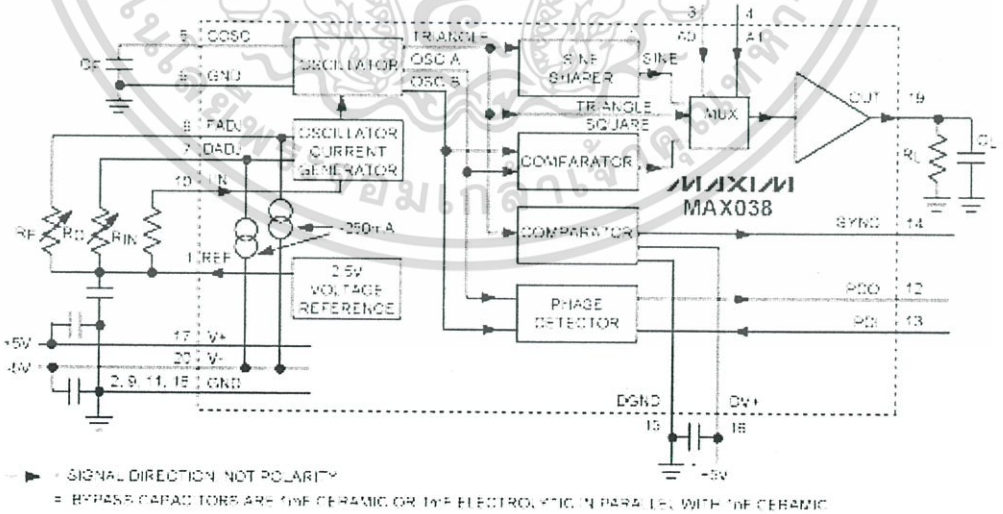
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)

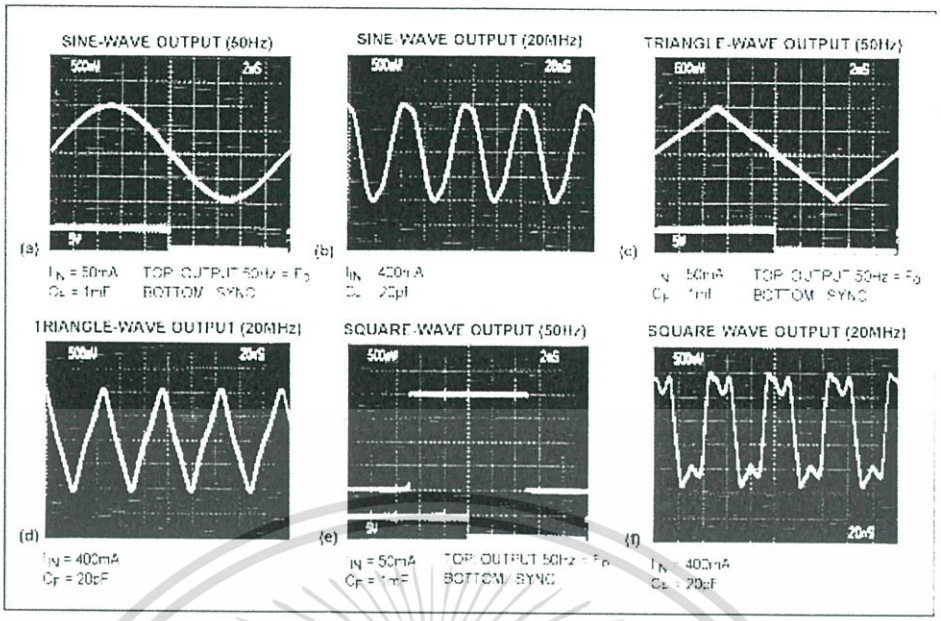
รูปที่ 2.6 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์ชิ้นผลึกแบบ (ก) ฮาร์ตเลย์ (ข) โคลพิตตส์

4) วงจรกำเนิดสัญญาณที่อยู่ในรูปวงจรรวม หรือที่เรียกว่าไอซีฟังก์ชั่นเจนเนอเรเตอร์ (IC Function Generator) เป็นวงจรที่ผลิตขึ้นมาเพื่อสร้างสัญญาณโดยเฉพาะ เช่น ไอซีเบอร์ MAX 038 XR 2240 และ เบอร์ 8038 ข้อดีของวงจรชนิดนี้คือ ใช้งานง่าย ไม่ยุ่งยาก สามารถปรับค่าความถี่ได้โดยใช้หลักการของวงจรควบคุมภายในหรือ VCO (Voltage Controlled Oscillator) และยังสามารถเลือกรูปร่างของสัญญาณได้หลายแบบ เช่น สัญญาณรูปคลื่นไซน์ หรือ สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เป็นต้น แต่มีข้อเสียคือ มีขอบเขตในการกำเนิดค่าสัญญาณความถี่ได้จำกัดตามข้อกำหนดของคุณสมบัติของตัวไอซีต่าง ๆ โดยส่วนมากจะมีความถี่สูงสุดไม่เกิน 10 MHz รูปแบบของวงจรแสดงดังรูป 2.7



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

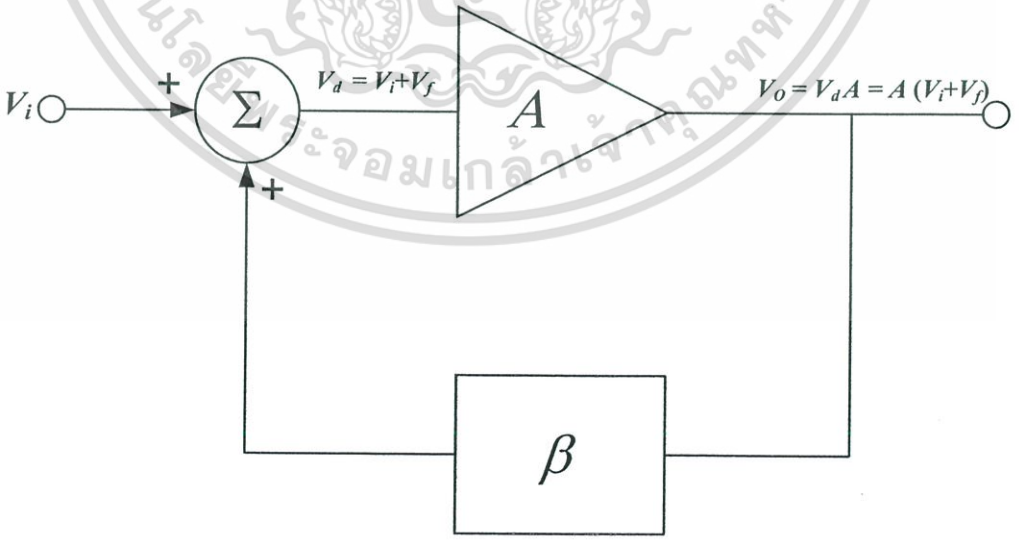


(ข)

รูปที่ 2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ไอซีเบอร์ MAX 038

2.4 หลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนกลับ

วงจรกำเนิดสัญญาณหรือวงจรออสซิลเลต เป็นวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณไฟฟ้าที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยใช้หลักการป้อนกลับของสัญญาณ (Feedback Circuit) จากเอาต์พุตกลับเข้ามายังอินพุตที่เป็นแบบบวก ซึ่งเรียกว่า การป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) หรือรีเจนเนอเรเตอร์ (Regenerator) ซึ่งเขียนได้ดังรูป 2.8



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบการป้อนกลับแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกไดอะแกรมการป้อนกลับแบบบวก ประกอบไปด้วยสัญญาณอินพุต V_{in} และมีสัญญาณป้อนกลับเป็น V_f และในกรณีที่สัญญาณป้อนกลับมีเฟสตรงกันกับอินพุต ก็จะทำให้สัญญาณที่ป้อนกลับมีค่าเป็นบวกด้วย ดังนั้นค่าสัญญาณความแตกต่าง V_d จึงมีค่าเป็น

$$V_d = V_i + V_f \qquad (2\text{-}1)$$

เมื่อมีสัญญาณเข้าไปยังวงจรขยายที่มีค่าอัตราขยายแรงดันเป็น A ก็จะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุต (V_O) มีค่าเป็น

$$V_O = AV_d = A(V_i + V_f) \qquad (2\text{-}2)$$

จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตก็จะถูกป้อนกลับไปที่ จุดรวมสัญญาณ (Σ) หลังจากผ่านโครงข่ายวงจรป้อนกลับที่มีอัตราขยาย β เป็นอัตราส่วนระหว่าง V_f กับ V_O ถ้ากำหนดให้ A_f คืออัตราขยายลูปปิด (closed loop gain) ที่มีค่าเท่ากับอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอินพุตดังสมการ

$$A_f = \frac{V_O}{V_i} \qquad (2\text{-}3)$$

จากสมการ (2-2) และ (2-3) สามารถเขียนสมการได้ใหม่ว่า

$$Af = \frac{AV_d}{V_d - V_f} = \frac{AV_d}{V_d - \beta V_o} = \frac{AV_d}{V_d - \beta AV_d} = \frac{AV_d}{V_d(1-\beta A)}$$

จะได้

$$A_f = \frac{A}{1-\beta A} \qquad (2\text{-}4)$$

จากสมการด้านบนเราเรียกค่า $A\beta$ ว่าอัตราขยายลูป (Loop Gain) จากสมการที่ (2-4) ถ้ากำหนดให้ $A\beta = 1$ จะทำให้อัตราขยาย A_f เป็นอนันต์

$$A_f = \frac{A}{1-\beta A} = \frac{1}{1-1} = \text{infinity}\ (\infty)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ สภาวะที่แรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นค่าใดค่าหนึ่ง ในขณะที่ไม่มีค่าแรงดันอินพุตให้กับระบบ ที่แสดงให้เห็นว่าระบบสามารถผลิตสัญญาณเอาต์พุตได้ โดยไม่ต้องมีค่าแรงดันอินพุต ซึ่งเป็นข้อกำหนดที่สำคัญอย่างหนึ่งในการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ

2.5 ข้อกำหนดของการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์

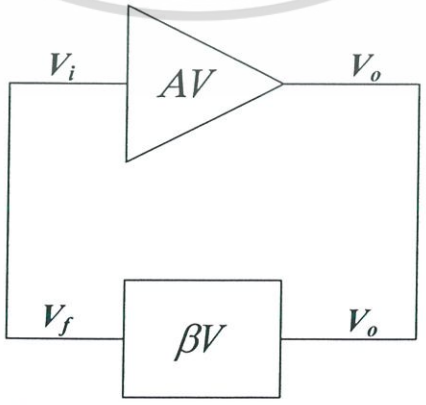
การสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณในแต่ละแบบจำเป็นต้องมีข้อกำหนดของแต่ละวงจรที่แตกต่างกันไป เช่น การสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมสามารถสร้างได้ง่าย โดยการต่อวงจรในลักษณะการป้อนกลับแบบบวกเข้ากับออปแอมป์ เพื่อใช้ขับสัญญาณด้านบวก และลบสลับกันไป สำหรับวงจรกำเนิดสัญญาณแบบฟันเลื่อยก็สามารถสร้างง่ายโดยใช้การอินทิเกรตสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความเที่ยงตรง และการสร้างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ก็สามารถสร้างได้จากสัญญาณฟันเลื่อยได้เช่นกัน แต่สัญญาณที่ได้จะมีค่าความเพี้ยนสูง ดังนั้นการสร้างสัญญาณรูปคลื่นไซน์จึงต้องมีวิธีการพิเศษ ซึ่งสามารถสรุปได้จากบรรทัดฐานของบาร์คเฮาเซ่น (Barkhausen Criterion)

ข้อกำหนดของบาร์คเฮาเซ่น ได้อธิบายว่า การสร้างสัญญาณคลื่นไซน์ที่บริสุทธิ์ (pure sine) จะต้องประกอบด้วยเงื่อนไขสามประการคือ [10]

1) วงจรที่ใช้กำเนิดสัญญาณต้องเป็นวงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) เท่านั้น
2) ผลคูณของวงจรขยายป้อนกลับ (β) กับอัตราขยายลูปเปิด (A) จะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง
3) ค่าเฟสของวงจรสร้างความถี่จะต้องมีการเลื่อนไป 0° หรือ 360° และจะต้องมีเพียงความถี่เดียวเท่านั้น

ข้อกำหนดทั้งสามข้อนี้เรียกว่า "ข้อกำหนดของบาร์คเฮาเซ่น" ซึ่งในความเป็นจริงแล้วอาจมีวิธีการอื่นที่สามารถสร้างสัญญาณไซน์ได้อีก แต่ข้อกำหนดนี้เป็นหลักการพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณอื่น ๆ อีกหลายชนิดใช้กัน

2.6 ข้อกำหนดและการป้อนกลับของการกำเนิดสัญญาณ



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมการกำเนิดสัญญาณโดยใช้การป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.9 เป็นบล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้การป้อนกลับที่ทำงานในรูปแบบของแรงดัน ถ้ากำหนดให้อัตราขยายของวงจรมีค่าเป็น A_v และอัตราขยายตัวป้อนกลับมีค่าเป็น β_v จะได้ว่า

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \qquad (2\text{-}5)$$

$$\beta_v = \frac{V_f}{V_o} \qquad (2\text{-}6)$$

ถ้า Vf > Vi การกำเนิดสัญญาณก็จะเริ่มขึ้น และได้ค่าอัตราขยายลูปเป็น

$$A_v\beta_v = \frac{V_f}{V_i} > 1 \qquad (2\text{-}7)$$

จากสมการที่ (2-7) เป็นสมการข้อกำหนดของการกำเนิดสัญญาณ และถ้าต้องการให้เกิดการกำเนิดสัญญาณอย่างต่อเนื่องก็จะต้องทำให้ค่าอัตราขยายลูปมีค่าเป็นหนึ่ง นั่นคือ

$$A_v\beta_v = 1 \qquad (2\text{-}8)$$

จากสมการที่ (2-8) เรียกว่าสมการของการกำเนิดสัญญาณอย่างต่อเนื่อง และเนื่องจากค่าของ A_v และ β_v จะมีค่าเป็นเลขจำนวนเชิงซ้อน (Complex Number) ค่าที่ได้จะมีอยู่สองส่วน ในส่วนแรกเป็นค่าจำนวนจริง และอีกส่วนหนึ่งเป็นจำนวนจินตภาพ (Imaginary Number) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\mathrm{Re}\ (A_v\beta_v) = 1 \qquad (2\text{-}9)$$

$$\mathrm{Im}\ (A_v\beta_v) = 0 \qquad (2\text{-}10)$$

จากสมการที่ (2-9) เรียกว่า ข้อกำหนดของขนาดแรงดันสัญญาณ ซึ่งใช้หาค่าของ A_v และ β_v ที่ทำให้การกำเนิดสัญญาณแบบต่อเนื่องได้ ส่วนสมการที่ (2-10) เรียกว่าข้อกำหนดของความถี่สัญญาณ ซึ่งจะใช้ในการหาค่าความถี่ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 เสถียรภาพของความถี่และขนาดสัญญาณ

ความสามารถของวงจรกำเนิดสัญญาณหรือวงจรออสซิลเลตที่จะกำเนิดสัญญาณได้ความถี่ถูกต้องเรียกว่า เสถียรภาพของความถี่ (frequency stability) ค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณขึ้นอยู่กับส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจร และสามารถแปรเปลี่ยนได้ตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ อุปกรณ์ เสถียรภาพของความถี่ที่ดีทำได้โดย การทำให้การเลื่อนเฟสซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่เรโซแนนซ์อย่างแน่นอน นั่นคือทำให้อัตราการเลื่อนเฟสต่อความถี่ หรือค่าของ $|d\phi/d\omega|$ ที่ความถี่ $\omega = \omega_0$ ทั้งนี้เพื่อให้การเปลี่ยนแปลงทางความถี่ (ω) เพียงเล็กน้อยที่จะทำให้เฟสเลื่อนได้รับการแก้ไขและปรับเปลี่ยนอัตราขยายลูป (loop gain) เพื่อให้การเลื่อนเฟสเท่ากับศูนย์

ตัวประกอบคุณภาพ Q (quality factor) ของวงจรยังสามารถใช้คำนวณหาเสถียรภาพของความถี่ นั่นคือ Q มีค่าสูงมากทำให้เสถียรภาพของความถี่ดีขึ้นด้วย เนื่องจากการแปรเปลี่ยนเฟสที่ความถี่เข้าใกล้สภาวะเรโซแนนซ์มีค่าสูงขึ้น ปกติวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้แร่ผลึกมีเสถียรภาพของความถี่ดีกว่าวงจรกำเนิดสัญญาณแบบ RC หรือ LC โดยเฉพาะที่ความถี่สูงๆ เพราะว่าวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของผลึกมีค่า Q สูงมาก ซึ่งทำให้ ค่าของ $|d\phi/d\omega|$ มีค่าสูงด้วย ดังนั้นวงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้แร่ผลึกกับ LC จะใช้สำหรับกำเนิดสัญญาณที่ความถี่สูง ส่วนวงจรกำเนิดสัญญาณแบบ RC ใช้กำเนิดสัญญาณที่ความถี่ในย่านวิทยุ

ในส่วนของอัตราขยายจริงของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ สามารถแปรเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบต่าง ๆ เช่น อุณหภูมิ อายุการใช้งานและจุดทำงาน ดังนั้น ค่าของ $|A\beta|$ อาจจะลดลงต่ำกว่าหนึ่งหน่วย ถ้าขนาดของ $|A\beta|$ ลดลงต่ำกว่าหนึ่งหน่วยอาจทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณหยุดการกำเนิดสัญญาณได้ ในทางปฏิบัติจะออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณให้มีค่า $|A\beta|$ สูงกว่าหนึ่งหน่วยแล็กน้อยที่ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ แต่ถ้าค่า $|A\beta|$ เพิ่มสูงขึ้นมากก็จะทำให้ขนาดของสัญญาณที่เอาต์พุตเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งก่อให้เกิดความบิดเบือนของสัญญาณ

สำหรับเสถียรภาพของการขยายสัญญาณที่ดี การเปลี่ยนแปลงของอัตราขยาย A เมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงของขนาดแรงดันที่เอาต์พุต V_0 ควรจะมีค่าสูง นั่นคืออัตราการเปลี่ยนแปลง A ต่อ $V_0(dA/dV_0)$ จะต้องเป็นจำนวนลบสูงมาก ปกติจะเพิ่มอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับจำกัดแรงดันเพื่อให้การกำเนิดสัญญาณมีเสถียรภาพของขนาดที่ดี เช่น ไดโอด เป็นต้น

2.8 วงจรขยายสัญญาณออป-แอมป์

ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ อัตราการขยายสัญญาณหรือส่วนวงจรขยายสัญญาณความถี่มีส่วนสำคัญในข้อกำหนดของบาร์คเฮาเซ่น วงจรออปแอมป์เป็นวงจรขยายผลต่างที่มีอัตราขยายสูงมาก และสามารถขยายสัญญาณไฟตรงได้ด้วย ออปแอมป์อุดมคติมีลักษณะดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานขาเข้า $R_i \longrightarrow \infty$

ความต้านทานขาออก $R_o = 0$

อัตราขยายผลต่าง $A_d \longrightarrow -\infty$

อัตราขยายผลร่วม $A_C = 0$

แบนด์วิดท์ $BW \longrightarrow \infty$

เอาต์พุตของสัญญาณ $Vo = 0$ เมื่อ $V_1 = V_2$

คุณลักษณะต้องไม่เปลี่ยนแปลงตามสภาวะของอุณภูมิ

สำหรับวงจรขยายผลต่างสามารถให้นิยามอัตราขยายโดยใช้ความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างแรงดันขาเข้า V_1 และ V_2 กับแรงดันขาออก V_O ดังนี้

$$Vo = A_d(V_1 - V_2) + A_c\frac{V_1 - V_2}{2} \qquad (2\text{-}11)$$

$V_1 - V_2$ คือค่าผลต่างถ้าเลือก V_1 เป็นสัญลักษณ์ของแรงดันที่ขั้วเข้ากลับเฟส อัตราขยายฟลต่าง A_d จะมีค่าเป็นลบ

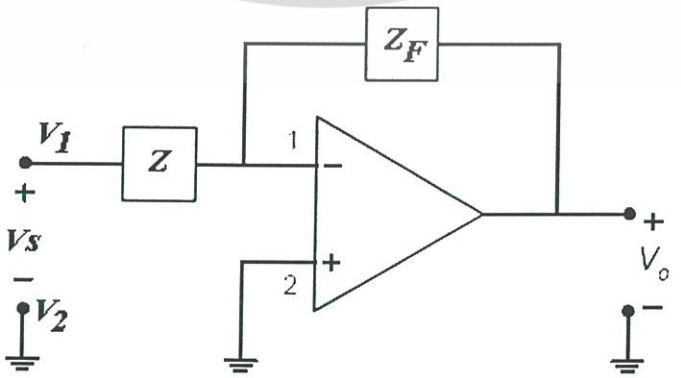
$\frac{V_1 - V_2}{2}$ คือค่าเฉลี่ยซึ่งมีชื่อเรียกว่าสัญญาณร่วม (Common-mode Signal)

ที่ขั้วขาเข้าของวงจรออปแอมป์อุดมคติ จะมีคุณสมบัติเสมือนลัดวงจร กล่าวคือแรงดันที่ขั้วเข้าเป็นศูนย์ และกระแสเข้าก็เป็นศูนย์เช่นกัน

2.8.1 วงจรขยายกลับเฟสและไม่กลับเฟส

วงจรในรูปที่ 2.10 เป็นวงจรขยายกลับเฟสคือ อัตราขยายมีค่าลบ โดยมีผลของสมการของการป้อนกลับในอัตราขยายแรงดันเท่ากับ

$$A_{VF} = \frac{V_O}{V_S} = -\frac{Z_F}{Z} \qquad (2\text{-}12)$$

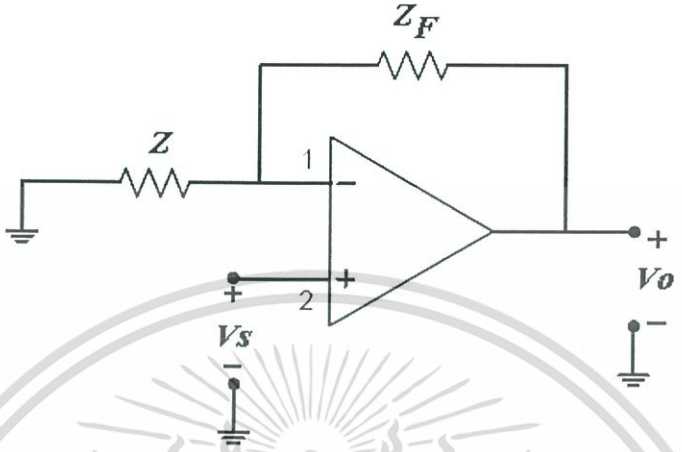


รูปที่ 2.10 วงจรขยายกลับเฟสพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

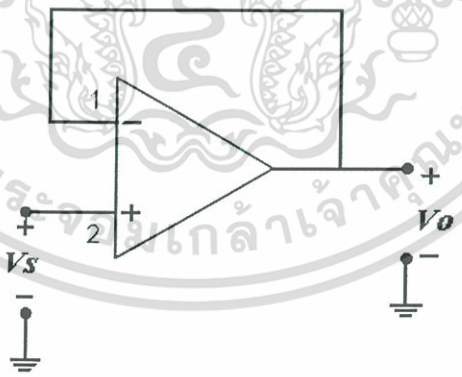
ถ้าต้องการอัตราขยายค่าบวก ให้ต่อวงจรดังรูปที่ 2.11 โดยมีสมการอัตราขยายของวงจรมีค่าเป็น

$$A_{VF} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{Z + Z_F}{Z} \qquad (2\text{-}13)$$



รูปที่ 2.11 วงจรขยายไม่กลับเฟส

ในกรณีของวงจรขยายไม่กลับเฟสที่เมื่อค่า $Z_F = 0$ หรือแทน Z_F ด้วยการลัดวงจรในเงื่อนไขนี้ ค่าของ $A_{VF} = 1$ นั่นคือแรงดันเอาต์พุตแปรค่าตามแรงดันอินพุต เราเรียกวงจรแบบนี้ว่าวงจรแรงดันตาม (voltage follower) แสดงวงจรดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรแรงดันตาม $V_O = V_S$

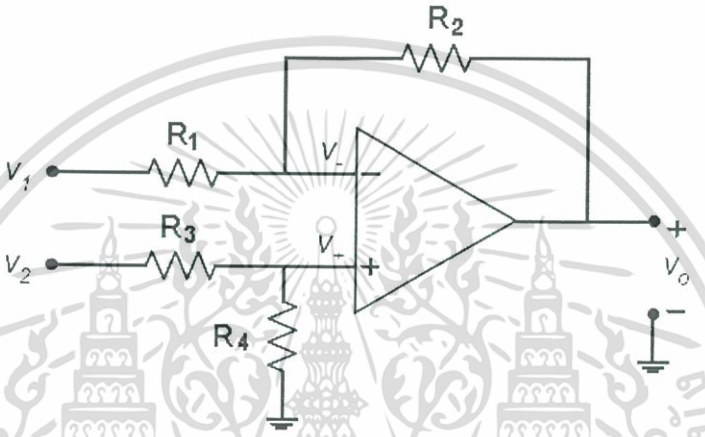
วงจรแรงดันตาม ทำหน้าที่เป็นกันชน (buffer) นั่นคือความต้านทานขาเข้ามีค่าสูง และความต้านทานขาออกมีค่าต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.2 วงจรขยายผลต่าง

รูปที่ 2.13 แสดงการใช้วงจรออปแอมป์เป็นวงจรขยายผลต่าง นั่นคือแรงดันเอาต์พุต V_O ขึ้นอยู่กับผลต่างระหว่างแรงดันอินพุต V_1 และ V_2 จากวงจรทั่วไปในรูปที่ 2.13 เราสามารถคำนวณหาแรงดันขาออกโดยใช้ทฤษฎีบทของการทับซ้อน (superposition) ดังนี้

$$V_O = -\frac{R_2}{R_1}V_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1}V_2 \qquad (2\text{-}14)$$



รูปที่ 2.13 วงจรขยายผลต่าง

ในกรณีอัตราส่วนความต้านทานเท่ากัน หรือ $R_1/R_2 = R_3/R_4$ จะได้ผลของสมการคือ

$$V_O = -\frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) \qquad (2\text{-}15)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ 2-11 ในกรณีอุดมคติ วงจรขยายในรูปที่ 2.13 จะมีอัตราขยายผลร่วม $A_C = 0$ และอัตราขยายผลต่าง A_d ที่มีค่าจำกัดเท่ากับ $-\frac{R_2}{R_1}$

2.8.3 วงจรที่ให้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีหนึ่งโพล

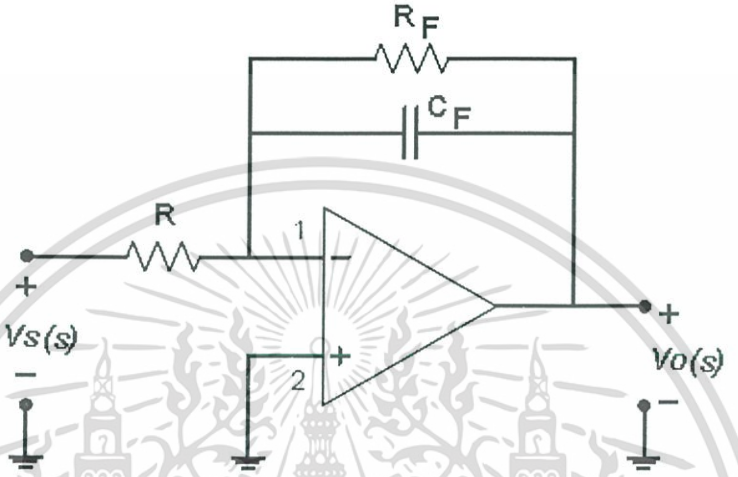
เราสามารถออกแบบวงจรที่ใช้ออปแอมป์ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่ต้องการในขอบเขตของความถี่ ฟังก์ชันถ่ายโอนก็คืออัตราขยายที่กำหนดลักษณะเชิงความถี่ เราเรียกวงจรที่มีลักษณะเชิงความถี่ตามที่กำหนดให้ว่า วงจรกรอง วงจรออปแอมป์สามารถนำมาใช้ออกแบบวงจรกรองได้อย่างดี ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรขยายที่มีอัตราขยายหรือฟังก์ชันถ่ายโอนแบบหนึ่งโพล ดังรูปที่ 2.14 เพื่อแสดงถึงหลักการเบื้องต้นก่อน ถ้าพิจารณาในขอบเขตเชิงเวลา ฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตในรูปแบบของสมการดิฟเฟอเรนเชียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

นั่นคือวงจรที่ใช้ออปแอมป์สามารถทำการเฉลยสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีหนึ่งโพลจะมีสมการดังนี้

$$A(s) = \frac{V_O(s)}{V_s(s)} = \frac{-A_O}{1 - \frac{S}{\omega_p}} \qquad (2\text{-}16)$$



รูปที่ 2.14 วงจรขยายสัญญาณที่ให้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบหนึ่งโพล

ถ้าใช้วงจรพื้นฐานของออปแอมป์ดังรูปที่ 2.10 (ก) จะได้อัตราขยายตามสมการที่ 2-12 ถ้าให้ Z เป็นความต้านทาน R และ Z_F เป็นฟังก์ชันที่มีค่าหนึ่งโพล เช่น วงจร RC ขนานดังรูปที่ 2.14 จะได้

$$Z_F = \frac{R_F}{1 + R_F C_F s} \qquad (2\text{-}17)$$

$$A_{VF} = -\frac{\frac{R_F}{R}}{1 + R_F C_F s} \qquad (2\text{-}18)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการ (2-16) และสมการ (2-18) จะได้

$$A_O = \frac{R_F}{R} \quad \text{และ} \quad \omega_p = \frac{1}{R_F C_F} \qquad (2\text{-}19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
60483

บทที่ 3
หลักการดิสทริบิวด์ อาร์ซี และโครงสร้างวงจรเสมือน

ปัจจุบัน เทคโนโลยีในการออกแบบวงจรรวม (VLSI) เข้ามามีบทบาทในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ตลอดเวลาทั้งในรูปแบบของวงจรรวมทางด้านการประมวลสัญญาณ (Signal processing) และการออกแบบวงจรรวมสัญญาณรูปแบบ (mixed signal circuit) แต่ในขั้นตอนการออกแบบวงจรพื้นฐานก็ยังคงจำเป็นต้องใช้หลักการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ด้วย การใช้อุปกรณ์แบบลัมด์อิลิเม้นท์ (Lumped Element) ที่เป็นแบบพาสซีส หรือแบบแอ็คทีฟ นอกจากนี้ยังมีเทคโนโลยีอื่น ๆ โดยเฉพาะเทคโนโลยีที่ใช้ออกแบบวงจรที่มีส่วนประกอบเป็นแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี (Distributed RC) [11-13] โดยใช้เทคโนโลยีแผ่นฟิล์มหนา (Thick-Film) หรือ แผ่นฟิล์มบาง (Thin-Film) ในการผลิตไอซี (Integrated Circuit) ซึ่งเน็ทเวอร์คแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี นี้มีคุณลักษณะทั่ว ๆ ไปที่ดีกว่า และมีขนาดที่เล็กกว่าเน็ทเวอร์คแบบลัมด์อิลิเม้นท์ อาร์ซี จึงทำให้การออกแบบวงจรเน็ทเวอร์คแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี สามารถนำไปใช้ได้ง่าย

เน็ทเวอร์คแบบดิสทริบิวท์ อาร์ซี มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ ดังที่จะยกตัวอย่างคือ โครงสร้างแผ่นฟิล์มบางแบบมัลติเลเยอร์ (Multilayer) ที่มีชั้นของตัวนำ (Conductor) ความต้านทาน (Resistive) และฉนวน (Dielectrics) ประกอบติดเข้าด้วยกัน โดยชั้นของความต้านทาน และตัวนำอาจจะมีจุดต่อออกมาหลายจุดที่ขอบทางด้านข้างของดิสทริบิวด์ อาร์ซี ที่อาจอยู่ในรูปแบบที่เป็น รอยต่อ พี-เอ็น หลายจุดสัมผัส (Multi Contacted P-N Junction) ซึ่งตัวความต้านทานจะเป็นส่วนประกอบของเซมิคอนดัคเตอร์ และตัวเก็บประจุจะเป็นผลของไบแอสที่จังก์ชัน และสำหรับในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของดิสทริบิวด์ อาร์ซี จะใช้หลักการเดียวกันกับหลักการของสายส่ง (Transmission Line) โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของแน็ททเวอร์คฟังก์ชัน ตัวดิสทริบิวด์ อาร์ซี และตัวดิสทริบิวด์ อาร์ซี แบบสองชั้น

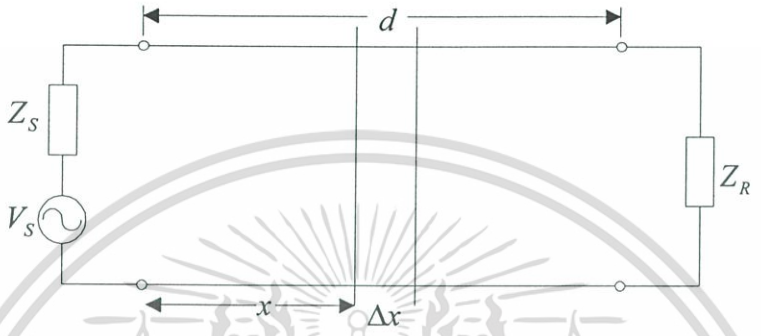
3.1 เน็ทเวอร์คฟังก์ชัน

ในการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า หรือการส่งสัญญาณข่าวสารต่าง ๆ ที่ใช้สายเคเบิล (Cable) หรือสายส่งนั้น เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านก็จะทำงานเสมือนกับว่า มีค่าความเหนี่ยวนำ (inductance : l) ค่าความจุไฟฟ้า (capacitance: c) ค่าความต้านทาน (resistive: r) และค่าความนำ(conductance: g) แพร่กระจายอยู่ตลอดภายในสายส่ง โดยถ้าพารามิเตอร์ l, c, r, g มีความสัมพันธ์กันแต่ไม่ขึ้นกับระยะทาง เราจะเรียกว่า สายส่งแบบสม่ำเสมอ (Uniform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transmission Line) และถ้าพารามิเตอร์ l, c, r, g มีความสัมพันธ์ที่ขึ้นอยู่กับระยะทาง จะเรียกว่า สายส่งแบบไม่สม่ำเสมอ (Nonuniform Transmission Line)

สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างสายส่งในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการวิเคราะห์ที่เป็นสายส่งแบบสม่ำเสมอ ดังนั้นถ้ามีการส่งสัญญาณจากด้านส่งไปยังด้านรับ ณ ที่ที่ห่างจากด้านส่งเป็นระยะ x โดยมีขนาดย่อย ๆ เป็น Δx ดังที่แสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สายส่งสัญญาณ

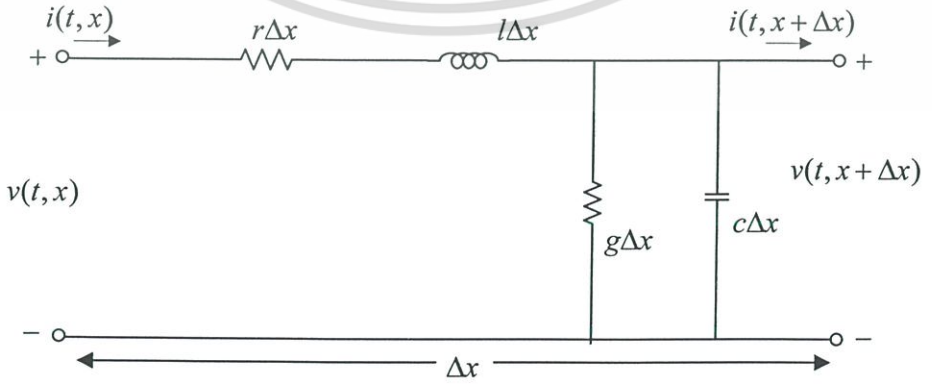
เมื่อทำการขยายช่วง Δx ออกไป จะได้วงจรเสมือน ดังรูปที่ 3.2 ซึ่ง $v(t,x), i(t,x)$ จะเป็นศักดาไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่จุด x ตามลำดับ โดยมีค่าดิสทริบิวด์พารามิเตอร์ (Distributed Parameter) ต่าง ๆ ดังนี้

r : ค่าความต้านทาน (Resistance : ohm/meter)

l : ค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance : henry/meter)

g : ค่าความนำ (Conductance : mho/meter)

c : ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance : farad/meter)



รูปที่ 3.2 ส่วนการขยายของ Δx ในวงจรสมมูลของสายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 เมื่อใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Law) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v(t,x+\Delta x)-v(t,x)\approx -\Delta x\left(l\frac{\partial i(t,x)}{\partial t}+ri(t,x)\right) \tag{3.1}$$

$$i(t,x+\Delta x)-i(t,x)\approx -\Delta x\left(c\frac{\partial v(t,x,\Delta x)}{\partial t}+gi(t,x,\Delta x)\right) \tag{3.2}$$

จากสมการ (3.1) (3.2) เมื่อกำหนดให้ลิมิตของ Δx มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะมีสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย คือ

$$\frac{\partial v(t,x)}{\partial x}=-l\frac{\partial i(t,x)}{\partial t}-ri(t,x) \tag{3.3}$$

$$\frac{\partial i(t,x)}{\partial x}=-c\frac{\partial v(t,x)}{\partial t}-gv(t,x) \tag{3.4}$$

จาก $v(t,x)$ และ $i(t,x)$ ทำการแปลงลาปลาสจะได้

$$V(s,x)=L[v(t,x)]=\int_0^\infty v(t,x)e^{-st}dt \tag{3.5a}$$

$$I(s,x)=L[i(t,x)]=\int_0^\infty i(t,x)e^{-st}dt \tag{3.5b}$$

และเมื่อหาอนุพันธ์สมการ (3.5a, b) เทียบกับ x จะได้

$$L\left[\frac{\partial v(t,x)}{\partial x}\right]=\int_0^\infty\frac{\partial v(t,x)}{\partial x}e^{-st}dt=\frac{\partial}{\partial x}\int_0^\infty v(t,x)e^{-st}dt=\frac{\partial V(s,x)}{\partial x}$$

$$L\left[\frac{\partial v(t,x)}{\partial x}\right]=\int_0^\infty\frac{\partial i(t,x)}{\partial x}e^{-st}dt=\frac{\partial}{\partial x}\int_0^\infty i(t,x)e^{-st}dt=\frac{\partial I(s,x)}{\partial x} \tag{3.6}$$

โดยการแปลงลาปลาสในสมการ (3.3) และ (3.4) จะได้

$$\frac{\partial V(s,x)}{\partial x}=-(ls+r)I(s,x) \tag{3.7}$$

$$\frac{\partial I(s,x)}{\partial x}=-(cs+g)V(s,x) \tag{3.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งตัวแปรในสมการ (3.7) และ (3.8) มีเพียงตัวแปรเดียวนั่น คือ x จึงเขียน dx แทน ∂x แล้วก็จะได้

$$\frac{dV(s,x)}{dx} = -(ls+r)I(s,x) \tag{3.9}$$

$$\frac{dI(s,x)}{dx} = -(cs+g)V(s,x) \tag{3.10}$$

เมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการ (3.9) และ (3.10) เทียบกับ x เมื่อ r,l,c,g เป็นค่าคงที่จะได้

$$\frac{d^2V(s,x)}{dx^2} = -(ls+r)\frac{d}{dx}I(s,x) \tag{3.11}$$

$$\frac{d^2I(s,x)}{dx^2} = -(cs+g)\frac{d}{dx}V(s,x) \tag{3.12}$$

โดยการแทนค่าสมการ (3.10) ลงในสมการ (3.11) และแทนค่าสมการ (3.9) ลงในสมการ (3.12) จะทำให้ได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ คือ

$$\frac{d^2}{dx^2}V - (ls+r)(cs+g)V = 0 \tag{3.13}$$

$$\frac{d^2}{dx^2}I - (ls+r)(cs+g)I = 0 \tag{3.14}$$

สมการ (3.13) และ (3.14) เป็นสมการอนุพันธ์อันดับ 2 ซึ่งสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$V(s,x) = A_1\cosh\Gamma x + A_2\sinh\Gamma x \tag{3.15}$$

$$I(s,x) = B_1\cosh\Gamma x + B_2\sinh\Gamma x \tag{3.16}$$

เมื่อ Γ เป็นสภาวะการแพร่กระจายของคลื่น (Propagation Function) โดยมีค่าดังนี้

$$\Gamma = \sqrt{(ls+r)(cs+g)} \tag{3.17}$$

สำหรับเทอม A_1, A_2, B_1, B_2 เป็นเทอมค่าคงที่ และสามารถกำหนดได้ดังนี้ คือ สำหรับสายส่งที่มีความยาวเท่ากับ d ซึ่งเป็นโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต โดยทางอินพุตจะเป็น $V(s,0), I(s,0)$ และทางเอาต์พุตเป็น $V(s,d), I(s,d)$ จากสมการ (3.15) (3.16) ที่ $x=0$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_1 = V(s,0) \tag{3.18}$$

$$B_1 = I(s,0) \tag{3.19}$$

ซึ่งถ้าหาอนุพันธ์สมการ (3.15) และ (3.16) เทียบกับ x และแทนค่าลงในสมการ (3.9) และ (3.10) ตามลำดับ กำหนดให้ $x = 0$ จะได้

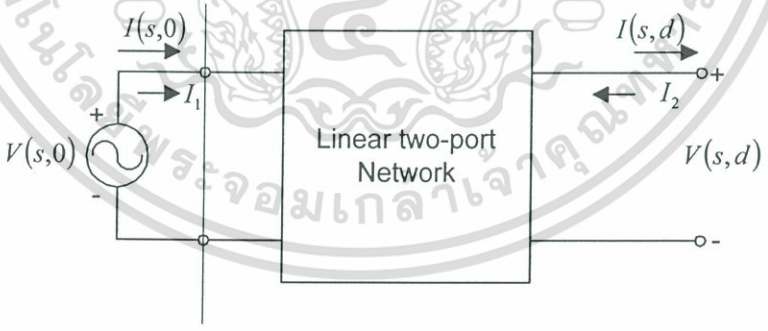
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}}I(s,0) = -Z_0 I(s,0) \tag{3.20}$$

$$B_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}}V(s,0) = -\frac{V(s,0)}{Z_0} \tag{3.21}$$

โดยที่ Z_0 เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายส่งแบบสม่ำเสมอ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}} \tag{3.22}$$

ฉะนั้นทางด้านอินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง ที่ได้จากสมการ (3.15) ถึงสมการ (3.22) สามารถนำมาเขียนเป็นรูปได้ดังรูปที่ 3.3

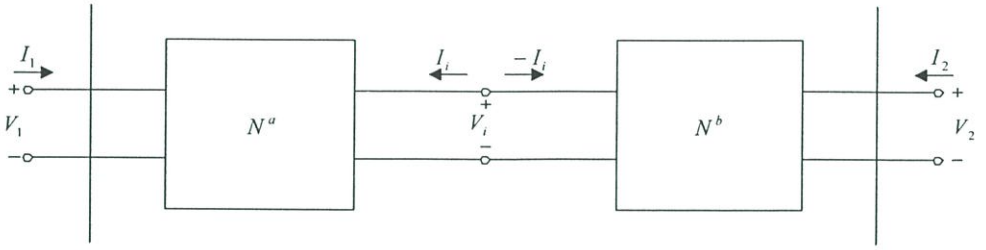


รูปที่ 3.3 อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตของสายส่ง

โดยโครงข่ายในรูปที่ 3.3 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปพารามิเตอร์ ABCD ที่เป็นสมการเมตริกซ์ได้ดังในสมการ (3.23) โดยที่ $V(s,0), I(s,0)$ เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 1 ตามลำดับ ซึ่งเขียนเป็น V_1, I_1 และ $V(s,d), I(s,d)$ เป็นแรงดันและกระแสของพอร์ตที่ 2 ตามลำดับ ซึ่งเขียนเป็น $V_2, -I_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \tag{3.23}$$



รูปที่ 3.4 การต่อโครงข่ายในรูปที่ 3.3

เมื่อนำโครงข่ายในรูปที่ 3.3 สองชุดมาต่อเรียงกันดังรูปที่ 3.4 จะได้ผลรวมทั้งหมดเป็นสมการ ABCD เมตริกซ์ คือ

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^b & B^b \\ C^b & D^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

เมื่อ $A = A^a A^b + B^a C^b \qquad B = A^a B^b + B^a D^b$

$C = C^a A^b + D^a C^b \qquad D = C^a B^b + D^a D^b$

และถ้าแทนสมการ (3.18) ถึง (3.21) ลงในสมการ (3.15), (3.16) แล้วทำการแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ ซึ่งเป็นอินเวอร์สทรานสมิตชันเมตริกซ์ (Inverse Transmission Matrix) ก็จะได้สมการของสายส่งแบบสม่ำเสมอ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V(s,d) \\ -I(s,d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \Gamma d & Z_0 \sinh \Gamma d \\ \dfrac{\sinh \Gamma}{Z_0} & \cosh \Gamma d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(s,0) \\ -I(s,0) \end{bmatrix} \tag{3.25}$$

ในทำนองเดียวกัน การแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ไปเป็นพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์วงจรเปิด (Open-Circuit Impedance) หรือที่เรียกว่าZ-Parameter และค่าพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์วงจรลัด (Short-Circuit Admittance) หรือที่เรียกว่า Y-Parameter จะได้

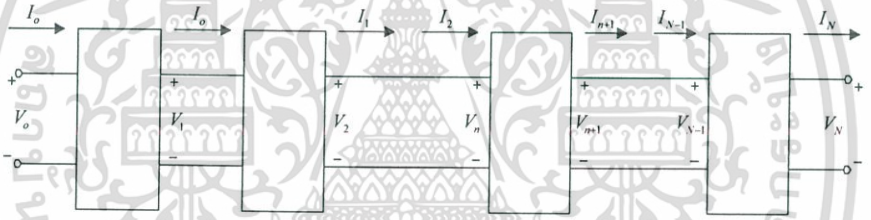
$$[Z] = Z_0 \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & \cos ech \Gamma d \\ \cos ech \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Y] = \frac{1}{Z_0}\begin{bmatrix} coth\,\Gamma d & -cos\,ech\Gamma d \\ -cos\,ech\Gamma d & coth\,\Gamma d \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

3.2 โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์

ในการประมาณโครงสร้างแบบลัมด์ (Lumped) เมื่อนำมาทำการเปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบดิสทริบิวด์ แล้วจะต้องใช้โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตที่เหมือนกันเป็นจำนวนหลายชุดมาประกอบเข้าด้วยกันดังรูปที่ 3.4 ซึ่งแต่ละชุดต้องมีขนาดเล็ก และมีจำนวนมากเมื่อเทียบต่อหนึ่งหน่วยความยาว ซึ่งจำนวนชุดที่นำมาต่อจะต้องมีเพียงพอที่จะแสดงเป็นคุณสมบัติของโครงข่ายดิสทริบิวด์ ซึ่งขึ้นอยู่กับความเที่ยงตรงที่ต้องการ และช่วงความถี่ที่ใช้ในช่วงเวลาคงที่ของสาย และในทางทฤษฎีใช้จำนวนชุดของกลุ่มก้อนของโครงสร้างแบบลัมด์ให้มีจำนวนเข้าใกล้ค่าอนันต์ จึงมีคุณสมบัติเทียบเท่ากับโครงสร้างแบบดิสทริบิวด์



รูปที่ 3.5 รูปแบบของโครงข่าย 2 พอร์ตที่ต่อเป็นโครงสร้างแบบดิสทริบิวด์

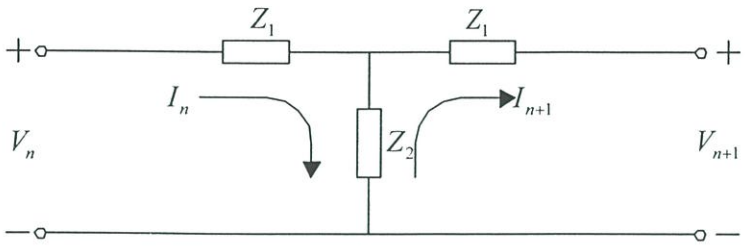
สำหรับสายส่งแบบสม่ำเสมอที่มีความยาวจำกัด เราสามารถทำการประมาณได้ โดยการใช้โครงสร้างของลัมด์แบบ 2 พอร์ตจำนวนหลายๆ ชุด ดังในรูปที่ 3.5 ที่เป็นส่วนหนึ่งของสาย โดยให้มีโครงสร้างเป็นแบบ T ที่สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.6 โดยสมมติสภาวะเริ่มต้นให้มีค่าเท่ากับศูนย์ และจากวงจร เมื่อทำการหาสมการแบบเมชเคอร์เรนท์จะได้

$$(Z_1 + Z_2)I_n - Z_2 I_{n+1} = V_n \quad (3.28)$$

$$Z_2 I_n - (Z_1 + Z_2)I_{n+1} = V_{n+1} \quad (3.29)$$

เมื่อ n =0, 1, ... , N+1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 โครงสร้างแบบ T-Network

โดยจากสมการ (3.28), (3.29) สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูป Recurrence Form ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+\frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^1}{Z_2}+2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1+\frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

เมื่อนำสมการ (3.30) มาเขียนให้อยู่ในรูปแบบเมตริกซ์ จะได้ว่า

$$[X_{n+1}] = [M]\,[X_n] \tag{3.31}$$

เมื่อ $$[M] = \begin{bmatrix} 1+\frac{Z_1}{Z_2} & -\left(\frac{Z_1^2}{Z_2}+2Z_1\right) \\ -\frac{1}{Z_2} & 1+\frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \tag{3.32}$$

$$[X_{n+1}] = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad [X_n] = \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

จากสมการ (3.31) นำมาเขียนใหม่ได้ว่า

$$[X_n] = [M]^n \; [X_0] \tag{3.34}$$

เมื่อกำหนดให้ $[M]^n$ หาได้จาก Eigenvalues ของ $[M]$ และค่า Eigenvalues เป็นราก ของสมการคุณลักษณะ นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$det\ \left|[M]-\lambda[I]\right| = \lambda^2 - 2\lambda\left(\frac{Z_1}{Z_2}+1\right)+1=0 \tag{3.35}$$

เมื่อ $[I]$ คือเมตริกซ์เอกลักษณ์ หรือที่เรียกว่า เมตริกซ์หนึ่งหน่วย

ค่า Eigenvalues ทั้ง 2 ค่า จากสมการ (3.35) จะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\lambda_1\lambda_2 = 1 \tag{3.36}$$

$$\lambda_1+\lambda_2 = 2\left(\frac{Z_1}{Z_2}+1\right) \tag{3.37}$$

จากสมการ (3.36), (3.37) กำหนดให้ $\lambda_1 = e^{\varsigma}, \lambda_2 = e^{-\varsigma}$ จะได้ $cosh\varsigma = \left(Z_1/Z_2\right)+1$ แล้วหา $[M]^n$ โดยใช้ทฤษฎีของ Cayley-Hamilton โดยให้

$$[M]^n = C_o[I]+C_1[M] \tag{3.38}$$

จะได้

$$\left(e^{\varsigma}\right)^n = C_o + C_1\left(e^{\varsigma}\right) \tag{3.39}$$

$$\left(e^{\varsigma}\right)^n = C_o + C_1\left(e^{-\varsigma}\right) \tag{3.40}$$

จากสมการ (3.39), (3.40) จะได้

$$C_o = -\frac{sinh(n-1)\varsigma}{sinh\varsigma},\quad C_1 = \frac{sinh\, n\varsigma}{sinh\,\varsigma} \tag{3.41}$$

$$[M]^n = \begin{bmatrix} -\dfrac{sinh(n-1)\varsigma}{sinh\varsigma}+\dfrac{sinh\, n\varsigma\, cosh\varsigma}{sinh\varsigma} & -\left(\dfrac{Z_1^2}{Z_2}+2Z_1\right)\dfrac{sinh\, n\varsigma}{sinh\varsigma} \\ -\dfrac{1}{Z_2}\dfrac{sinh\, n\varsigma}{sinh\varsigma} & -\dfrac{sinh(n-1)\varsigma}{sinh\varsigma}+\dfrac{sinh\, n\varsigma\, cosh\varsigma}{sinh\varsigma} \end{bmatrix} \tag{3.42}$$

ซึ่งจากสมการ (3.42) สามารถนำมาเขียนได้ว่า

$$-\sinh(n-1)\varsigma = -\sinh n\varsigma\cosh\varsigma+\cosh n\varsigma\sinh\varsigma \tag{3.43}$$

และ $$-\left(\frac{Z_1^2}{Z2}+2Z_1\right) = Z_2 - Z_2\left(\frac{Z_1+Z_2}{Z_2}\right)^2 = Z_2\left(1-cosh^2\varsigma\right) = -Z_2\, sinh^2\varsigma \tag{3.44}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากสมการ (3.32) จะเขียนได้ใหม่

$$[M]=\begin{bmatrix} \cosh\varsigma & -Z_2\sinh^2\varsigma \\ -\dfrac{1}{Z_2} & \cosh\varsigma \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

และ $[M]^n$ คือ

$$[M]^n=\begin{bmatrix} \cosh\varsigma & -Z_2\sinh\varsigma\sinh n\varsigma \\ -\dfrac{\sinh n\varsigma}{Z_2\sinh\varsigma} & \cosh\varsigma \end{bmatrix} \tag{3.46}$$

ดังนั้นจากสมการ (3.34) จะได้

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cosh\varsigma & -Z_2\sinh\varsigma\sinh n\varsigma \\ -\dfrac{\sinh n\varsigma}{Z_2\sinh\varsigma} & \cosh\varsigma \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_o \\ I_o \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

โดยค่าแรงดันและกระแสในชุดที่ n สำหรับกรณีที่จุดต่อถูกเปิดวงจร และลัดวงจร จะสามารถหาได้ดังนี้ เมื่อกรณีเอาต์พุตลัดวงจรได้ $V_N=0$ และจากสมการ (3.47) โดยแทน n ด้วย N จะได้

$$I_o = \frac{\cosh N\varsigma}{Z_2\sinh\varsigma\sinh N\varsigma}V_o \tag{3.48}$$

จากสมการ (3.36) และ (3.46) จะมีค่ากระแส และแรงดันในชุดที่ n คือ

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\varsigma}{Z_2\sinh\varsigma\sinh N\varsigma}V_o \tag{3.49}$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\varsigma}{\sinh N\varsigma}V_o \tag{3.50}$$

และสำหรับกรณีเอาต์พุตวงจรเปิดได้ $I_N=0$ จากสมการ (3.36) โดยการแทน n ด้วย N จะได้

$$I_o = \frac{\sinh N\varsigma}{Z_2\sinh\varsigma\cosh N\varsigma}V_o \tag{3.51}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากสมการ (3.47) และ (3.15) จะมีค่ากระแสและแรงดันชุดที่ n จะได้

$$I_n = \frac{\cosh(N-n)\varsigma}{Z_2 \sinh\varsigma \cosh N\varsigma} V_o \tag{3.52}$$

$$V_n = \frac{\cosh(N-n)\varsigma}{\cosh N\varsigma} V_o \tag{3.53}$$

โดยสมการ (3.47) เป็นสมการ Inverse Transmission Matrix ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ซึ่งผลรวมทั้งหมดสำหรับเมตริกซ์ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต ที่แสดงในรูปที่ 3.6 ณ ชุดที่ N โดยการแทน n ด้วย N และทำการเปลี่ยนเครื่องหมาย เพื่อให้สัมพันธ์กับรูปที่ 3.3 นั่นคือ

$$\begin{bmatrix} V_N \\ -I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh N\varsigma & Z_2 \sinh\varsigma \sinh N\varsigma \\ \dfrac{\sinh N\varsigma}{Z_2 \sinh\varsigma} & \cosh N\varsigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ -I_o \end{bmatrix} \tag{3.54}$$

จากสมการ (3.54) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์ที่ลัดวงจร จะได้ว่า

$$[Y] = \frac{1}{Z_2 \sinh\varsigma} \begin{bmatrix} \coth N\varsigma & -\operatorname{cosech} N\varsigma \\ -\operatorname{cosech} N\varsigma & \coth N\varsigma \end{bmatrix} \tag{3.55}$$

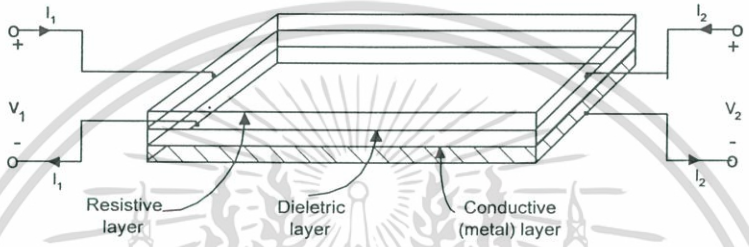
ซึ่งจากสมการ (3.55) จะเห็นได้ว่า เหมือนกับสมการ (3.37) ที่เป็นสมการของโครงข่ายแบบดิสทริบิวด์ โดยมี $Z_2 \sinh\varsigma$ เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสาย

3.3 โครงสร้างของดิสทริบิวด์ อาร์ซี

โครงสร้างแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี เป็นโครงสร้างที่สามารถทำให้อยู่ในรูปของไอซี (Passive Integrated Circuit) ได้ โดยมีโครงสร้างดังในรูปที่ 3.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ตัวโครงสร้างที่ประกอบขึ้นมาจากส่วนต่าง ๆ ดังนี้ คือ ส่วนชั้นบนสุดที่เป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) ชั้นต่อมาเป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นสุดท้ายเป็นชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) โดยมีความหนาของแต่ละชั้นประมาณ 10^{-5} นิ้วเท่านั้น จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก ซึ่งตัวโครงสร้างสามารถสร้างได้ 2 แบบคือ โครงสร้างแบบฟิล์มแผ่นบาง (Thin-Film) และโครงสร้างโมโนลิทิค (Monolithic) โดยโครงสร้างฟิล์มแผ่นบาง จะประกอบด้วยชั้นของวัสดุหลายอย่าง ที่วางอยู่บนตัวกลางที่เหมาะสมของสารไดอิเล็คตริก (Dielectric) อาจจะถูก Titan ate ด้วยแผ่น Nichrome

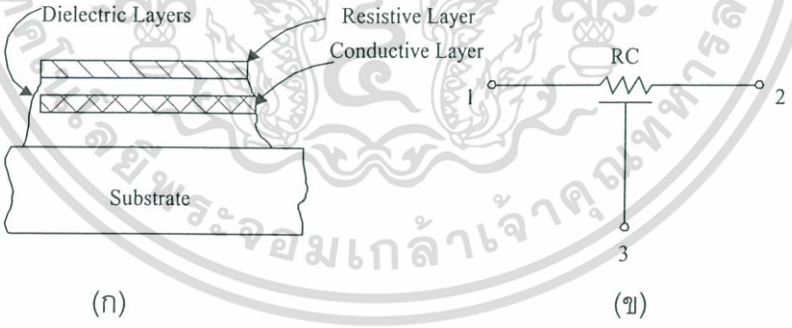
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resistive Film บาง โดยวางไว้ด้านบนและแผ่นตัวนำทองแดง (Conductive Copper–Film) จะวางไว้ด้านล่าง แล้วหุ้มห่อด้วยสารไดอิเล็คตริก และวางบน Passive Substrate ด้วยวิธี Vaporization หรือ Electrochemical Technique ส่วนโครงสร้างโมโนลิทิค จะประกอบไปด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ เช่น Distributed Resistance ที่ได้มาจากสารกึ่งตัวนำที่เป็น Lightly Doped และ Distribute Capacitance ที่ได้มาจากการป้อนไบแอสกลับข้างของรอยต่อภายใน P-N ซึ่งวงจรขนาดเล็กมากนี้จะถูกนำมาใช้เป็นวงจรดิสทริบิวด์ อาร์ซี เน็ทเวอร์คแบบแอ็คทีฟ



รูปที่ 3.7 โครงสร้าง 2 พอร์ทแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี

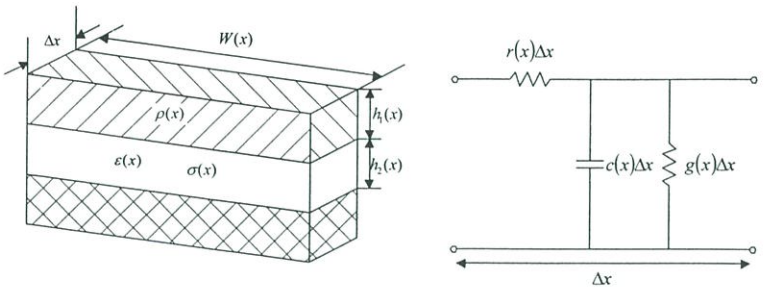
และจากโครงสร้างแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี สามารถเขียนสัญลักษณ์ได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี

สำหรับการวิเคราะห์โครงข่ายแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี ตามรูปที่ 3.7 จะมีพอร์ต 2 พอร์ตที่อยู่ภายใต้เงื่อนไข การไหลของกระแส 1 ทิศทาง (One Dimension Current Flow) โดยโครงข่ายจะสามารถแบ่งออกเป็นส่วนย่อยๆ และมีจำนวนเพิ่มขึ้นทีละส่วนของความยาวเป็น Δx ดังแสดงในรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)

รูปที่ 3.9 โครงสร้างและวงจรโครงข่ายของส่วนย่อย Δx ของดิสทริบิวด์ อาร์ซี

ค่าความต้านทานของแต่ละอิลิเม้นท์ที่อนุกรมกันอยู่ในแต่ละส่วน จะเป็นฟังก์ชันตามแผ่นความต้านทานของแต่ละอิลิเม้นท์ โดยค่าความต้านทานในแต่ละอิลิเม้นท์ $r(x)\Delta x$ จะกำหนดให้ว่า

$$r(x)\Delta x = \frac{\rho \Delta x}{W h_1} \tag{3.56}$$

เมื่อ ρ และ h_1 คือ ความต้านทานจำเพาะ และความหนาแน่นของแผ่นความต้านทานที่ x และ W คือความกว้างของอิลิเม้นท์ที่ x

ส่วนแอตมิตแตนซ์แบบขนานของอิลิเม้นท์ สามารถหาได้ในลักษณะเดียวกัน คือจะประกอบไปด้วย ค่าความจุและค่าความนำของแผ่นไดอิเล็คตริกของอิลิเม้นท์นั่นคือ

$$c(x)\Delta x = \frac{\varepsilon W \Delta x}{h_2} \tag{3.57}$$

$$g(x)\Delta x = \frac{\sigma W \Delta x}{h_2} \tag{3.58}$$

เมื่อ ε และ σ คือ Permittivity และ Conductivity ของแผ่นไดอิเล็คตริก และ h_2 คือ ความหนาแน่นของแผ่นไดอิเล็คตริก ที่ x

ถ้าให้ลิมิตของ Δx เข้าใกล้ศูนย์ ค่าความต้านทาน ค่าความจุ และความนำต่อหน่วยความยาวจะได้เป็นดังนี้

$$r(x) = \frac{\rho}{w h_1} \tag{3.59}$$

$$c(x) = \frac{\varepsilon w}{h_2} \tag{3.60}$$

$$g(x) = \frac{\sigma w}{h_2} \tag{3.61}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่าของ $r(x)$, $c(x)$ และ $g(x)$ จะมีค่าเป็นจำนวนจริง มีเครื่องหมายเป็นบวกและมีค่าที่จำกัด จากข้อกำหนดนี้ จะมีความสำคัญในการพิจารณาถึง ผลลัพธ์ของสมการเชิงอนุพันธ์ ที่แสดงคุณสมบัติที่ได้จากโครงข่ายแบบ 2 พอร์ตของดิสทริบิวด์ อาร์ซี โดยมีโครงสร้างลักษณะเหมือนกับรูปที่ 3.9(ข) ซึ่งถ้าพิจารณาพารามิเตอร์ r, c และ g จะได้ว่า ในขณะที่มีความสูญเสียจากการรั่วไหลของความนำ $g(x)$ ในไดอิเล็คตริก ที่มีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้ และเมื่อค่าคอนดักต์แตนซ์มีค่าน้อยกว่าค่าคาปาซิแตนซ์มาก ๆ ก็จะสามารถตัดค่า g ทิ้งได้ กล่าวคือให้ g มีค่าเป็นศูนย์ ถึงจะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี ซึ่งถ้า r และ c ไม่แปรเปลี่ยนตามความยาวของ x แล้วละก็จะเป็นโครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี และในกรณีเดียวกันถ้า r และ c แปรเปลี่ยนตามความยาวของ x ก็จะเป็นโครงข่ายแบบนอนยูนิฟอร์มดิสทริบิวด์ อาร์ซี ซึ่งสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี สามารถแสดงดังรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่า เส้นที่ขีดใต้สัญลักษณ์ตัว R นั้น ถ้าเป็นเส้นโค้งจะเป็นสัญลักษณ์แบบนอนยูนิฟอร์ม และถ้าเส้นที่ขีดใต้ R เป็นเส้นตรงก็จะเป็นสัญลักษณ์ของโครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี

(ก) นอนยูนิฟอร์ม (ข) ยูนิฟอร์ม

รูปที่ 3.10 สัญลักษณ์ของตัวดิสทริบิวด์ อาร์ซี

ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำเอาตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี มาใช้เท่านั้น ดังนั้น จะกล่าวเฉพาะการวิเคราะห์ที่เป็นแบบยูนิฟอร์มดิสทริบิวด์ อาร์ซี เท่านั้น ดังต่อไปนี้

โครงข่ายแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี จะมีค่า R และ C ที่ไม่แปรเปลี่ยนตามค่าของ x โดยมีความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแส เหมือนสมการ (3.25) ที่เป็นสมการของยูนิฟอร์มไลน์ (Uniform Line) โดยกำหนดให้ ค่าอินดักซ์ทีฟ (l) และ ค่าคอนดักซ์ทีฟ (g) มีค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับสายที่มีความยาว d จะได้ค่าผลรวมของความต้านทานทั้งหมด r เท่ากับ R และผลรวมของค่าความจุทั้งหมด c เท่ากับ C ฉะนั้นจากสมการ (3.26) และ (3.27) ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี สามารถเขียนอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ และแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ ได้ดังนี้คือ

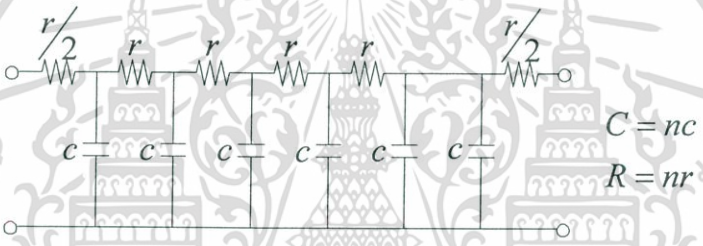
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Z] = \sqrt{\frac{R}{SC}} \begin{bmatrix} coth\sqrt{src} & csc\,h\sqrt{src} \\ csc\,h\sqrt{src} & coth\sqrt{src} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

และ

$$[Y] = \sqrt{\frac{SC}{R}} \begin{bmatrix} coth\sqrt{src} & -csc\,h\sqrt{src} \\ -csc\,h\sqrt{src} & coth\sqrt{src} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี มีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย ชั้นของความต้านทาน ชั้นของฉนวน และชั้นของตัวนำ ตามที่แสดงไว้ดังรูปที่ 3.9 โดยในการวิเคราะห์จากรูปที่ 3.9(ข) ถ้าไม่คิดค่าของความนำ ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีค่าน้อยมาก จะได้โครงข่ายแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างของดิสทริบิวด์ อาร์ซี เมื่อค่าความนำ g มีค่าน้อยมาก ๆ

โดยรูปที่ 3.11 จำนวนของค่าความต้านทานย่อย และค่าความจุย่อย (r, c) จะต้องมีจำนวนเข้าใกล้อนันต์ จึงจะได้โครงสร้างแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี ที่สมบูรณ์ เมื่อนำแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ ในสมการที่ (3.63) มาจัดสมการใหม่จะได้เป็นดังนี้

$$[Y_{ij}] = \begin{bmatrix} \dfrac{P\cosh P}{R\sinh P} & -\dfrac{P}{R\sinh P} \\ -\dfrac{P}{R\sinh P} & \dfrac{P\cosh P}{R\sinh P} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

เมื่อกำหนดให้ $X = \dfrac{P}{R\sinh P}$, $Y = \cosh P$ และ $P = \sqrt{sRC}$

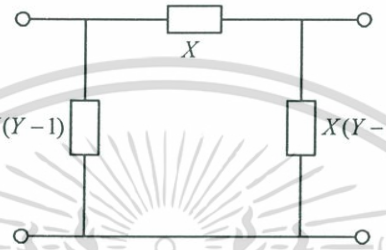
โดยที่ R และ C เป็นค่าความต้านทานรวมและค่าความจุรวมของดิสทริบิวด์ อาร์ซี

s เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[Y_{ij}\right] = \begin{bmatrix} XY & -X \\ -X & XY \end{bmatrix} \tag{3.65}$$

ถ้านำวงจรเสมือนแบบ π สำหรับ 2 พอร์ตแบบเชิงเส้นต่อลงกราวด์ ซึ่งโดยปกติแล้วจะเขียนอยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ นำมาใช้ในการหาวงจรเสมือนของตัว ดิสทริบิวด์ อาร์ซี (โดยต่อไปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกตัวดิสทริบิวด์ อาร์ซี ว่า $U\overline{RC}$) แสดงดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรเสมือน $U\overline{RC}$ แบบ 2 พอร์ต

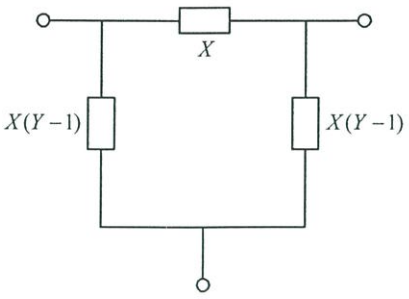
จากรูปที่ 3.12 จะแสดงให้เห็นถึงวงจรเสมือนของ $U\overline{RC}$ แบบ 2 พอร์ต ซึ่งมีแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ตามสมการ (3.64) เมื่อนำมาทำการวิเคราะห์ในรูปที่ 3.12 โดยใช้หลักกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ความนำในรูปเมตริกซ์ดังสมการ 3.66

$$\left[Y_{ij}\right] = \begin{bmatrix} XY & -X & -X(Y-1) \\ -X & XY & -X(Y-1) \\ -X(Y-1) & -X(Y-1) & 2X(Y-1) \end{bmatrix} \tag{3.66}$$

เมื่อ $X = \dfrac{P}{R\sinh P}$, $Y = \cosh P$ และ $P = \sqrt{sRC}$

และจากสมการที่ 3.66 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของ $U\overline{RC}$ ได้ในกรณีที่ $U\overline{RC}$ ต่อแบบลอย (Floating) ดังรูปที่ 3.13

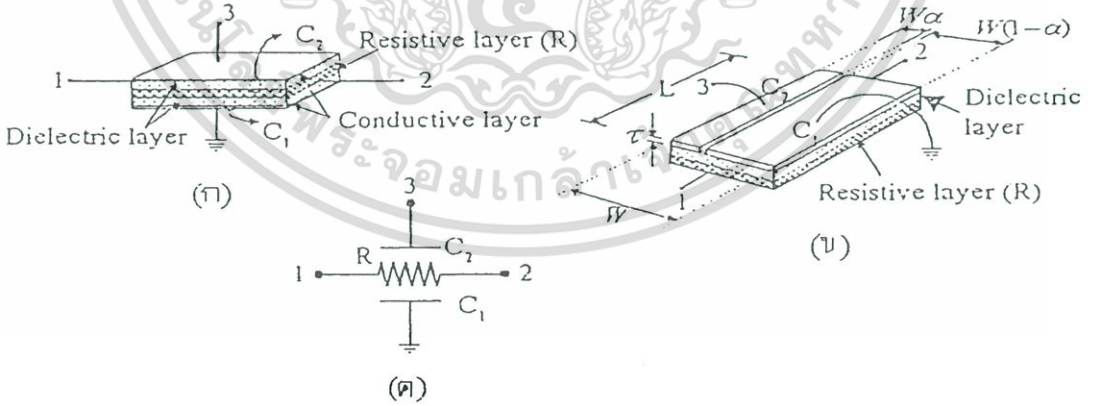
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 วงจรเสมือนของ $\overline{URC}$ กรณีต่อลอย

3.4 โครงสร้างของดิสทริบิวด์ อาร์ซี แบบสองชั้น

โครงสร้างแบบดิสทริบิวด์ อาร์ซี แบบสองชั้น เป็นโครงสร้างแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี แบบสองชั้น (Double Uniformly Distributed RC : $DU\overline{RC}$) โดยที่ตัว $DU\overline{RC}$ ถือว่าเป็นยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี แบบหลายชั้น (Multilayer Uniformly Distributed RC : $MU\overline{RC}$) ชนิดหนึ่งที่มีชั้นของคาปาซิทีฟอยู่ 2 ชั้น ที่สามารถสร้างให้อยู่ในรูปของไอซี เช่นเดียวกับตัว $U\overline{RC}$ ที่มีพอร์ต 2 พอร์ต และตัวของโครงสร้าง $DU\overline{RC}$ ดังรูปที่ 3.14 ประกอบไป ด้วยชิ้นส่วนต่าง ๆ มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของ $U\overline{RC}$ โดย $DU\overline{RC}$ จะมีลักษณะโครงสร้างคล้ายแซนด์วิช นั่นคือมีชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) อยู่ระหว่างชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) ที่มีชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) กั้นอยู่ และมีความหนาของชั้นแต่ละชั้นประมาณ 10^{-5} นิ้ว ซึ่งเหมือนกับโครงสร้างของ $U\overline{RC}$

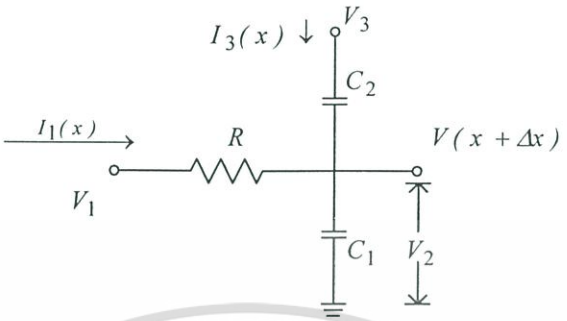


รูปที่ 3.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ DURC

จากรูปที่ 3.14 (ก) และ (ข) แสดงถึงโครงสร้างของ $DU\overline{RC}$ และรูปที่ 3.14 (ค) แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของตัว $DU\overline{RC}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในการวิเคราะห์หาค่าแอดมิตแตนซ์ $[Y]$ ของวงจรเน็ทเวอร์ค $\overline{DURC}$ สามารถทำการวิเคราะห์ได้จากรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรเน็ทเวอร์ค $DU\overline{RC}$ ที่ใช้ในการหาค่าแอดมิตแตนซ์

ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์ Y_{11}, Y_{12}, Y_{21} และ Y_{22} จะมีการวิเคราะห์เหมือน $\overline{URC}$ ดังนั้นจึงไม่ได้ทำการหาแอดมิตแตนซ์ทั้ง 4 ค่า นี้ แต่จะพิจารณาในส่วนที่เพิ่มขึ้นมาแทน ซึ่งจากรูปที่ 3.15 จะมีค่า V_2 คือ

$$V_2 = \frac{\frac{1}{SC_1}}{\frac{1}{SC_1}+\frac{1}{SC_2}}V_3 \tag{3.67}$$

หรือเขียนใหม่ได้ว่า

$$V_2 = \frac{C_2}{C_1+C_2}V_3 \tag{3.68}$$

และกำหนดให้ $\dfrac{C_2}{C_1+C_2}=\alpha$

ดังนั้น สมการ (3.68) เขียนใหม่ได้ว่า

$$V_2 = \alpha V_3 \tag{3.69}$$

และ
$$V_1(x) = I_1(x)R\Delta x + V(x+\Delta x) \tag{3.70}$$

$$[V(x+\Delta x) - V_1(x)] = -I_1(x)R\Delta x \tag{3.71}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.71) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์ได้ดังสมการ (3.72)

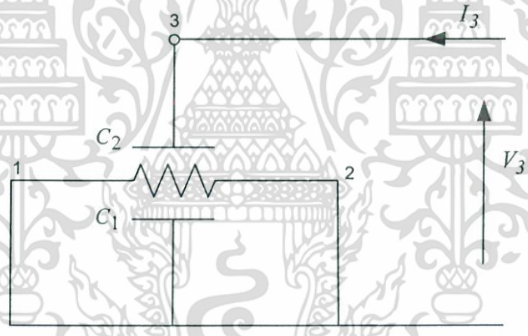
$$\frac{dV(x)}{dx} = -RI_1(x) \tag{3.72}$$

โดย $V(x)$ ในตัวยูนิฟอร์มจะมีค่าเป็น

$$V(x) = A + B\cosh \lambda x + D\frac{\sinh \lambda x}{\lambda} \tag{3.73}$$

เมื่อ $\lambda = \sqrt{src}$ และ x เป็นความยาวของตัวยูนิฟอร์ม

ซึ่ง $V(x)$ จะเป็นแรงดันที่ใช้ในการวิเคราะห์ค่าแอดมิตแตนซ์ต่าง ๆ ซึ่งสามารถยกตัวอย่างได้ จากรูปที่ 3.16 สามารถหาค่าของ $V(x)$ ได้ดังนี้คือ



รูปที่ 3.16 รูปวงจรการวิเคราะห์ Y_{13}

เมื่อ $x = 0$ จะได้ค่า $V(x)$ จากสมการ (3.73)

$$V(x) = 0 = A + B \tag{3.74}$$

โดยที่ $A = \frac{C_2}{C}V_3$ และ $C = C_1 + C_2$

ดังนั้น จะได้ว่า $$B = -\frac{C_2}{C}V_3 \tag{3.75}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อ $x = d$ จะได้ $V(x)$ มีค่าเป็น

$$0 = \frac{C_2}{C} V_3 - \frac{C_2}{C} V_3 \cosh[\lambda d] + \frac{D \sinh[\lambda d]}{\lambda} \tag{3.76}$$

$$D = -\lambda \frac{C_2}{C} V_3 \frac{(1 - \cosh \lambda d)}{\sinh \lambda d} \tag{3.77}$$

นำสมการ (3.75) และสมการ (3.77) ไปแทน (3.73) ก็จะได้

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \cosh \lambda x + \frac{(\cosh \lambda d - 1)}{\sinh \lambda d} \sinh \lambda x \right\} \tag{3.78}$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 + \frac{-2 \sinh \lambda (d - x) - 2 \sinh \lambda x}{2 \sinh \lambda d} \right\} \tag{3.79}$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \frac{2 \left\{ \sinh \frac{\lambda d}{2} \cdot \cosh \frac{\lambda}{2} (d - 2x) \right\}}{\sinh \frac{\lambda d}{2} \cosh \frac{\lambda d}{2}} \right\} \tag{3.80}$$

$$V(x) = \frac{C_2}{C} V_3 \left\{ 1 - \frac{\cosh \frac{\lambda}{2} (d - 2x)}{\cos \frac{\lambda}{2} d} \right\} \tag{3.81}$$

นำสมการ (3.81) ไปแทนในสมการ (3.73) จะได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{d}{dx} \left[\alpha V_3 \left\{ 1 - \cosh \lambda x + \frac{(\cosh \lambda d) - 1}{\sinh \lambda d} \lambda \sinh \lambda d \right\} \right] = -R I_1(x) \tag{3.82}$$

$$V_3 \alpha \lambda \sinh \lambda d + \frac{\alpha (\cosh \lambda d - 1)}{\sinh \lambda d} \lambda \cosh \lambda d V_3 = -R I_1(x) \tag{3.83}$$

ที่ $x = 0$ จะได้

$$\frac{\alpha \lambda d (\cosh \lambda d - 1)}{R \sinh \lambda d} = \frac{I_1(0)}{V_3} (Rd) \tag{3.84}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ $$Y_{13} = \frac{I_1}{V_3}\bigg|_{x=0} = \left(\frac{\lambda}{R\sinh\lambda d}\right)\alpha(\cosh\lambda d - 1) \tag{3.85}$$

$$= \frac{p}{R\sinh P}\alpha(\cosh P - 1) \tag{3.86}$$

โดยที่ $P = \lambda d$

$$Y_{13} = -X\alpha(Y - 1) \tag{3.87}$$

และจากรูปที่ 3.16 สามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_{13} ได้โดย

$$I_3 = \int_0^d \Delta i_3 \cdot dx \tag{3.88}$$

เมื่อ $\Delta i_3 = (sc_2)\Delta s(V_3 - V_x)$

$$I_3 = \int_0^d sc_2(V_3 - V_x)\cdot dx \tag{3.89}$$

$$I_3 = sc_2V_3\int_0^d \left(1 - \frac{\cosh\lambda\left(\frac{d}{2} - x\right)}{\cosh\frac{\lambda d}{2}}\right)dx \tag{3.90}$$

$$I_3 = V_3\left[-\frac{sc_2^2}{c} + sc_2 - \frac{sc_2^2}{c\lambda}\frac{2\sinh\frac{\lambda}{2}d}{\cosh\frac{\lambda}{2}d}\right] \tag{3.91}$$

$$I_3 = V_3\left[sc_2 - \frac{sc_2^2}{c}\left(1 + \frac{2\sinh\frac{\lambda}{2}d}{\cosh\frac{\lambda}{2}d}\right)\right] \tag{3.92}$$

$$I_3 = sc_2V_3\left[1 - \frac{c_2}{c}\left(1 + \frac{2\sinh\frac{\lambda}{2}d}{\cosh\frac{\lambda}{2}d}\right)\right] \tag{3.93}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $Y_{33} = \frac{I_3}{V3}$ ดังนั้น

$$Y_{33} = sc_2\left[1 - \frac{c_2}{c}\left(1 + \frac{2\sinh\frac{\lambda}{2}d}{\lambda\cosh\frac{\lambda}{2}d}\right)\right] \tag{3.94}$$

$$Y_{33} = sc_2\left[\frac{c_1}{c} + \frac{c_2}{c}\frac{2\sinh\frac{1}{2}\sqrt{src}}{\lambda\cosh\frac{1}{2}\sqrt{src}}\right] \tag{3.95}$$

โดยที่ $\frac{c_2}{c} = \alpha$ และให้ $P = \sqrt{src}$

$$Y_{33} = \alpha sc\left[(1-\alpha) + \alpha\frac{2\sinh\frac{1}{2}P}{\lambda\cosh\frac{1}{2}P}\right] \tag{3.96}$$

$$Y_{33} = \alpha sc\left[(1-\alpha) + \frac{\alpha}{\lambda}\frac{2\sqrt{\frac{\cosh P - 1}{2}}}{\sqrt{\frac{\cosh P + 1}{2}}}\right] \tag{3.97}$$

$$Y_{33} = \alpha sc\left[(1-\alpha) + \frac{2\alpha}{\lambda}\sqrt{\frac{(\cosh P - 1)(\cosh P - 1)}{(\cosh P - 1)(\cosh P - 1)}}\right] \tag{3.98}$$

$$Y_{33} = \alpha sc\left[(1-\alpha) + \frac{2\alpha}{\lambda}\frac{\cosh P - 1}{\sinh P}\right] \tag{3.99}$$

$$Y_{33} = \alpha sc\left[(1-\alpha) + \frac{2\alpha}{P}\frac{\cosh P - 1}{\sinh P}\right] \tag{3.100}$$

ดังนั้น จะได้ค่า Y_{33} คือ

$$Y_{33} = \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{R} + 2\alpha^2\frac{R}{P\sinh P}(\cosh P - 1) \tag{3.101}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

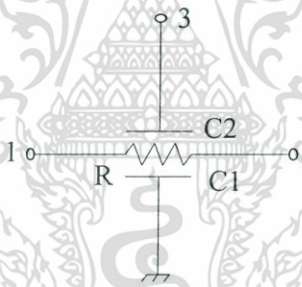
หรือมีค่าเท่ากับ $$Y_{33} = \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y-1) \qquad (3.102)$$

เมื่อ $X = \frac{P}{R \sinh P}$ และ $Y = \cosh P$

จากวิธีการดังกล่าว เราสามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์อื่นของ $DU\overline{RC}$ ที่มีการต่อขา 4 ลงกราวด์ได้ ดังรูปที่ 3.17 ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.103)

$$[Y_{ij}] = X \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha(Y-1) \\ -1 & Y & -\alpha(Y-1) \\ -\alpha(Y-1) & -\alpha(Y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(Y-1) \end{bmatrix} \qquad (3.103)$$

เมื่อ $X = \frac{P}{R \sinh P}$, $Y = \cosh P$, $P = \sqrt{sRC}$ และ $\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$



รูปที่ 3.17 วงจร $DU\overline{RC}$ ที่ต่อขา 4 ลงกราวด์

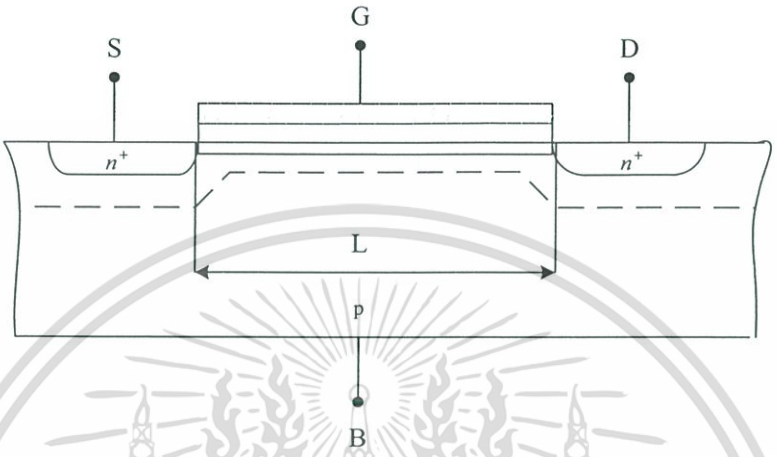
3.5โครงสร้างเสมือนของทรานซิสเตอร์เป็นตัว ยูนิฟอร์ท ดิสทริบิวด์ อาร์ซี

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงบทบาทที่สำคัญของโครงสร้าง เกต – แชนแนล ที่มีลักษณะแบบตัวกระจาย ในการสร้างดิสทริบิวท์มอสเฟต เราจะพิจารณาในกรณีเฉพาะของการจ่ายไบอัสขาเดรน – ซอร์ส เป็นศูนย์ พิจารณามอสเฟต แชนแนล N ในรูปที่ 3.18 (ก) $V_{DS} = 0$, แชนแนล และ แถบดีพลีชัน ที่อยู่ข้างล่างจะเป็นแบบเดียวกัน แถบดีพลีชันดังกล่าวเป็นส่วนขยายของแถบดีพลีชันอื่นๆที่อยู่ภายใต้ ซอร์สและเดรน ซึ่งต่างก็ต้องใช้ไบอัสกลับ $V_{SB} = V_{DB}$ สำหรับรูปที่ 3.18 (ข) แสดงตัวแบบสัญญาณขนาดเล็กของโครงสร้างที่สมบูรณ์ โดยกำหนดให้ค่าความต้านทานแชนแนล มีค่าเท่ากับ

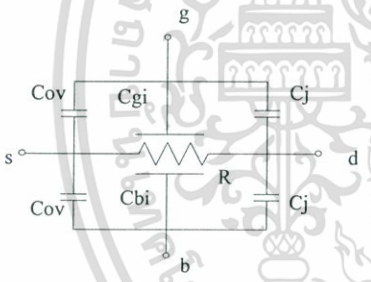
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R = R_S \frac{L}{W} \tag{3.104}$$

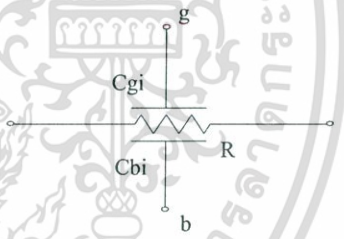
เมื่อ L และ W เป็นความยาว และความกว้างของแชนแนล ตามลำดับ R_S คือ ค่าความต้านทานที่แผ่นแชนแนล กำหนดให้



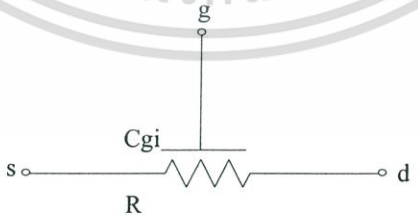
(ก) โครงสร้าง MOS แบบ 4 ขา โดย V_{DS} =0



(ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก



(ค) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ในกรณีตัดค่าแฝงจากภายนอก



(ง) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กกรณีที่ตัดค่าประจุที่ฐานรองออกไป

รูปที่ 3.18 โครงสร้างแบบจำลองของมอสเฟตในรูปแบบสัญญาณขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_S = \left[\mu C'_{OX}\left(V_{GS} - V_T\right)\right]^{-1} \quad (3.105)$$

เมื่อ μ = ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮล หรือ อิเล็กตรอน (Effective Carrier Mobility)

C'_{OX} = ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์

(Capacitance per Unit area of the Gate Oxide)

V_T = แรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage)

ส่วน C_{gi} คือ ค่าความจุที่กระจายที่เกต – แชนแนล กำหนดให้

$$C_{gi} = WLC'_{OX} \quad (3.106)$$

สำหรับรูปที่ 3.18 (ข) C_{bi} คือ ค่าความจุภายในที่กระจาย ที่แชนแนล – ฐานรอง C_{OV} คือ ค่าความจุ ที่ซอร์ส – เกต และ เกต – เดรนรวมกัน C_j คือ ค่าความจุที่ ซอร์ส – ฐานรอง และ ฐานรอง – เดรนรวมกัน โดยค่าความจุทั้งหมดสามารถคำนวณได้ง่าย โดยกำหนดให้คู่ของแรงดันไบอัสกลับ $V_{SB} = V_{DB}$ จะได้ค่าต่าง ๆ เป็น

$$C_{OV} = \left(0.2fF / \mu m\right) \times W$$

$$C_j = \left(0.6fF / \mu m\right) \times W$$

$$C_{gi} = \left(1.5fF / (\mu m)^2\right) \times WL$$

$$C_{bi} = \left(0.15fF / (\mu m)^2\right) \times WL$$

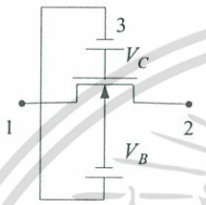
เมื่อ W และ L หมายถึง ความกว้างและความยาวของแชนแนลตามลำดับ ถ้าแชนแนลยาวมากๆ $C_{gi} >> C_{OV}$ และ $C_{bi} >> C_j$ จะได้รูปแบบง่าย ๆ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.18 (ค) และหาก C_{bi} สามารถละเลยได้ รูปแบบจะลดขนาดลงดังแสดงในรูป 3.18(ง) ส่วนรูปที่ 3.19 จะแบ่งเป็น 2 ส่วนดังนี้

1. ในรูปที่ 3.19 (ก) กำหนดจ่ายแหล่งจ่ายแรงดันดังรูป ค่าความต่างศักย์ที่ขั้ว 1, 2 และ 3 เป็นศูนย์ ตัวทรานซิสเตอร์จะเกิดการทำงานในแถบกลับ (inversion region) จากรูปที่ 3.18 (ค) เป็นวงจรของรูปที่ 3.19 (ก) แสดงวงจรเทียบเท่าสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 3.19 (ข)

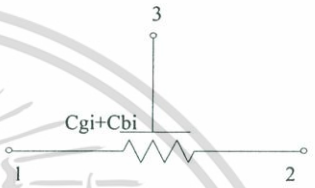
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ในรูปที่ 3.19(ค) ที่เกตจะมีการขับสัญญาณ และฐานรอง(substrate) จะมีค่าศักย์ไฟฟ้า ดังนั้นค่าความจุ ที่มีพื้นฐานจากแชนแนล – เกต และแชนแนล – ฐานรอง (substrate) จึงเป็นลักษณะวงจรแบ่งแรงดันใช้วงจรเทียบเท่าเทวินิน ดังนั้นวงจรแบ่งแรงดันในรูปที่ 3.19(ค) ลดลงเท่ากับรูปแบบในรูปที่ 3.19(ง) ซึ่งจะได้

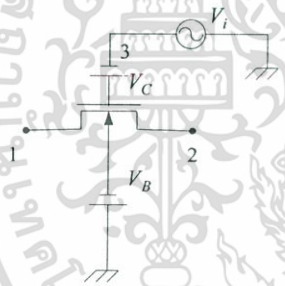
$$b = \frac{C_{bi}}{C_{gi}} \tag{3.107}$$



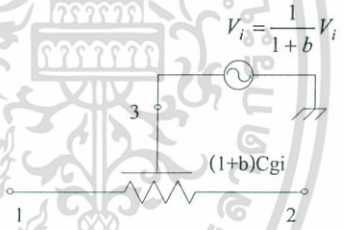
(ก) จ่ายไบอัสเกตและฐานรอง(substate)



(ข) วงจรเสมือนของสัญญาณขนาดเล็กรูป (ก)



(ค) จ่ายสัญญาณที่ขาเกต



(ง) วงจรเสมือนของสัญญาณขนาดเล็ก รูป (ค)

รูปที่ 3.19 การเกิดค่าความต้านทานและค่าเก็บประจุในมอสเฟต

ค่าของ b จะขึ้นอยู่กับ $V_{SB} = V_{DB}$ และพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้น จะมีค่าเท่ากับ 0.1 รูปแบบในรูปที่ 3.19(ง) จะใช้จนกว่าจะมีการพิจารณาซอร์สและเดรนร่วมกัน ค่าความจุ $(1-b)C_{gi}$ คือค่าความจุทั้งหมด [เกตรวมกับแถบกลับ (inversion region)] ที่ตกคร่อมแชนแนลในรูปที่ 3.19(ค) แต่ไม่ใช่ค่าที่ถูกต้องสำหรับค่าความจุ ที่มองจากเกตในรูปที่ 3.19(ค) ด้วยเหตุนี้จึงทำให้รูปที่ 3.19(ง) มีสัญญาณขนาดเล็กเท่ากับในรูปที่ 3.19(ค) ได้ก็ต่อเมื่อเกตเป็นตัวขับแรงดันซึ่งทำให้ค่าความจุ ที่เห็นจากเกตไม่ใช่ประเด็นสำคัญ กรณีทั่วไปของการไบอัสเดรน – ซอร์ส เป็นเรื่องที่ซับซ้อนไม่สามารถนำมาใช้งานในหลักการของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.1 ความเหมาะสมในส่วนของดิสทริบิวท์มอสเฟต

ส่วนประกอบของดิสทริบิวท์อาร์ซีในรูปที่ 3.18(ง) จะถูกทำให้มีลักษณะเฉพาะได้ โดยตัวประกอบความถี่ขึ้นอยู่กับค่าของทรานแอดมิตแตนซ์ ซึ่งขึ้นอยู่กับ RC_{gi} จากสมการ (3.105) และ (3.106) จะได้ว่า

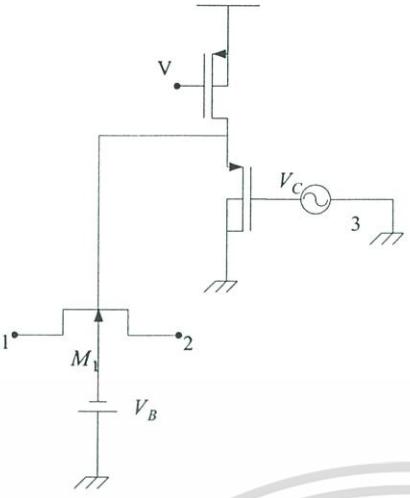
$$RC_{gi} = \frac{L^2}{\mu(V_{GS} - V_T)} \tag{3.108}$$

เมื่อ RC_{gi} เป็นอิสระจาก W และ $C_{OX}^{'}$ ดังนั้นค่าตัวประกอบที่ไม่เหมาะสมทั้ง 2 ตัวนี้จะไม่มีผลกระทบต่อคุณสมบัติภายใน RC_{gi} แม้ว่าอุปกรณ์จะมีขนาดแคบซึ่งนับว่าเป็นข้อดีในคุณสมบัติของการกรองสัญญาณความถี่โดยรวม และควรมีการเปรียบเทียบกับความไวของวงจรรวมอิเล็กทรอนิกส์เชิงความถี่ ที่ค่า W ที่ไม่เหมาะสม ถ้าดูจาก C_{bi} จะพบว่าการสัมพันธ์กับ $C_{OX}^{'}$ ไม่หายไปทั้งหมด อย่างไรก็ตาม W ก็ยังมีผลอยู่ ความไวของ L ที่แสดงไว้ในสมการที่ (3.108) สามารถมองข้ามไปได้ถ้ามั่นใจว่า L มีขนาดใหญ่ (ต้องใหญ่กว่าค่าของความไม่แน่นอนในความผิดพลาดที่สัมพันธ์กันของ $(\Delta L / L)$ ซึ่งทำให้รูปแบบในรูปที่ 3.18(ค) และ (ง) สามารถใช้งานได้ ค่าคงที่ของความไม่เหมาะสมระหว่าง W และ $C_{OX}^{'}$ ข้างต้น จะไม่ถูกแสดงส่วนประกอบทางความถี่อิสระ โดยที่ค่าของทรานแอดมิตแตนซ์ทั้งหมดมีค่าเป็นสัดส่วนเท่ากับ 1/R

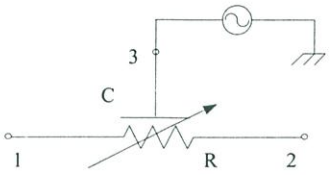
3.5.2 วงจรการแปลง URC โดยใช้ทรานซิสเตอร์เพียงอย่างเดียว

การจัดค่าไบอัสของแหล่งจ่ายตามแบบจำลองในรูปที่ 3.19(ก) และ (ค) สามารถเกิดขึ้นได้กับการต่อมอสเฟตแบบซอร์สตามเท่านั้น การประยุกต์ใช้โครงสร้างซึ่งแสดงไว้ใน รูปที่ 3.20(ก) โดยขั้วที่ 1, 2 และ 3 จะอยู่ที่กราวด์ การต่อมอสเฟตแบบซอร์สตาม แบบพีแชนแนล (p-channel) จะให้การจัดไบอัสไฟฟ้ากระแสตรง และอินพุตที่มีลักษณะเป็นแบบบัฟเฟอร์สำหรับการป้อนสัญญาณไปใช้กับเกต และกำหนดให้ อิมพีแดนซ์ที่ออกมามีค่าต่ำมาก ๆ ค่าความต้านทานแชนแนลของ M_1 ถูกควบคุมโดยแรงดันเกต V_C ซึ่งในทางกลับกันจะถูกควบคุมด้วยกระแสไบอัสตลอดเวลาด้วยค่าแหล่งจ่าย V อีกที่หนึ่ง ดังนั้นวงจรที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.20(ก) โครงสร้างของตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี ที่สามารถปรับค่าคุณสมบัติภายในได้ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.20(ข)

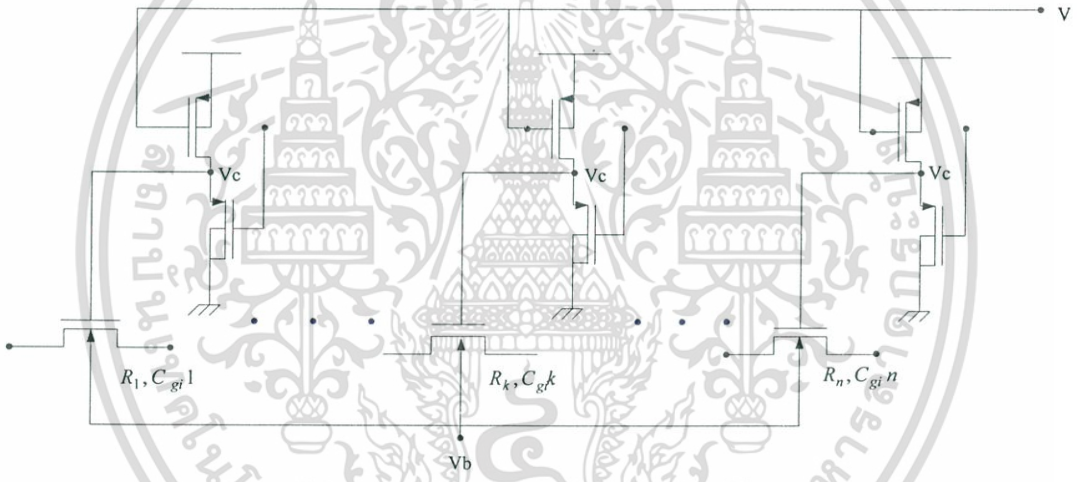
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แบบจำลองการจ่ายไบอัสแบบซอร์สร่วม



(ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กจาก (ก) ที่ใช้เพียงขา 1 และ 2



(ค) การจ่ายไบอัสให้กับ "MOSFET RC" n ตัวโดยจ่ายแบบซอร์สร่วม

รูปที่ 3.20 แสดงการจัดไบอัสให้มอสเฟต $\overline{RC}$

การควบคุมค่าแรงดัน V สามารถใช้ร่วมกันโดย ค่าผลต่างของโครงสร้าง มอสเฟต $\overline{RC}$ ที่ในการจัดโครงสร้างวงจรแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ มอสเฟต อาร์ซี ดังแสดงในรูปที่ 3.20(ค) หากใช้การต่อแบบซอร์สตาม ที่มีลักษณะเฉพาะตัวแรงดันไบอัสขั้วเกตของอุปกรณ์มอสเฟต $\overline{RC}$ ทั้งหมดจะเท่ากับตัวอื่นสำหรับค่าทั้งหมดของ V เมื่อค่าความต้านทานแชนแนลของอุปกรณ์มอสเฟต $\overline{RC}$ ทั้งหมดถูกแสดงไว้ใน สมการที่ (3.104) และ สมการที่ (3.105) เมื่อ V เป็นการปรับค่าตัวแปรที่เกิดขึ้นจากสภาวะที่เชื่อม R_k แต่ละตัวจะถูกเปลี่ยนโดยปัจจัยเดียวกัน นั้นคือ $(V_{Cold} - V_T)/(V_{Cnew} - V_T)$ โดย k=1, 2, ..., n แต่สัดส่วนของค่าความต้านทานของดิสทริบิวท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของส่วนมอสเฟต $\overline{RC}$ จะยังไม่เปลี่ยนและเท่ากับสัดส่วนของ L / W ดังนั้นด้วยการปรับ V จะทำให้คุณลักษณะทางความถี่ของตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบวิด์ อาซี ที่อยู่ภายในโครงสร้าง มอสเฟต $\overline{RC}$ เหล่านี้สามารถทำการปรับได้ขณะที่ตัวประกอบ Q ของโพลทางกรองสัญญาณความถี่ยังไม่เปลี่ยนแปลง สิ่งเหล่านี้จะสอดคล้องกับระดับของความถี่ความถี่ กระบวนการทำงานข้างต้นมีข้อจำกัดข้อหนึ่งคือ ในส่วนของตัวเก็บประจุ ที่ประกอบ $U\overline{RC}$ ในโครงข่ายดิสทริบิวท์อาร์ซีดังเดิมนั้นจะต้องเชื่อมกับกราวน์หรือแหล่งจ่ายแรงดันเมื่ออิมพีแดนซ์ที่ขั้ว 3 ไม่ถูกจัดเตรียมไว้นับตั้งแต่เริ่มต้นดังรูปที่ 3.19(ค) ถึงรูปที่ 3.20(ก) ภายใต้ข้อจำกัดนี้ เทคนิคการสังเคราะห์เครือข่ายแอคทีฟดิสทริบิวท์อาร์ซี ที่ถูกพัฒนามาก่อนหน้านี้ สามารถถูกนำมาใช้ เพื่อความเข้าใจวงจรทรานซิสเตอร์แบบมอสเพียงอย่างเดียวที่มีพื้นฐานจากกระบวนการทำงานที่กล่าวไว้ข้างต้น

3.6 หลักการออกแบบมอสเฟตเป็นตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี

ในการออกแบบมอสเฟตเป็นตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี ใช้ทรานซิสเตอร์ มอสเฟสแบบเอนแฮนซ์เมนต์ชนิด N โดยการจัดไบอัส $V_{GD} = V_{GS} > V_T$ ค่าความต้านทานของแชนแนลสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันที่ V_{GS} ในส่วนค่าความเก็บประจุเกิดที่ชั้นออกไซด์และชั้นดีพลีทชั่น ซึ่งจะกระจายตามความยาวทั้งสองด้านของแชนแนล เป็นไปตามรูปแบบของดับเบิ้ลยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี มองในโครงสร้างแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟตได้ดังรูปที่ 3.21

รูปที่ 3.21 รูปแบบสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต

ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 3.21 และจากสมการ (3.104) (3.105) และ (3.106) จะได้เป็น

$$R = \left\{ K' \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_T \right) \right\}^{-1} \tag{3.109}$$

$$C = C_{OX} = C'_{OX} WL \tag{3.110}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = \frac{C_b}{C_{OX}} = b = \frac{\gamma}{2\sqrt{V_{SB} + \Phi_B}} \qquad (3.111)$$

ถ้า N << 1 จะเหลือแค่ R และ C ซึ่งจะเท่ากับ ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี ค่าคงตัวทางเวลา (Time Constance: τ) หาได้จากสมการที่ (3.109) ถึง (3.110)

$$\tau = RC = \frac{C'_{OX}L^2(N+1)}{K'(V_{GS} - V_T)} \qquad (3.112)$$

ในการจำลองการทำงานในบทที่ 4 จะใช้การเชื่อมต่อมอสเฟต ในลักษณะเดียวกับการต่อ RC เป็นตัว $U\overline{RC}$ 1 ตัว แบบ Leader 10 เซคชั่น (Section) ซึ่งจะให้ผลการตอบสนองที่ใกล้เคียงกับทางอุดมคติมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

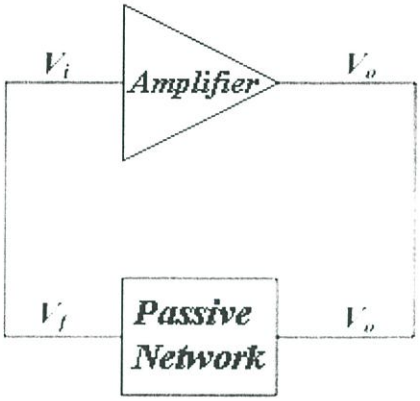
บทที่ 4
การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์

การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่หรือวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) โดยทั่วไปจะใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับพาสซีฟอิลิเม้นท์ R กับ C ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะต่อโดยใช้โครงสร้างแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ เมื่อเปรียบเทียบกับการสังเคราะห์ วงจรพาสซีฟ (Passive) ซึ่งใช้ ส่วนประกอบของอุปกรณ์ในวงจรคือ R, C และ L แล้ว จะเห็นได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้าง ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ มีข้อดีคือ ผลของรูปสัญญาณความถี่ที่เกิดขึ้นมีเสถียรภาพของสัญญาณที่ดี ในรูปแบบของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ได้มีค่าเข้าใกล้สัญญาณในอุดมคติคือ ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion : THD) และวงจรมีขนาดเล็กไม่ต้องการพื้นที่มาก สามารถทำให้มีขนาดเล็กได้โดยอาศัยเทคโนโลยีของการออกแบบวงจรรวม ซึ่งเป็นวงจรที่มีขดลวดตัวนำ (L, Inductor) ยังต้องทำเป็นโครงสร้างของวงจรจริงที่ราคายังแพง จากที่กล่าวมาแล้วในบทนี้จะเสนอวิธีการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ในย่านความถี่กว้าง โดยใช้ออปแอมป์ร่วมกับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ ซึ่งเรียกวงจรแบบนี้ว่า วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้าง ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ (URC) และยังได้ทำการหาค่าความถี่ที่ออสซิลเลทของวงจรจากสมการค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันโดยวงจรที่ได้ออกแบบนี้มีข้อดีเหมือนวงจรออสซิลเลเตอร์คือ มีของการกำเนิดสัญญาณในย่านกว้างและยังมีสมรรถนะที่ดีคือ ผลของสัญญาณความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมมีค่าต่ำกว่า 1% วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ออกแบบนี้สามารถผลิตขึ้นตามกรรรมวิธีผลิต LSI ได้

4.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้โครงสร้างของวงจรยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น

ในหัวข้อนี้จะเป็นวิธีการออกแบบและคำนวณค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น ที่ต่ออยู่ในรูปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซี (Uniform Distribute RC) กับออปแอมป์นำมาสร้างเป็นวงจร จากบรรทัดฐานของบาร์คเฮาเซ่น แสดงดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.1

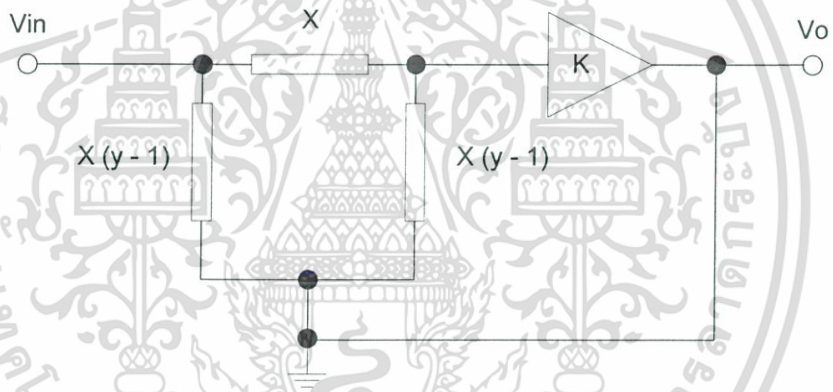
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของหลักการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์

4.1.1 การคำนวณหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้าง ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ในย่านความถี่ต่ำผ่านแบบ 1 ชั้น

ในรูปที่ 4.2 วงจรแสดงวงจรกำเนิดสัญญาณที่โครงสร้างยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ในย่านความถี่ต่ำผ่านแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น

จากพารามิเตอร์แบบแอดมิตแตนซ์ ของวงจรโครงข่าย ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} y & -1 & -(y-1) \\ -1 & y & -(y-1) \\ -(y-1) & -(y-1) & 2(y-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

ที่ Node V2; $I_2 = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $$I_1 = xyv_1 - xv_2 - x(y-1)v_3$$

$$I_2 = -xv_1 + xyv_2 - x(y-1)v_3 = 0$$

จะได้ $$xv_1 = xyv_2 - x(y-1)v_3 \quad (4.1)$$

กำหนดให้ $$v_1 = vin \quad ; \quad v_3 = v_o$$

$$\therefore v_2 = \frac{v_o}{K}$$

แทนค่าต่าง ๆ จะได้

$$xvin = xy\frac{v_o}{K} - x(y-1)v_o \quad (4.2)$$

$$Kxvin = xyv_o - Kx(y-1)v_o$$

$$Kxvin = (xy - Kxy + Kx)v_o$$

$$Kvin = (y - Ky + K)v_o$$

$$\therefore \frac{V_o}{Vin} = \frac{K}{y(1-K)+K} \quad (4.3)$$

กำหนดให้ $y = \cosh P$ และ $P = \sqrt{SCR}$

จะได้ $$\therefore \frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\cosh P(1-K)+K} \quad (4.4)$$

การคำนวณหาความถี่ออสซิลเลทจากสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน นำสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ที่ได้มาทำการหาค่าความถี่ออสซิลเลท

เมื่อ $$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\cosh P(1-K)+K}$$

กำหนดให้ $$P = \sqrt{SCR} = \sqrt{j\omega CR} = t + jt$$

และ $$t = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ $$P = t + j\,t = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega CR}{2}}$$

$$\therefore \cosh\ P\ = \cosh\ (t\ +\ jt) = \cosh\ t \cos t + j \sinh\ t\ \sin\ t$$

แทนค่าในสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(\cosh\ t \cos t + j \sinh\ t \sin\ t)(1 - K) + K}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(\cosh t \cos t - \cosh t \cos t\, K) + (j \sinh t\, Sin\, t - j \sinh t \sin t\, K) + K}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{K + (1 - K) \cosh\ t \cos\ t + j\,(1 - K) \sinh\ t \sin\ t} \quad (4.5)$$

จากบรรทัดฐานบาร์คเฮาเซ่น มีการเลื่อนเฟส 180° จึงทำให้ส่วนจินตภาพ (Imaginary) มีค่าเป็น 0

จะได้ $$K + (1 - K) \cosh \mathrm{t}\ \cos\ \mathrm{t} = 0 \quad (4.6)$$

แทนค่า $$\mathrm{t} = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}$$

$$K + (1 - K) \cosh \sqrt{\frac{\omega CR}{2}} \cos \sqrt{\frac{\omega CR}{2}} = 0 \quad (4.7)$$

เมื่อ $$\omega = 2\pi f$$

จะได้ $$K + (1 - K) \cosh \sqrt{\frac{2\pi fCR}{2}} \cos \sqrt{\frac{2\pi fCR}{2}} = 0 \quad (4.8)$$

$$K + (1 - K) \cosh \sqrt{\pi fCR} \cos \sqrt{\pi fCR} = 0 \quad (4.9)$$

ใช้การกระจายอนุกรมของฟังก์ชัน ไฮเพอร์โบลิค และตรีโกณมิติ

$$\cosh\ x = 1 + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} + \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} + \ldots \qquad ; \text{เมื่อ } -\infty < \mathrm{x} < \infty$$

$$\therefore \cosh\ \sqrt{\pi fCR}\ = 1 + \frac{(\sqrt{\pi fCR}\ )^2}{2!} + \frac{(\sqrt{\pi fCR}\ )^4}{4!} + \ldots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้การกระจายอนุกรมของฟังก์ชัน ไฮเพอร์โบลิค และตรีโกณมิติ

$$\therefore \cos\ x\ = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \ldots \qquad ;\text{เมื่อ} \quad -\infty < x < \infty$$

$$\therefore\ \cos\ \sqrt{\pi fCR}\ = 1 - \frac{(\sqrt{\pi fCR}\ )^2}{2!} + \frac{(\sqrt{\pi fCR}\ )^4}{4!} - \ldots$$

นำค่าที่ได้ทั้งสองกลับไปแทนในสมการที่ (4.9)

$$\therefore\ \ K\ +\ (1\ -\ K\ )\ \frac{2\ +\ \pi fCR}{2}\ .\ \frac{2\ -\ \pi fCR}{2}\ =\ 0 \qquad (4.10)$$

$$(1\ -\ K\ )\ \frac{2\ +\ \pi fCR}{2}\ .\ \frac{2\ -\ \pi fCR}{2}\ =\ -\ K$$

$$\frac{4\ -\ (\pi fCR\ )^2}{4}\ =\ -\ \frac{K}{(1\ -\ K\ )}$$

$$(\pi fCR\ )^2\ =\ 4\ +\ \frac{4K}{(1\ -\ K\ )}\ =\ \frac{4\ -\ 4K\ +\ 4K}{(1\ -\ K\ )}$$

$$\pi fCR\ \ =\ \sqrt{\frac{4}{(1\ -\ K\ )}}$$

$$\therefore\ f\ =\ \frac{1}{\pi CR}\sqrt{\frac{4}{(1-K)}}$$

$$M\ \ =\ -\ \frac{K}{(1\ -\ K\ )}$$

เมื่อค่า M ก็คือตัวโพล (Pole) ซึ่งตัวโพล (Pole) จะมีค่าเป็นตัวส่วนเสมอ

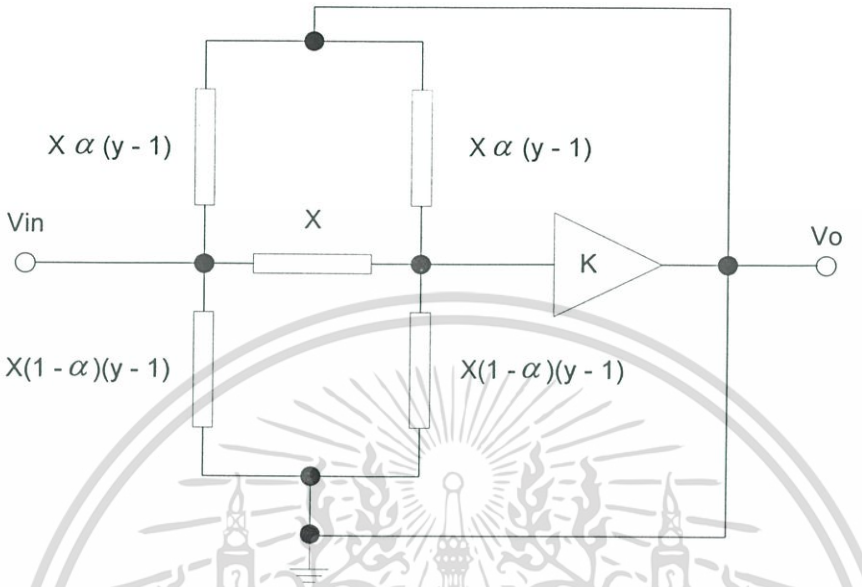
และค่า K ในยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ1 ชั้น จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ0.96

$$\therefore f_{osc} = \frac{1}{(\pi\ CR)10} \qquad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 การคำนวณหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้างยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ในย่านความถี่ต่ำผ่าน แบบ 2 ชั้น

รูปแบบของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ แสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ในย่านความถี่ต่ำผ่านแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น

จากพารามิเตอร์แบบแอดมิตแตนซ์ ของวงจรโครงข่าย ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = x \begin{bmatrix} y & -1 & -\alpha(y-1) \\ -1 & y & -\alpha(y-1) \\ -\alpha(y-1) & -\alpha(y-1) & \alpha(1-\alpha)P^2/xR + 2\alpha^2(y-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

ที่ Node V2; $I_2 = 0$

เมื่อ $$I_1 = xyv_1 - xv_2 - \alpha x(y-1)v_3$$

$$I_2 = -xv_1 + xyv_2 - \alpha x(y-1)v_3 = 0$$

จะได้ $$xv_1 = xyv_2 - \alpha x(y-1)v_3 \qquad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $v_1 = vin$; $v_3 = v_o$

$$\therefore v_2 = \frac{v_o}{K}$$

แทนค่าต่าง ๆ จะได้ $$xvin = xy\frac{v_o}{K} - \alpha x(y-1)v_o \quad (4.13)$$

$$Kxvin = xyv_o - K\alpha x(y-1)v_o$$

$$Kvin = (y - K\alpha(y-1))v_o$$

$$Kvin = (y - Ky\alpha + K\alpha)v_o$$

$$\therefore \frac{V_o}{Vin} = \frac{K}{y(1-K\alpha)+K\alpha} \quad (4.14)$$

กำหนดให้ $y = \cosh P$; $P = \sqrt{SCR}$; $\alpha = \frac{C2}{C1+C2}$

แทนค่า α $$\therefore \frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\cosh P(1-K\frac{C2}{C1+C2})+K\frac{C2}{C1+C2}} \quad (4.15)$$

จะได้ $$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\cosh P(1-K\alpha)+K\alpha} \quad (4.16)$$

ในการคำนวณหาความถี่ออสซิลเลท สามารถหาค่าได้จากสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

เมื่อ $$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\cosh P(1-K\alpha)+K\alpha}$$

กำหนดให้ $P = \sqrt{SCR} = \sqrt{j\omega CR} = t + jt$

และ $t = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}$

จะได้ $P = t + jt$

$$P = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega CR}{2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore \cosh P = \cosh (t + jt)$$

$$\cosh P = \cosh t \cos t + j \sinh t \sin t$$

แทนค่าในสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(\cosh t \cos t + j \sinh t \sin t)(1 - K\alpha) + K\alpha} \tag{4.17}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(\cosh t \cos t - \cosh t \cos t K\alpha) + (j \sinh t \sin t - j \sinh t \sin t K\alpha) + K\alpha}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{K\alpha + (1 - K\alpha)\cosh t \cos t + j(1 - K\alpha)\sinh t \sin t}$$

จากบรรทัดฐานบาร์คเฮาเซ่นมีการเลื่อนเฟส 180° จึงให้ส่วนจินตภาพ (Imaginary) เป็น 0

$$K\alpha + (1 - K\alpha)\cosh t \cos t = 0 \tag{4.18}$$

แทน $t = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}$

$$K\alpha + (1 - K\alpha)\cosh \sqrt{\frac{\omega CR}{2}} \cos \sqrt{\frac{\omega CR}{2}} = 0 \tag{4.19}$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$

จะได้ $$K\alpha + (1 - K\alpha) \cosh \sqrt{\frac{2\pi fCR}{2}} \cos \sqrt{\frac{2\pi fCR}{2}} = 0 \tag{4.20}$$

$$K\alpha + (1 - K\alpha) \cosh \sqrt{\pi fCR} \cos \sqrt{\pi fCR} = 0 \tag{4.21}$$

ใช้การกระจายอนุกรมของฟังก์ชัน ไฮเพอร์โบลิคและตรีโกณมิติ

$$\cosh x = 1 + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} + \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} + \ldots \quad ; \text{เมื่อ } -\infty < x < \infty$$

$$\therefore \cosh \sqrt{\pi fCR} = 1 + \frac{(\sqrt{\pi fCR})^2}{2!} + \frac{(\sqrt{\pi fCR})^4}{4!} + \ldots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้การกระจายอนุกรมของฟังก์ชัน ไฮเพอร์โบลิคและตรีโกณมิติ

$$\therefore \cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \ldots \qquad ; \text{เมื่อ} \quad -\infty < x < \infty$$

$$\therefore \cos \sqrt{\pi fCR} = 1 - \frac{(\sqrt{\pi fCR})^2}{2!} + \frac{(\sqrt{\pi fCR})^4}{4!} - \ldots$$

นำค่าที่ได้ทั้งสองกลับไปแทนในสมการที่ (4.21)

$$\therefore K\alpha + (1 - K\alpha).\frac{2 + \pi fCR}{2}.\frac{2 - \pi fCR}{2} = 0 \qquad (4.22)$$

$$K\frac{C2}{C1+C2} + (1 - K\frac{C2}{C1+C2}).\frac{2 + \pi fCR}{2}.\frac{2 - \pi fCR}{2} = 0$$

$$(1 - K\frac{C2}{C1+C2})\frac{2 + \pi fCR}{2}.\frac{2 - \pi fCR}{2} = -K\frac{C2}{C1+C2}$$

$$(\pi fCR)^2 = 4 + \frac{4K\dfrac{C2}{C1+C2}}{(1 - K\dfrac{C2}{C1+C2})} = \frac{4 - 4K\alpha + 4K\alpha}{(1 - K\alpha)}$$

$$(\pi fCR)^2 = \frac{4K}{(1 - K\dfrac{C2}{C1+C2})}$$

$$\therefore f = \frac{1}{\pi CR}\sqrt{\frac{4}{(1 - K\dfrac{C2}{C1+C2})}}$$

ค่าของ $\alpha = \dfrac{C2}{C1+C2}$ เมื่อทำการหาค่าออกมาแล้วมีค่าน้อยมาก ๆ จึงสามารถตัดทิ้งได้

$$M = -\frac{K}{(1-K)}$$

เมื่อค่า M ก็คือตัวโพล(Pole) ซึ่งตัวโพล(Pole) จะมีค่าเป็นตัวส่วนเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่า K ใน ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ขั้นจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ0.99

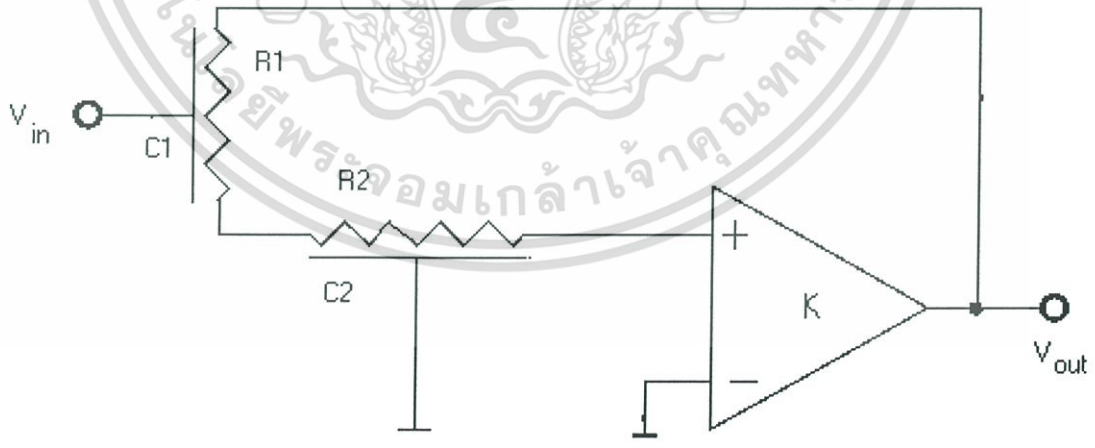
$$\therefore f_{osc} = \frac{1}{(\pi CR)20} \qquad (4.23)$$

4.2 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้โครงสร้างของวงจร ยูนิ-ฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ ในการป้อนกลับของวงจรกรองแถบความถี่

จากหลักการออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ หัวข้อที่ 4.1 จะพบว่าคุณสมบัติของการสร้างและการกำหนดค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถทำได้ง่าย แต่จากโครงสร้างของวงจรจะพบว่าอัตราการขยายสัญญาณของวงจรมีค่าขอบเขตที่จำกัดมาก ถ้าการปรับค่าอัตราการขยายของวงจรเกินจุดทำงานในรูปแบบของสัญญาณไซน์ จะทำให้เกิดค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ง่ายดังนั้น จึงได้มีการออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ใช้รูปแบบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter) เป็นส่วนของการกำเนิดค่าสัญญาณถี่ที่มีเสถียรภาพของสัญญาณสูง

4.2.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ยกขึ้นมานำเสนอในที่นี้ ประกอบด้วยตัว $U\overline{RC}$ สองตัว ซึ่งต่อร่วมกับวงจรขยาย เพื่อทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟ และมีลักษณะดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ตัว $U\overline{RC}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของวงจรได้ดังสมการ (4.24)

$$T(P)=\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{KX_1(Y_1-1)}{Y_2(X_1Y_1+X_2Y_2)-(X_2+KX_1)} \tag{4.24}$$

โดยที่

$$Y_1=\cosh\sqrt{sC_1R_1}$$

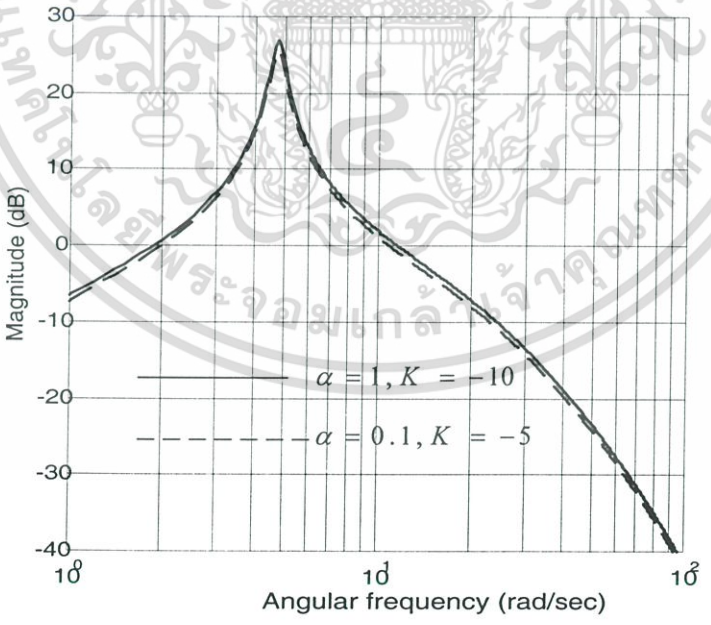
$$Y_2=\cosh\sqrt{sC_2R_2}$$

$$X_1=\frac{\sqrt{sC_1R_1}}{R_1\sinh\sqrt{sC_1R_1}} \quad X_2=\frac{\sqrt{sC_2R_2}}{R_2\sinh\sqrt{sC_2R_2}}$$

$$P_i=\sqrt{sC_iR_i} \quad (i=1,2,3....)$$

$$\alpha=\frac{C_2}{C_1+C_2}$$

R_1 , R_2 , และ C_1 , C_2 เป็นค่าความต้านทานรวม และ ตัวเก็บประจุรวม ของ $U\overline{RC}1$ และ $U\overline{RC}2$ ตามลำดับ จากสมการ (4.24) สามารถแสดงผลตอบสนองทางความถี่ได้ ดังรูปที่ 4.5 โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น C = 1 F และ R = 1 Ω



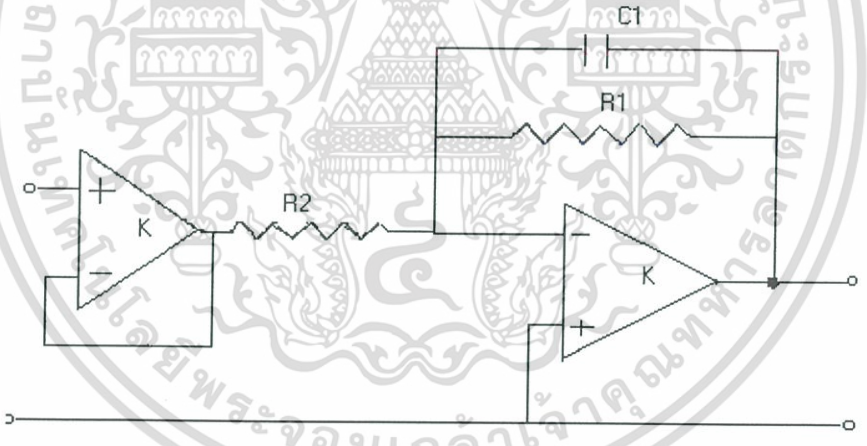
รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราขยายคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรดังรูปที่ 4.5 พบว่า ถ้ากำหนดค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรที่คงที่ วงจรจะมีขอบเขตของการตอบสนองเฉพาะจุดทำงานเดิมเสมอถึงแม้ว่าจะทำการปรับค่าอัตราขยายสัญญาณ (K) หรือปรับอัตราส่วนของ α เพิ่มมากขึ้น แต่ถ้าเรามีวิธีการในการกำหนดคุณสมบัติของอัตราขยายในส่วนของการป้อนกลับให้สามารถสอดคล้องต่อผลทางความถี่ได้ วงจรจะสามารถทำงานในรูปแบบของการปรับผลการตอบสนองทางที่ดีกว้างขึ้น

4.2.1.1 วงจรขยาย ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่งโพล

จากคุณสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ไซน์ อัตราการขยายสัญญาณของวงจรมีส่วนสำคัญเป็นอย่างมากต่อการกำหนดเงื่อนไขในการให้รูปร่างของสัญญาณมีความเป็นอุดมคติ คือมีรูปแบบของสัญญาณเข้าใกล้สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่บริสุทธิ์ โดยมีค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion) ต่ำมาก ซึ่งวงจรขยายสัญญาณในวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ทั่วไปมักจะใช้การขยายสัญญาณแบบกระแสตรงแต่ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบใหม่ที่ใช้อัตราการขยายสัญญาณเป็นแบบหนึ่งโพลรูปแบบของวงจรแสดงดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรขยาย ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่งโพล

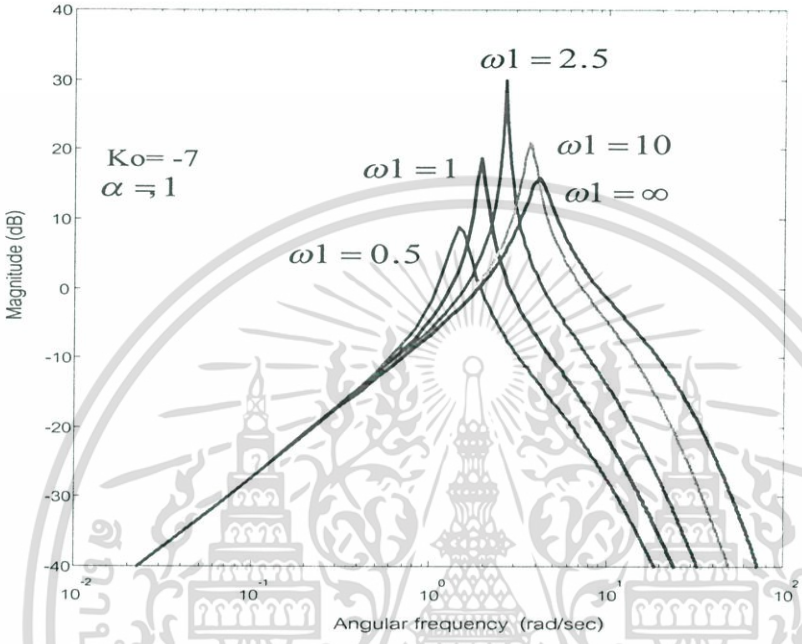
จากรูปที่ 4.6 สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

$$K = \frac{K_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}} = \frac{K_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}} \qquad (4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง K_0 เป็นค่าอัตราการขยายที่คงที่ และ $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$

จากวัตถุประสงค์ของการวิจัยคือ ปรับเปลี่ยนอัตราการขยายที่คงที่ ให้เป็นอัตราการขยายหนึ่งโพล เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ ที่ดีกว่า ดังแสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีอัตราขยายหนึ่งโพล

จากค่าผลตอบสนองทางความถี่รูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นว่าในการให้ส่วนของการขยายสัญญาณ สามารถปรับเปลี่ยนค่าการขยายสัญญาณ จากรูปแบบการขยายสัญญาณคงที่แบบดีซี ไปเป็นอัตราขยายหนึ่งโพล โดยเปลี่ยนค่าของ ω_1 จะทำให้สามารถปรับค่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรได้ ซึ่งไม่จำเป็นจะต้องปรับค่าภายในโครงสร้างของวงจรกรองความถี่

4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร

การวิเคราะห์เสถียรภาพ (Stabilities) ของวงจรนั้น ถือได้ว่ามีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เพื่อทราบถึงขอบเขตการทำงานของวงจรต่าง ๆ นอกจากจะทำการพิจารณาจากสมการคุณลักษณะโดยทั่วไปแล้ว เสถียรภาพของวงจรจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งรากของสมการคุณลักษณะ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรด้วยเทคนิคของไนควิสต์ ไดอะแกรม (Nyquist Diagram) ซึ่งมีหลักการคือ จะนำรากของสมการคุณลักษณะ หรืออาจกล่าวได้ว่านำสมการตัวส่วนของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน มาทำการหาเส้นทางเดินของไนควิสต์ ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระนาบ S-Plane ซึ่งวงจรที่มีเสถียรภาพ จะต้องมีเส้นทางเดินของไนควิสต์ที่ปิดล้อมจุดกำเนิด (Origin)

สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณในส่วนของการกำเนิดค่าความถี่ ซึ่งในที่นี้ใช้คุณสมบัติของวงจรโครงข่ายในลักษณะของวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่ใช้ตัว $DU\overline{RC}$ นั้น เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงให้มาอยู่ในรูปของ P-Plane แทน โดยสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบ ได้ดังนี้

$$T(P) = \frac{N_o + N_1P + N_2P + ... + N_mP^m}{D_o + D_1P + D_2P^2 + ... + D_nP^n} \qquad (4.26)$$

เมื่อ $N(P)$ และ $D(P)$ เป็นโพลิโนเมียลของตัวเศษและโพลิโนเมียลของตัวส่วนตามลำดับที่อยู่ในรูปของ P-Plane

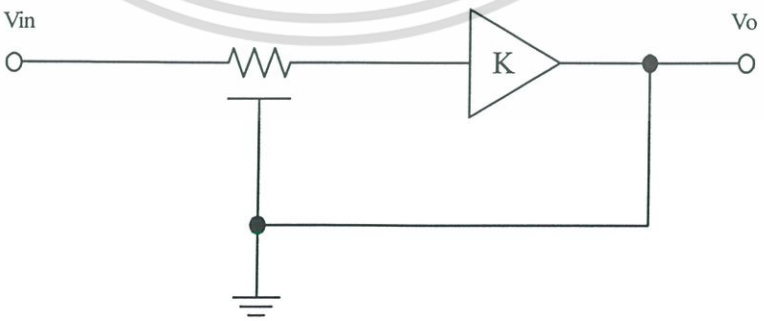
ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรในวิทยานิพนธ์นี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนตามชนิดของวงจรกรองความถี่ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองผ่านแถบความถี่

4.3.1 เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำในสมการ (4.28) สามารถวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำ ได้ดังนี้

$$\text{Stability region} = \text{Re}(D(P)) + \text{Im}(D(P)) \qquad (4.27)$$

โดยที่รูปแบบของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ในลักษณะของลูปเปิดแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงการใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ ทำเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ที่ใช้ส่วนของวงจรกรองย่านความถี่ต่ำผ่าน แบบ 1 ชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 4.1 ทำให้สามารถคำนวณหาสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้เป็น

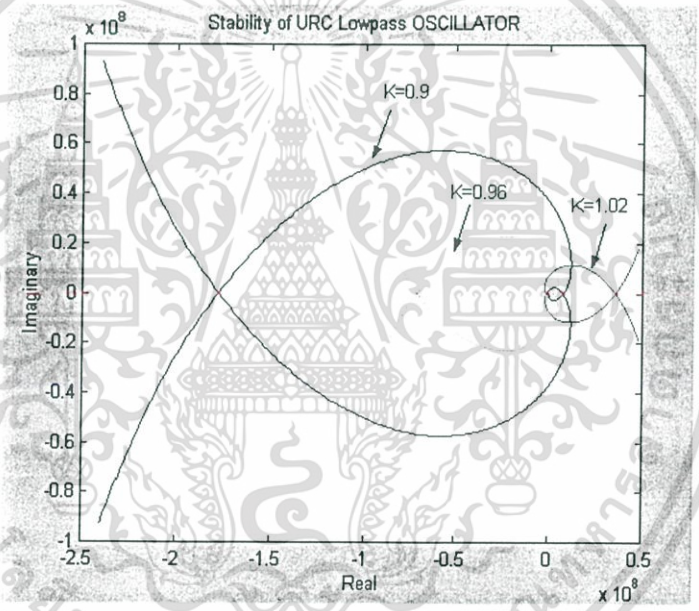
$$T(p) = \frac{N_{(p)}}{D_{(p)}} = \frac{K}{y\,(1-K)+K}$$

แทน $y = \cosh p$

จะได้

$$T(p) = \frac{K}{\cosh p(1-K)+K} \qquad (4.28)$$

นำสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ได้ไปประมวลผลด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อดูเสถียรภาพของวงจรจะได้กราฟแสดงดังรูปที่ 4.9



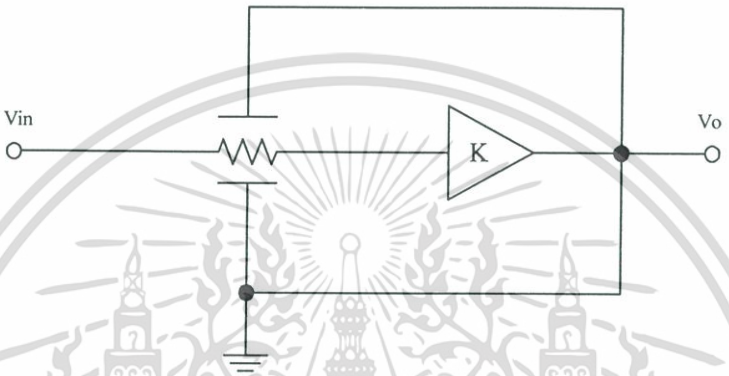
รูปที่ 4.9 กราฟแสดงเสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ใช้คุณสมบัติ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น

ผลของกราฟการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยหลักการของไนควิสต์ พบว่าเมื่อค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเกิน 0.96 กราฟของเสถียรจะอยู่ในตำแหน่งจินตภาพ จะทำให้วงจรเกิดการแกว่งไม่มีเสถียรภาพ และพร้อมที่จะทำให้เกิดสภาวะออสซิลเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 เสถียรภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้ตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น

วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ในย่านความถี่ต่ำผ่านแบบ 2 ชั้นที่แสดงในรูปที่ 4.10 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ 1 ตัว มาต่อร่วมกับออปแอมป์ โดยจะเริ่มพิจารณาจากการหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร จากนั้นนำสมการที่ได้ไปวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรด้วยโปรแกรม MATLAB



รูปที่ 4.10 แสดงการใช้ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ ทำเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ใช้ส่วนของวงจรกรองย่านความถี่ต่ำผ่าน แบบ 2 ชั้น

จากวงจรในรูปที่ 4.10 ทำให้สามารถคำนวณหาสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้เป็น

$$T(p)=\frac{N_{(p)}}{D_{(p)}}=\frac{K}{y(1-K\alpha)+K\alpha} \tag{4.29}$$

แทน $y=\cosh p$

จะได้

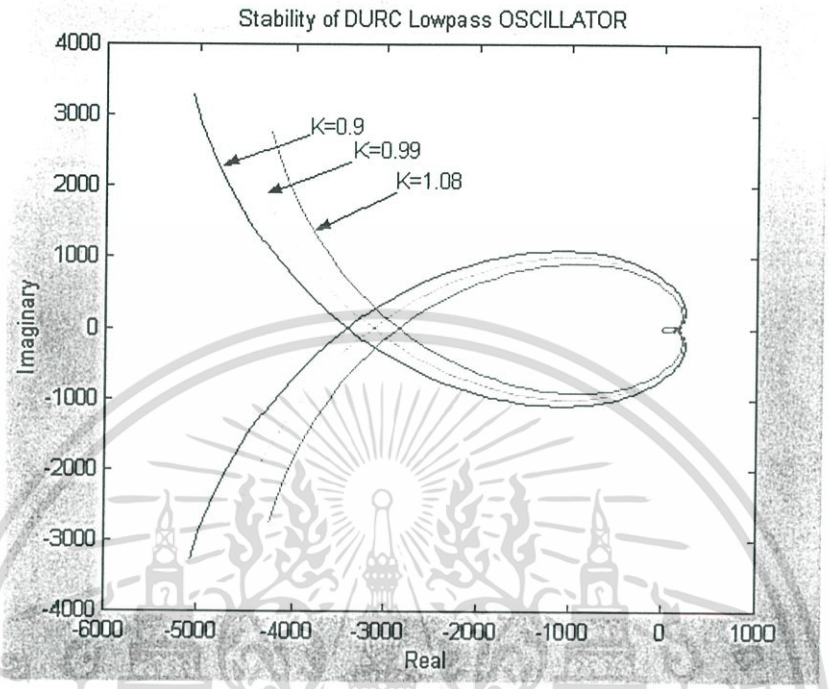
$$T(p)=\frac{K}{\cosh P(1-K\alpha)+K\alpha} \tag{4.30}$$

แทนค่า $\alpha = \dfrac{C2}{C1+C2}$

$$T(p)=\frac{(C_1+C_2)K}{(C_1+C_2)\cosh\sqrt{SRC}-K\cosh\sqrt{SRC}+KC_2} \tag{4.31}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ได้ไปประมวลผลด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อดูเสถียรภาพของวงจรจะได้กราฟแสดงดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 กราฟแสดงเสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ใช้คุณสมบัติ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น

4.3.3 เสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

เสถียรภาพของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน สามารถหาได้จาก ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ในสมการที่ (4.24) ซึ่งมีโพลิโนเมียลตัวส่วน ดังนี้

$$D(P) = 1/2 *(1 + \alpha)(\cosh 2P + 1) - (K + \alpha) \qquad (4.32)$$

เมื่อ $\alpha = 1$, สมการที่ (4.32) จะมีรูปแบบคือ

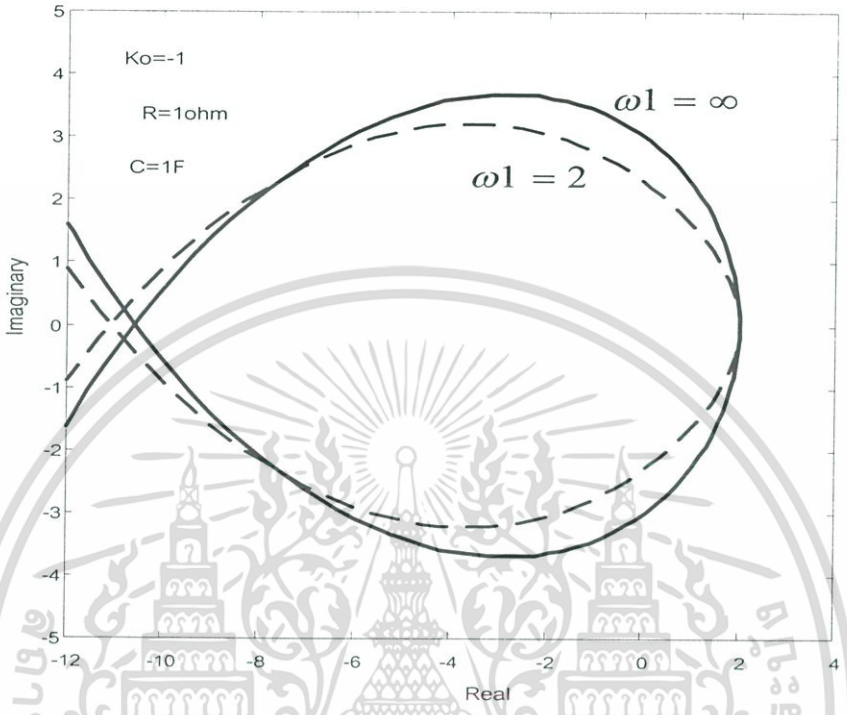
$$D(P) = \cosh 2P - K \qquad (4.33)$$

ซึ่ง

$$\cosh 2P = \cosh 2\sqrt{sRC}\,\Big|_{s=j\omega, RC=1} = \cosh 2\sqrt{j\omega}$$
$$= \cosh 2\left(\sqrt{\frac{\omega}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega}{2}}\right) = \cosh\left(\sqrt{2\omega} + j\sqrt{2\omega}\right) \qquad (4.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.33) – (4.34) สามารถหาเสถียรภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ที่ใช้คุณบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 เสถียรภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยใช้ตัว $\overline{URC}$

4.4 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์

ค่าความไวของตัวอุปกรณ์เป็นผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวอุปกรณ์ในวงจร เช่น การเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทาน ค่าความจุของตัวเก็บประจุ และอัตราการขยายของออปแอมป์ เป็นต้น ซึ่งเป็นเหตุทำให้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยในการออกแบบวงจรนั้นจะต้องให้มีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด ซึ่งจะต้องคำนึงถึงสิ่งต่าง ๆ เช่นส่วนประกอบในการผลิตที่มีขนาดเล็ก อุณหภูมิที่ต่ำ อายุการใช้งานและความชื้นที่จะเกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามสิ่งเหล่านี้ล้วนมีผลทำให้ราคาของวงจรสูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบวงจรจึงต้องมีการหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ด้วย

ความไวของตัวอุปกรณ์ สามารถหาได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจร ดังนี้

$$S_{x_i}^{T(S)} = \frac{X_i}{T(S)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \qquad (4.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ X_i แทนด้วยค่าอิลิเม้นต์ แต่ละตัวในวงจร

ถ้าแทน S ด้วย $j\omega$ จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $T(s)$ เป็น

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \tag{4.36}$$

แทนค่าสมการ (4.36) ลงในสมการ (4.35) จะได้

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)}} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \tag{4.37}$$

จากสมการ (4.37) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อนได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| + jX_i \frac{\partial}{\partial X_i} \theta(\omega) \tag{4.38}$$

และจากสมการ (4.38) จะได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \mathrm{Re}\, S_{X_i}^{T(j\omega)} \tag{4.39}$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \left[\frac{1}{\theta(\omega)}\right] \mathrm{Im}\, S_{X_i}^{T(j\omega)} \tag{4.40}$$

โดยที่สมการ (4.39) จะเป็นฟังก์ชันในการหาค่าความไวของขนาด $|T(j\omega)|$ ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$S_{X_i}^{|T(j\omega)|} = \mathrm{Re}\left[\frac{X_i}{T(S)} \frac{\partial}{\partial X_i} T(S)\right] \tag{4.41}$$

$$= \mathrm{Re}\left[X_i \left(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)}\right)\right] \tag{4.42}$$

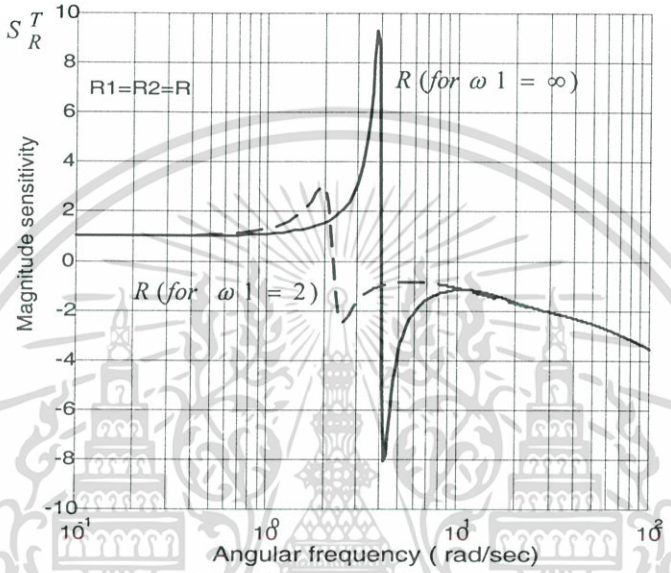
เมื่อ $N(S)$ เป็นโพลิโนเมียลเศษของ $T(S)$

$D(S)$ เป็นโพลิโนเมียลส่วนของ $T(S)$

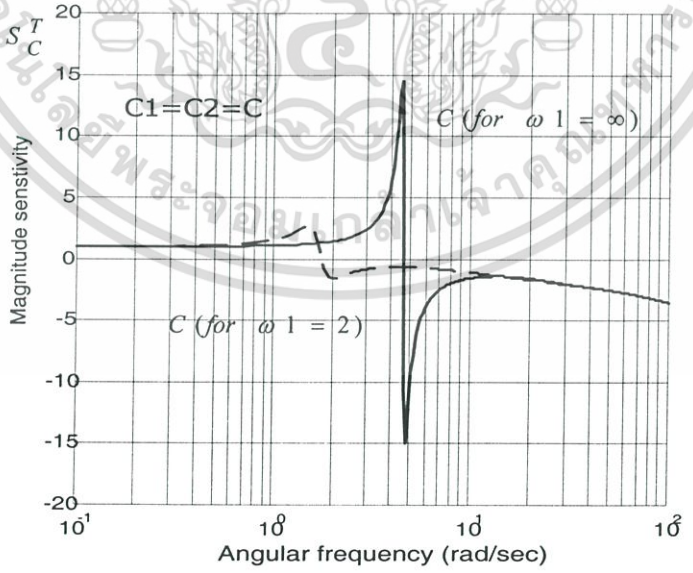
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $$N'(S)=\frac{d}{dX_i}N(S)\ ,\quad D'(S)=\frac{d}{dX_i}D(S) \tag{4.43}$$

โดยในการวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้นำเสนอ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.13 ถึง รูปที่ 4.16

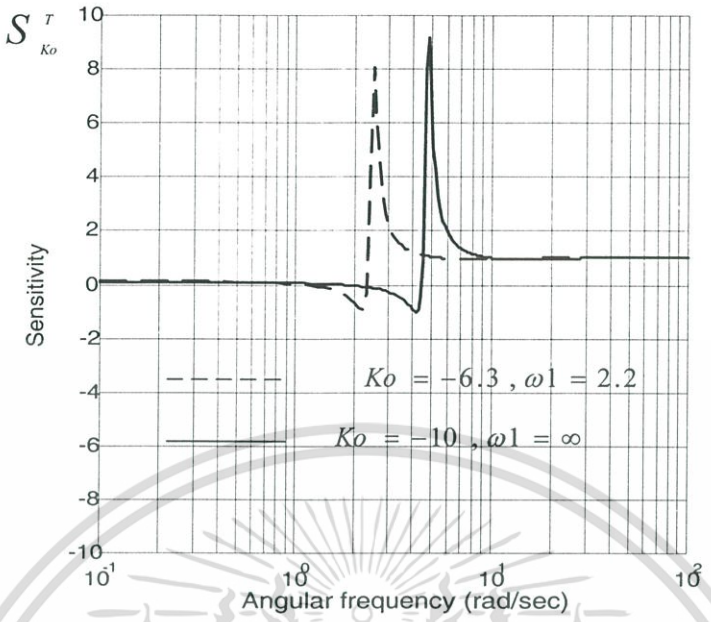


รูปที่ 4.13 ค่าความไว $S_R^{|T(P)|}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

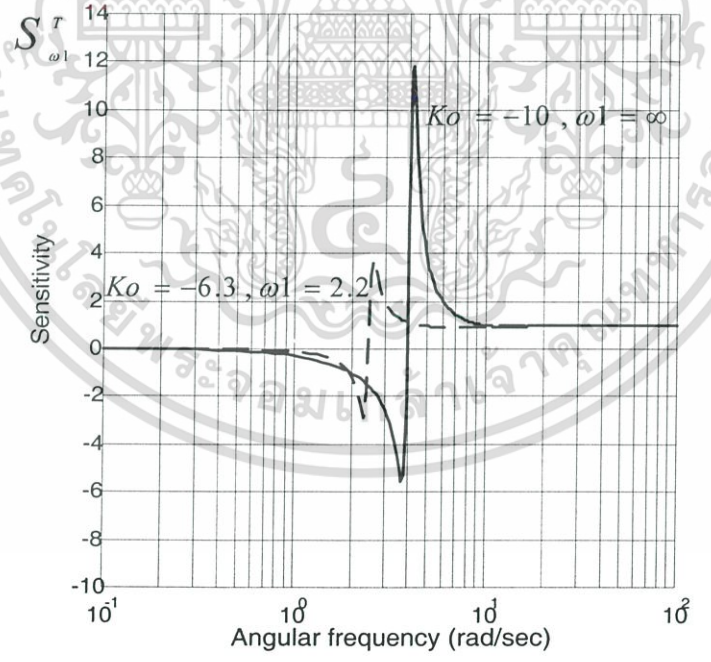


รูปที่ 4.14 ค่าความไว $S_C^{|T(P)|}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ค่าความไว $S^{|T(P)|}_{Ko}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่



รูปที่ 4.16 ค่าความไว $S^{|T(P)|}_{\omega 1}$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

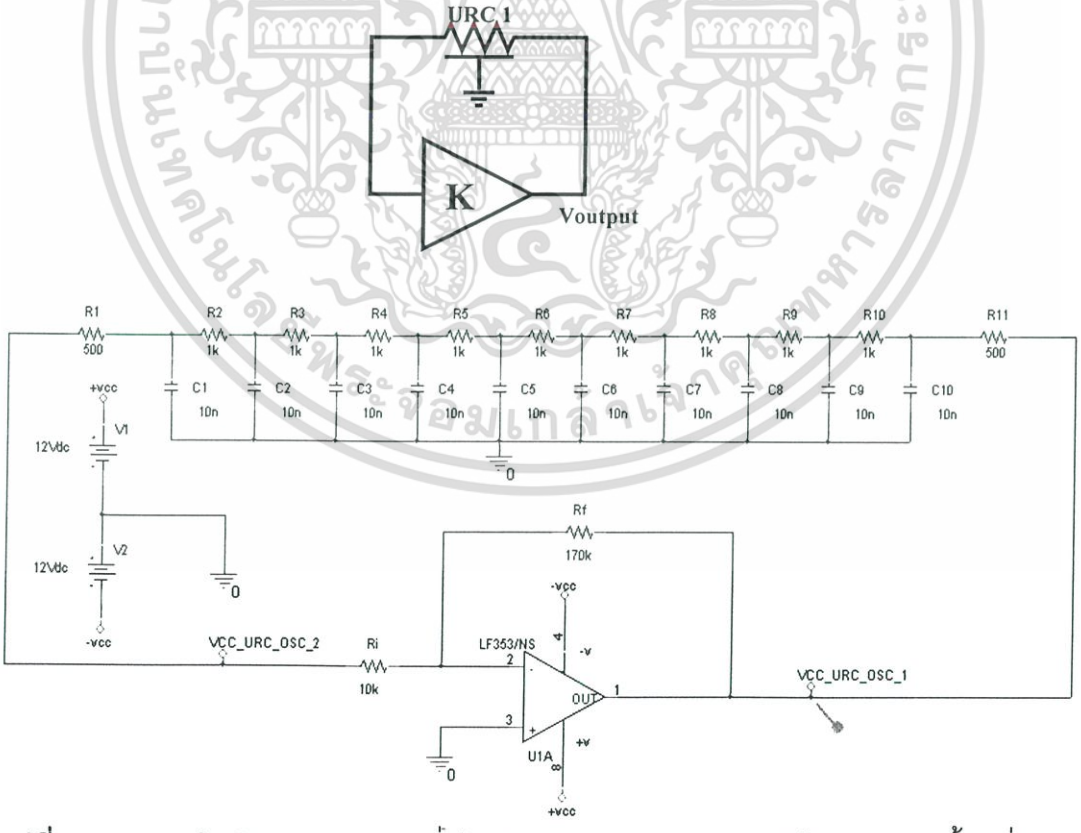
4.5 การจำลองผลการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์

จากการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปไซน์ และการหาเสถียรภาพของวงจรที่กล่าวผ่านมานั้น เราจะนำวงจรทั้งหมดมาจำลองผลการทำงานในการกำเนิดสัญญาณเพื่อหาความเป็นไปได้ในการนำเอาวงจรเหล่านั้นมาใช้งานเป็นส่วนกำเนิดสัญญาณทางวงจรอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมต่อไป โดยในที่นี้ใช้โปรแกรมจำลองผลการทงานวงจรด้วย PSpice ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองผลวงจรทางวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้รับการยอมรับว่าค่าผลตัวแปรต่าง ๆ ที่ได้จากการวิเคราะห์ ด้วยโปรแกรม PSpice สามารถนำไปใช้งานได้จริง

4.5.1 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์แบบ 1 ชั้น

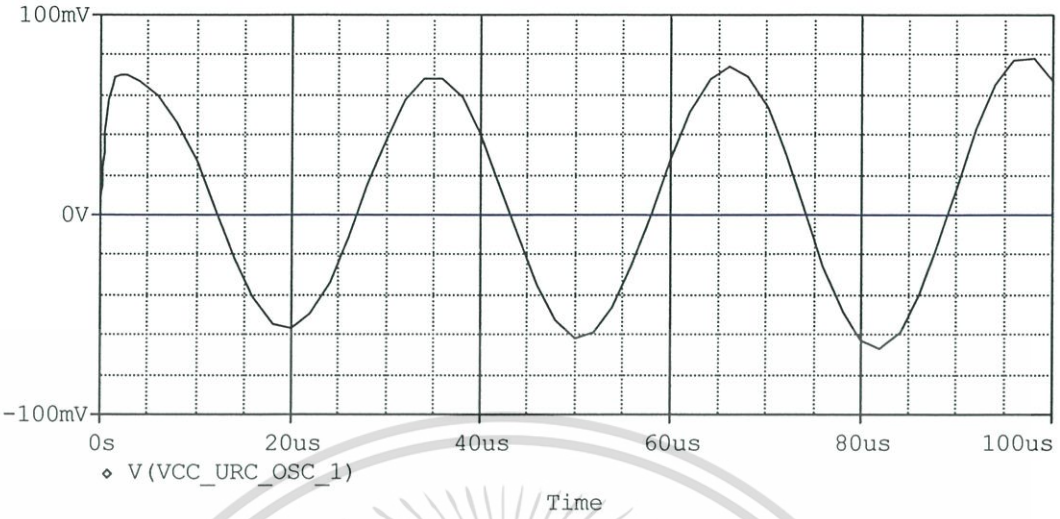
จากรูปที่ 4.17 ซึ่งแสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์แบบ 1 ชั้น โดยใช้ $U\overline{RC}$ ที่จำลองในโปรแกรม PSpice ซึ่งในวงจรใช้งานจริงนั้นตัว $U\overline{RC}$ จะสร้างจากการต่อแบบลัมด์อาร์ซีเป็นจำนวน 10 เซคชั่น

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSpice โดยกำหนดค่าความต้านทานตั้งแต่ R = 10Ω - 100 kΩ และใช้ค่าตัวเก็บประจุตั้งแต่ C = 0.1 nF จนถึง 1000 nF ทำให้สามารถรู้ขอบเขตค่าความถี่ ที่สามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ได้

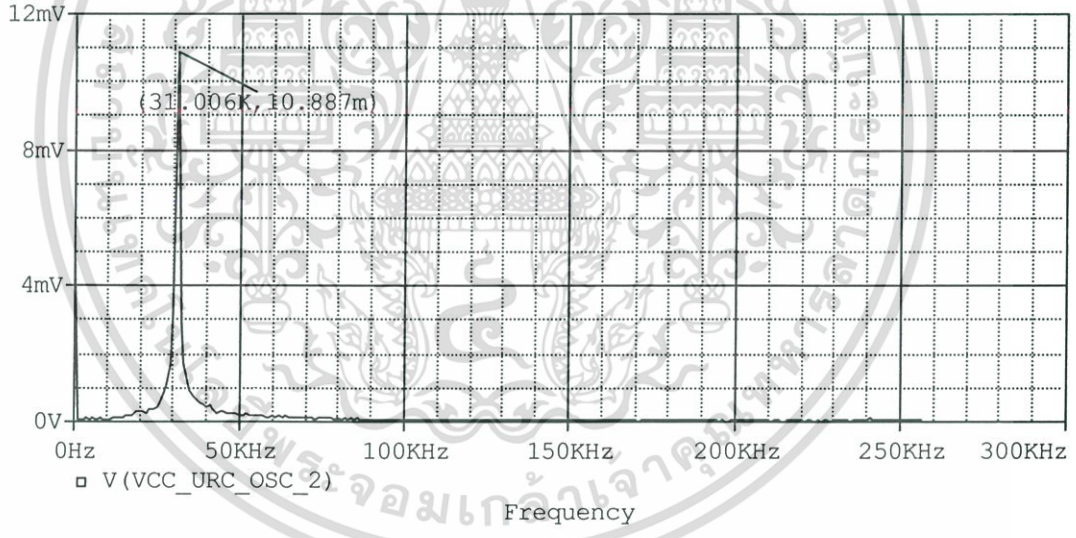


รูปที่ 4.17 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่จำลองในโปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF



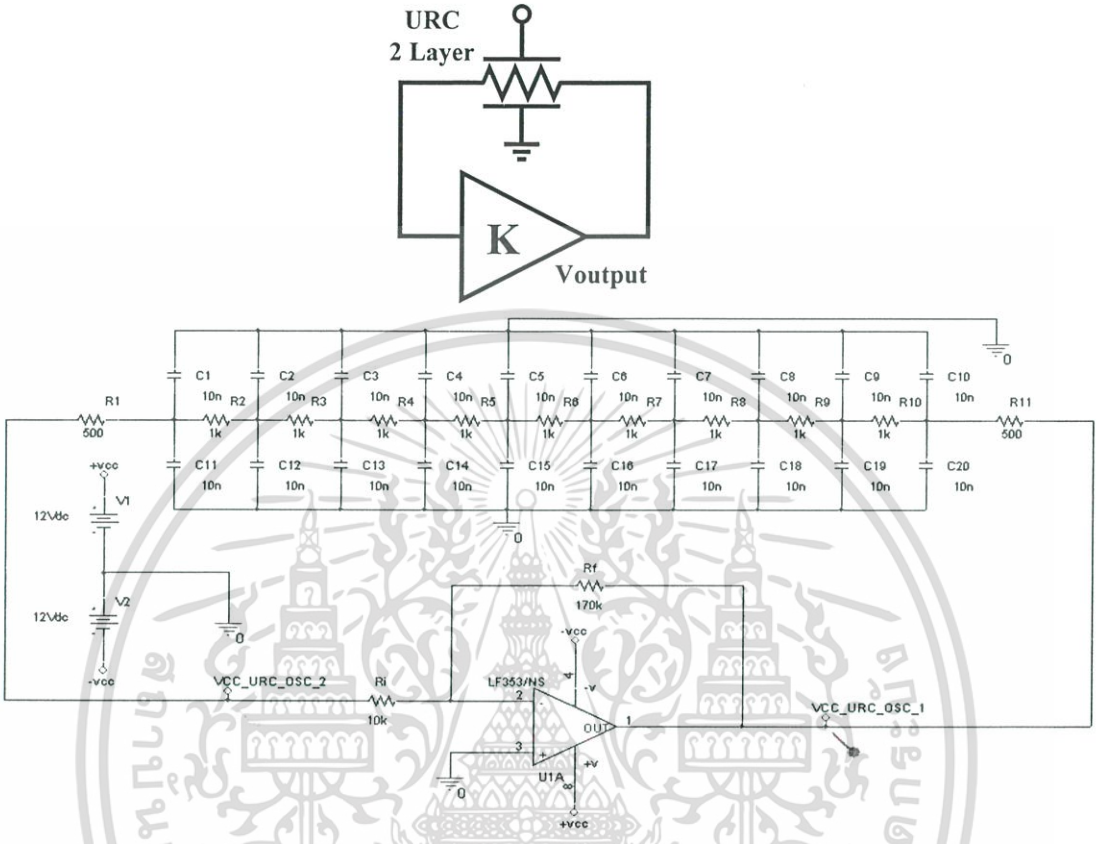
รูปที่ 4.19 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 1 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF

4.5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์แบบ 2 ชั้น

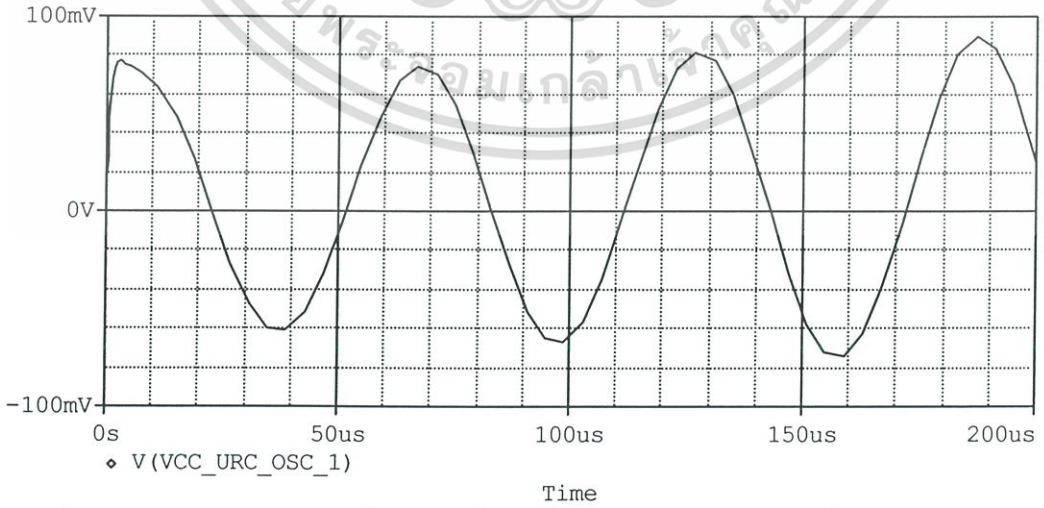
จากรูปที่ 4.20 ซึ่งแสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ในย่านความถี่ต่ำผ่านแบบ 2 ชั้น โดยใช้ $U\overline{RC}$ ที่จำลองในโปรแกรม PSpice ซึ่งในวงจรใช้งานจริงนั้นตัว $U\overline{RC}$ จะสร้างจากการต่อแบบลัมด์อาร์ซีไลน์ เป็นจำนวน 10 เซคชั่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSpice โดยกำหนดค่าความต้านทานตั้งแต่ R = 10 Ω - 100 kΩ และใช้ค่าตัวเก็บประจุตั้งแต่ C = 0.1 nF - 1000 nF ทำให้สามารถรู้ขอบเขตค่าความถี่ ที่สามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ได้

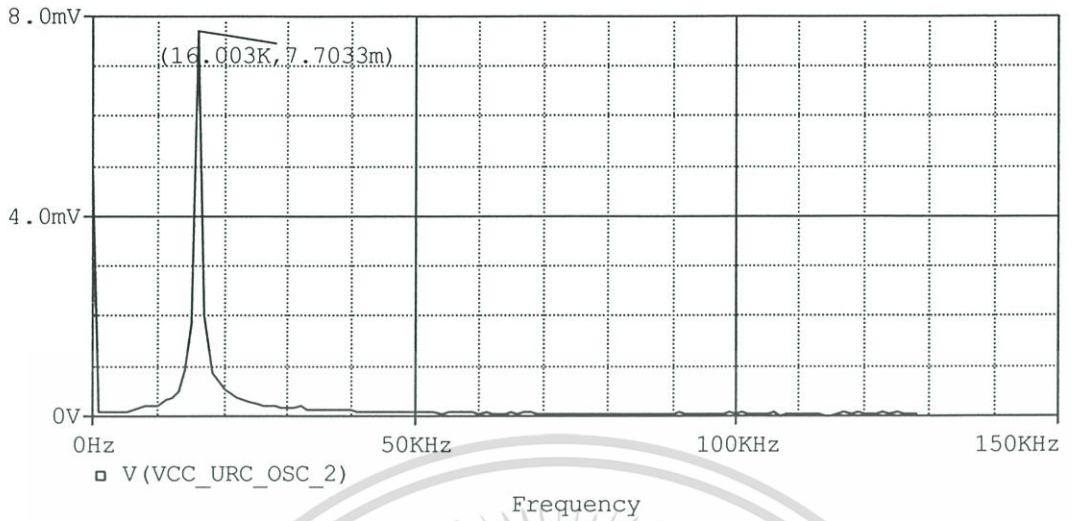


รูปที่ 4.20 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่จำลองในโปรแกรม PSpice



รูปที่ 4.21 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF

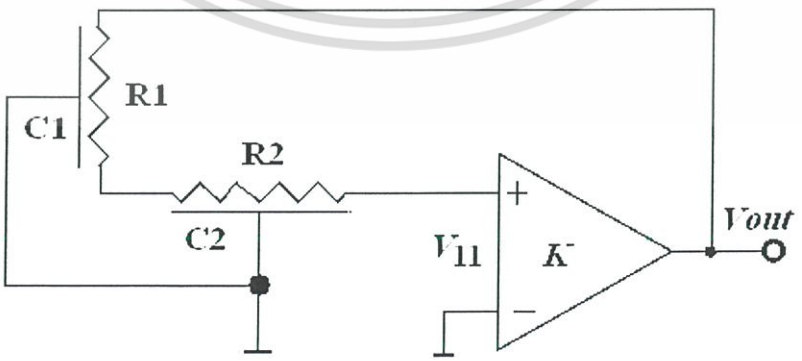
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบ 2 ชั้นในโปรแกรม PSpice ที่ R = 1 kΩ , C = 1 nF

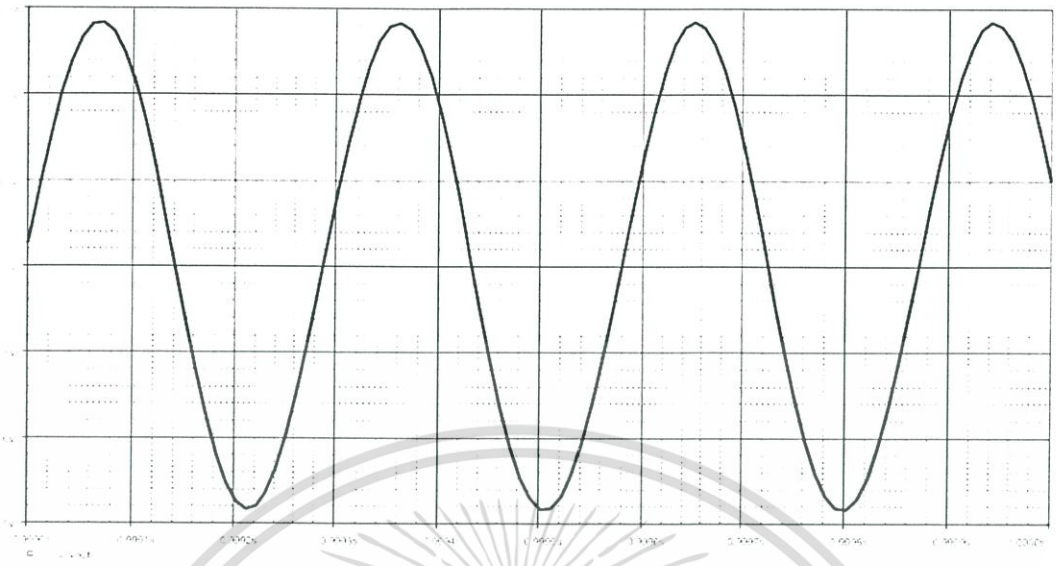
4.5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

รูปที่ 4.23 เป็นวงจรกำเนิดความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างของวงจรกรองที่มีผลตอบสนองทางความถี่เป็นแบบกรองผ่านแถบความถี่ โดยจำลองรูปแบบของวงจร $U\overline{RC}$ เป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณส่วนกลับ และใช้วงจรขยายที่เป็นโครงสร้างของการขยายสัญญาณที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่งโพล เมื่อค่าความต้านทานของ R1 = R2 มีค่าเป็น 1 kΩ และ C1 = C2 มีค่าเป็น 0.1 μF จะได้ผลการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ดังรูปที่ 4.24 และ 4.25 เมื่อทำการปรับค่า R1 และ R2 ไปเป็น 50 kΩ และค่าของ C1 และ C2 มีค่าเป็น 0.1 nF ผลการกำเนิดสัญญาณความถี่ก็จะมีค่าความถี่เพิ่มมากขึ้น ดังรูปที่4.26 และ 4.27

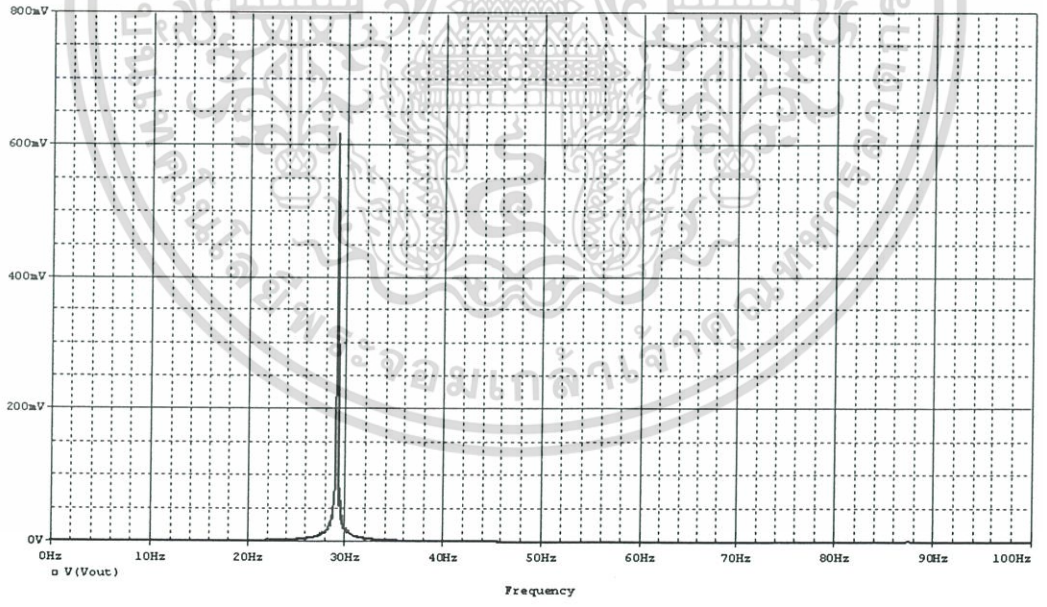


รูปที่ 4.23 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้โครงสร้างของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

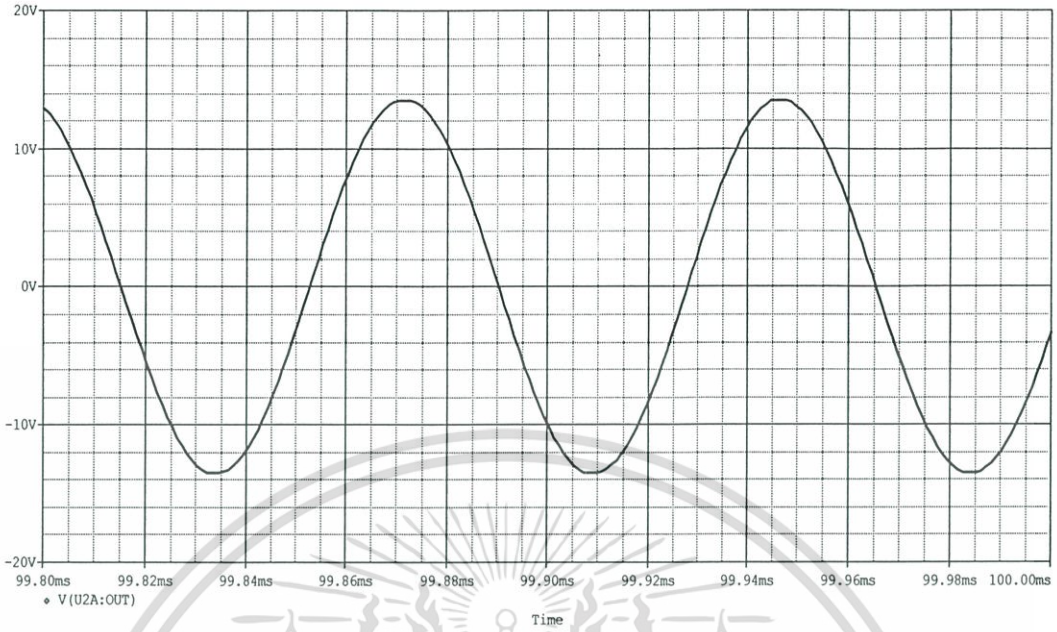


รูปที่ 4.24 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล R1 = R2 = 1 kΩ , C1 = C2 = 0.1 μF

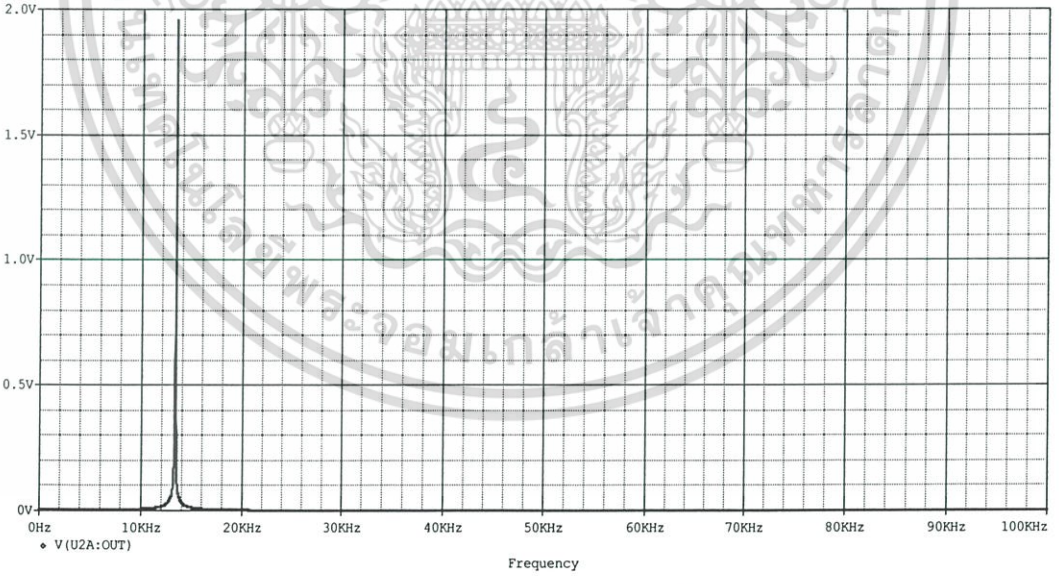


รูปที่ 4.25 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล R1 = R2 = 1 kΩ , C1 = C2 = 0.1 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล R1 = R2 = 50 kΩ , C1 = C2 = 0.1 nF



รูปที่ 4.27 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยที่อัตราขยายสัญญาณเป็นหนึ่งโพล R1 = R2 = 50 kΩ , C1 = C2 = 0.1 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
การทดสอบและการประยุกต์ใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณ

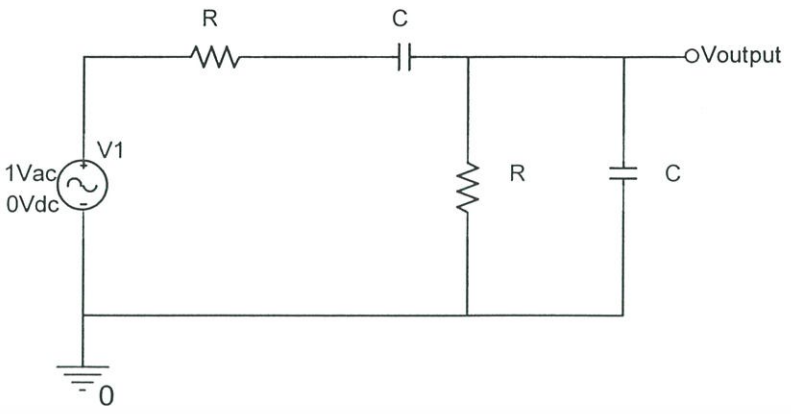
เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่า วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้โครงสร้างของส่วนกำเนิดสัญญาณความถี่เป็น ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ไลน์ สามารถทำงานได้จริง ซึ่งนอกจากจะทำการจำลองผลวงจรด้วยโปรแกรม PSpice แล้วยังสามารถนำไปใช้งานได้จริง วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ที่ใช้โครงสร้างในส่วนของการป้อนกลับเป็น ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ไลน์ ทั้ง 3 รูปแบบ ได้แก่ วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น และวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบวงกรองผ่านแถบความถี่ โดยทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติของการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ใช้คุณสมบัติของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุคือ วงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ (Wien bridge oscillator) ผลการทดสอบเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรแสดงอยู่ในรูปแบบของคลื่นสัญญาณความถี่ และผลตอบสนองเชิงฮาร์มอนิกสเปกตรัม

5.1 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ (Wien bridge oscillator)

วงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ เป็นวงจรที่ให้ผลของรูปคลื่นสัญญาณในรูปแบบของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยอาศัยการควบคุมความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ ทำได้โดยการใช้อุปกรณ์ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ รูป 5.1 แสดงวงจร RC ซึ่งใช้สำหรับควบคุมความถี่ในวงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ วงจรนี้เรียกว่าวงจรโครงข่ายลีด – แล็ก (lead – lag network) โดย ณ ความถี่หนึ่งจะให้เอาต์พุตมากที่สุด และมีการเลื่อนของเฟสเป็นศูนย์ โดยที่เรียกความถี่นี้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_r ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ

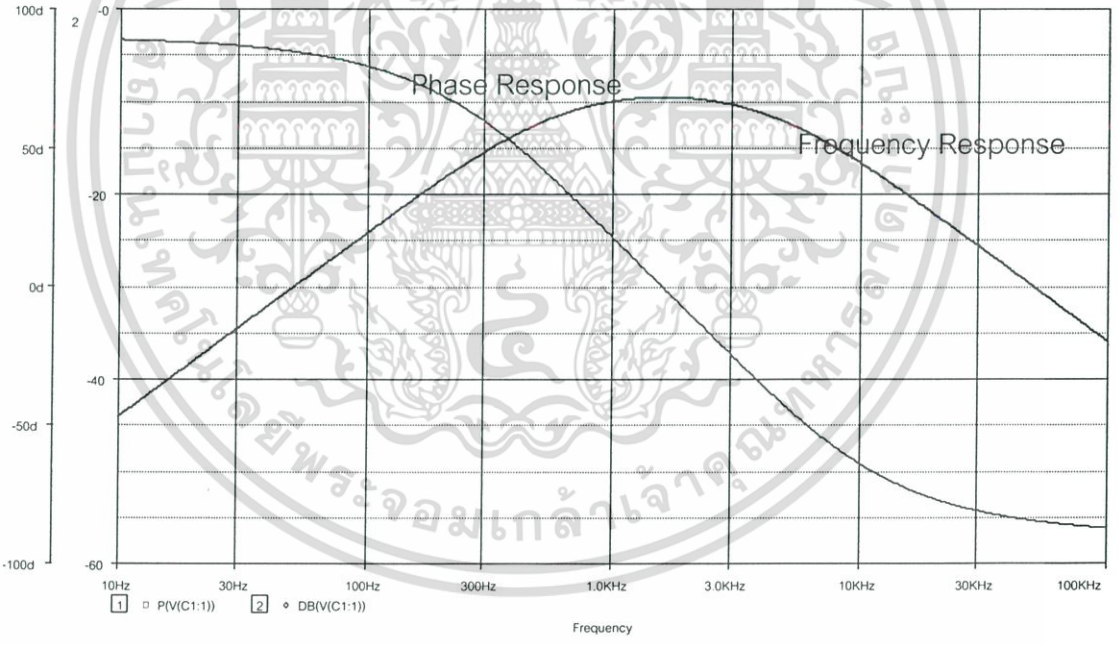
$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



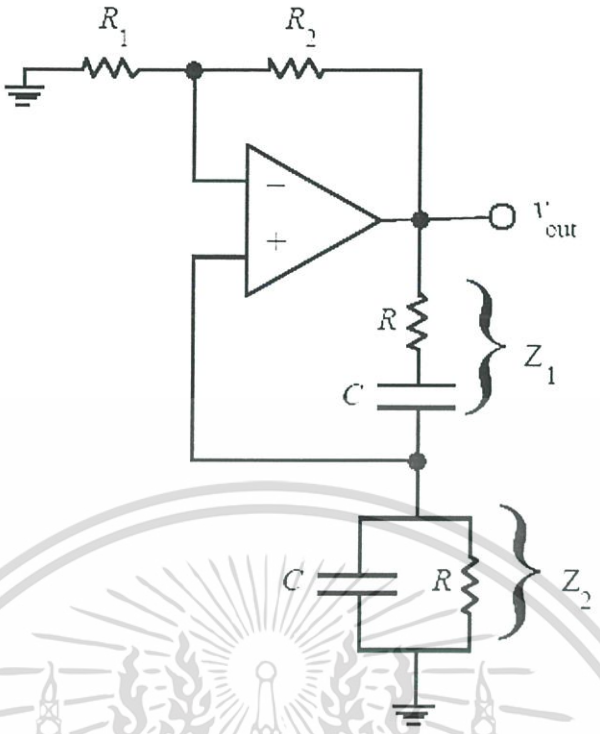
รูปที่ 5.1 วงจรโครงข่ายลีด – แล็ก (lead – lag network) โดยที่ค่าอุปกรณ์ที่อนุกรมและขนานของ R และ C มีค่าเท่ากัน

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.2 โดยกำหนดค่าอุปกรณ์ทดสอบในวงจรมีค่าตัวต้านทานทั้งสองตัวมีค่า 10 kΩ และตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่า 0.01 μF



รูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองความถี่ทางขนาด และเฟสของวงจรโครงข่ายลีด – แล็ก (lead – lag network)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



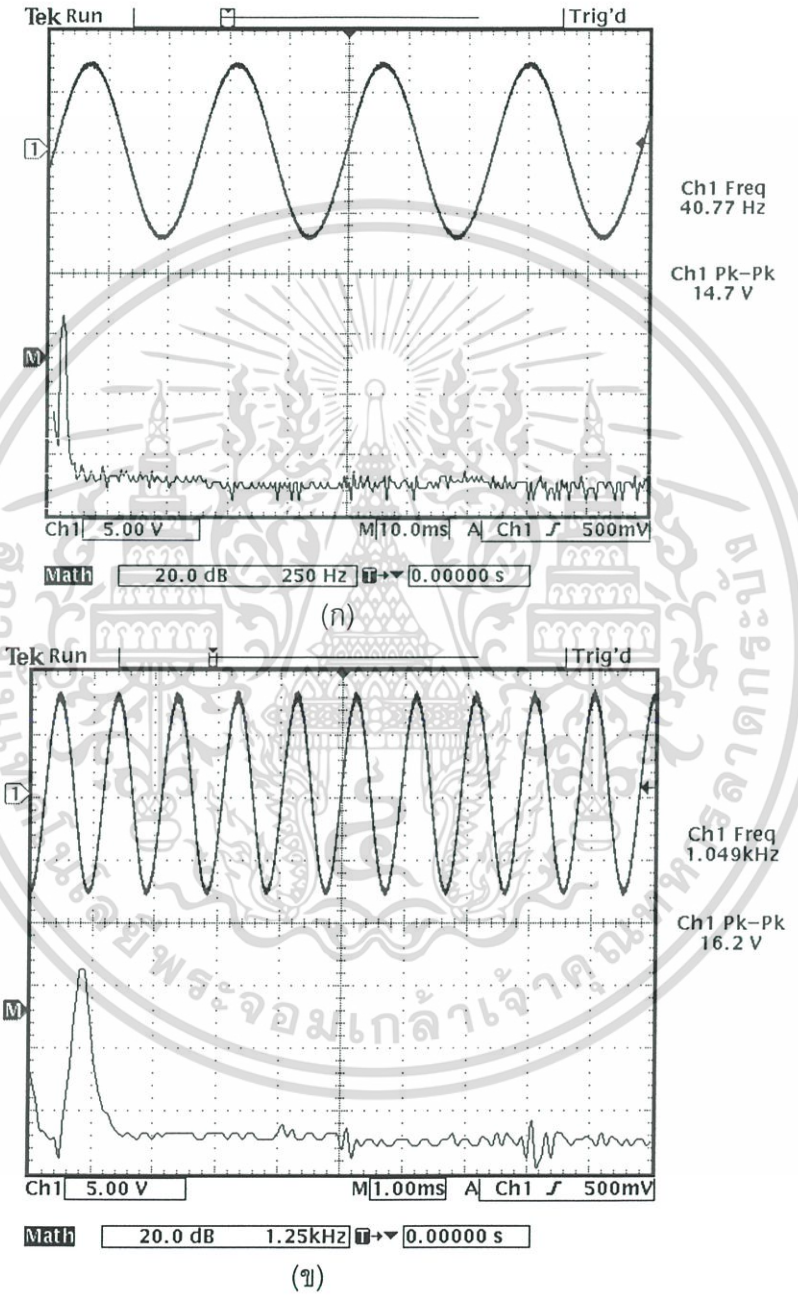
รูปที่ 5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ (Wien bridge oscillator)

รูปที่ 5.3 แสดงวิธีการใช้วงจรโครงข่ายลีด – แล็กเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ จะสังเกตได้ว่ามีการป้อนกลับผ่านวงจรโครงข่ายลีด – แล็กไปยังอินพุตขาบวกของออปแอมป์ การป้อนกลับที่อินพุตขาบวกนี้เป็นการป้อนกลับแบบบวก อย่างไรก็ตามจะมีเพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่ไปถึงอินพุตขาบวกโดยมีเฟสตรงกันจริง ๆ ซึ่งความถี่นี้คือความถี่เรโซแนนซ์ f_r ของวงจรโครงข่ายส่วนความถี่อื่น ๆ จะล้ำหน้าหรือล้าหลัง นั่นหมายความว่าการกำเนิดสัญญาณความถี่จะทำงานที่ความถี่เดียวและเอาต์พุตจะเป็นรูปคลื่นสัญญาณแบบไซน์ โดยมีวงจรโครงข่ายลีด – แล็กทำหน้าที่เป็นเสมือนขาหนึ่งของบริดจ์ และมีตัวต้านทาน R1 และ R2 ทำหน้าที่เป็นขาอีกข้างหนึ่งของบริดจ์โดยมีอินพุตของออปแอมป์ต่อคร่อมขาของบริดจ์ ตัวต้านทาน R1 เป็นอุปกรณ์ที่มีสัมประสิทธอุณหภูมิเป็นค่าบวกมาก ๆ เช่น หลอดไส้ทังสเตน หน้าที่ของ R1 ก็คือการปรับอัตราการขยายของวงจรขยายให้มีค่ามากกว่าการสูญเสียในวงจรโครงข่ายลีด – แล็ก ถ้าอัตราขยายน้อยเกินไปวงจรจะไม่ออสซิลเลต แต่ถ้าอัตราขยายมากเกินไป รูปคลื่นเอาต์พุตจะถูกคลิป และค่าสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรมีค่าเป็น

$$\frac{V_O}{V_i} = T(p) = \frac{j\omega RC}{(1-\omega^2 R^2 C^2) + 3j\omega RC} \qquad (5.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.4 แสดงผลการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ โดยสิ่งที่สังเกตุได้วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดนี้ก็คือจะต้องมีการควบคุมอัตราการขยายให้คงที่โดยใช้คุณสมบัติของการควบคุมค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิในวงจรที่เป็นตัวต้านทาน โดยใช้หลอดไส้ทังสเตนเป็นตัวควบคุม

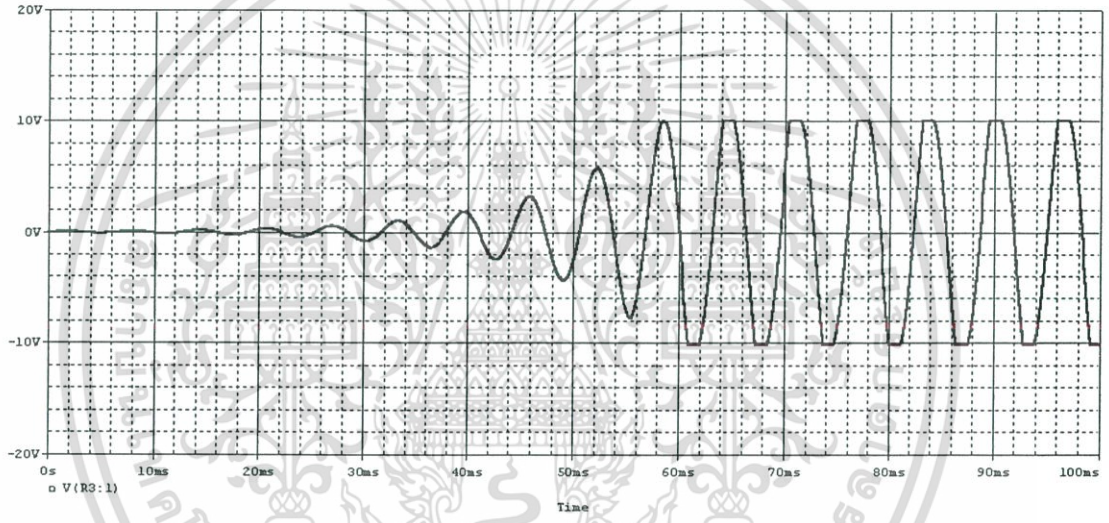


รูปที่ 5.4 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรวีนบริดจ์

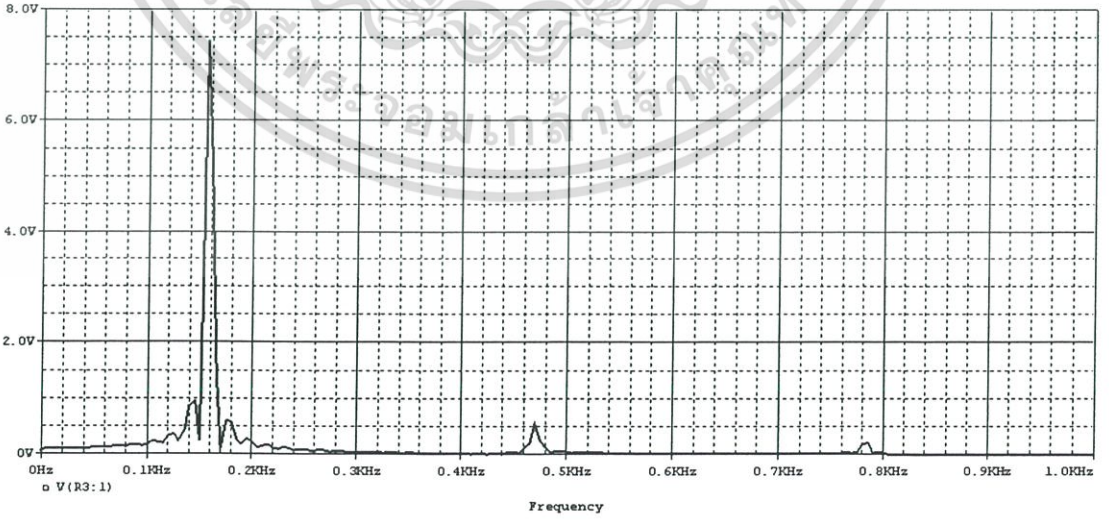
เมื่อนำวงจรไปจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice ผลของการกำเนิดสัญญาณแสดงดังรูปที่ 5.5 โดยในรูป 5.5 (ก) แสดงสภาวะการเริ่มกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้ค่าตัวต้านทาน R มีค่า 100 kΩ และตัวเก็บประจุมีค่า 0.001 μF และค่าของอัตราขยายของวงจรเป็นไปตามหลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ คือ 1/3 เท่า ผลจากการจำลองวงจร ค่าสัญญาณจะมีสภาวะผิดเพี้ยนในบางส่วน โดยสังเกตุจากค่าของรูปคลื่นสัญญาณในเชิงเวลา (time domain) และ จากรูปที่ 5.5 (ข) สเปกตรัมฮาร์มอนิกของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ที่มีค่าอันดับของสัญญาณฮาร์มอนิกที่ 3 และ 5 เกิดขึ้น และในรูปที่ 5.5 (ค) และ (ง) เมื่อทำการปรับค่าของอัตราขยายของวงจรลดลง รูปร่างของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่เกิดขึ้นมีค่าเข้าใกล้สัญญาณในเชิงอุดมคติมาก แต่ขนาดของสัญญาณลดลงไปมากเมื่อเปรียบเทียบจากรูปแบบของสัญญาณที่ควรจะมีค่าเป็นไปตามหลักการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์

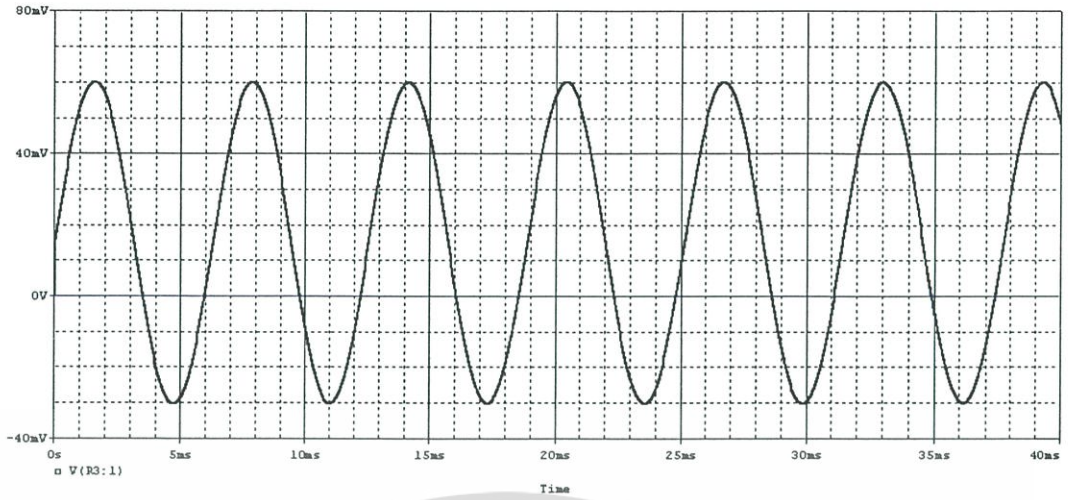


(ก)

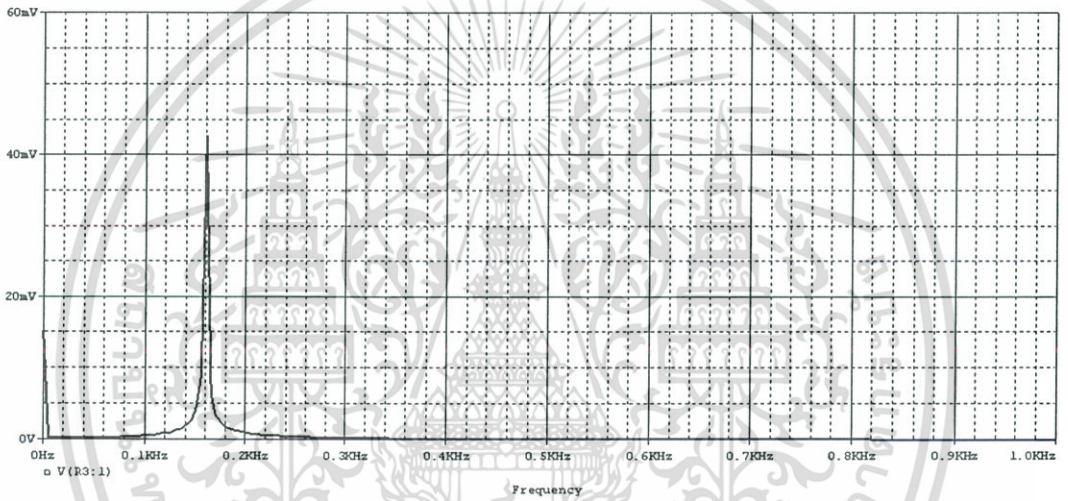


(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)



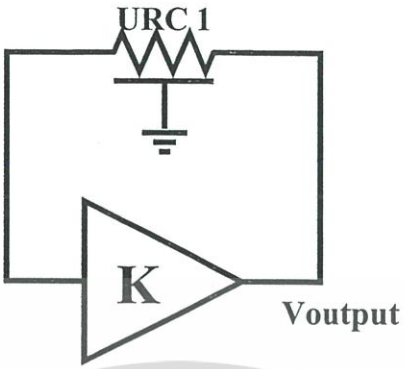
(ง)

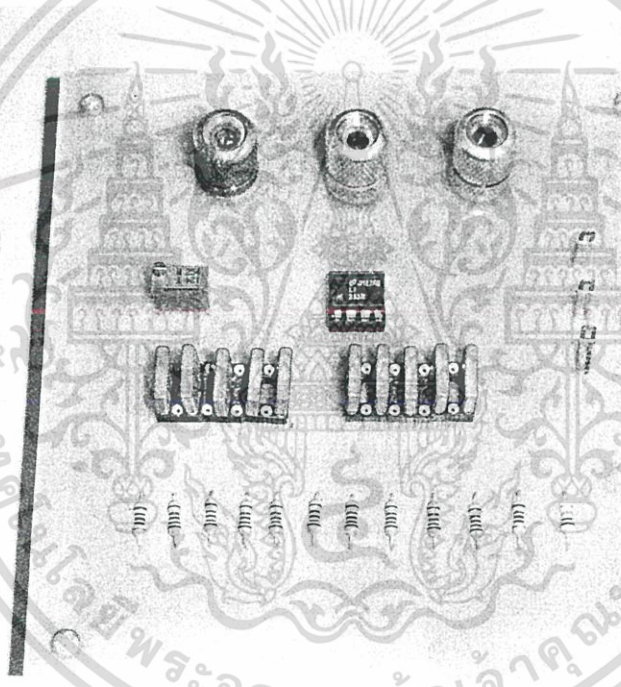
รูปที่ 5.5 ผลการออสซิลเลทที่เวลาคงที่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบวีนบริดจ์

5.2 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น

การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยวงจรในการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ใช้โครงสร้างในส่วนของการป้อนกลับเป็น ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น แสดงดังรูปที่ 5.6 เลือกค่าความต้านทาน R ที่ 1 kΩ และค่าตัวเก็บประจุ C ตั้งแต่ 1 nF- 100 nF มาทำการทดลองสร้างจริง โดยผลของการกำเนิดสัญญาณความถี่และคุณสมบัติฮาร์มอนิกสเปกตรัมความถี่แสดงดังรูปที่ 5.7 ถึง 5.12

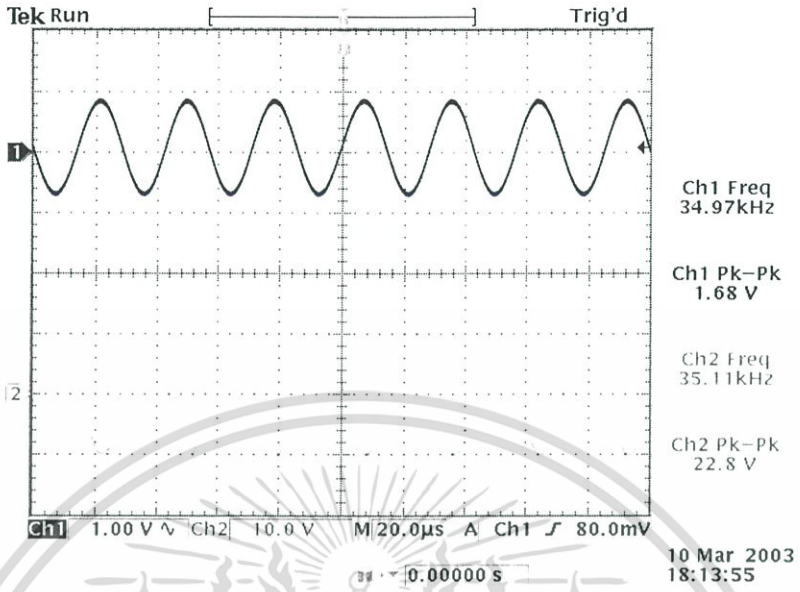
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



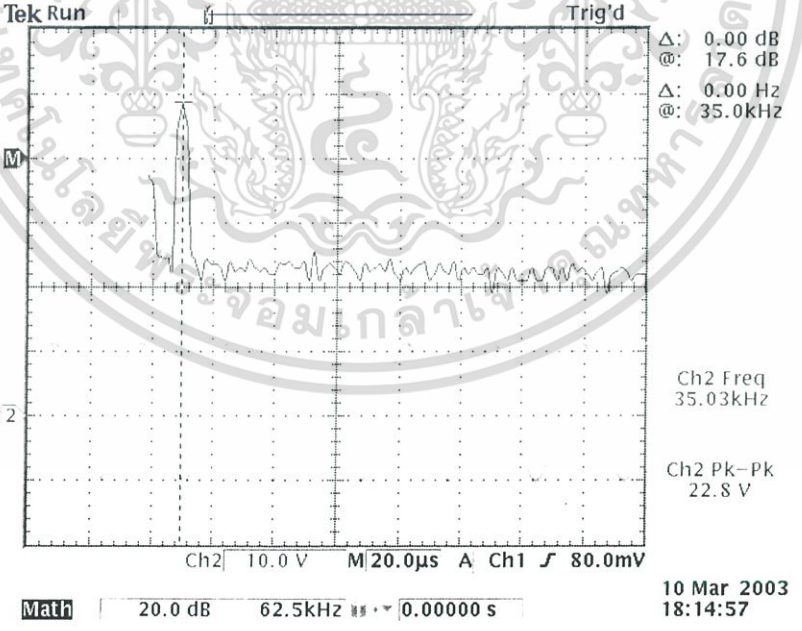


รูปที่ 5.6 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ด้วยโครงสร้างวงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ไลน์ แบบ 1 ชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

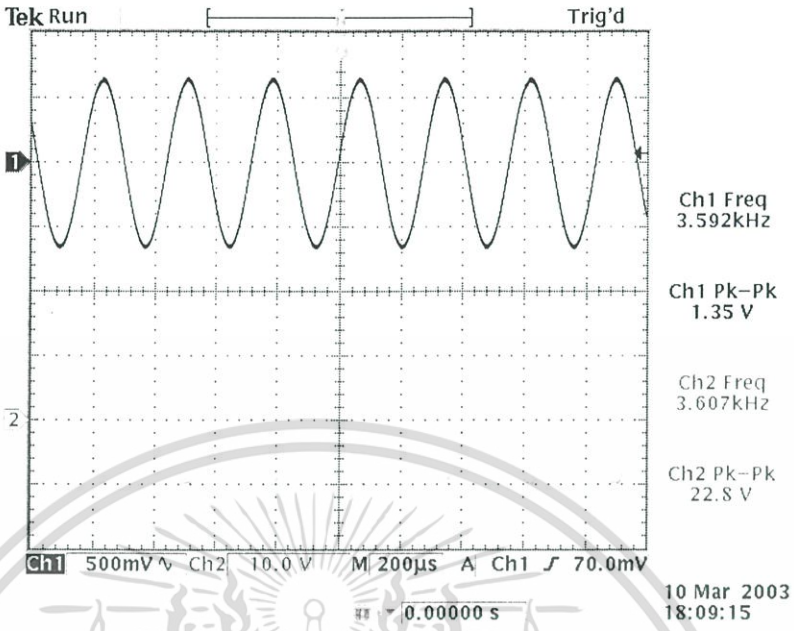


รูปที่ 5.7 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 1 nF

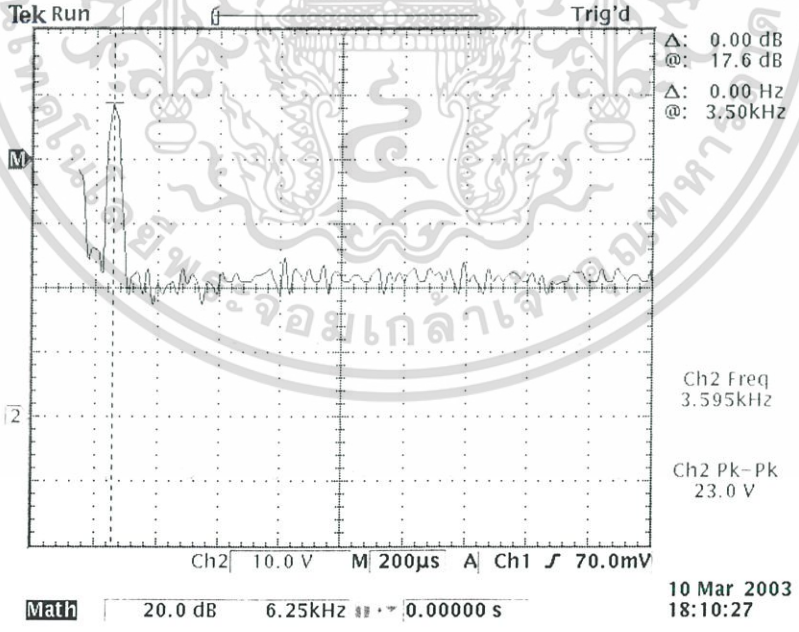


รูปที่ 5.8 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 1 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

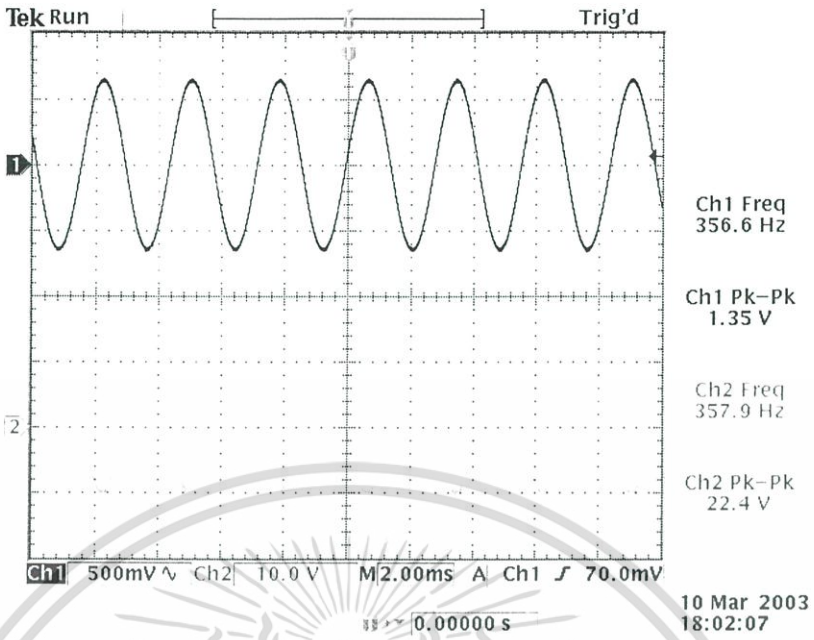


รูปที่ 5.9 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 10 nF

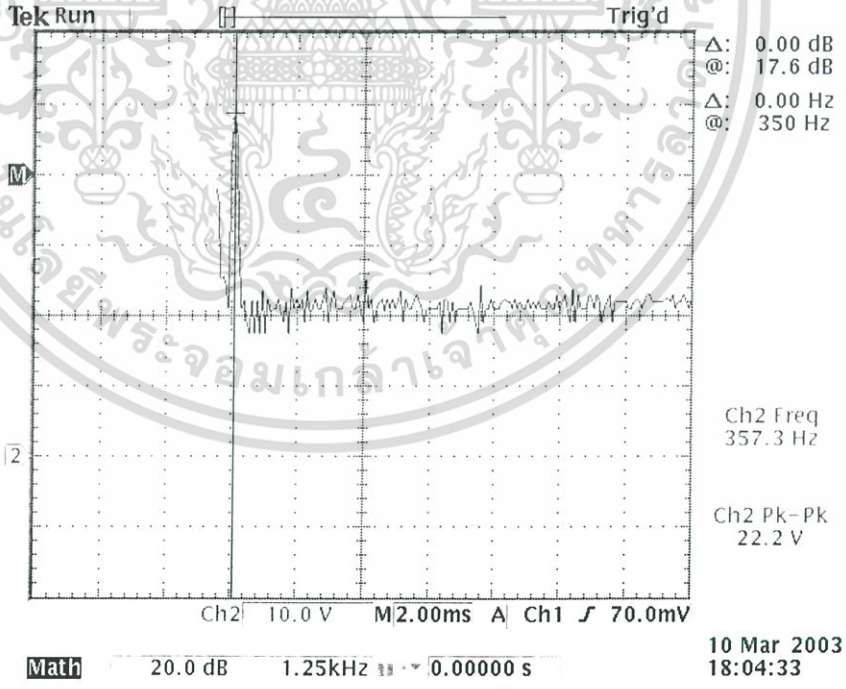


รูปที่ 5.10 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 10 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 100 nF



รูปที่ 5.12 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 100 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.7 จนถึง รูปที่ 5.12 เป็นผลการทดสอบการทำงาน ของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น จากการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุในโครงสร้างของตัว ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ นั้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุในวงจร มีค่าลดลงวงจรก็จะมีค่าความถี่สูงขึ้น และถ้าให้ค่าความต้านทานในตัว ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ มีค่าลดลง วงจรกำเนิดสัญญาณก็จะได้ความถี่สูงขึ้น ดังนั้นถ้าเราเลือกค่าความต้านทานที่สูงเพิ่มขึ้น และตัวเก็บประจุมีค่าความจุสูง ค่าสัญญาณความถี่จะมีค่าลดลง โดยที่รูปคลื่นในโดเมนเวลาก็จะยังคงมีรูปร่างของสัญญาณอยู่ในรูปคลื่นไซน์

จากผลการจำลองวงจรในบทที่ 4 และการทดสอบการทำงานของวงจรในการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ในการปรับค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น สามารถนำเสนอในรูปแบบของ ตารางของการปรับค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุที่มีผลต่อความถี่ ดังตารางที่ 5.1 และแสดงในรูปกราฟการทำงานของวงจรดังรูปที่ 5.13

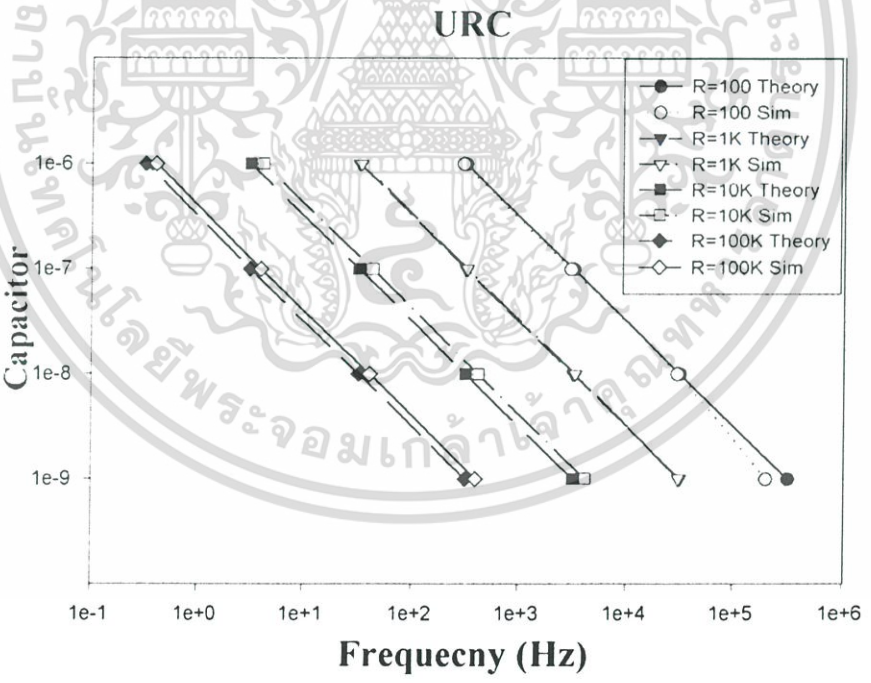
ตารางที่ 5.1 การปรับค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุต่อความถี่ การกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้การป้อนกลับแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น

ค่าความต้านทาน	ค่าตัวเก็บประจุ	ค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณ (f_{osc}) Theory	ความถี่ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice (f_{osc}) Simulation
R = 100 Ω	C = 0.1 nF	3.183 MHz	1.0002 MHz
	C = 1 nF	318.3 kHz	200.040 kHz
	C = 10 nF	31.83 kHz	30.006 kHz
	C = 100 nF	3.183 kHz	3.0006 kHz
	C = 1000 nF	318.3 Hz	300.060 Hz
R = 1 kΩ	C = 0.1 nF	318.3 kHz	230.046 kHz
	C = 1 nF	31.83 kHz	31.006 kHz
	C = 10 nF	3.183 kHz	3.3007 kHz
	C = 100 nF	318.3 Hz	330 Hz
	C = 1000 nF	31.83 Hz	33 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

R = 10 kΩ	C = 0.1 nF	31.83 kHz	38.008 kHz
	C = 1 nF	3.183 kHz	4.1008 kHz
	C = 10 nF	318.3 Hz	420.084 Hz
	C = 100 nF	31.83 Hz	42.008 Hz
	C = 1000 nF	3.183 Hz	4.2008 Hz
R = 100 kΩ	C = 0.1 nF	3.183 kHz	3.9008 kHz
	C = 1 nF	318.3 Hz	400.080 Hz
	C = 10 nF	31.83 Hz	40.008 Hz
	C = 100 nF	3.183 Hz	4.0008Hz
	C = 1000 nF	318 mHz	400.080 mHz

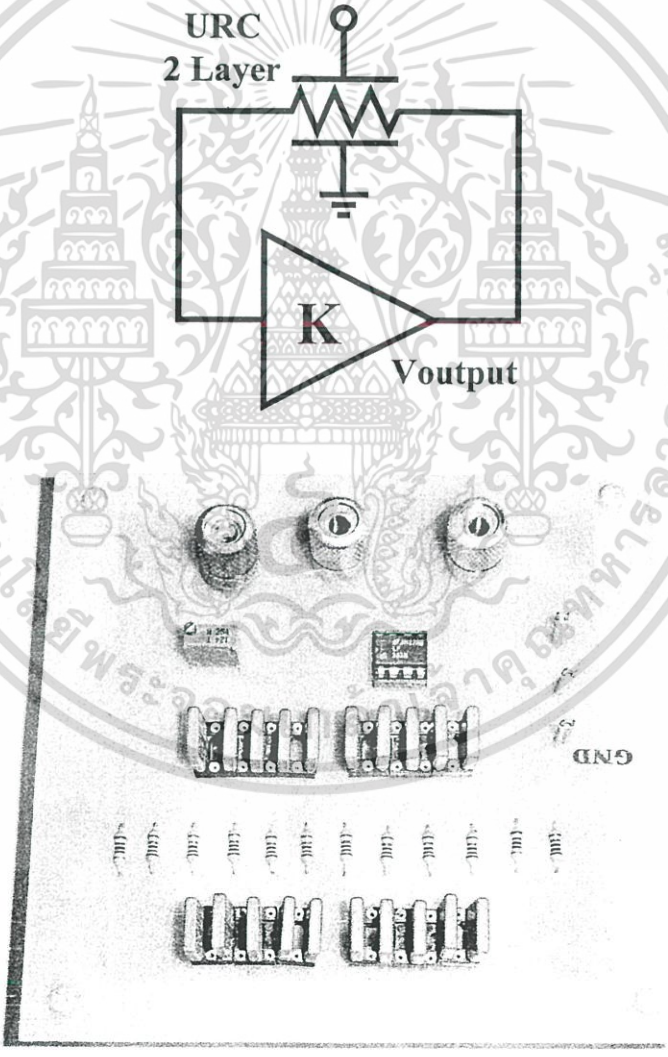


รูปที่ 5.13 กราฟของผลการทำงานในการเกิดสัญญาณวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

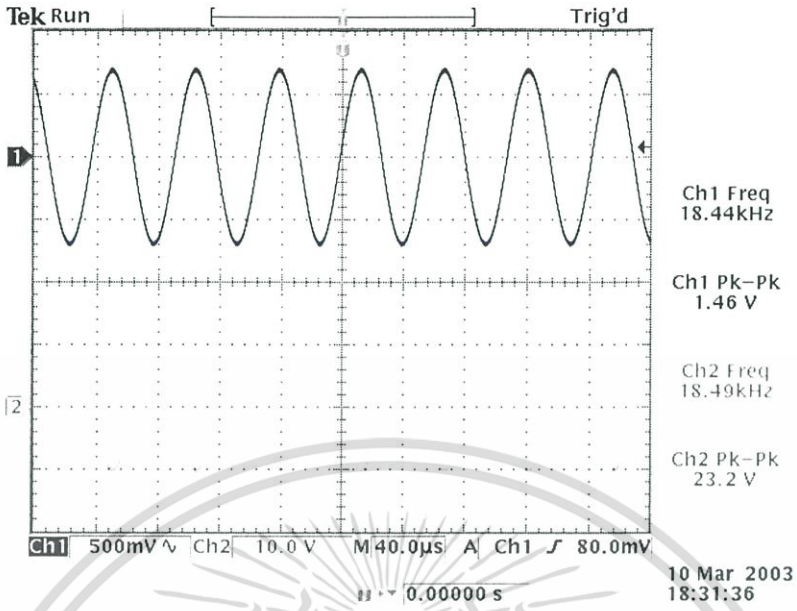
5.3 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณารูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น

จากหัวข้อที่ 5.2 เป็นการทดสอบการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้การป้อนกลับด้วย ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และผลการทดสอบได้วงจรที่สามารถผลิตสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ที่มีย่านความถี่ในการทำงานที่กว้างมากคือ สามารถผลิตความถี่ได้ตั้งแต่ 300 mHz จนถึง 3 MHz และในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยวงจรในการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ที่ใช้โครงสร้างในส่วนของการป้อนกลับเป็นยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น แสดงดังรูปที่ 5.14 เลือกค่าความต้านทาน R ที่ 1 kΩ และค่าตัวเก็บประจุ C ตั้งแต่ 1 nF- 100 nF มาทำการทดลองสร้างจริง โดยผลของการกำเนิดสัญญาณความถี่และคุณสมบัติฮาร์มอนิกสเปกตรัมความถี่แสดงดังรูปที่ 5.15 จนถึง 5.20

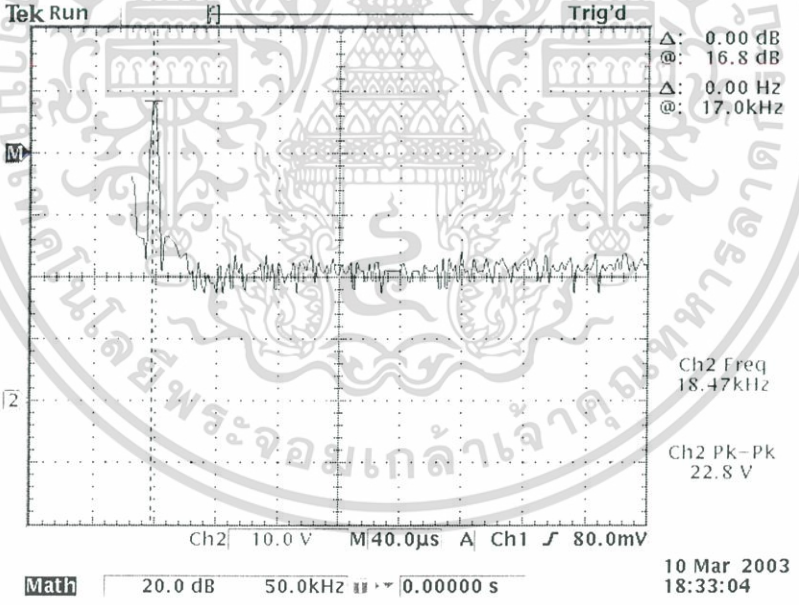


รูปที่ 5.14 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ด้วยโครงสร้างวงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

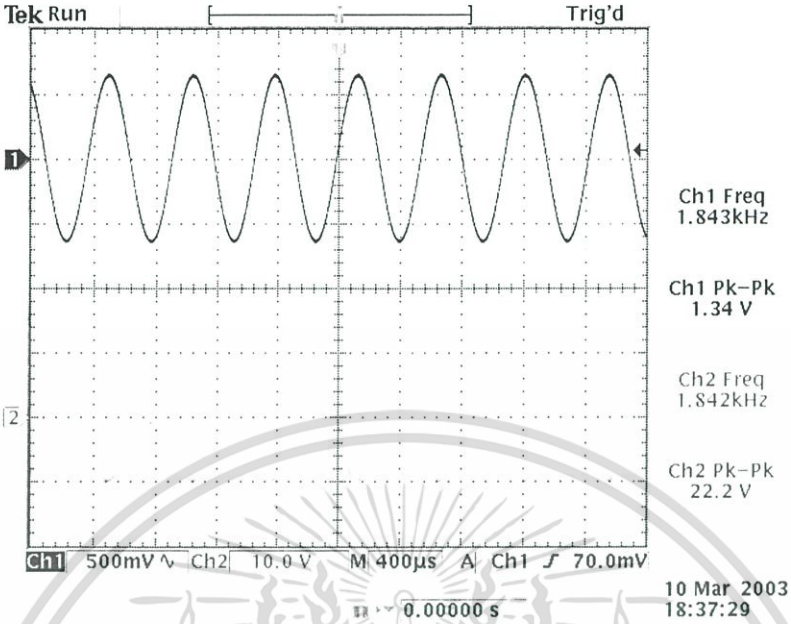


รูปที่ 5.15 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 1 nF

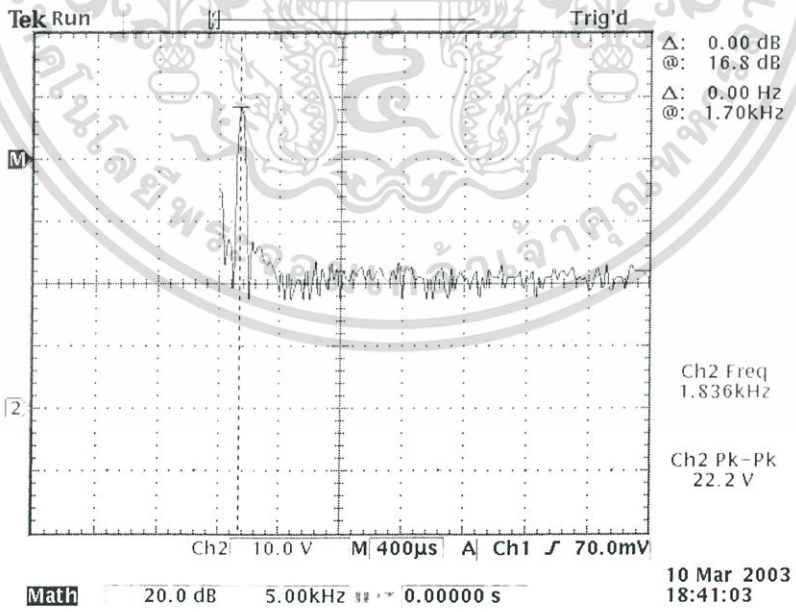


รูปที่ 5.16 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 1 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

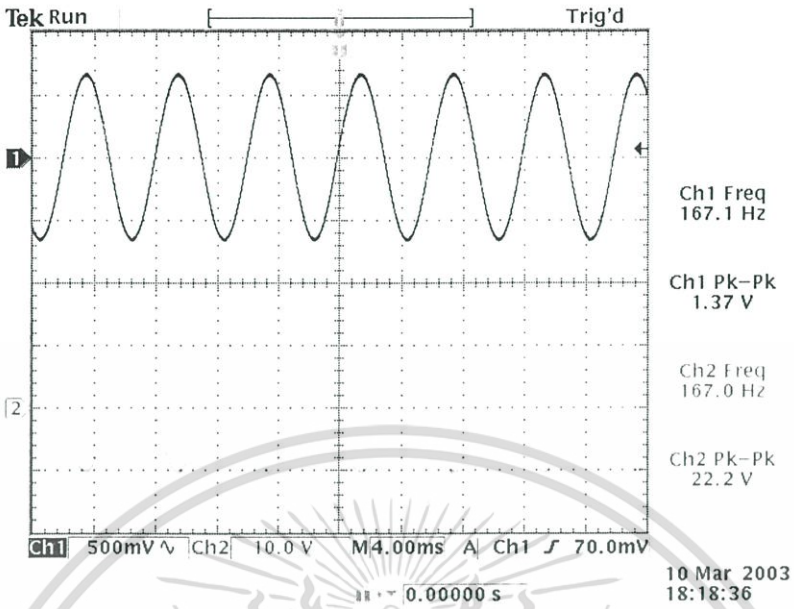


รูปที่ 5.17 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 10 nF

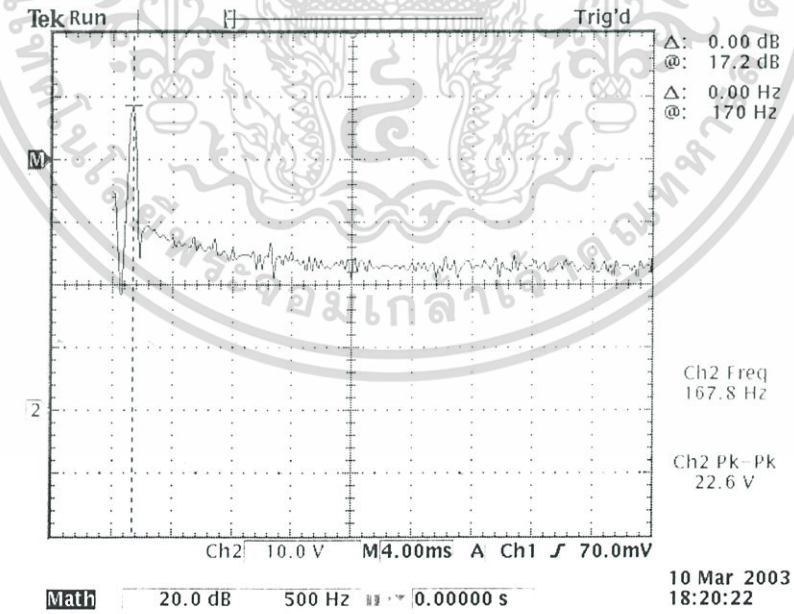


รูปที่ 5.18 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 10 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 สัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ, C = 100 nF



รูปที่ 5.20 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ที่ค่า R = 1 kΩ , C = 100 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.15 จนถึง 5.20 แสดงผลการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์แบบ 2 ชั้น โดยการปรับค่าความต้านทาน และ ตัวเก็บประจุ ภายในโครงสร้างของ ตัวดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ พบว่าในวงจรแบบ 2 ชั้น ค่าความถี่ที่ได้จะต่ำกว่าวงจรที่ใช้โครงสร้างตัว ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น เพราะจากโครงสร้างของวงจรแบบ 2 ชั้นนั้น ค่าผลรวมของตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นในวงจรค่าความจุจะต่ำกว่าแบบ 1 ชั้น ประมาณ 2 เท่า

จากผลการจำลองวงจรในบทที่ 4 และการทดสอบการทำงานของวงจรในการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ในการปรับค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ไลน์ แบบ 2 ชั้น สามารถนำเสนอในรูปแบบของ ตารางของการปรับค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุที่มีผลต่อความถี่ ดังตารางที่ 5.2 และในรูปแบบของกราฟการทำงานของวงจรดังรูปที่ 5.21

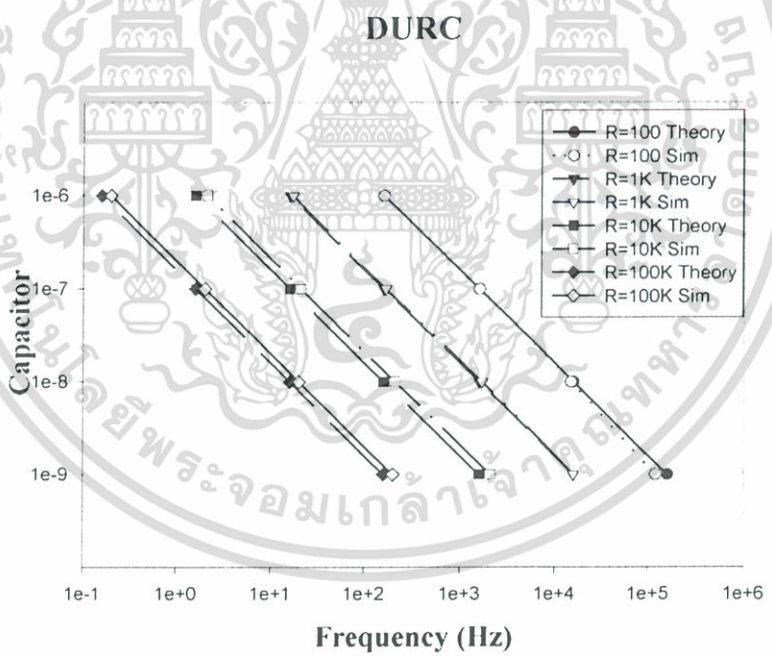
ตารางที่ 5.2 การปรับค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุต่อความถี่ การกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้การป้อนกลับแบบ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น

ค่าความต้านทาน	ค่าตัวเก็บประจุ	ค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณ (f_{osc}) Theory	ความถี่ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice (f_{osc}) Simulation
R = 100 Ω	C = 0.1 nF	1.591 MHz	700 kHz
	C = 1 nF	159.1 kHz	120.024 kHz
	C = 10 nF	15.91 kHz	15.003 kHz
	C = 100 nF	1.591 kHz	1.6003 kHz
	C = 1000 nF	159.15 Hz	160.032 Hz
R = 1 kΩ	C = 0.1 nF	159.1 kHz	130.026 kHz
	C = 1 nF	15.91 kHz	16.003 kHz
	C = 10 nF	1.591 kHz	1.7003 kHz
	C = 100 nF	159.15 Hz	167.033 Hz
	C = 1000 nF	15.91 Hz	17.003 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 (ต่อ)

R = 10 kΩ	C = 0.1 nF	15.91 kHz	19.704 kHz
	C = 1 nF	1.591 kHz	2.1004 kHz
	C = 10 nF	159.15 Hz	210.042 Hz
	C = 100 nF	15.91 Hz	21.004 Hz
	C = 1000 nF	1.591 Hz	2.1004 Hz
R = 100 kΩ	C = 0.1 nF	1.591 kHz	2.004 kHz
	C = 1 nF	159.15 Hz	200.040 Hz
	C = 10 nF	15.91 Hz	20.004 Hz
	C = 100 nF	1.591 Hz	2.0004 Hz
	C = 1000 nF	159.15 mHz	200.040 mHz

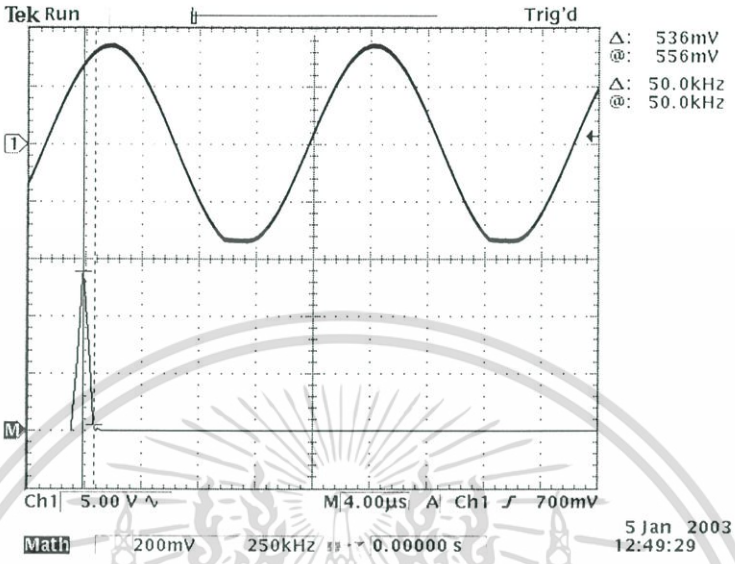


รูปที่ 5.21 กราฟของผลการทำงานในการเกิดสัญญาณวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น

จากหลักการวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ทั้ง 2 วงจรที่ผ่านมา พบว่าในการออกแบบวงจรในส่วนของการขยายสัญญาณโดยทั่วไปเป็นการขยายสัญญาณทางแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

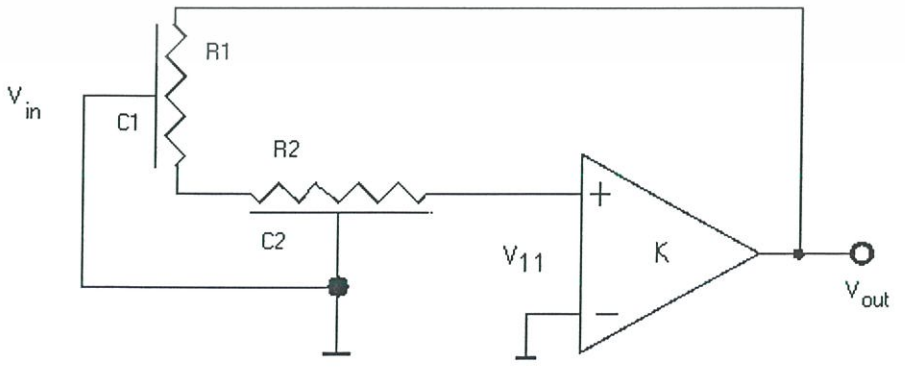
กระแสตรงและมีขอบเขตของการทำงานที่จำกัด คือ ถ้าอัตราการขยายสัญญาณในวงจรมีค่าเกินขอบเขตการทำงานของวงจร รูปคลื่นสัญญาณไซน์อาจมีค่าความผิดเพี้ยนดังรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.22 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ที่สภาวะอัตราการขยายเกินขอบเขต

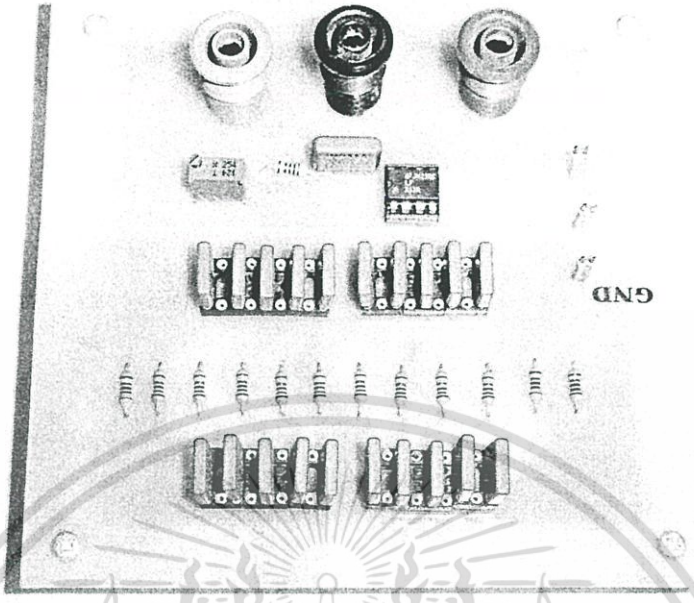
5.4 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณารูปคลื่นไซน์แบบป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

การทดสอบวงจรในหัวข้อนี้เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์แบบใหม่ที่ใช้วงจรของการป้อนกลับเป็นวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้โครงสร้างของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ ร่วมกับหลักการในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล รูปของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.23 เมื่อรูปแบบของยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ใช้การต่ออุปกรณ์แบบลัมด์อิลิเม้นท์ ที่สามารถเป็นวงจรเสมือนของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ไลน์ ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 5.24



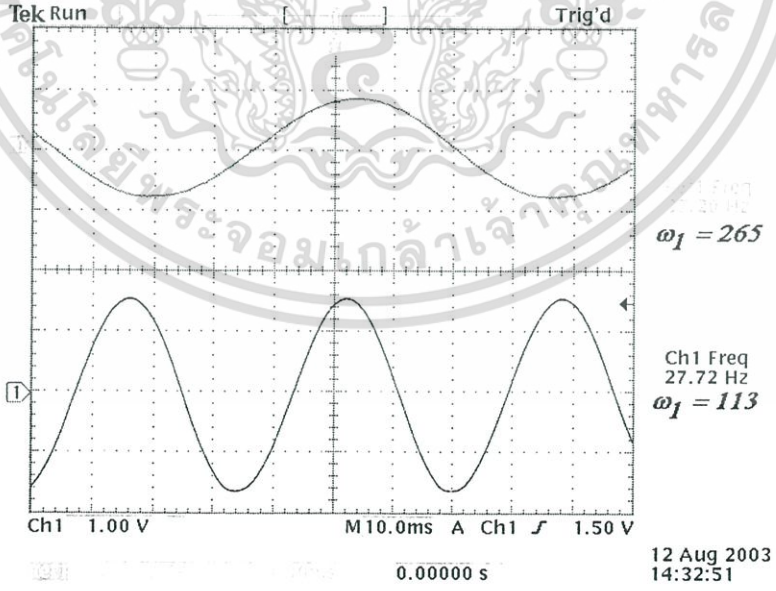
(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



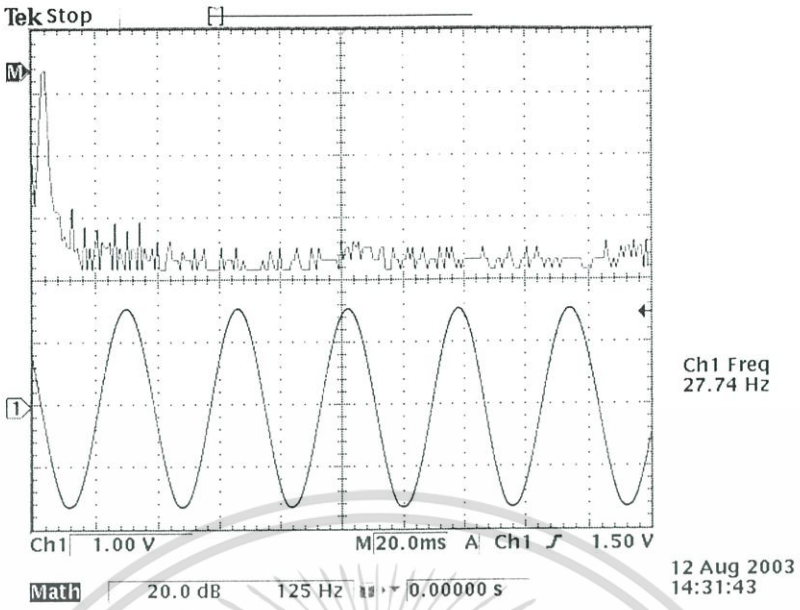
(ข)

รูปที่ 5.23 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยใช้ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ ร่วมกับหลักการในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

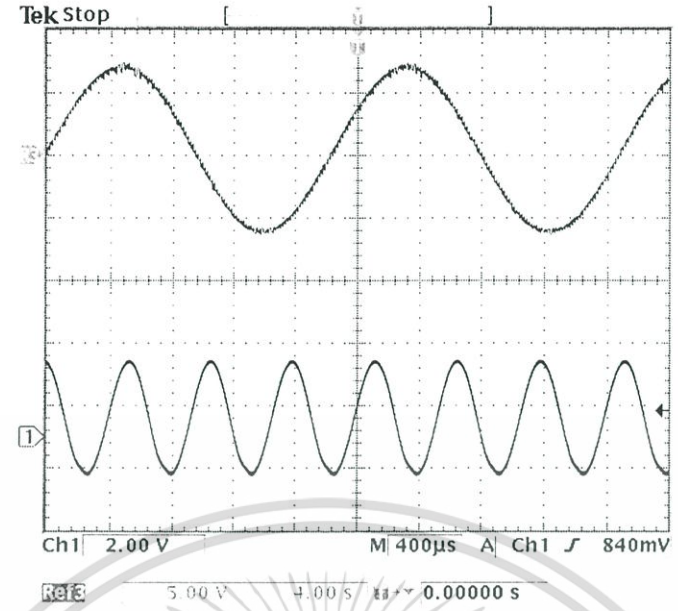


(ข)

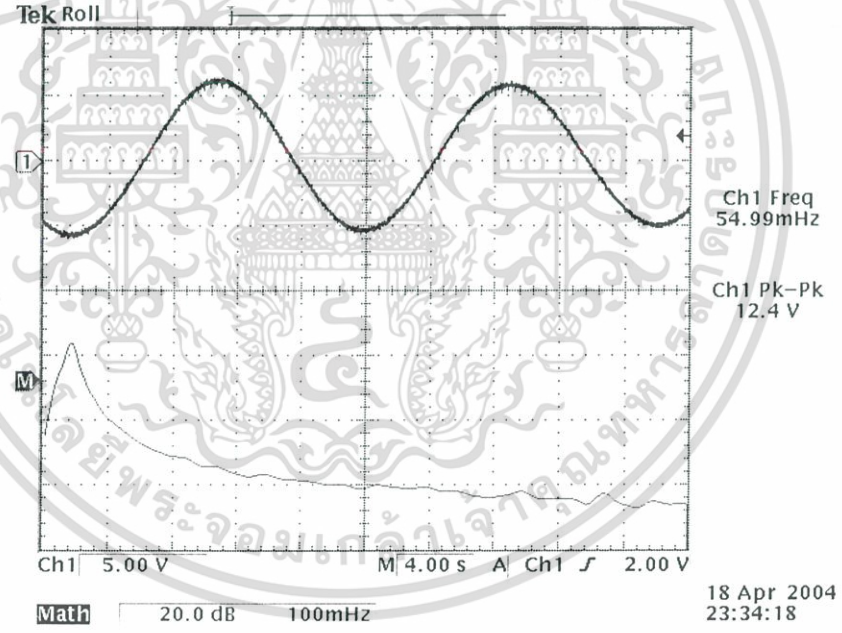
รูปที่ 5.24 ผลการทดลองสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่แบบใหม่

จากรูปที่ 5.24(ก) เป็นผลการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ที่เกิดขึ้นจากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ใช้โครงสร้างวงจรกรองแถบความถี่ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ร่วมกับวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล ดังวงจรรูปที่ 5.23 โดยในที่นี้จะทำการปรับผลของอัตราการขยายสัญญาณให้สามารถทำให้เกิดการปรับค่าความถี่ได้ภายในตัววงจร และในรูปที่ 5.25 แสดงผลการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่สามารถผลิตสัญญาณความถี่ได้ต่ำสุดของวงจรด้วยอุปกรณ์แบบพาสซีฟ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



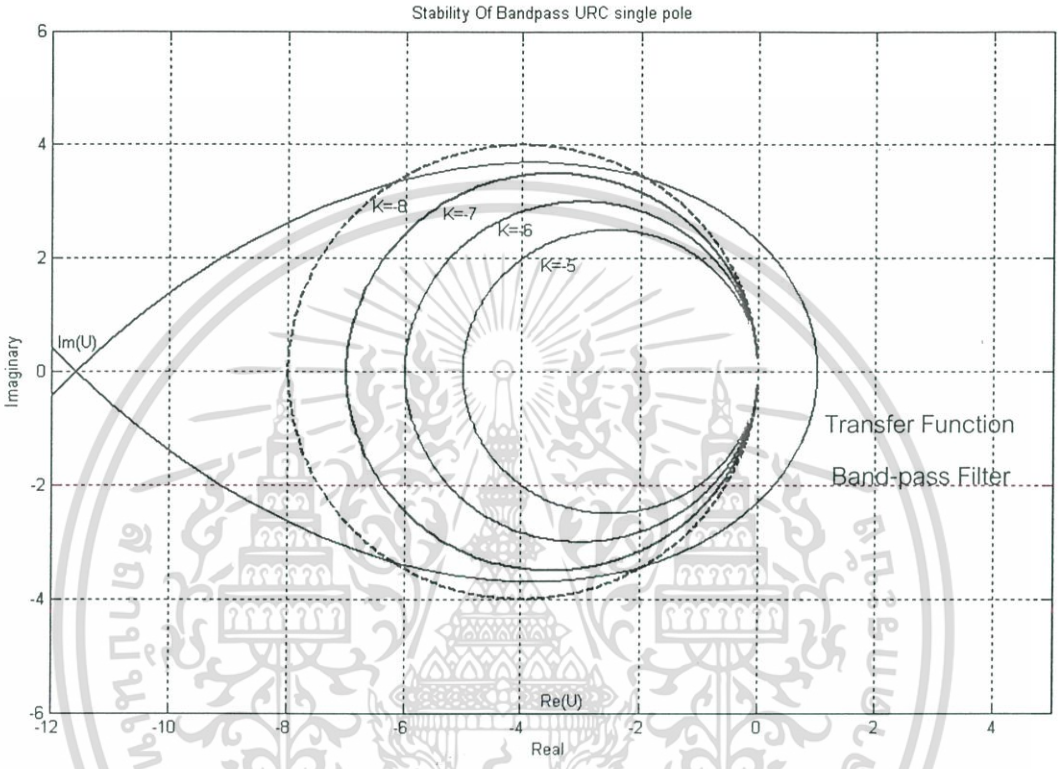
(ข)

รูปที่ 5.25 ผลการทดลองการกำเนิดสัญญาณทดสอบที่ความถี่ในการเกิดสัญญาณต่ำ

จากคุณสมบัติของสมการในวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์แบบใหม่ที่ใช้วงจรของการป้อนกลับเป็นวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้โครงสร้างของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ร่วมกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล ซึ่งสามารถหาผลของสภาวะการกำเนิดสัญญาณความถี่โดยเปรียบเทียบ ด้วยไนควิสต์ไดอะแกรม (Nyquist Diagram) ของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน กับผลของอัตราการขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล ผลการตอบสนองของการกำเนิดสัญญาณแสดงดังรูปที่ 5.26



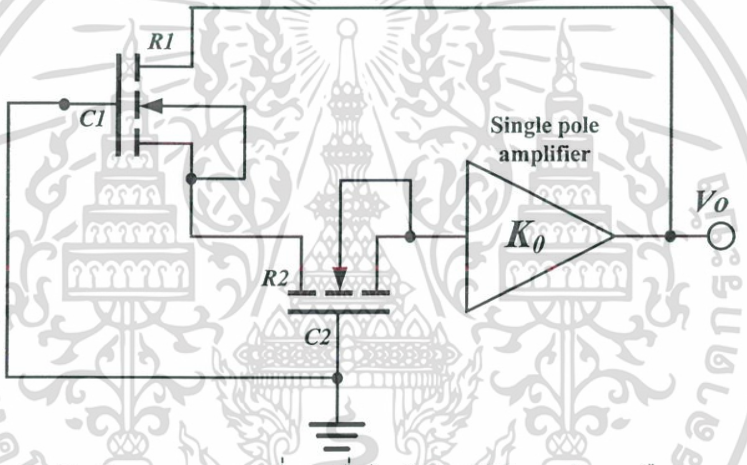
รูปที่ 5.26 สภาวะของการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ของวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอ

จากรูปที่ 5.26 เมื่อค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของอัตราการขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล เมื่อขนาดของอัตราการขยายเข้าใกล้กับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นการป้อนกลับของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ในสภาวะนี้วงจรจะมีเสถียรในการกำเนิดความถี่ได้ดีที่สุด และมีรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก ต่ำกว่า 1% และเมื่อค่าอัตราขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพลมีค่าเกินขอบเขตของขนาดทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน สภาวะของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ จะมีสภาวะอิ่มตัว

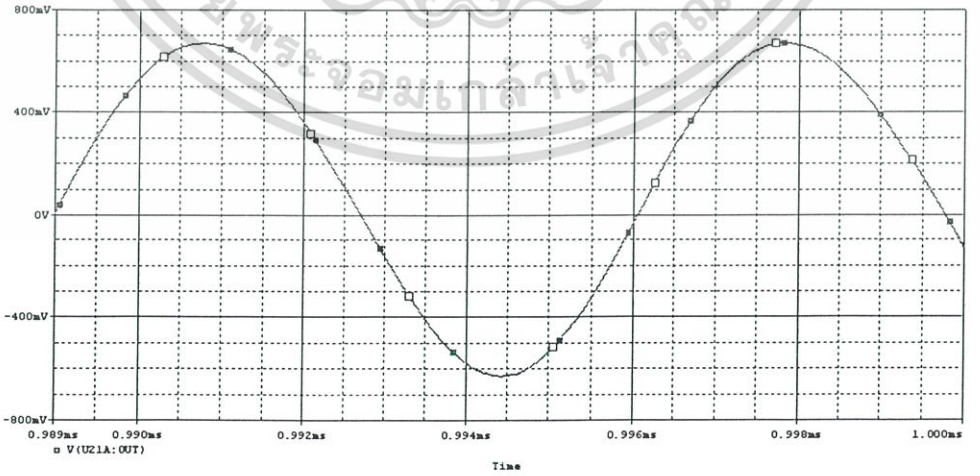
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้โครงสร้างเสมือนของทรานซิสเตอร์เป็นตัว ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซี

จากหลักการวงจรกำเนิดสัญญาณในหัวข้อที่ 5.4 พบว่าคุณสมบัติของวงจรมีประสิทธิภาพในการกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ดี โดยผลจากรูปสัญญาณที่เกิดขึ้นมีค่าของผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกต่ำมาก โดยสังเกตุจากรูปคลื่นสัญญาณในเชิงเวลา และผลของสัญญาณเชิงความถี่ในรูปแบบของสเปกตรัม จึงได้นำเสนอรูปแบบของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ใช้โครงสร้างเสมือนทรานซิสเตอร์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี โดยใช้วิธีการจำลองผลของการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice แสดงรูปแบบของวงจรดังรูปที่ 5.27 และผลของการกำเนิดสัญญาณในวงจรแสดงดังรูปที่ 5.28 และ 5.29 และ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผล ของวงจรที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบดีซี เป็นอัตราขยายป้อนกลับ ที่แสดงดังรูปที่ 5.30 และ 5.31

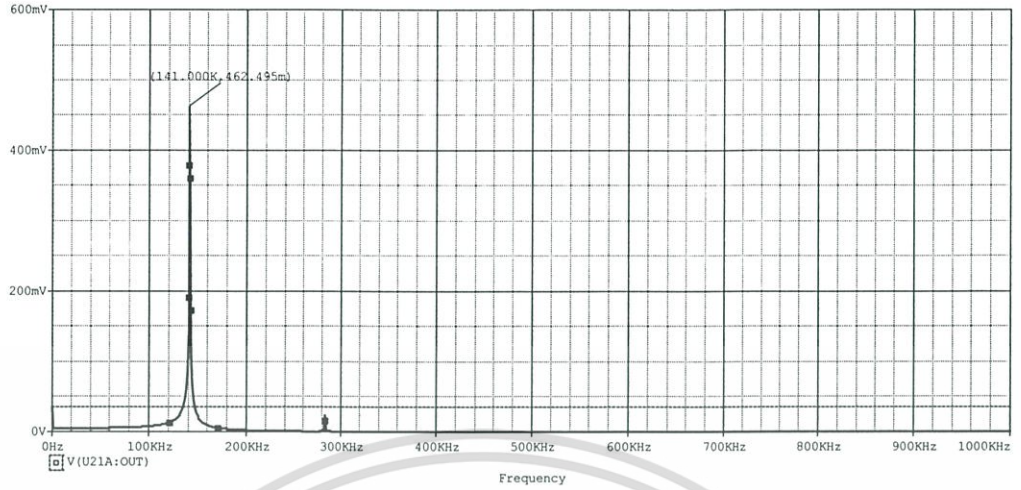


รูปที่ 5.27 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยใช้โครงสร้างเสมือน ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี

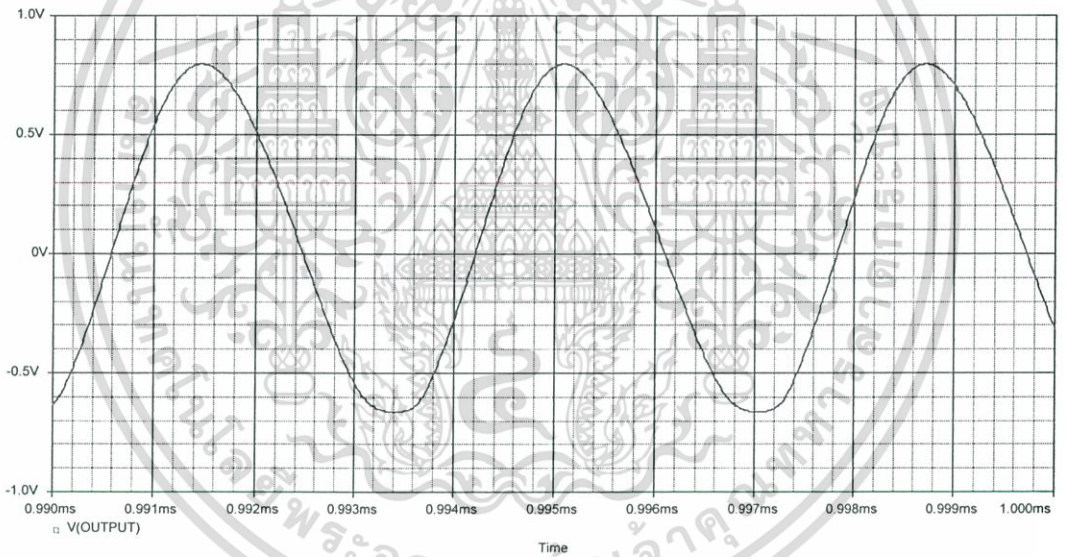


รูปที่ 5.28 สัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

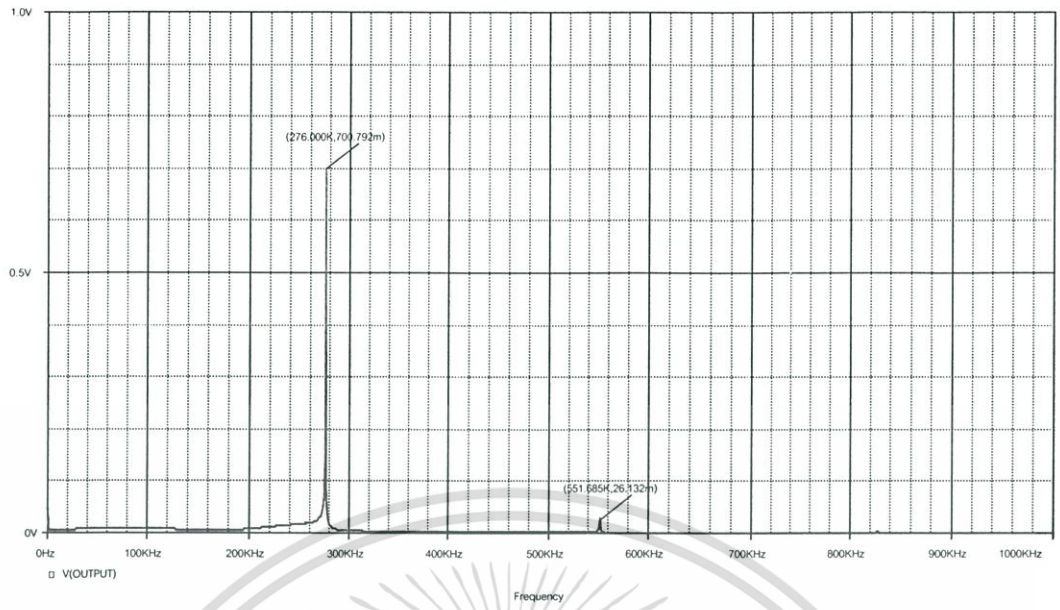


รูปที่ 5.29 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ที่มีอัตราขยายแบบหนึ่งโพล



รูปที่ 5.30 สัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ที่มีอัตราขยายแบบดีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.31 ฮาร์มอนิกสเปกตรัมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์มอสเฟต ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ที่มีอัตราการขยายสัญญาณแบบดีซี

ผลของการจำลองวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์แบบใหม่ โดยใช้โปรแกรม PSpice ที่ใช้โครงสร้างเสมือนทรานซิสเตอร์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ร่วมกับวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล วงจรสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี รูปสัญญาณในโดเมนเวลามีค่าสมมาตร และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลของวงจรที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบดีซี เป็นอัตราขยายป้อนกลับ ผลของการกำเนิดสัญญาณในโดเมนเวลาพบว่าขนาดของสัญญาณมีค่าความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น และขนาดของสัญญาณในด้านซีกบวก และลบไม่สมมาตร โดยแสดงดังรูปที่ 5.30

5.6 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion : THD)

ในการพิจราณาหาคุณสมบัติของสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ว่ามีรูปสัญญาณเข้าใกล้ความเป็นอดุมคติสามารถทำได้โดย การวัดรูปคลื่นสัญญาณที่ผิดเพี้ยนไปเราสามารถใช้หลักการที่เรียกว่า ผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก (total harmonic distortion , THD) โดยการเปรียบเทียบค่าฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการที่เกิดขึ้นในรูปคลื่นสัญญาณกับค่าสัญญาณความถี่หลักที่เราต้องการ โดยที่เราสามารถพิจราณาสัญญาณที่เราต้องการทราบค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกในรูปแบบของอนุกรมฟูริเยอร์หรือสเปกตรัมของขนาดสัญญาณ โดยค่าที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณในรูปแบบสเปกตรัมขนาดและความถี่เราสามารถใช้ค่าสมการดังต่อไปนี้หาค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก

$$THD\% = 100\% \times \frac{\sqrt{\sum_{2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \qquad (5.3)$$

ผลของขนาดสัญญาณที่เกิดขึ้นรวมกันแต่ละค่าในเชิงของความเพี้ยนขนาดสัญญาณอยู่ในเทอมของ ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ย (rms)

จากรูปที่ 5.8 5.10 และ 5.12 เป็นรูปสัญญาณฮาร์มอนิกสเปกตรัม ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบวิด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น ผลที่ได้จากการนำค่าขนาดของสัญญาณในรูปสเปกตรัมลำดับที่ 2 3 4 5... พบว่าค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก มีค่าประมาณ 0.35 % และในรูปที่ 5.16 5.18 และ 5.20 เป็นรูปสัญญาณฮาร์มอนิกสเปกตรัม ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้วงจรป้อนกลับ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบวิด์ อาซีไลน์ แบบ 2 ชั้น ผลการทดสอบเพื่อหาค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก เมื่อนำค่าสเปรกตรัมของสัญญาณลำดับที่ 2 3 4 5... พบว่ามีค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก มีค่าประมาณ 0.5 % และจากรูปที่ 5.24 (ข) และ 5.25 (ข) เป็นรูปการทดสอบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์โดยใช้หลักการใหม่ที่ประกอบไปด้วย วงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล ร่วมกับวงจรป้อนกลับที่ใช่หลักการของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีโครงสร้างในรูปแบบของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบวิด์ อาซีไลน์ จากสสัญญาณฮาร์มอนิกเสปรกตรัม พบว่าขนาดของความผิดเพี้ยน หรือค่าฮาร์มอนิกในลำดับที่ 2 3 4 5... มีค่าต่ำมากจงทำให้ค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงที่ได้มีค่าประมาณ 0.2 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอเรื่อง "การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์" รูปแบบของวงจรเป็นแนวคิดใหม่ของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ที่ใช้โครงสร้างของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น ($U\overline{RC}$, $DU\overline{RC}$) และวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ใช้การป้อนกลับเป็นวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้โครงสร้างของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ ร่วมกับวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล ผลการทำงานของวงจรสามารถกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์ ที่สามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ได้ในย่านกว้าง โดยรูปคลื่นของสัญญาณเป็นรูปคลื่นไซน์ มีค่าของความเพี้ยนเชิงฮาร์มิกต่ำกว่า 1 เปอร์เซนต์

การออกแบบและการทดสอบ

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่แบบใหม่โดยใช้รูปแบบของโครงสร้างวงจรที่แตกต่างจากหลักการทั่วไปคือ ใช้โครงสร้างของวงจรที่ประกอบไปด้วย ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น ($U\overline{RC}$, $DU\overline{RC}$) ผลการกำเนิดสัญญาณความถี่จากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ ที่ใช้คุณสมบัติของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ แบบ 1 ชั้น และ 2 ชั้น ที่เป็นรูปแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน สามารถสร้างวงจรได้ง่าย และให้ผลการกำเนิดสัญญาณในรูปคลื่นไซน์ แต่มีข้อจำกัดที่รูปแบบอัตราการขยายสัญญาณวงจรตามบรรทัดฐานของ บาร์คเฮาเซ่น เป็นอัตราการขยายสัญญาณทางไฟฟ้ากระแสตรง (DC gain) จึงทำให้มีขอบเขตในการกำเนิดสัญญาณมีข้อจำกัด ถ้าอัตราการขยายสูงเกินขอบเขตคุณสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ รูปคลื่นสัญญาณที่ได้จะมีความผิดเพี้ยนเพิ่มมากขึ้น โดยได้แสดงผลการทดสอบวงจรในบทที่ 5

จากข้อจำกัดของวงจรในรูปแบบที่กล่าวมาเบื้องต้นจึงได้มีการปรับปรุงวงจรให้มีประสิทธิภาพและสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ได้ดีขึ้น โดยอาศัยรูปแบบของการป้อนกลับเป็นวงจรกรองแถบความถี่ที่ใช้โครงสร้างของ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ ร่วมกับวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งโพล ผลของการกำเนิดสัญญาณความถี่รูปคลื่นไซน์เป็นไปตามข้อกำหนดของการกำเนิดสัญญาณและมีผลรวมความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก ที่ต่ำกว่า 1 เปอร์เซนต์ อีกทั้งวงจรที่ได้รับการออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปไซน์ ที่สามารถปรับช่วงของสัญญาณความถี่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากแนวคิดในการพัฒนาและการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความที่แบบใหม่ โดยผลการทดลองในบทที่ 5 ได้มีการนำเสนอรูปแบบ ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี ที่ใช้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ชนิดมอส ผลการทำงานของวงจรสามารถทำงานได้ดี โดยสามารถใช้งานในการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่สูงได้ และสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรรวม ที่มีคุณสมบัติในการกำเนิดสัญญาณความถี่ที่ควบคุมค่าความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า จากโครงสร้างเสมือนของตัวทรานซิสเตอร์ ยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซี สามารถนำไปประยุต์เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่แบบช่วงเวลาต่อเนื่อง หรือวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่รูปแบบต่าง ๆ ที่อยู่บนโครงสร้างของวงจรรวม

แนวทางในการพัฒนาและปรับปรุงที่หน้าศึกษาคือ การออกแบบวงจรในส่วนโครงสร้างหลัก เช่น ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาซีไลน์ ให้อยู่ในรูปแบบของ ทรานซิสเตอร์ทั้งหมด ที่ได้นำเสนอในหลักการเบื้องต้นแล้วในบทที่ 5 รวมทั้งส่วนของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อให้สามารถออกแบบเป็นวงจรรวมสำเร็จรูปได้ และสามารถนำไปใช้งานได้ในย่านความถี่สูง เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] A.Budak, "Passive and Active Network Analysis and Synthesis." . Hounghton Miffin Company,1974.

[2] A.Grebene, "Monolithic waveform generation.".IEEE Spectrum, pp.34-40 , April 1972

[3] L.Strauss, "Wave Generation and Shaping". McGraw Hill 2nd Edition 1981

[4] F.M.Al-Ghamidi and M.Marzouk Ibrahim, "Novel RC-Oscillators Using Single Operation Amplifier.". IEEE International Symposium on Circuit and Systems 1991 , pp 2585-2588

[5] L.P.Huelsman, "Active RC Filter Theory and Application.", Dowden, Hutchinson &Ross ,Inc 1976

[6] Ghausi, M.S., and J.J. Kelly, "Introduction to Distributed Parameter Networks.", Holt New York, 1968

[7] G.C Temes and S.K. Mitra, "Moder Filter Theory and Design", John Wiley & Sons 1 1973

[8] M.Teramoto, S.Sudo,Y.suzuki,M.Koide, "On the Design of the Active Low Pass Filter using Double Layer Uniformly Distributed RC Line." , JIC-CSCC'95

[9] K. Janchitrapongvej, "Notch Tunable Filter using Double Layer Uniformly Distributed RC Line.",1998 IEEE AOCC/ICCS Volume2 PP.590-592

[10] K. Janchitrapongvej, "Notch Frequency Adjustable Filter Using Uniformly Distributed RC Line.",2000 IEEE AOCC/ICCS PP.568-570 .Chaina

[11] S.Setia , K. Janchitrapongvej, "Synthesis of Active HPF using Uniformly Distributed RC Line.", ISCIT2001, Thailand , November 2001. PP.75-78

[12] ไพศาล สิทธิโยภาสกุล, "การออกแบบและประยุกต์ใช้งานของวงจรแอกทีฟดิสทริบิวด์ อาร์-ซี ไลน์", วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2533

[13] สรพงษ์ แซ่เตีย, "การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอ็คทีฟที่มีคุณสมบัติแบบนอตช์ โดยใช้ ตัวยูนิฟอร์ม ดิสทริบิวด์ อาร์ซีไลน์ แบบหลายชั้น", วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

[1] Virote Pirajnanchai , Kanok Janchitrapongvej , et all., "NOVEL TECHNIQUE USING SINGLE POLE AMPLIFIER IN SINEWAVE OSCILLATOR."ISCCSP 2004 First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, Hammamet , Tunusua , 21 – 24 March 2004.,pp

[2] Virote Pirajnanchai , Kanok Janchitrapongvej., "Continuous – Time Low – Pass Filter Using an Active Distributed MOSFET Transistor." APCCAS 2004 THE 2004 ASIAN – PACIFIC CONFERENCE ON CIRCUITS AND SYSTEMS., Tainan Taiwan.,6 – 9 December 2004.,pp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2004 First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing

21-24 March 2004, Hammamet, Tunisia

ISCCSP 2004

ISCCSP 2004
Program Guide

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NOVEL TECHNIQUE USING SINGLE POLE AMPLIFIER IN SINEWAVE OSCILLATOR

Virote Pirajnanchai[1] , Supachai Luangphakorn[2] , Jintana Nakasuwan[2] and Kanok Janchitrapongvej[1]

[1] **Research Center for Communication and Information Technology, and Faculty of Engineering King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520 , E-mail: p_virote@rit.ac.th**

[2] **Department of Electrical Engineering , Faculty of Engineering , Rajamangala Institute of Technology , Pathumthani 12110 ,Thailand , Phone:+662-549-3420,Fax:+662-549-3422**

ABSTRACT

It has been known that a given single or more op-amps RC sinusoidal oscillator has four distinctly different , equivalent , stable forms.[1] [2] .This paper different structure have been proposed to overcome the frequency limitations associated with Uniformly Distributed RC line (*URCs*) network and single pole amplifier based adjustable frequency sinusoidal oscillator. The simulation and experimental results are in reasonably good agreement with the theoretical , and very low harmonic distortion. In this circuit can be suitable for LSI process fabrication .

1. INTRODUCTION

The properties most commonly required of the output waveform of a sinusoidal oscillator are good frequency stability , low harmonic content , and good amplitude stability. The properties are interrelated and dependent on both the amplifier and the frequency selective network used in the oscillator.

In this paper a different approach is presented we shown how single pole amplifier adjustable oscillators may be also improved, extending their range of operation and reducing the harmonic distortion. This improvement is easily achieved without introducing either active or passive additional elements. Appropriate scaling of passive components is only required. The simulation and experimental results are in reasonably good agreement with the theoretical , and very low harmonic distortion.

2. THE OSCILLATION CONDITION

In the basic oscillator configuration shown in Fig. 1, A represents the gain and phase shift of the maintaining amplifier, and $\beta(j\omega)$ the frequency selective passive network. The loop transfer function $A\beta$ is such that positive feedback occurs at the frequency of oscillation. A constant amplitude oscillation exists at frequency ω_0 when

$$A\beta_{(j\omega_0)} = 1.0\angle 0° \qquad (1)$$

Zero or 180 degrees are those phase angle that can be most easily obtained and held stable in the amplifier. For this reason the angle condition implied

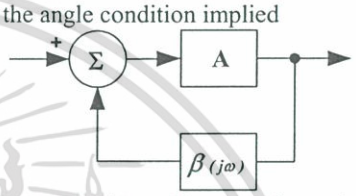


Fig. 1 A basic oscillator configuration.

by (1) is invariably satisfied by designing the network $\beta(j\omega)$ to have a phase angle of zero or 180 degrees at the desired frequency of oscillation ω_0. In this paper the amplifier gain (K) A is used single pole amplifier and $\beta(j\omega)$ is network structure of Distributed RC elements.

passive additional elements. Appropriate scaling of passive components is only required.The simulation and experimental results are in reasonably good agreement with the theoretical , and very low harmonic distortion.

3. ACTIVE DISTRIBUTED RC LINE

It is know that the Uniformly Distributed RC elements (*URCs*) have several advantages over lumped RC network. The structure of distributed RC elements in thin-film or LSI technology is built using smaller substrate area, less isolation and parasitic problem at high frequency. Distributed RC elements may have many form structures.[3],[4] The structure and circuit symbol of uniformly distributed RC elements (*URCs*) is illustrated in Fig. 2.

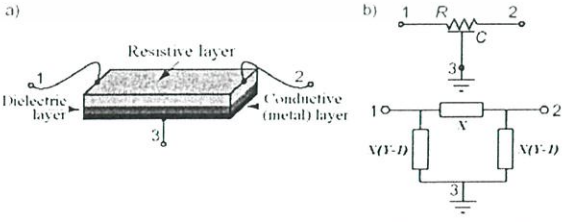


Fig. 2 (a) A Uniformly Distributed RC section, (b) are symbolic and its equivalent lumped π network

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำ ดัดแปลง หรือเผยแพร่ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ไม่ให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0-7803-8379-6/04/$20.00 ©2004 IEEE.

The admittance parameter [*Yij*] of the two port network *URCs* in Fig 2 is given as follows:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} Y & -1 \\ -1 & Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \qquad (2)$$

when $X = \dfrac{P}{R \sinh P}$, $Y = \cosh P$

and $P = \sqrt{sRC}$

R and C are the values of the total resistance and capacitance of the *URCs* respectively and s is the complex frequency. This paper propose a method for the design consideration of sinusoidal oscillator using from active distributed uniformly RC [5] and an amplifier circuit shows in Fig. 3

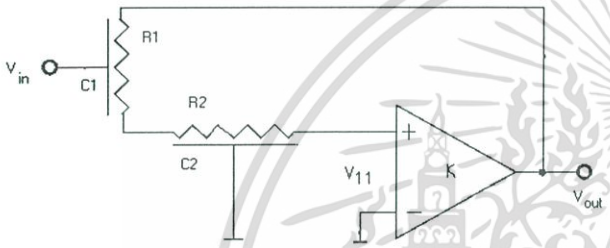


Fig. 3 Active *URCs* oscillator open loop circuit

The transfer function of this circuit is shown in equation (3)

$$T(P) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K(\cosh P - 1)}{(1+\alpha)\cosh^2 P - (K+\alpha)} \qquad (3)$$

where, K is voltage gain of the amplifier, $P = \sqrt{sRC}$,

$\alpha = \dfrac{R_1}{R_2} = \dfrac{C_2}{C_1}$, and $RC = R1C1 = R2C2$

In eq. (3) let $\alpha = 1$, eq. (3) reduces to equation (4).

$$T(P) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K(\cosh P - 1)}{\cosh 2P - K} \qquad (4)$$

and K is the DC voltage gain amplifier. We replace a single pole amplifier instead of a DC gain amplifier. The transfer function of the amplifier is given as follows.

$$K = \frac{Vout}{V_{11}} = \frac{K_0}{1 + \dfrac{s}{\omega_1}} = \frac{K_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}} \qquad (5)$$

When *Ko* is Constance gain and $\omega_1 = \dfrac{1}{Rk1Ck1}$

The proposed circuit with one pole voltage is shown in Fig .4 .The resonant characteristics in active distributed uniformly RC band pass filter are shown in The Fig. 5 for various value of $\omega_1 (\omega_1 = 0.5, 1, 2.5, 10, \infty)$ .Then the normalized resonant frequency .

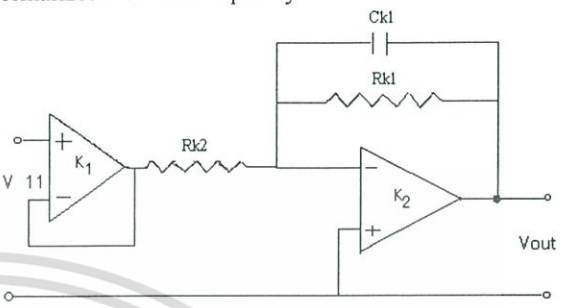


Fig. 4 the practical single pole amplifier

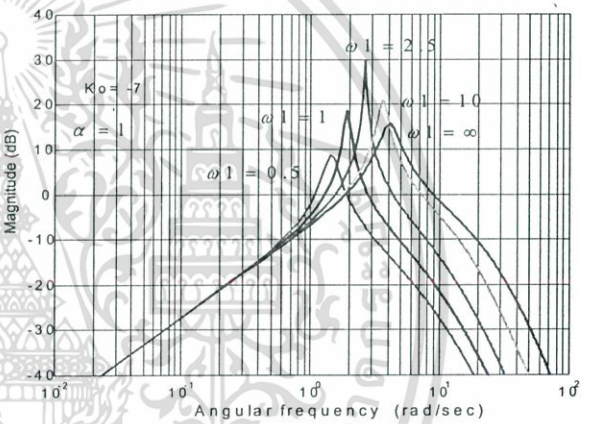
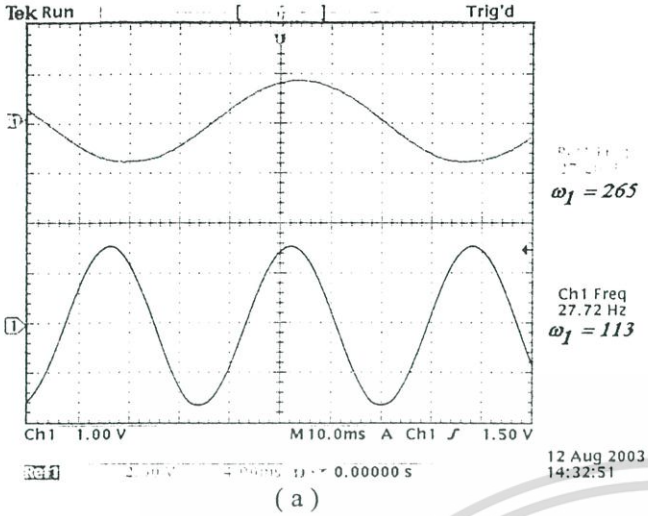


Fig. 5 The resonant characteristics for various values of ω_1

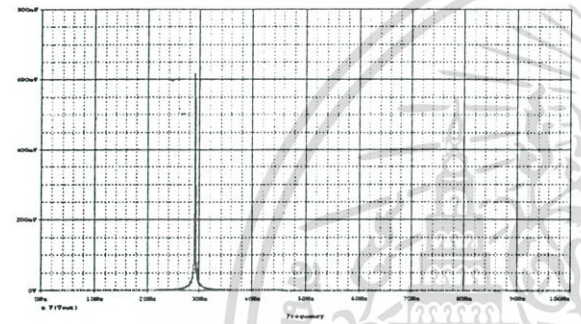
4. EXPERIMENTAL RESULTS

In the experiment, the used of Distributed RC elements by thin film process in any integrated circuit are immense complication compare to well established lump RC circuits. Herein, are choose the lumped RC elements of 10 section and single pole circuits is LF353. Output signal experimental and simulation results in proposed oscillator circuit is shown Fig. 6 to Fig. 7

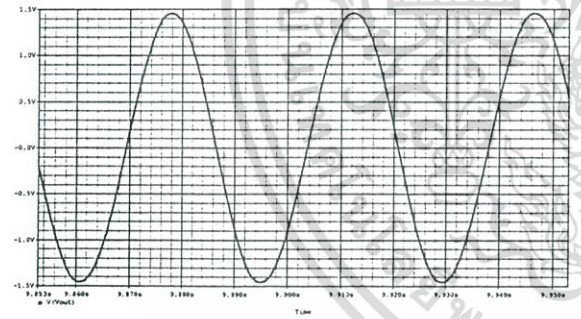
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



(c)

Fig. 6 (a) Experimental output signal results of adjustable frequency with appropriated parameters of gain amplifier (K) control , (b) Circuit simulation results output signal spectrum frequency and (c) waveform of output signal (with OrCAD PSpice)

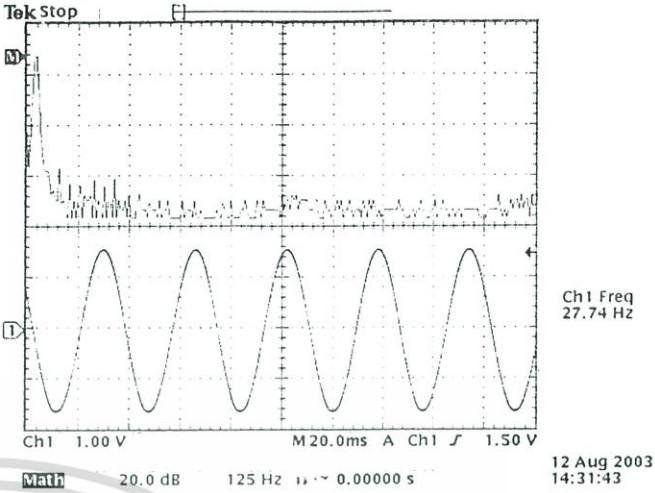


Fig. 7 Waveform signal output proposed oscillator circuit

5. CONCLUSIONS

A new proposed oscillator circuit using single pole amplifier circuit is adjustable frequency and amplitude stability .The experimental results of the Active $\overline{URCs}$ sinusoidal oscillator at relatively wide variable range frequency by proper selection of the $\overline{URCs}$ element The simulation and experimental results are in reasonably good agreement with the theoretical , and very low harmonic distortion .The proposed circuit can be suitable for fabrication by LSI process. It will be useful for sinusoidal signal circuit oscillator.

6. REFERENCES

[1] R.Senani, "On the Transformation of RC-active oscillators", IEEE Trans. Circuits and Syst.,vol.34,no.9, pp.1091-1093 , Sept.1987.

[2] N.Boutin, "On the identification and design of signal amplifier single resistance controlled oscillators", IEEE Tans Circuits and Syst, vol.31, pp.1046-1048,Dec 1984.

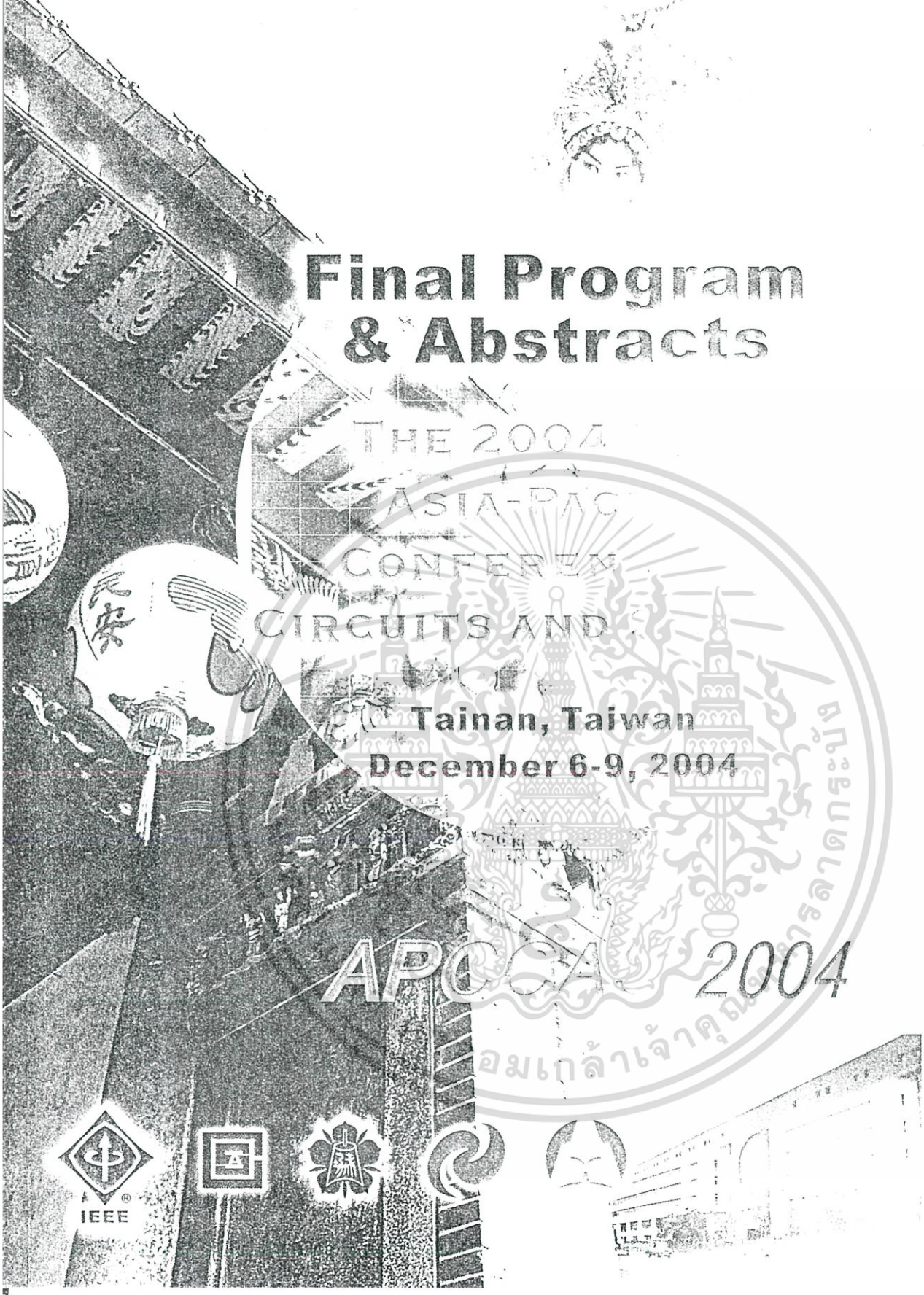
[3] M.S. Ghausi , J. J. Kelly, "Introduction to Distributed Parameter Networks", Holt Rinchart and Winston, Inc. 1968.

[4] B.K. Ahuja "Implementation of Active Distributed RC Anti-Aliasing / Smoothing Filters", IEEE J. Solid-State Circuits .,vol .SC-17. pp 1076 -- 1080 .Dec. 1982.

[5] K. Janchitrapongvej , P. Tangtisenon , M. Teramoto," Realization of an Equalizer using Uniformly Distributed RC circuits ", in Proc. 2000 APSBC, PP: 56-58.

[6] A. Budak and K. Nay, "Operational Amplifier Circuits for The Wien-Bridges Oscillator". IEEE Trans. Circuits and Syst., vol.CAS-28, pp.930-934, Sep. 1981.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Final Program & Abstracts

THE 2004 ASIA-PAC CONFERENCE ON CIRCUITS AND

Tainan, Taiwan

December 6-9, 2004

APCCAS 2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on
Circuits and Systems, December 6-9, 2004

CONTINUOUS-TIME LOW-PASS FILTER USING AN ACTIVE DISTRIBUTED MOSFET TRANSISTOR

Virote Pirajnanchai and Kanok Janchitrapongvej

Research Center for Communications and Information Technology, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND
Phone:+662-739-2832, Fax:+662-326-4176, E-mail: p_virote@rit.ac.th

ABSTRACT

This paper describes continuous-time low-pass filter using an enhancement MOSFET transistor as a double uniformly distributed RC line $(DU\overline{RC})$. The proposed circuit configuration consists of a new low-pass active distributed MOSFET filter and one pole gain amplifier. For continuous-time low-pass filter using proposed frequency adjustable type circuit, the experimental result of the frequency characteristics give us a good agreement with theoretical values. The proposed circuit can all used in modern electronic communication systems and most measuring equipments .

1. INTRODUCTION

This Transistor-only filter using MOSFET's have been successfully demonstrated by J. Khoury, Y. Tsividis and M.Banu in [1]-[5]. A transistor-only filter consists of the distributed MOSEFET, as an adjustable *RC* network, and the element MOSFET's as active circuits. In strong inversion, when $V_{GD} = V_{GS} > V_T$ the MOSFET channel resistance is uniform and can be tuned by V_{GS}. It may be used as simple small signal model of the distributed MOSFET, shown in Fig. 1. Parameters of the model are as follows:

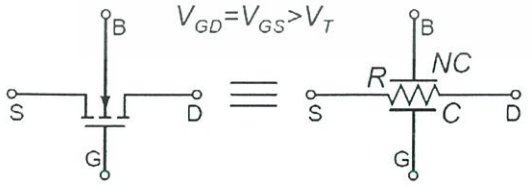


Fig. 1. Double uniformly distributed RC line $(DU\overline{RC})$ as a MOSFET small signal model.

$$R = \left\{ K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \right\}^{-1}$$
$$C = C_{ox} = C'_{ox} WL \qquad (1)$$
$$N = \frac{C_b}{C_{ox}} = b = \frac{\gamma}{2\sqrt{V_{SB} + \phi_B}}$$

where: K' is the transconductance parameter, W, L are the channel width and length, V_{GS}, V_{SB} are the gate-source and the source-substrate bias voltage, V_T is the threshold voltage, C_{ox}, C_b are capacitances of the thin oxide and the thin oxide per unit area, γ is the body effect coefficient, ϕ_B is the build-in potential of the strongly inverter channel.

Distributed RC elements may have many form structure. For instance, one capacitive layer, double capacitive layers and multi layer thin-film structures. The structure of the general $U\overline{RC}$ consists of layers of conductors, resistive layer and dielectrics can be sandwiched together in many permutations. The resistive or conductive layers may be contacted at various points around their edges. Other advantages are applied to active filters. For instance single capacitive layer $U\overline{RC}$ [10],[11] and double capacitive layers $U\overline{RC}$ [12],[13] in conjunction with amplifier in literatures respectively. However, there are some disadvantages due to their magnitude characteristics of the low pass filter at cut off and it attenuation at stop band .The double capacitive layers uniformly distributed RC line are circuit symbol illustrated in Fig.2.

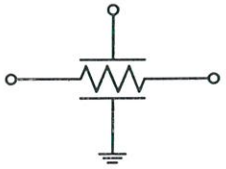


Fig. 2. The circuit symbol of $U\overline{RC}$ with double capacitive layers.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0-7803-8660-4/04/$20.00 ©2004 IEEE

The admittance parameters [*Yij*] of $\overline{URC}$ with double capacitive layers in Fig.2 is given as follows:

$$\begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{vmatrix} = X \begin{bmatrix} Y & -1 & -\alpha(y-1) \\ -1 & y & -\alpha(y-1) \\ -\alpha(y-1) & -\alpha(y-1) & \varsigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

$$\text{where } \varsigma = \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR + 2\alpha^2(Y-1)} \qquad X = \frac{P}{R\sinh P}$$

$$Y = \cosh P \quad \text{and} \quad P = \sqrt{SRC} \qquad C = C_1 + C_2 \qquad (2)$$

$$C_1 = (1-\alpha)C$$

$$C_2 = \alpha\, C$$

where *R* and *C* are the value of the total resistance and capacitance of the double capacitive layers URC respectively, α is a ratio of C_2 and C_1+C_2 . *s* is the complex frequency variable.

2. ACTIVE DISTRIBUTED $\overline{RC}$ AND MOSFET LOW-PASS FILTER

Little forgotten today the theory of distributed $\overline{RC}$ and lumped-distributed *RC* filters was developed in the 60's. The active low-pass filter proposed by Wyndrum in Fig 3.[9]. It is impressively simple and may provide sharp cutoff characteristic, where the cutoff frequency is set by the $\overline{RC}$ time constant τ and the peak, near the band-edge, is adjusted by the voltage gain k < 0.92. For higher values of k there is oscillatory response. It is easy to shown that the transfer function of the filter is follows:

$$K(s) = \frac{1}{k(1-\cosh\theta) + \cosh\theta} \qquad (3)$$

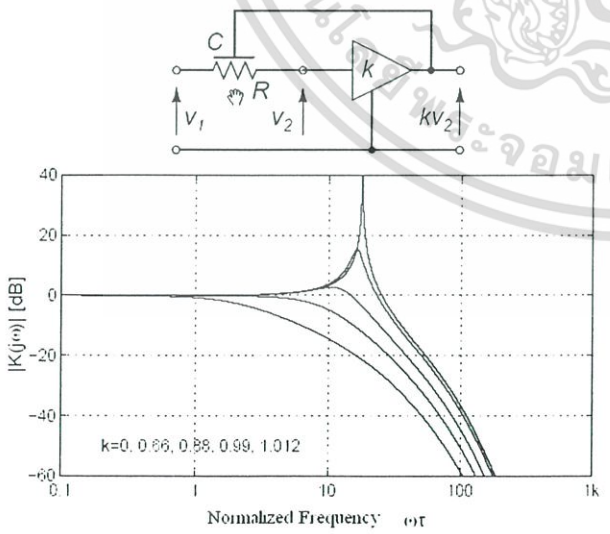


Fig. 3. Wyndrum's $U\overline{RC}$ low-pass filter and frequency responses

Y. Tsividis has realized a simple three transistor network, consisted a MOSFET working as $\overline{RC}$ line and source follower. The source follower is bias circuitry for the distributed MOSFET, and may work as an amplifier in active selective filters. Such selective circuits Tsividis named *Transistor-Only Filters* is shown in Fig. 4.

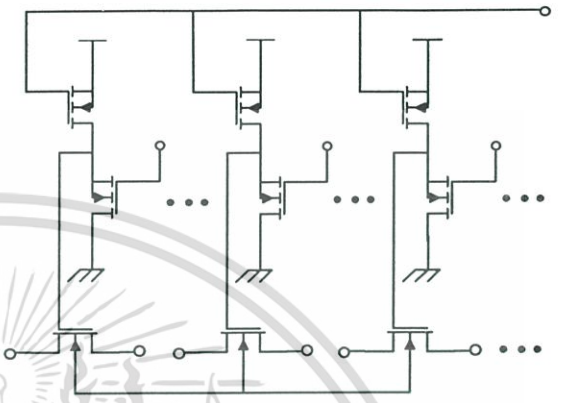


Fig. 4. Tsividis Transistor-Only circuit

3. CONTINUOUS-TIME LOW-PASS FILTER USING AN ACTIVE DISTRIBUTED MOSFET TRANSISTOR

In Fig. 5. shown a novel active distributed low-pass filter [14]. The voltage transfer function *K(s) = Vo/Vi* of the circuit is given as follows:

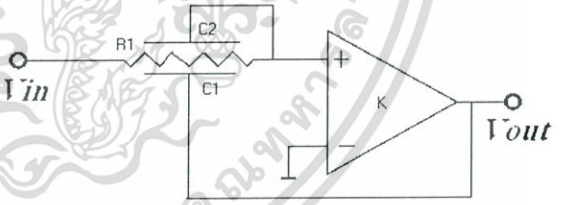


Fig. 5. Novel low pass filter $DU\overline{RC}$

$$K(s) = \frac{\alpha k(\cosh P + \frac{1-\alpha}{\alpha})}{(1-\alpha)\left\{\left[\frac{1}{1-\alpha} - 2\alpha + (2\alpha-1)k\right]\cosh P + k + (1-k)\alpha(2 + P\sinh P)\right\}} \qquad (4)$$

where $\alpha = \frac{C_2}{C}$, C=C_1+C_2

The transfer function of the one pole amplifier is given as follows:

$$K = \frac{K_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}} = \frac{K_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}} \qquad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

when $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$. For $\omega 1 = \infty$, K will become conventional DC gain amplifier .It frequency response of the circuit in Fig. 5.is shown with one pole voltage gain $\omega_1 = 1, Ko = 0.5$ and 0.8 respecting in Fig. 6.

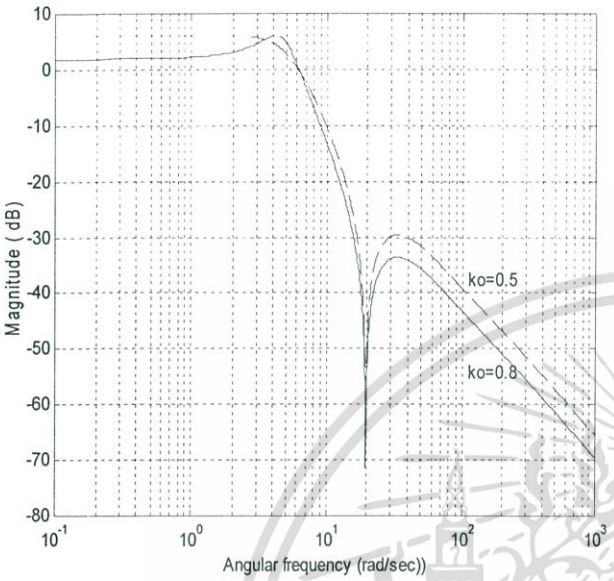


Fig. 6. The frequency response for various values of Ko with one pole gain $\omega_1 = 1$

The relation of normalized angular frequency ω_n to α . The notch angular frequency can be obtained from the numerator of Eq. (5) .herein, the N(P) of Eq.(5) can be expressed as follows:

$$N(P)=Re[N(P)]+Im[N(P)] \quad (6)$$

where

$$P = \sqrt{SRC}_{RC=1} = \sqrt{j\omega} = \sqrt{\frac{\omega}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega}{2}}$$

$$t = \sqrt{\frac{\omega}{2}} \quad \therefore P = t + jt$$

$$Re = \alpha \cos t \cosh t + 1 - \alpha \quad = 0 \quad (7)$$

$$Im = \alpha \sin t \sinh t \quad = 0 \quad (8)$$

$$\alpha = \frac{-1}{\cos t \cosh t - 1} \quad (9)$$

From Eq.(9) it is found that t is lied in between $\pi \le t \le \frac{5}{4}\pi$. Fig.7 shows the relation of normalized angular frequency ω_n and α where ω_n is lied in between $20 < \omega_n < 30.84$.

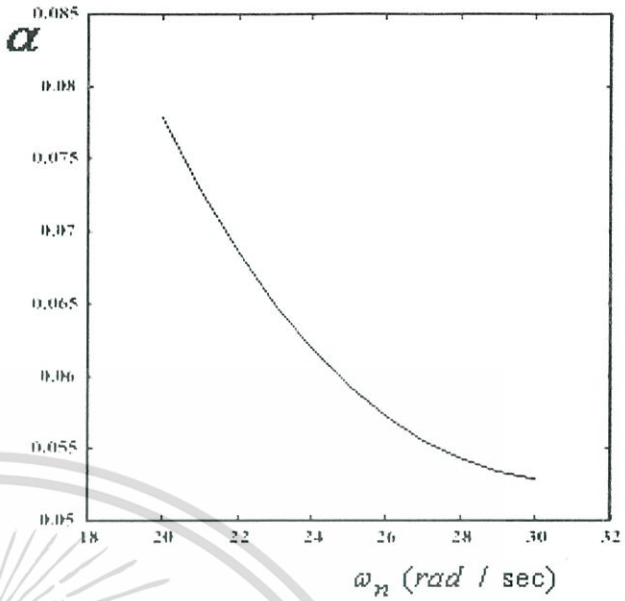


Fig. 7. Relation between notch angular frequency ω_n and α

From circuit in Fig. 5. we used Tsividis *Transistor-Only circuit* and one pole amplifier. The characteristics small signal model of the distributed MOSFET for standard 0.8 μm Silicon-Gate Buik MOS n-Well Process technology. The long transistor distributed MOSFET as 10 cascaded shorter channel.

4. EXPERIMENTAL SIMULATION RESULTS

As an Ideal circuit we simulation continuous-time low-pass filter using an active distributed MOSFET transistor implementation of new filter by OrCAD PSpice level 3 model. This has been done for the case when the source and substrate of the MOSFET are tied to a dc potential and the device is used as a voltage controllable distributed *RC* filter the frequency response shown in Fig. 8.

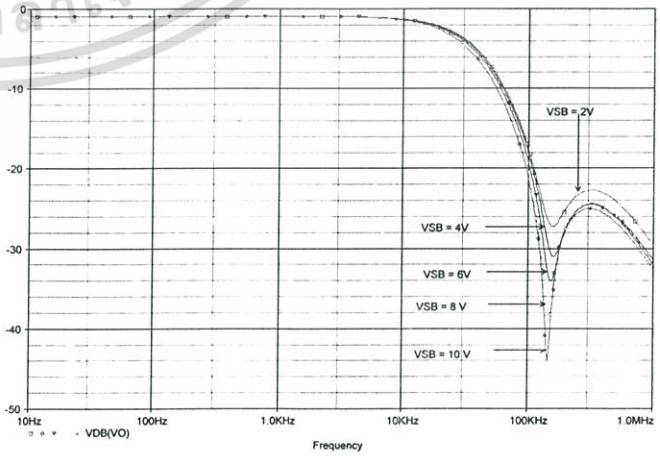
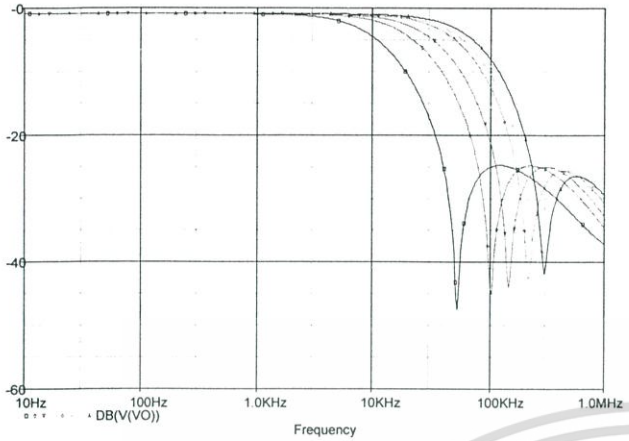


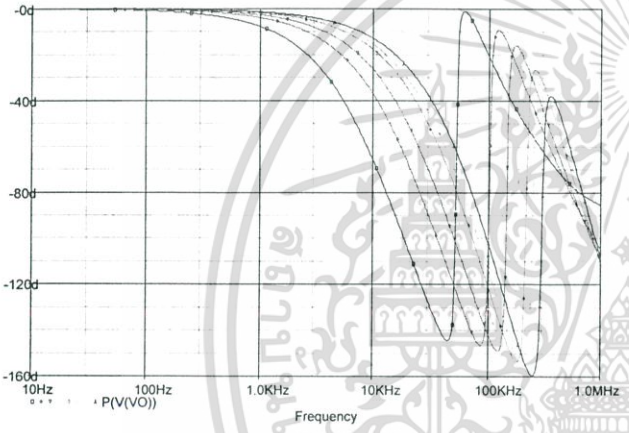
Fig. 8. Frequency responses of continuous-time low-pass filter tuning of the notch attenuation cutoff by V_{SB}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The Fig. 9. the tuning of the cutoff frequency change characteristics of the filter for $V_G = 3$ to 10 voltage



(a)



(b)

Fig. 9. (a) Frequency responses of the continuous-time low-pass filter (b) Phase response

In the design circuit and simulation signal output response is low-pass frequency response .

5. CONCLUSION

We have proposed the active low-pass $U\overline{RC}$ filter with double capacitive layers and a one pole amplifier by means of MOSFET. Herein , the configuration of the Transistor-only filters using MOSFET is based on Tsividis model . Experimental results for both active low pass $U\overline{RC}$ and transistor only using MOSFET is carried out . It is shown that the proposed $U\overline{RC}$ filter can be replaced by MOSFET circuit and the frequency response of continuous-time low-pass filter with tuning of low-pass notch attenuation can be controlled by bias voltage V_{SB} and its cut off frequency can be tuned by Gate voltage V_G . The proposed circuit can be fully integrated by LSI process Technology .

6. REFERENCES

[1] J. Khoury, Y. Tsividis and M. Banu,"Use of MOS transistor as a tunable distributed *RC* filter-element," *Electron Lett.*, vol.20, pp.187-188,Feb.1984.

[2] Y.Tsividis,"Minimal transistor-only micropower integrated VHF active filter,"*Electron Lett.*, vol. 23, pp. 777-778, July 1987.

[3] L.-J. Pu and Y. Tsividis,"Transistor-only frequency selective circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, pp.821-832, June 1990.

[4] Y. Tsividis, "A transistor-in-the-box puzzle," *Circuit and Devices Mag.*, vol. 4, p. 62, Jan. 1988 and pp. 24-25, May 1988.

[5] R. P. Jindal, "Gigahertz-band high-gain low-noise AGC amplifiers in fine-line NMOS," *IEEE J. Solid- State Circuits*, vol. SC-22. pp. 512-521, Aug. 1987

[6] R. P. Jindal, "Low-pass distributed RC filter using an MOS transistor with near zero phase shift at high frequencies," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 36, pp. 1119-1123, Aug. 1989.

[7] Wei Li,"A Transistor-only Low-Pass Filter with Adjustable Bias and Small Phase Shift at High Frequencies," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1119-1123, Aug. 1989.

[8] Y. Tsividis,M. banu, and J. Khoury, "Continuous-time MOSFET-C filters in VLSI," *IEEE J Solid State - Circuits*, vol. SC-21, no, 1, pp. 15-30, Feb. 1986;also *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-33, pp. 125-140, Feb. 1986.

[9] R. W. Wyndrum, Jr., "Chapter 9. Active distributed $\overline{RC}$ networks," *Modern Filter Theory and Design*, edited by Gabor C. Temes and Sanjit K. Mitra, John Wiley & Sons, 1973, pp. 375-413.

[10] M. S. Ghausi. T. J. Kelly "Introduction to Distributed Parameter Networks with Application to Integrated Circuits," pp. 271. H.R. Andwinston. INC.

[11] M. Teramoto, S. Sudo, Y. Suzuki, M. Koide. "On the Design of the Active Low Pass Filter using Double Layers Uniformly Distributed RC Line," JIC-CSCC'95.1995.

[12] Prakit Tangtisanon, Shiro Sudo , Mitsuo Teramoto, Tasoji Suzuki , Kanok Janchitrapongveg, "ACTIVE LPF USING UNIFORMLY DISTRIBUTED RC LINE," *APSBC 2000 Proceedings*, KMITL. Thailand. Pages 62-64. Dec.2000

[13] S.Sudo, et.all. "Active LPF with transmission Zero using Double Capacitive Layers Uniformly Distributed RC Line," CAS 96-49, NLP 96-87 (1996-09).

[14] N. Panyanouvong, S. Luangphakorn, V Pirajnanchai, P. Tangisanon and K Janchitrapongvej, " On The Design of an Active Low Pass Filter Using Uniformly Distributed RC Line," *ICCNSP 2003 Proceedings*, Nanjing China. Dec.14-17,2003.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายวิโรจน์ พิราจเนนชัย เกิดเมื่อ วันที่ 24 มกราคม พ.ศ. 2512 ที่จังหวัดกรุงเทพ สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(อิเล็กทรอนิกส์) จากวิทยาลัยเทคโนโลยีและอาชีวะศึกษาวิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพ เมื่อปีการศึกษา 2532 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์) จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล เมื่อปีการศึกษา 2534

ปี พ.ศ. 2535 เข้าทำงานที่คณะวิศวกรรมเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ในตำแหน่ง เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการทางวิศวกรรมโทรคมนาคม และอาจารย์ช่วยสอน ปี พ.ศ 2542 เข้ารับราชการในตำแหน่ง อาจารย์ประภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ศูนย์กลางสถาบันฯ จนถึงปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้