

การแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
โดยอาศัยเฟสล็อกแบบปราศจากตัวกรอง

TRANSFORMATION OF PULSE WIDTH TO FREQUENCY MODULATIONS BASED ON
FILTERLESS PHASE LOCKED LOOP



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

KMITL-2015-EN-M-010-027

การแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
โดยอาศัยเฟสล็อกแบบปราศจากตัวกรอง

TRANSFORMATION OF PULSE WIDTH TO FREQUENCY MODULATIONS
BASED ON FILTERLESS PHASE LOCKED LOOP



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

KMITL-2015-EN-M-010-027

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSFORMATION OF PULSE WIDTH TO FREQUENCY MODULATIONS
BASED ON FILTERLESS PHASE LOCKED LOOP



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2015
KMITL-2015-EN-M-010-027

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
โดยอาศัยเฟสล็อกแบบปราศจากตัวกรอง

Thesis Title Transformation of Pulse Width to Frequency Modulations Based on Filterless
Phase Locked Loop

นักศึกษา นางสาวสินีนาท สดมहाซลาสินธุ์


รหัสประจำตัว 55611922

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2015-EN-M-010-027

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
ผศ.ดร.มนตรี	คำเงิน	
รศ.ดร.มนตรี	ศิริปรัชญานันท์	
ผศ.ดร.สิรภาพ	ตู้ประกาย	
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาดเขียน	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 17 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2558 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 17 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2558

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกูปแบบปราศจากตัวกรอง
นักศึกษา	นางสาว สินีนาท สดมหาชลาสินธุ์
รหัสนักศึกษา	55611922
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคที่ใช้ในการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ โดยอาศัยเฟสล็อกูปแบบปราศจากตัวกรอง โดยเป็นการนำเอาลอจิกเกตชนิด Exclusive-OR (XOR Gate) และวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า (Time to Voltage Converter) มาทำงานร่วมกันเป็นวงจรตรวจจับความต่างเฟส ซึ่งจากการใช้วงจรตรวจจับความต่างเฟสที่ใช้ XOR Gate ร่วมกับวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้านั้นจะให้เอาท์พุทออกมาเป็นระดับแรงดันความต่างเฟส ส่งผลให้ระบบเฟสล็อกูปแบบนี้ไม่ต้องมีในส่วนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

จากเทคนิคที่นำเสนอได้มีการวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกูปด้วยสมการอนุพันธ์ในโดเมนเวลา เพื่อแสดงให้เห็นถึงพฤติกรรมของระบบ และยังมีการออกแบบและสร้างวงจรขึ้นมาเพื่อใช้ในการทดลองจริง โดยผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์และการทดลองนั้นเป็นไปในทิศทางเดียวกันคือ ระบบเฟสล็อกูปที่มีการประยุกต์นำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้ามาใช้นั้น สามารถแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ให้เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ได้

Thesis Title	Transformation of Pulse Width to Frequency Modulations Based on Filterless Phase Looked Loop
Student	Ms. Sineenart Satamahachalasin
Student ID.	55611922
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2015
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Paramote Wardkein

ABSTRACT

In this thesis, proposes the Pulse Width Modulation (PWM) - to - Frequency Modulation (FM) transform by applying a filterless phase-locked loop (PLL) technique along with an exclusive-OR (XOR) gate and a period-to-voltage converter. Due to the XOR gate working along with the time-to-voltage converter (T/V) as a phase detector , the output of phase detector is voltage difference, so a low pass filter (LPF) in the conventional PLL can be neglected. By feeding PWM signal as a proposed PLL's input, it is found that the FM signal which is directly proportional to the information signal can be obtained at the VCO's output port. To confirm the proposed technique, the first-order PLL circuit using the XOR gate and the time-to-voltage converter is laboratorial experimented and analyzed by using a differential equation. The experimental results have proved that the PWM signal can be transformed into the FM signal in accordant with the theoretical analysis.

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้า นางสาว สินีนาท สดมहाซลาสินธุ์ ได้ศึกษาและทำวิทยานิพนธ์เรื่อง วงจรแปลง สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกกลูบอันดับที่หนึ่ง เพื่อสำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังนั้น สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี จึงอยากกล่าวขอบคุณผู้สนับสนุนทุกท่าน

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน และ รศ.ดร.จิรสุตา โกษียามภรณ์ สำหรับคำแนะนำ และคำปรึกษา จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณ นายอาร์มภ์ กิติพงษ์วัฒนา, นายสุชรักษ์ แซ่เจีย, นายศักรินทร์ สิ้นไชย และนาย เลอสรรรค์ กิรสมุทธานนท์ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในส่วนขอแนวคิดและให้คำปรึกษาในการทำงานวิจัย

และนอกเหนือสิ่งอื่นใดความสำเร็จในวันนี้เกิดขึ้นได้เพราะการเลี้ยงดูเป็นอย่างดีของ บิดา และมารดา รวมไปถึงกำลังใจที่ติจากพี่น้องเพื่อนฝูงทุกคน

สินีนาท สดมहाซลาสินธุ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 การมอดูเลต.....	5
2.2.1 การมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	5
2.2.2 การมอดูเลตทางความถี่.....	9
2.3 วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป.....	15
2.3.1 สภาวะการทำงานของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป.....	16
2.3.2 โครงสร้างของเฟสล็อกกลุ๊ป.....	16
2.3.3 การวิเคราะห์ห้วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป.....	23
2.4 การประยุกต์ใช้วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าในระบบเฟสล็อกกลุ๊ป.....	29
บทที่ 3 หลักการที่ใช้ในงานวิจัย.....	
3.1 กล่าวนำ.....	34
3.2 การแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	34
โดยอาศัยเฟสล็อกกลุ๊ป.....	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ และดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	41
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	
4.1 กล่าวนำ.....	43
4.2 เฟสล็อกกลุ๊ป.....	43
4.2.1 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	44
4.2.2 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า.....	48
4.2.3 วงจรตรวจจับความต่างเฟส.....	51
4.2.4 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน.....	54
4.2.5 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์.....	57
4.3 การทดลองสร้างวงจรเฟสล็อก.....	59
4.3.1 การหาย่านเฟสล็อก.....	61
4.4 การทดลองแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทาง ความถี่.....	62
4.5 ความสัมพันธ์ของดัชนีการมอดูเลต.....	68
4.6 การทดลองตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้จากการแปลง สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	71
การทดลองแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทาง	75
4.7 ความถี่ที่ความถี่สูง.....	
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	80
เอกสารอ้างอิง.....	82
ประวัติผู้เขียน.....	83

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	ค่าความจริงของ XOR Gate.....	17
2.2	ค่าความจริงของ RS Flip-Flop Gate.....	19
4.1	ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณข่าวสารที่เป็นไพลตรงและเวลาในการเกิดพัลส์บวกของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	46
4.2	ค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฉลี่ยของสัญญาณความต่างเฟส และความต่างเฟสระหว่างสองสัญญาณอินพุต.....	50
4.3	ค่าความสัมพันธ์ระหว่างคาบสัญญาณอินพุตและระดับสัญญาณเอาต์พุต.....	53
4.4	อุปกรณ์ที่ใช้ในการต่อวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน.....	54
4.5	ค่าความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดันไพลตรงอินพุตและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต.....	56
4.6	ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ข่าวสาร 150 Hz.....	71

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญญาณพัลส์.....	5
2.2 การสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	6
2.3 ลักษณะของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	6
2.4 สัญญาณมอดูเลตความถี่.....	11
2.5 สเปกตรัมสัญญาณมอดูเลตความถี่แบนด์แคบ.....	13
2.6 ฟังก์ชันเบสเซลที่หนึ่ง $J_n(\beta)$	14
2.7 บล็อกไดอะแกรมวงจรเฟสล็อกูปในทางทฤษฎี.....	15
2.8 บล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับความต่างเฟส.....	16
2.9 โครงสร้างวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด XOR Gate.....	17
2.10 สัญญาณการเปรียบเทียบความต่างเฟสชนิด XOR Gate.....	17
2.11 แรงดันเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับความต่างเฟสชนิด XOR Gate.....	18
2.12 สัญญาณเปรียบเทียบเฟสที่สัญญาณอินพุตมีความต่างเฟส 180 องศา.....	18
2.13 โครงสร้างวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop.....	19
2.14 ไดอะแกรมทางเวลาของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop.....	19
2.15 แรงดันเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับความต่างเฟสแบบ RS Flip-Flop.....	20
2.16 ไดอะแกรมทางเวลาของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop เมื่อสัญญาณมีความต่างเฟส 360 องศา.....	20
2.17 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	20
2.18 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาสซีฟชนิดที่หนึ่ง.....	21
2.19 กราฟผลตอบสนองความถี่ทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	22
2.20 บล็อกไดอะแกรมวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน.....	22
2.21 กราฟคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน.....	23
2.22 กราฟคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันในทางปฏิบัติ.....	23
2.23 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกูปในการวิเคราะห์.....	24
2.24 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับความต่างเฟสแบบดิจิตอล.....	28
2.25 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักราไฟฟ้า.....	29
2.26 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักราไฟฟ้าเมื่อ $\phi_1(t)$ เข้าควบคุมการทำงานของวงจร...	30
2.27 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักราไฟฟ้าเมื่อ $\phi_2(t)$ เข้าควบคุมการทำงานของวงจร..	31
2.28 ไดอะแกรมทางเวลาของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักราไฟฟ้า.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบเฟสล็อกกลุบบแบบปราศจากตัวกรองที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	34
3.2 ไดอะแกรมทางเวลาของการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	41
4.1 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลุบบแบบปราศจากตัวกรองที่ใช้ในการทดลอง.....	43
4.2 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	44
4.3 สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่ 5 kHz	44
4.4 สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นไฟตรง.....	45
4.5 สัญญาณจากวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	46
4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเวลาในการเกิดพัลส์บวกของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และขนาดของสัญญาณข่าวสาร.....	47
4.7 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกดาไฟฟ้า.....	48
4.8 สัญญาณจากส่วนสร้างสัญญาณพัลส์.....	49
4.9 สัญญาณจากวงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกดาไฟฟ้า สัญญาณอินพุตที่ความถี่ 3 kHz ค่าเวลาพัลส์บวกที่ 132 μ s	49
4.10 สัญญาณจากวงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกดาไฟฟ้า สัญญาณอินพุตที่ความถี่ 3 kHz ค่าเวลาพัลส์บวกที่ 232 μ s	50
4.11 ผลตอบสนองของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกดาไฟฟ้า.....	51
4.12 สัญญาณจากวงจรตรวจจับความต่างเฟส	52
4.13 สัญญาณจากวงจรตรวจจับความต่างเฟส	52
4.14 ผลตอบสนองของวงจรตรวจจับความต่างเฟส ที่อาศัยเอ็็กคลูซีฟออร์เกตและวงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกดาไฟฟ้าร่วมกัน	53
4.15 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน จากไอซี XR2206.....	55
4.16 สัญญาณจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน.....	55
4.17 สัญญาณจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน.....	56
4.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงและความถี่ของสัญญาณเอาท์พุทของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน.....	57
4.19 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	58
4.20 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.21 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์.....	59
4.22 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์.....	59
4.23 วงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกรูปแบบปราศจากตัวกรอง.....	60
4.24 ความถี่ที่น้อยที่สุดของสัญญาณอ้างอิงที่เฟสล็อกลูบจะมีเสถียรภาพได้.....	61
4.25 ความถี่ที่มากที่สุดของสัญญาณอ้างอิงที่เฟสล็อกลูบจะมีเสถียรภาพได้.....	62
4.26 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	63
4.27 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	63
4.28 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	64
4.29 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอพท์พุด.....	65
4.30 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอพท์พุด.....	65
4.31 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ 1 kHz	66
4.32 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ 3 kHz	66
4.33 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	67
4.34 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	67
4.35 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่.....	68
4.36 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างกัน.....	69
4.37 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างกัน.....	70
4.38 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างกัน.....	71

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.39	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีมอดูเลต..... 72
4.40	บล็อกไดอะแกรมการตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยอาศัยเฟสบล็อกกลุ๊ป.. 73
4.41	วงจรตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสบล็อกกลุ๊ป..... 73
4.42	สัญญาณจากวงจรตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่..... 74
4.43	สัญญาณจากวงจรตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่..... 74
4.44	สัญญาณจากวงจรตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่..... 75
4.45	สัญญาณจากวงจรตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่..... 75
4.46	สัญญาณจากวงจรตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่..... 76
4.47	บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่สูง..... 77
4.48	สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์อินพุตและสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาต์พุต..... 77
4.49	สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่..... 78
4.50	สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่..... 78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารโทรคมนาคมได้ก้าวมามีบทบาทในชีวิตประจำวันอย่างมากไม่ว่าจะเป็น โทรศัพท์ไร้สาย วิทยุ หรือ โทรทัศน์ ด้วยความคล่องตัวในการใช้งาน ความสะดวกสบายและการประหยัดเวลา ทำให้การสื่อสารโทรคมนาคมเจริญเติบโตอย่างมากเมื่อเทียบกับในอดีต

โดยในระบบการสื่อสารนั้นจะมีองค์ประกอบหลักอยู่สองส่วนหรือ ภาคส่งและภาครับ ในส่วนของภาคส่งนั้นก็จะมีส่วนที่สำคัญคือ วงจรมอดูเลตสัญญาณที่ทำหน้าที่มอดูเลต (Modulation) ข่าวดูสารไปกับคลื่นพาห้ที่มีความถี่และคุณสมบัติที่เหมาะสมกับตัวกลางหรือช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านยกตัวอย่างเช่น อากาศ สายทองแดง เป็นต้น และในส่วนของภาครับก็จะมีวงจรดีมอดูเลต เพื่อทำหน้าที่กู้ข่าวดูสารต้นฉบับกลับคืนมา

สำหรับในบางสถานการณ์นั้นการรับส่งข้อมูลข่าวดูสารจำเป็นต้องผ่านหลายช่องสัญญาณที่มีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน ทำให้การรับส่งข้อมูลจำเป็นต้องเปลี่ยนชนิดของการมอดูเลตเพื่อให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป โดยปกติแล้วการเปลี่ยนชนิดของการมอดูเลตจะใช้วิธีรีมอดูเลต คือนำเอาสัญญาณมอดูเลตชนิดแรกมาดีมอดูเลตเพื่อกู้ข่าวดูสารต้นฉบับกลับคืนมา จากนั้นนำมามอดูเลตใหม่เพื่อเปลี่ยนเป็นชนิดที่ 2 ดังรูปที่ 1.1a ซึ่งจากขั้นตอนที่ยู่ยากของการรีมอดูเลต จึงได้มีการคิดค้นการแปลงชนิดของการมอดูเลตขึ้นมาโดยไม่ต้องผ่านขั้นตอนเหล่านั้นดังรูปที่ 1.1b ยกตัวอย่างเช่น วงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เป็นสัญญาณมอดูเลตทางขนาด [1] ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณเพื่อนำไปใช้ในการแพร่ภาพโทรทัศน์ผ่านดาวเทียม หรือ วงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตทางเฟสเป็นสัญญาณมอดูเลตทางขนาด [2] โดยใช้เทคนิคการขยายแถบความถี่คัดเฉพาะแบบบริวลูอินเพื่อนำไปใช้รับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

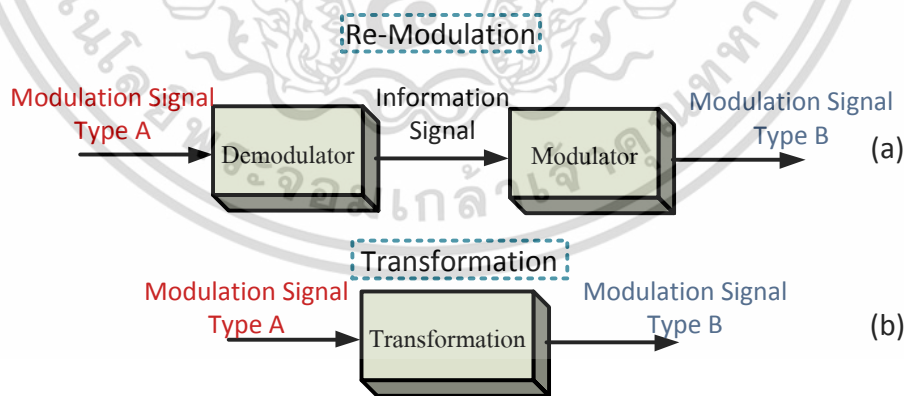
สำหรับการสื่อสารโทรคมนาคมนั้นได้มีการนำเอาเส้นใยแก้วนำแสงมาใช้อย่างแพร่หลาย ซึ่งมีข้อดีก็คือสามารถรับส่งข้อมูลได้รวดเร็วและไม่ถูกรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยชนิดของการมอดูเลตของสัญญาณที่นิยมนำมาใช้ในการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแก้วนำแสงมีทั้ง การมอดูเลตทางเฟส การมอดูเลตทางขนาด หรือแม้กระทั่งการมอดูเลตความกว้างพัลส์[2-5] โดยในบางครั้งการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแก้วนำแสงจะต้องผ่านระยะทางที่ไกลจึงมีการเปลี่ยนตัวกลางจากเส้นใยแก้วนำแสงเป็นอากาศ เพื่อเป็นการลดต้นทุนในการลากสายสัญญาณ ทำให้มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนชนิดของการมอดูเลตเพื่อให้เหมาะสมกับอากาศที่เป็นตัวกลางชนิดที่ 2 ซึ่งการรับส่งข้อมูลผ่านอากาศนั้นจะนิยมใช้การมอดูเลตทางความถี่ และการมอดูเลตทางขนาด ด้วยเหตุนี้จึงได้นำมาสู่วิทยานิพนธ์นี้ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำเสนอการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ เพื่อนำไปใช้ในการสื่อสารเมื่อตัวกลางในการส่งผ่านเปลี่ยนไปจากเส้นใยแก้วนำแสงเป็นอากาศ

โดยในปี 2009 ได้มีการนำเสนอวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เป็นสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยอาศัยเฟสล็อกกลุ๊ป[6]ขึ้นมา ซึ่งเฟสล็อกกลุ๊ปมีข้อดีอย่างหนึ่งก็คือ ระบบมีความยืดหยุ่นสามารถดัดแปลงส่วนประกอบของระบบได้ตามความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน ยกตัวอย่างเช่นงานวิจัยในปี 2011 วงจรเฟสล็อกกลุ๊ปอันดับที่หนึ่งที่อาศัยวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า แทนที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน[7] จะเป็นการนำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า (T/V)[8] มาวางที่ตำแหน่งของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในระบบเฟสล็อกกลุ๊ป โดยที่ระบบยังคงสามารถทำงานได้เป็นปกติแม้ว่าส่วนประกอบจะมีการเปลี่ยนแปลงไปจากเฟสล็อกกลุ๊ปโดยทั่วไป ซึ่งวงจร T/V ที่นำมาประยุกต์ใช้นี้มีข้อดีคือสามารถแปลงค่าเวลาพัลส์บวกให้เป็นแรงดันไฟฟ้าได้รวดเร็วตามอินพุตที่ป้อนเข้ามา

ซึ่งจากข้อดีของเฟสล็อกกลุ๊ปและวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้างี้ดักกล่าวไปในข้างต้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ โดยมีการออกแบบให้วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้านั้นทำงานร่วมกับลอจิกเกตแบบ Exclusive-OR (XOR Gate) เพื่อตรวจจับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของเฟสล็อกกลุ๊ป โดยในส่วนของตัวตรวจจับความต่างเฟสนี้จะให้เอาต์พุตเป็นระดับแรงดันที่แปรผันตามสัญญาณความต่างเฟส ส่งผลให้ไม่จำเป็นต้องมีส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังนั้นการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ในที่นี้จึงเป็นการแปลงสัญญาณโดยอาศัยเฟสล็อกกลุ๊ปแบบปราศจากตัวกรอง



รูปที่ 1.1 การเปลี่ยนชนิดของการมอดูเลต

(a). Re-Modulation (b). Transformation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาและนำเสนอเทคนิคการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ โดยอาศัยเฟสล็อกกลุบบแบบปราศจากตัวกรองที่ได้นำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้งาน โดยจะเป็นการแปลงสัญญาณเพื่อนำไปใช้ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงจากเส้นใยแก้วนำแสงเป็นอากาศ และได้มีการนำเสนอการวิเคราะห์การแปลงสัญญาณด้วยสมการทางคณิตศาสตร์โดยใช้การแปลงฟูเรียร์ การแปลงลาปลาซ และอินเวิร์สลาปลาซ เข้ามาช่วย และได้ทำการออกแบบวงจรเพื่อนำเอาผลที่ได้จากการทดลองมายืนยันผลจากการวิเคราะห์ระบบ

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ระบบเฟสล็อกกลูบถือเป็นระบบป้อนกลับชนิดหนึ่งที่มีคุณสมบัติคือ ไม่ทำให้คุณสมบัติด้านความถี่และรูปสัญญาณของสัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนไป แต่เฟสจะเลื่อนออกไปจากสัญญาณอินพุต ซึ่งเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เลื่อนออกไปนี้จะสัมพันธ์กับเฟสของสัญญาณอินพุตด้วยเช่นกัน

โดยเมื่อทำการป้อนอินพุตของเฟสล็อกกลูบให้เป็นสัญญาณที่เฟสไม่คงที่หรือเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางเฟสแล้ว เฟสที่เลื่อนออกไปของสัญญาณเอาต์พุตก็จะมีค่าแปรผันตามพจน์เฟสของสัญญาณอินพุต แต่จะมีความถี่คงเดิมตามคุณสมบัติของระบบเฟสล็อกกลูบ

โดยปกติแล้วความถี่ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของระบบเฟสล็อกกลูบนั้นจะมีค่าเท่ากัน แต่ถ้าหากต้องการเพิ่มความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตให้มากขึ้นโดยที่ย่านล็อกของระบบเฟสล็อกกลูบมีค่าเดิม จะสามารถทำได้โดยออกแบบในส่วนวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันใหม่ให้มีย่านการทำงานที่สูงขึ้น และเพิ่มวงจรมับ (วงจรรหารความถี่) เข้าไประหว่างวงจรมับสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันและวงจรถรวจจับความต่างเฟส เพื่อให้สัญญาณป้อนกลับของระบบมีความถี่กลับมาอยู่ในย่านล็อก ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของระบบเฟสล็อกกลูบที่ได้จากวงจรมับสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันนั้นจะมีความถี่เพิ่มมากขึ้นโดยที่ระบบยังคงมีย่านการทำงานเท่าเดิม

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

ทำการออกแบบวงจรที่ใช้ในการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ โดยในที่นี้ได้อาศัยระบบเฟสล็อกกลูบในการแปลงสัญญาณ ซึ่งได้นำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้งานร่วมกับ Exclusive-OR Gate เพื่อเป็นวงจรถรวจจับความต่างเฟส โดยได้ออกแบบให้เฟสล็อกกลูบมีย่านการทำงานอยู่ในช่วงความถี่ 2 kHz - 4 kHz และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบสามารถทำงานอยู่ในสภาวะล็อกได้แม้ว่าเฟสของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์อินพุตจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา โดยที่เอาต์พุตของระบบจะเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่มีการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเฟสของสัญญาณอินพุต

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาความเป็นมาของงานวิจัย รวมทั้งงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้อง
2. ศึกษาทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย หลักการของ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ ระบบเฟสล็อก ลูป วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า
3. วิเคราะห์เทคนิคการแปลงสัญญาณที่นำเสนอ เพื่อดูความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต สัญญาณเอาต์พุต และพฤติกรรมของระบบ
4. ทำการออกแบบและสร้างวงจรที่ใช้ในการทดลอง ผลจากวงจรที่สร้างขึ้นจริง การวิเคราะห์ผลการทดลอง และทำการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการทดลองและการคำนวณ
- 5.สรุปผลการวิจัยและให้ข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

2.1 กล่าวนำ

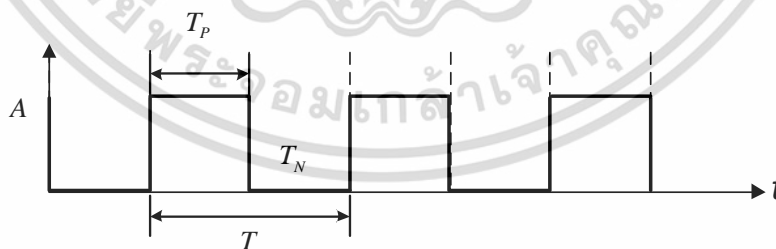
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆที่เกี่ยวข้องในการวิจัย พื้นฐานและการวิเคราะห์ของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ และองค์ประกอบในระบบเฟสล็อกกรุป ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษาเพื่อใช้ในการวิจัย

2.2 การมอดูเลต

การมอดูเลต (Modulation) เป็นกระบวนการสำคัญอย่างหนึ่งในระบบการสื่อสารเพื่อให้การรับส่งสัญญาณสามารถทำได้ไกลมากยิ่งขึ้น โดยการมอดูเลตจะเป็นการฝากสัญญาณข่าวสาร (information) ที่ต้องการส่งไปกับสัญญาณคลื่นพาห้ (carrier) โดยในที่นี้จะกล่าวถึงในส่วนของการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์และการมอดูเลตทางความถี่ [9-11]

2.2.1 การมอดูเลตความกว้างพัลส์

สัญญาณพัลส์ (Pulse signal) เป็นสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณเพียง 2 ระดับ คือ สูง (high) หรือเรียกอีกอย่างว่าพัลส์บวก (positive pulse) และต่ำ (low) หรือเรียกอีกอย่างว่าพัลส์ลบ (negative pulse) สลับกันไปเรื่อยๆ โดยเวลาในการเกิดพัลส์บวกถูกกำหนดให้เป็น T_p และเวลาในการเกิดพัลส์ลบเป็น T_N โดยองค์ประกอบรูปคลื่นของสัญญาณพัลส์แสดงได้ดังรูปที่ 2.1 โดยที่ T คือคาบเวลาของสัญญาณพัลส์ซึ่งมีค่าเท่ากับ $T = T_p + T_N$



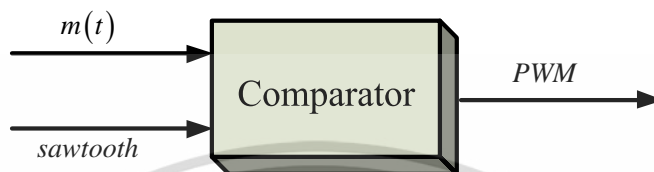
รูปที่ 2.1 สัญญาณพัลส์

จากรูปที่ 2.1 เมื่อพิจารณาสัญญาณพัลส์ใน 1 คาบเวลา (T) ค่าของ A คือ ระดับแรงดันสูงของสัญญาณพัลส์

การมอดูเลตสัญญาณพัลส์เป็นการฝากสัญญาณข่าวสารไปกับคุณสมบัติบางอย่างของสัญญาณพัลส์ที่ใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ โดยถ้าฝากไปกับขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้จะเรียกว่า การมอดูเลตพัลส์เชิงแอมพลิจูด (Pulse Amplitude Modulation : PAM) และถ้าฝากไปกับช่วงเวลาในการเกิดพัลส์บวก

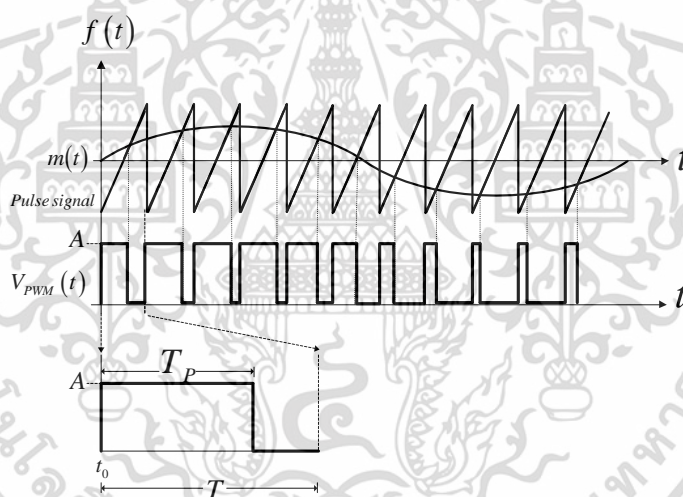
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นเป็นประโยชน์ในการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเรียกว่าการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation : PWM) แต่ถ้าฝากไปกับตำแหน่งเวลาในการเกิดพัลส์บวกเรียกว่าการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ (Pulse Position Modulation : PPM) ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการมอดูเลตความกว้างพัลส์เพียงอย่างเดียว โดยการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์อย่างง่ายจะอาศัยการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณพัลส์คลื่นรูปฟันเลื่อย (saw tooth) และสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

โดยถ้าระดับของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ มีค่ามากกว่าสัญญาณฟันเลื่อยก็จะให้ค่าเป็นพัลส์บวก แต่ในทางกลับกันก็จะได้เป็นพัลส์ลบดังแสดงในรูป (2.3)



รูปที่ 2.3 ลักษณะของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

โดยที่

$m(t)$	คือ สัญญาณข่าวสารรูปคลื่นไซน์
<i>Pulse signal</i>	คือ สัญญาณพัลส์คลื่นรูปฟันเลื่อย
$V_{PWM}(t)$	คือ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์
T_P	คือ ความกว้างพัลส์บวก
T_N	คือ ความกว้างพัลส์ลบ
T	คือ คาบของสัญญาณ
t_0	คือ เวลาเริ่มต้นของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A คือ ขนาดแรงแต้นของสัญญาณ

จากรูป 2.3 จะเห็นได้ว่าเมื่อ $m(t)$ มีค่ามากความกว้างของพัลส์บวกก็จะมากขึ้นตามไปด้วย

2.2.1.1 การวิเคราะห์องค์ประกอบสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์มากยิ่งขึ้น จึงได้ทำการวิเคราะห์องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณโดยใช้อนุกรมฟูเรียร์แบบเอ็กซ์โพเนนเชียลเข้ามาช่วย [9] ซึ่งจากสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ในรูปที่ 2.3 สามารถเขียนฟังก์ชันของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ $V_{PWM}(t)$ ในหนึ่งคาบเวลาได้ดังสมการ (2.1)

$$V_{PWM}(t) = \begin{cases} A & ; t_0 \leq t \leq T_p \\ 0 & ; T_p \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.1)$$

เมื่อทำการวิเคราะห์สัญญาณในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ สมการ (2.1) จะเขียนใหม่ได้ดังสมการ (2.2)

$$V_{PWM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.2)$$

โดยกำหนดให้

F_0 คือ คลื่นที่ความถี่มูลฐาน

F_n คือ คลื่นฮาร์โมนิกที่ n

n คือ ลำดับคลื่นฮาร์โมนิก

ω_0 คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นที่ความถี่มูลฐาน

จากสมการที่ (2.2) ทำการจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_{PWM}(t) = F_0 + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.3)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ F_0 จะหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} F_0 &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} V_{PWM}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \\ F_0 &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_p} A dt + \int_{T_p}^T 0 dt \right] \\ F_0 &= \frac{AT_p}{T} \end{aligned} \quad (2.4)$$

และค่าสัมประสิทธิ์ F_n จะหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 F_n &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} V_{PWM}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \\
 F_n &= \frac{1}{T} \int_0^{T_p} A e^{-jn\omega_0 t} dt \\
 F_n &= -\left(\frac{A}{Tjn\omega_0}\right) (e^{-jn\omega_0 T_p} - 1)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

จากนั้นนำสมการที่ (2.4) และสมการที่ (2.5) แทนลงในสมการที่ (2.3) ได้เป็นสมการ (2.6)

$$V_{PWM}(t) = \frac{AT_p}{T} + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{A}{Tjn\omega_0} \{1 - e^{-jn\omega_0 T_p}\} e^{jn\omega_0 t} \tag{2.6}$$

ทำการจัดรูปสมการ (2.6) ให้อยู่ในรูปแบบของออยเลอร์ (Euler's fomular)

$$\begin{aligned}
 V_{PWM}(t) &= \frac{AT_p}{T} + \frac{A}{Tj\omega_0} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{n} \{e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0(t-T_p)}\} \\
 &= \frac{AT_p}{T} + \frac{A}{Tj\omega_0} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0(t-T_p)}\} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{e^{-jn\omega_0(t-T_p)} - e^{-jn\omega_0 t}\} \right\} \\
 &= \frac{AT_p}{T} + \frac{A}{T\omega_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{2(e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t})}{2j} - \frac{2(e^{jn\omega_0(t-T_p)} - e^{-jn\omega_0(t-T_p)})}{2j} \right\} \\
 &= \frac{AT_p}{T} + \frac{A}{T\omega_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n} \{ \sin(n\omega_0 t) - \sin(n\omega_0(t-T_p)) \} \\
 &= \frac{AT_p}{T} + \frac{A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \sin(n\omega_0 t) - \sin(n\omega_0(t-T_p)) \}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

จากสมการที่ (2.7) จะได้สมการของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ตั้งสมการ (2.8)

$$V_{PWM}(t) = \frac{AT_p}{T} + \frac{A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \sin(n\omega_0 t) - \sin(n\omega_0(t-T_p)) \} \tag{2.8}$$

จากการวิเคราะห์สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ตั้งข้างต้นนั้นก็จะพบว่าสมการของสัญญาณ (2.8) จะประกอบไปด้วยองค์ประกอบความถี่ต่ำคือพจน์ $\frac{AT_p}{T}$ และองค์ประกอบความถี่สูง $\frac{A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \sin(n\omega_0 t) - \sin(n\omega_0(t-T_p)) \}$ เมื่อทำการกระจายพจน์องค์ประกอบความถี่สูงออกมาจะได้ดังสมการที่ (2.9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} & \frac{A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \sin(n\omega_0 t) - \sin(n\omega_0(t - T_p)) \} \\ &= \left[\begin{aligned} & \frac{A}{\pi} \sin(\omega_c t) + \frac{-A}{\pi} \sin(\omega_c t - \omega_c k m(t)) \\ & + \frac{A}{2\pi} \sin(2\omega_c t) + \frac{-A}{2\pi} \sin(2\omega_c t - 2\omega_c k m(t)) \\ & + \frac{A}{3\pi} \sin(3\omega_c t) + \frac{-A}{3\pi} \sin(3\omega_c t - 3\omega_c k m(t)) + \dots \end{aligned} \right] \quad (2.9) \end{aligned}$$

โดยที่ n คือลำดับฮาร์โมนิกของสัญญาณซึ่งมีค่าเป็นจำนวนเต็มบวก ซึ่งลำดับฮาร์โมนิกที่ 1 จะเป็นฮาร์โมนิกมูลฐาน จะอยู่ที่ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งก็คือความถี่ของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ดังนั้นในการนำเอาสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์มาวิเคราะห์จึงได้นำในส่วนของฮาร์โมนิกมูลฐานมาใช้ ซึ่งพจน์ที่ทำให้เฟสของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เปลี่ยนไปตามสัญญาณข่าวสารคือพจน์ของ $\omega_c t - \omega_c k m(t)$ เมื่อลำดับฮาร์โมนิกเป็น 1 ส่งผลให้พจน์เฟสของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่นำมาวิเคราะห์จึงมีค่าเป็น $\omega_c t - \omega_c k m(t)$

2.2.2 การมอดูเลตทางความถี่

การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation: FM) หรือ การมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม โดยเมื่อนำเอาสัญญาณคลื่นพาห์มามอดูเลตกับสัญญาณข่าวสาร จะส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสาร แต่ขนาดจะคงเดิม[10-11] โดยสัญญาณมอดูเลตทางความถี่จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการ (2.10)

$$V_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(t) dt) \quad (2.10)$$

โดยที่

$m(t)$	คือ สัญญาณข่าวสาร
A_c	คือ แอมพลิจูดของคลื่นพาห์
ω_c	คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห์
k_p	คือ ค่าคงที่

จากสมการ (2.10) ค่าเฟสชั่วขณะ (instantaneous phase : $\phi(t)$) ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่จะมีค่าดังสมการ (2.11)

$$\phi_{FM}(t) = \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(t) dt \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อมาเมื่อเราทำอนุพันธ์ค่าเฟสชั่วขณะของสัญญาณใดๆ จะทำให้ได้ค่าความถี่ชั่วขณะ (instantaneous frequency : $\omega(t)$) ออกมา ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างเฟสชั่วขณะและค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณใดๆ ได้ดังสมการ (2.12) และ (2.13)

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(t) dt \quad (2.12)$$

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (2.13)$$

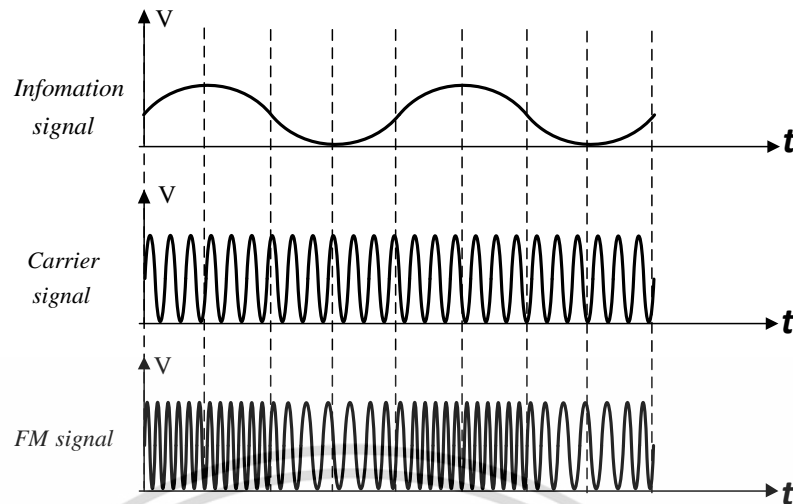
จากความสัมพันธ์ของค่าเฟสชั่วขณะและความถี่ชั่วขณะของสัญญาณใดๆ ดังนั้นเมื่อทำอนุพันธ์ค่าเฟสชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ ก็จะได้ค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ดังสมการ (2.14)

$$\omega_{FM}(t) = \omega_c + k_f m(t) \quad (2.14)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (2.14) จะเห็นว่าค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่จะแปรผันตามข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งจากเดิมค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณคลื่นพาห်คือ ω_c แต่ภายหลังจากการมอดูเลต จะมีการเปลี่ยนแปลงไปดังสมการ (2.14) ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่นี้สามารถเขียนเป็นสมการได้ดัง (2.15)

$$\Delta\omega(t) = k_f m(t) \quad (2.15)$$

ซึ่งค่าคงที่ k_f จะถูกนิยามให้เป็นค่าคงที่ความเบี่ยงเบนของความถี่ชั่วขณะหรืออาจเรียกว่าเป็นค่าความไวในการมอดูเลต โดยจะมีหน่วยเป็น เรเดียนต่อหน่วยสัญญาณข้อมูล (เช่นเรเดียนต่อโวลต์ หรือ เฮิรตซ์ต่อโวลต์) โดยความสัมพันธ์ระหว่างข่าวสาร คลื่นพาห် และสัญญาณมอดูเลตทางความถี่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่จะเปลี่ยนไปตามระดับของสัญญาณข่าวสาร



รูปที่ 2.4 สัญญาณมอดูเลตความถี่

โดยทั่วไปแล้วสัญญาณมอดูเลตความถี่สามารถแบ่งออกเป็นสองประเภท คือสัญญาณมอดูเลตความถี่แบบแบนด์แคบและสัญญาณมอดูเลตความถี่แบบแบนด์กว้าง ซึ่งการจะนิยามให้สัญญาณมอดูเลตความถี่เป็นแบบแบนด์แคบหรือแบนด์กว้างนั้น จะพิจารณาที่ค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) ซึ่งค่าดัชนีการมอดูเลตในที่นี้คือ อัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนความถี่เชิงมุมสูงสุดต่อความถี่เชิงมุมของข่าวสาร หรือค่าสูงสุดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ต่อความถี่ของข่าวสาร ดังสมการ 2.16

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (2.16)$$

ซึ่งในกรณีที่สัญญาณมอดูเลตความถี่มีค่าดัชนีการมอดูเลตน้อยกว่า 1 จะถือว่าสัญญาณนั้นเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่แบบแบนด์แคบ แต่ถ้าหากค่าดัชนีมอดูเลตมีค่ามากกว่า 1 ก็จะเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่แบบแบนด์กว้าง

2.2.2.1 สัญญาณมอดูเลตความถี่แบบแบนด์แคบ (Narrow band Frequency Modulation: FMNB) [10-11] จากที่กล่าวไปในข้างต้นนั้นเมื่อสัญญาณมอดูเลตความถี่มีค่าดัชนีการมอดูเลตที่ต่ำกว่า 1 ซึ่งค่าดัชนีการมอดูเลตนี้เองจะเป็นตัวที่ส่งผลถึงแบนด์วิธ (Bandwidth) หรือช่วงความกว้างของความถี่ของสัญญาณ โดยในการวิเคราะห์หาค่าแบนด์วิธของสัญญาณมอดูเลตความถี่แบบแบนด์แคบนั้นมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

เริ่มต้นกำหนดให้สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์คือ $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า $m(t)$ ลงในสมการ (2.15) เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข่าวสารกับความถี่ที่เบี่ยงเบนชั่วขณะจะได้ดังสมการที่ (2.17)

$$\Delta\omega(t) = k_f A_m \cos(\omega_m t) \quad (2.17)$$

เนื่องจากค่า $|\cos(\omega_m t)|$ มีค่าได้มากที่สุดคือ 1 ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบนของความถี่จาก ω_c มากที่สุด ($\Delta\omega$) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.18)

$$\Delta\omega = k_f A_m \quad (2.18)$$

จากนั้นเมื่อทำการแทนค่าสมการ (2.17) และสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ลงในสมการ (2.9) ได้ดังสมการ (2.19)

$$V_{FM}(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right) \quad (2.19)$$

จากสมการ (2.14) เมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ $\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$ สมการ (2.19) เขียนใหม่ได้ดัง (2.20)

$$V_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)) \quad (2.20)$$

ซึ่งสมการ (2.20) เป็นสมการของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่มีเทอมของค่าดัชนีการมอดูเลตอยู่ด้วย ซึ่งเมื่อค่า β มีค่าน้อยๆนั้น จะสามารถกระจายพจน์ทางขวามือของสมการ (2.20) ออกมาโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor's series) ได้ดังสมการ (2.21)

$$V_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) - \frac{A_c}{2} \beta^2 \sin^2(\omega_m t) \sin(\omega_c t) + \dots \quad (2.21)$$

จากนิยามของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบแบนด์แคบที่มีค่าดัชนีการมอดูเลต $\beta < 1$ จะทำให้สามารถตัดพจน์ที่มีค่า β สูงออกไปได้ ทำให้สมการ (2.21) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (2.22)

$$V_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \quad (2.22)$$

จากความสัมพันธ์ $\sin(A)\sin(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) - \cos(A+B)]$ ทำให้สมการ (2.22) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (2.23)

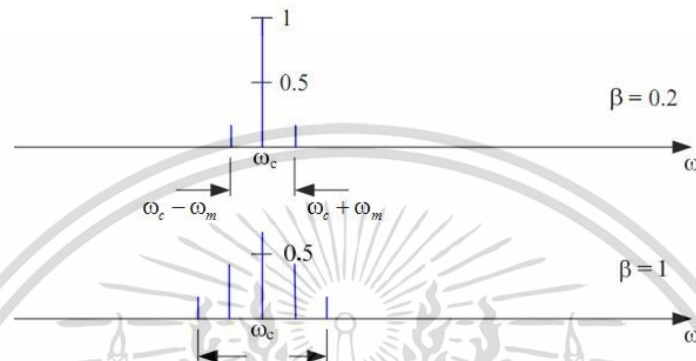
$$V_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - \frac{A_c \beta}{2} \cos[(\omega_c - \omega_m)t] + \frac{A_c \beta}{2} \cos[(\omega_c + \omega_m)t] \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.23) จะพบว่าส่วนประกอบความถี่จะอยู่ที่ $(\omega_c - \omega_m)$ และ $(\omega_c + \omega_m)$ ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิธของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบแบนด์แคบจะมีค่าเท่ากับสองเท่าของแบนด์วิธของสัญญาณข่าวสารดังสมการ (2.24)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Bandwidth} = 2\omega_m \quad (2.24)$$

ส่งผลให้สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบแบนด์แคบมีค่าดังรูปที่ 2.5 จะพบว่าเมื่อค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่าน้อยกว่า 1 จะทำให้แบนด์วิธของสัญญาณมีค่าเท่ากับ $2\omega_m$ ซึ่งเป็นไปตามหลักการของการมอดูเลตทางความถี่แบบแบนด์แคบ ดังนั้นถ้าหากค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 ขึ้นไป จะถือว่าเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบแบนด์กว้าง



รูปที่ 2.5 สเปกตรัมสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบแคบ

2.2.2.1 สัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบแบนด์กว้าง (Wide band FM: FMWB) ในการพิจารณาแบนด์วิธของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบกว้างนั้น จะใช้การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของ $V_{FM}(t)$ ที่เกิดจากข่าวสาร $m(t)$ ในรูปแบบฟังก์ชันเชิงซ้อน ดังนั้นสามารถเขียนสมการสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ (2.20) ใหม่ได้ดังสมการ (2.25)

$$V_{FM}(t) = \text{Re} \left[A_c e^{j\omega_c t} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} \right] \quad (2.25)$$

เนื่องจาก $e^{j\beta \sin(\omega_m t)}$ เป็นสัญญาณเชิงซ้อนที่มีค่าคาบเวลาซึ่งมีค่าความถี่มูลฐานคือ ω_m ดังนั้นจึงสามารถกระจายออกอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ที่มีฮาร์โมนิกต่างๆได้ดังนี้

$$e^{j\beta \sin(\omega_m t)} = \sum_{-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_m t} \quad (2.26)$$

โดย F_n คือค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งสามารถหาได้ดังสมการ (2.27)

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} e^{-jn\omega_m t} dt \quad (2.27)$$

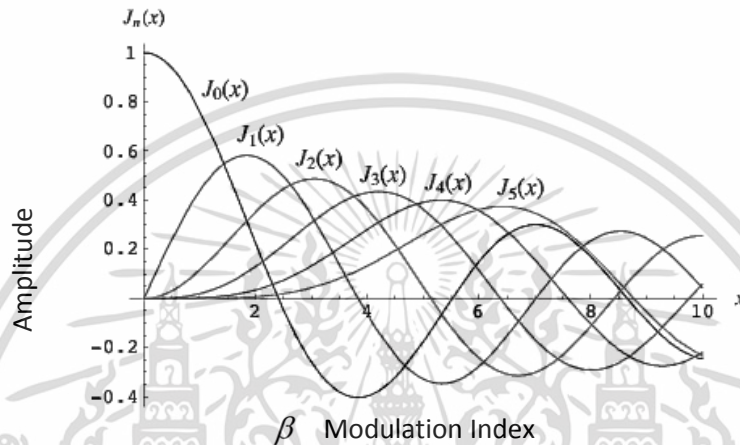
จากสมการ (2.27) จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ ฟังก์ชันเบสเซลได้ดังสมการ (2.28)

$$\text{เมื่อ } x = \omega_m t = \frac{2\pi t}{T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx = J_n(\beta) \quad (2.28)$$

จากสมการ (2.28) จะเห็นได้ว่าไม่สามารถหาคำตอบในรูปแบบสำเร็จได้ จึงใช้วิธีการหาค่าเชิงตัวเลข ซึ่งสามารถแสดงค่าคำตอบของ ฟังก์ชันเบสเซลได้ดังรูปที่ 2.6 โดยค่า F_n ตามสมการ (2.28) เป็นฟังก์ชันของ β และ n ซึ่งค่าการทำปริพันธ์ในรูปแบบนี้เรียกว่า ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่ง ลำดับที่ n ของตัวแปร β สามารถใช้สัญลักษณ์แทนด้วย $J_n(\beta)$



รูปที่ 2.6 ฟังก์ชันเบสเซลที่หนึ่ง $J_n(\beta)$

ต่อมาเมื่อทำการแทนสมการ (2.28) ลงในสมการ (2.26) และนำค่าที่ได้แทนลงในสมการ (2.22) ก็จะได้สมการสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบแบนด์กว้างในรูปของ ฟังก์ชันเบสเซลดังสมการ (2.29)

$$V_{FM}(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c t + n\omega_m t) \quad (2.29)$$

จากสมการ (2.29) สังเกตได้ว่าสเปกตรัมของ $V_{FM}(t)$ นั้น กระจายออกไปบนแกนความถี่อย่างไม่มีสิ้นสุด หรืออาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งได้ว่าแบนด์วิธของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ในทางทฤษฎีมีค่าเป็นอนันต์ แต่เมื่อทำการพิจารณาที่ค่า β มีค่ามาก พบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้ลดหายไปอย่างรวดเร็ว ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าแบนด์วิธของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่นั้นเกิดในช่วงความถี่ที่จำกัดที่ค่าของ $J_n(\beta)$ มีค่าไม่หายไปเท่านั้น ด้วยคุณสมบัตินี้ทำให้สามารถสรุปได้ว่า เมื่อแถบข้างหรือลำดับฮาร์โมนิกของสัญญาณที่มีนัยสำคัญคือแถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้ว แถบข้างแถบท้ายสุดในแบนด์วิธที่มีนัยสำคัญของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่มักเกิดขึ้นที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก ดังนั้นค่าแบนด์วิธของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ในสมการ (2.29) จึงมีค่าดังสมการ (2.30)

$$\text{Bandwidth} \approx 2n\omega_m \approx 2\beta\omega_m = 2\Delta\omega \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรืออาจกล่าวได้ว่า

$$\text{Bandwidth} \approx 2\Delta\omega \quad (2.31)$$

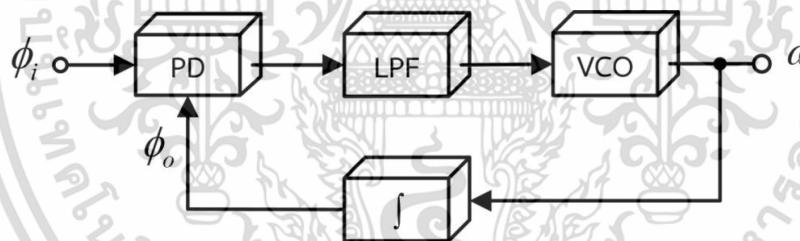
นอกจากนี้ได้มีการเสนอว่าแบนด์วิธของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบคิกกว้างนั้นควรใช้ค่าประมาณดังสมการ (2.32)

$$\text{Bandwidth} \approx 2(\Delta\omega + 2\omega_m) \approx 2\omega_m(\beta + 2) \quad (2.32)$$

2.3 วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป (Phase Lock Loop: PLL)

เฟสล็อกกลุ๊ป คือ ระบบป้อนกลับที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเอาต์พุตให้สอดคล้องกับสัญญาณอ้างอิงของระบบ โดยอาศัยการเปรียบเทียบผลต่างเฟสของสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณเอาต์พุต ในทางทฤษฎีเฟสล็อกกลุ๊ปประกอบไปด้วย 4 ส่วนสำคัญ [12-13] ดังรูปที่ 2.7 คือ

1. วงจรตรวจจับความต่างเฟส (Phase Detector: PD)
2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter: LPF)
3. วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator: VCO)
4. วงจรทำปริพันธ์ (Integrator Circuit)



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมวงจรเฟสล็อกกลุ๊ปในทางทฤษฎี

ในการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเฟสล็อกกลุ๊ปจะใช้ความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตในการปรับค่าแรงดันที่จะป้อนสู่วงจรกำเนิดสัญญาณเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน ซึ่งอินพุตที่จะป้อนเข้าสู่วงจรตรวจจับความต่างเฟสจะต้องอยู่ในรูปของเฟส แต่เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน จะอยู่ในรูปของความถี่ จึงต้องมีวงจรทำปริพันธ์เพื่อแปลงความถี่ไปเป็นเฟส

โดยเฟสล็อกกลุ๊ปสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย เช่น การมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ , การมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตตำแหน่งพัลส์, การติมมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางขนาด (Amplitude Modulation:AM), การติมมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation: FM) หรือในด้านการควบคุม เช่น การควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้แก่โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 สถานะการทำงานของวงจรมวลีออสซิลเลเตอร์

สถานะการทำงานของเฟสล็อกกลุบบ้างออกเป็น 3 สถานะ ได้แก่

2.3.1.1. สถานะการทำงานอิสระ (free running) คือ สถานะที่ไม่ทำการป้อนสัญญาณอินพุตให้แก่เฟสล็อกกลุบบ้าง เฟสล็อกกลุบบ้างจะสร้างสัญญาณที่มีความถี่โดยมีค่าความถี่ค่าหนึ่ง เรียกว่า ความถี่อิสระ (free running frequency)

2.3.1.2. สถานะการทำงานจับล็อก (capture) คือ สถานะที่เฟสล็อกกลุบบ้างพยายามสร้างสัญญาณเอาต์พุต ให้มีความถี่ตรงกับสัญญาณอินพุต โดยเรียกย่านความถี่ของสัญญาณอินพุตในสถานะจับล็อกว่า ย่านจับล็อก (capture range)

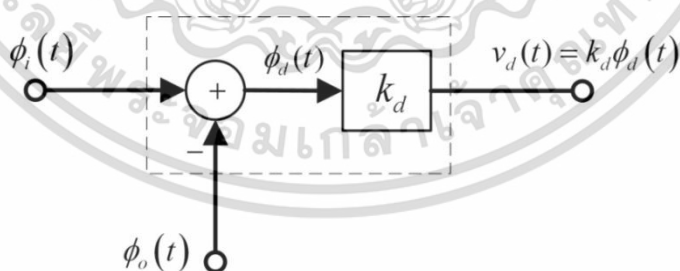
2.3.1.3. สถานะการทำงานเฟสล็อก (lock phase) คือ สถานะที่เฟสล็อกกลุบบ้างสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตให้มีความถี่ตรงกับสัญญาณอินพุต โดยย่านความถี่ของสัญญาณอินพุตในสถานะเฟสล็อกจะเรียกว่า ย่านเฟสล็อก (lock range) ซึ่งปกติแล้วสถานะการทำงานของเฟสล็อกกลุบบ้างจะมีย่านเฟสล็อกกว้างกว่าย่านจับล็อก

2.3.2 โครงสร้างของเฟสล็อกกลุบบ้าง

เฟสล็อกกลุบบ้างประกอบไปด้วย 3 ส่วนสำคัญ คือ วงจรตรวจจับความต่างเฟส (Phase Detector: PD), วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter: LPF) และวงจรมวลีสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator: VCO)

2.3.2.1 วงจรตรวจจับความต่างเฟส (Phase Detector : PD)

วงจรตรวจจับความต่างเฟสคือวงจรที่ทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา โดยเอาต์พุตคือค่าความต่างเฟสของสองสัญญาณ ตามรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับความต่างเฟส

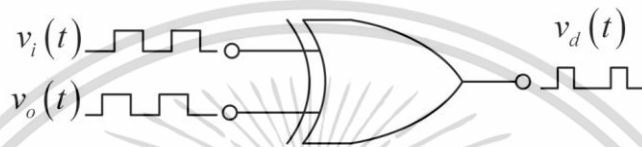
จากรูปที่ 2.8 สามารถเขียนค่าความต่างเฟสได้ดังสมการ (2.33) ได้โดย $\phi_i(t)$ และ $\phi_o(t)$ คือ เฟสของสัญญาณอินพุตตัวที่หนึ่งและเฟสของสัญญาณอินพุตตัวที่สองตามลำดับ, $\phi_d(t)$ คือ ผลต่างของเฟสสัญญาณอินพุตทั้งสอง, ค่า k_d คือ ค่าคงที่ของวงจรตรวจจับความต่างเฟส, $v_d(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับความต่างเฟส

$$\begin{aligned}
 v_d(t) &= k_d(\phi_i(t) - \phi_o(t)) \\
 &= k_d\phi_d(t)
 \end{aligned}
 \tag{2.33}$$

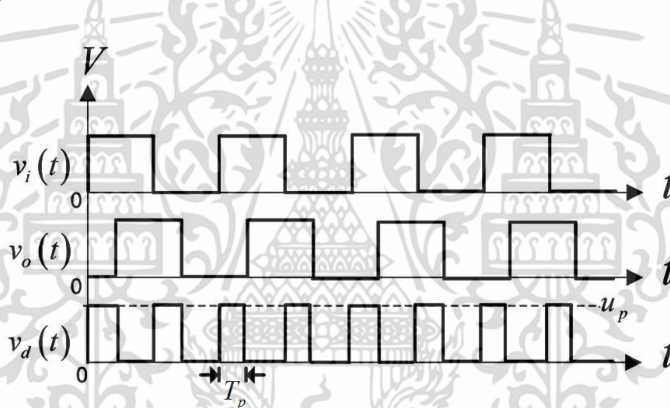
นอกจากนี้วงจรตรวจจับความต่างเฟสยังสามารถแบ่งออกได้หลายชนิด เช่น

1. วงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด Exclusive OR Gate (XOR Gate)

เป็นวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิดดิจิทัลชนิดหนึ่ง ตามรูปที่ 2.9 ซึ่ง Exclusive OR gate มีตารางความจริงตามตารางที่ 2.1 โดยคุณสมบัติข้อหนึ่งของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด Exclusive OR คือ ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตทั้งสอง ตามรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 โครงสร้างวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด XOR Gate



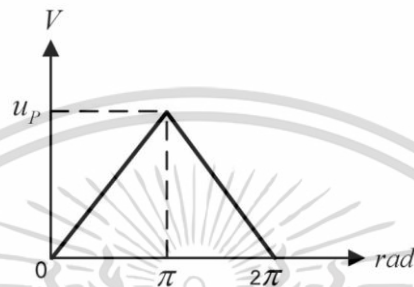
รูปที่ 2.10 สัญญาณการเปรียบเทียบความต่างเฟสชนิด XOR Gate

ตารางที่ 2.1 ค่าความจริงของ XOR Gate

Input		Output
$v_i(t)$	$v_o(t)$	$v_d(t)$
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

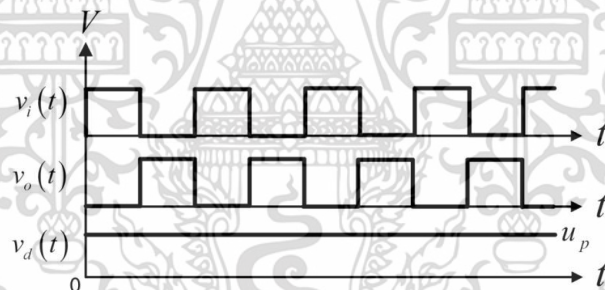
จากรูปที่ 2.10 เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตทั้งสองสัญญาณคือ $V_i(t)$ และ $V_o(t)$ มีค่าดิวิตีไซเคิล (Duty Cycle) 50%, แร่งดันสูงสุดของสัญญาณ $v_d(t)$ คือ u_p และแร่งดันต่ำสุดของสัญญาณ $v_d(t)$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ u_L ซึ่งในที่นี่กำหนดให้เป็น 0 โดยที่ความกว้างพัลส์ของสัญญาณ $v_d(t)$ คือ ε ดังนั้นเมื่อนำแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยของสัญญาณ $v_d(t)$ ไปพล็อตเทียบกับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสอง จะได้ผลลัพธ์ตามรูปที่ 2.11 ซึ่งความชันของกราฟคือค่า k_d ดังสมการที่ 2.34 และค่าแรงดันเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตจะมากที่สุดเมื่อผลต่างเฟสของสัญญาณอินพุตสองตัวต่างกันอยู่ 180 องศา ดังรูปที่ 2.13 โดยเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในช่วง 0–180 องศา ทำให้วงจรตรวจจับความต่างเฟสแบบ Exclusive OR Gate มีช่วงการตรวจจับความต่างเฟสที่ 0-180 องศา



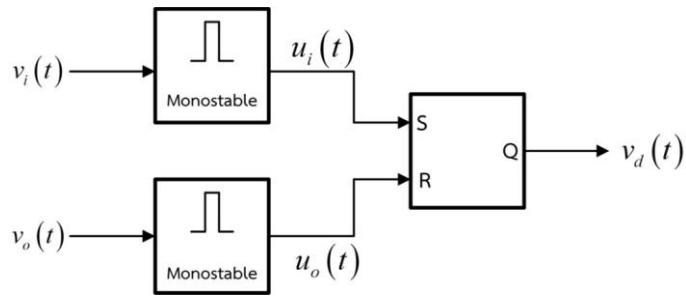
รูปที่ 2.11 แรงดันเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับความต่างเฟสชนิด XOR Gate

$$k_d = \frac{u_p}{\pi} \quad (V/\text{rad}) \quad (2.34)$$

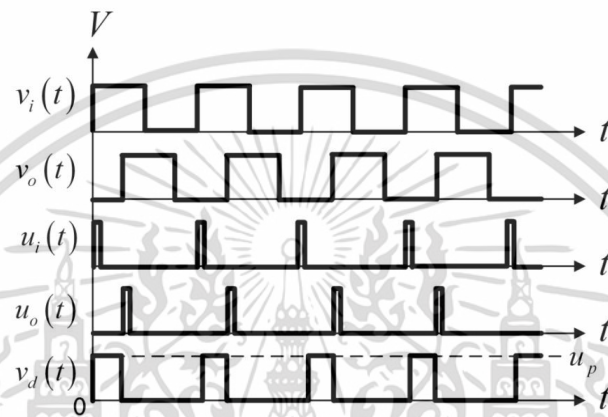


รูปที่ 2.12 สัญญาณเปรียบเทียบเฟสที่สัญญาณอินพุตมีความต่างเฟส 180 องศา

2. วงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด (RS Flip-Flop) และ โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (Mono stable Multi vibrator) เป็นวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิดดิจิทัลชนิดหนึ่งเช่นเดียวกับวงจรตรวจจับความต่างเฟส Exclusive OR Gate โดยวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิดนี้ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนของ RS Flip-Flop และส่วนของวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ดังรูปที่ 2.14 มีตารางความจริงตามตารางที่ 2.2 และไดอะแกรมทางเวลาของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิดนี้สามารถแสดงได้รูปที่ 2.14 โดยที่ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับสัญญาณอินพุตทั้งสองซึ่งเป็นคุณสมบัติหนึ่งของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop



รูปที่ 2.13 โครงสร้างวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop



รูปที่ 2.14 ไดอะแกรมทางเวลาของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop

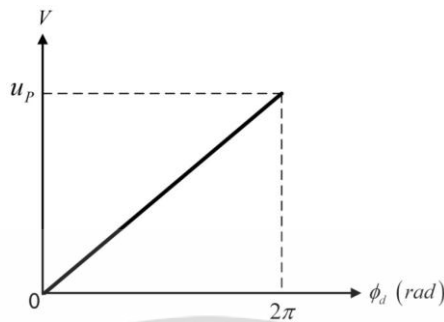
ตารางที่ 2.2 ค่าความจริงของ RS Flip-Flop Gate

อินพุต		เอาต์พุต
$u_i(t)$	$u_o(t)$	$v_d(t)$
0	0	ไม่เปลี่ยนแปลง
0	1	0
1	0	1
1	1	0

จากรูปที่ 2.14 ให้สัญญาณอินพุต $v_i(t)$ และ $v_o(t)$ มีค่าความถี่ไซเคิลที่ 50% เท่ากัน จากนั้นนำไปผ่านวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ทำงานที่ขอบขาขึ้น ได้เป็นสัญญาณ $u_i(t)$ และ $u_o(t)$ ตามลำดับ ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตความต่างเฟสเป็นสัญญาณ $v_d(t)$ เมื่อกำหนดให้แรงดันสูงสุดคือ u_p และแรงดันต่ำสุด คือ u_L ในที่นี้กำหนดให้เป็น 0 เมื่อนำแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยของสัญญาณ $v_d(t)$ ไปเขียนกราฟเทียบกับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสอง จะได้ผลลัพธ์ตามรูปที่ 2.30 ซึ่งความชันของกราฟคือค่า k_d ดังสมการที่ 2.35 และค่าแรงดันเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตจะมากที่สุด เมื่อผลต่างเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสองตัวต่างกันอยู่ 360 องศา ตามรูปที่ 2.31 โดยผลต่างเฟสจะอยู่ในช่วง 0-360 องศา

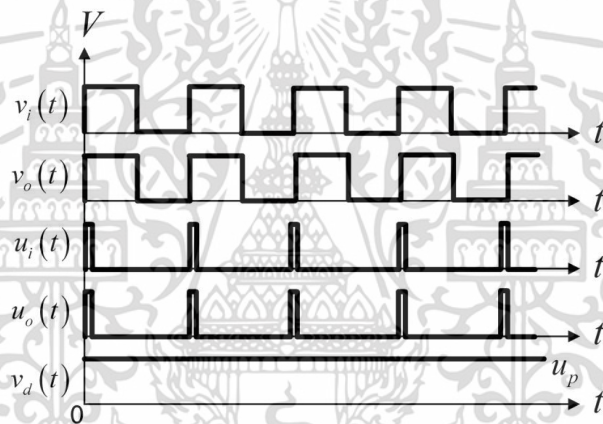
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นคุณสมบัติหนึ่งของวงจรตรวจจับความต่างเฟสแบบ RS Flip-Flop คือ มีช่วงการตรวจจับความต่างเฟสที่ 0-360 องศา



รูปที่ 2.15 แรงดันเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับความต่างเฟสแบบ RS Flip-Flop

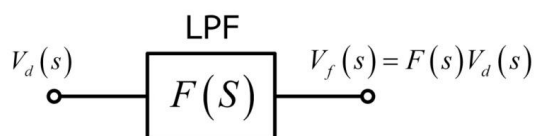
$$k_d = \frac{u_p}{2\pi}; (V/rad) \tag{2.35}$$



รูปที่ 2.16 ไดอะแกรมทางเวลาของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop เมื่อสัญญาณมีความต่างเฟส 360 องศา

2.3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter: LPF)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรทำหน้าที่กรองความถี่ที่สูงกว่าความถี่ที่กำหนดออกไป เหลือแต่ความถี่ที่ต้องการ ในที่นี้ต้องการกรองสัญญาณที่ได้จากวงจรตรวจจับความต่างเฟส ดังรูปที่ 2.17 และสามารถเขียนสมการเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้ดังสมการที่ 2.36 โดยที่ $V_d(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับความต่างเฟส, $V_f(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน, $F(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

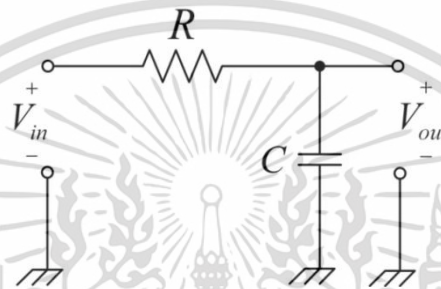


รูปที่ 2.17 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_f(s) = F(s)v_d(s) \quad (2.36)$$

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านสามารถแบ่งได้เป็นสองชนิดใหญ่ๆคือ วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active) และพาสซีฟ (Passive) โดยวงจรรองแบบพาสซีฟ เป็นวงจรรองที่สามารถนำมาใช้งานได้โดยไม่ต้องจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจร เช่น วงจรรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาสซีฟ อันดับที่หนึ่ง ดังรูปที่ 2.18 โครงสร้างจะประกอบไปด้วย ตัวต้านทาน(Resistance: R) และ ตัวเก็บประจุ (Capacitor: C) ซึ่ง V_{in} คือสัญญาณอินพุต, V_{out} คือสัญญาณเอาต์พุต และวงจรรองความถี่ต่ำผ่านชนิดนี้จะมีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการ 2.37 โดยที่ $\omega_L = \frac{1}{RC}$



รูปที่ 2.18 โครงสร้างของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาสซีฟอันดับที่หนึ่ง

$$F(s) = \frac{\omega_L}{s + \omega_L} \quad (2.37)$$

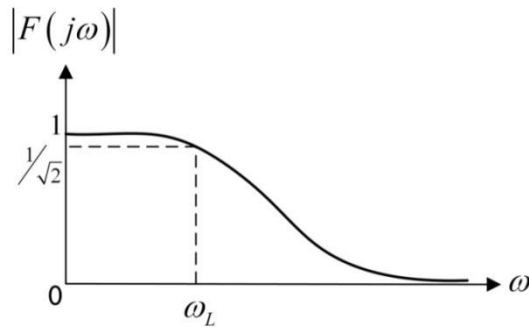
จากนั้นแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ 2.37 เพื่อหาขนาดและเฟสได้เป็นสมการที่ 2.38 โดยค่าขนาดและเฟสสามารถหาได้จากสมการ (3.39) และ (3.40) ตามลำดับ จากนั้นนำขนาดและเฟสไปพล็อตกราฟเทียบกับ ω ได้ผลดังรูปที่ 2.20 และ 2.21 ตามลำดับ

$$F(j\omega) = \frac{\omega_L}{j\omega + \omega_L} \quad (2.38)$$

$$|F(j\omega)| = \frac{\omega_L}{\sqrt{(\omega)^2 + (\omega_L)^2}} \quad (2.39)$$

$$\angle F(j\omega) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_L}\right) \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

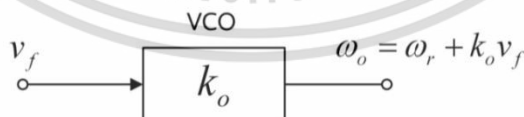


รูปที่ 2.19 กราฟผลตอบสนององความถี่ทางขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

ในส่วนวงจรรองแบบแอกทิฟนั้นเป็นวงจรรองที่ต้องจ่ายไฟเลี้ยงในการทำงาน ยกตัวอย่าง โดยมีส่วนประกอบคือ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ทำงานร่วมกับอุปกรณ์ที่ใช้ในการขยาย สัญญาณเช่น ออปแอมป์ โดยวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่ใช้ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บ ประจุ นั้นจะมีข้อเสียก็คือ ถ้าต้องการความถี่คutoffต่ำ จะต้องใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุที่มีขนาด ใหญ่ ส่งผลให้เกิดการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณบางส่วนไป และมีค่าอัตราขยายวงจรที่น้อยกว่า 1 อีกทั้งยังปรับช่วงความถี่ของการทำงานวงจรได้ยาก ซึ่งจากข้อเสียในส่วนนี้จึงได้นำมาสู่การนำเสนอ ระบบเฟสล็อกกลูปแบบปราศจากตัวกรองในวิทยานิพนธ์นี้

2.3.2.3 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator : VCO)

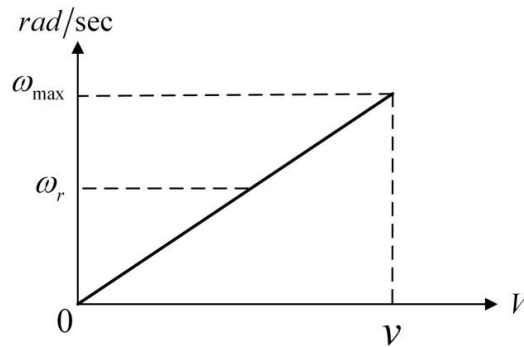
วงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันเป็นวงจรถนิตหนึ่งที่ใช้สร้างสัญญาณที่มีความถี่ ใดๆ ที่ขึ้นกับระดับแรงดันอินพุต โดยบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 ในกรณีที่เป็นวงจรถนิต สัญญาณควบคุมด้วยแรงดันในทางทฤษฎีค่าความถี่สัญญาณเอาต์พุตแสดงดังสมการที่ 2.41 โดย กำหนดให้ ω_o คือ ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต, ω_r คือ ความถี่ในสภาวะอิสระของเฟสล็อกกลูป, k_o คือ ค่าคงที่ของวงจรถนิตสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน, v_f คือ ค่าแรงดันของสัญญาณอินพุต เมื่อนำค่า ω_o ไปพล็อตกราฟเทียบกับค่า v_f จะได้ดังรูปที่ 2.21 ซึ่งค่าความชันของกราฟคือค่า k_o ดังสมการที่ 2.42



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมวงจรถนิตสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน

$$\omega_o = \omega_r + k_o v_f \quad (2.41)$$

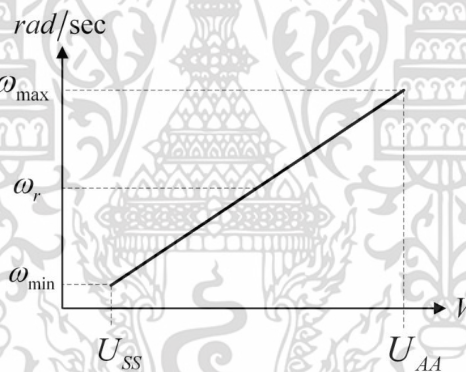
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 กราฟคุณลักษณะของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน

$$k_o = \frac{\Delta\omega}{\Delta v} \quad (2.42)$$

แต่ในทางปฏิบัตินี้วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน จะได้รับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย โดยกำหนดให้ค่าแรงดันที่ได้รับ คือ 0 ถึง U_{DD} แต่การทำงานของ v_f จะไม่ได้ทำงานในย่านดังกล่าว แต่จะดูย่านการทำงานโดยใช้ค่าแรงดันต่ำสุดและแรงดันสูงสุดที่ทำให้วงจรถ่ายทำงานได้ (lower and upper threshold) ในที่นี้กำหนดให้เป็นตัวแปร U_{SS} และ U_{AA} ตามลำดับดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 กราฟคุณลักษณะของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันในทางปฏิบัติ

ดังนั้นค่าคงที่ของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันในทางปฏิบัติแสดงได้ดังสมการ (2.43)

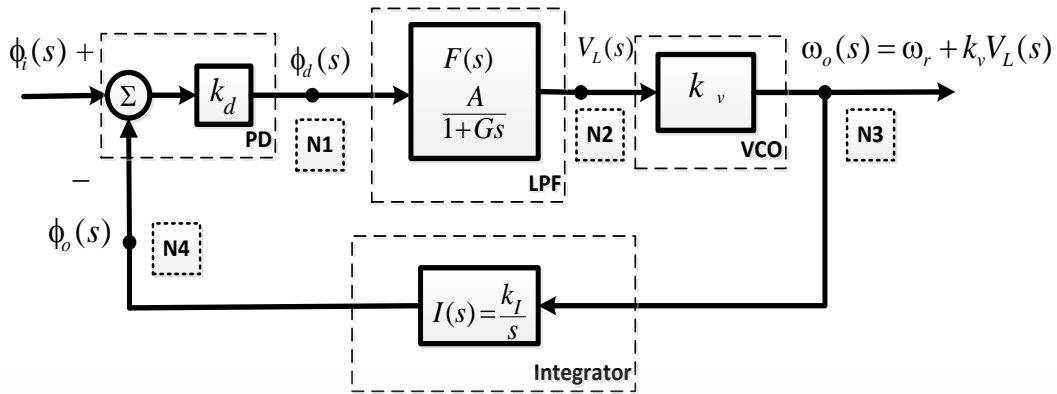
$$k_o = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{U_{AA} - U_{SS}} \quad (2.43)$$

2.3.3 การวิเคราะห์วงจรเฟสล็อก

2.3.3.1 การวิเคราะห์การทำงานของเฟสล็อก

จากที่ได้กล่าวไว้ตอนต้นว่าระบบเฟสล็อกเป็นระบบที่ใช้การป้อนกลับแบบลบ ซึ่งในการวิเคราะห์เราจะวิเคราะห์เฟสล็อกในทางทฤษฎีคือ วิเคราะห์ในเทอมของเฟส ตามรูปที่ 2.24 และกำหนดให้เฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อก เพื่อที่จะสามารถวิเคราะห์ในแบบเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลูบในการวิเคราะห์

- $\phi_r(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของเฟสอินพุต $\phi_r(t)$,
 $\phi_o(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของเฟสเอาต์พุต $\phi_o(t)$,
 $\phi_d(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของความต่างเฟสระหว่างเฟสอินพุต และเฟสเอาต์พุต $\phi_d(t)$,
 $V_L(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของเอาต์พุตวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน $V_L(t)$,
 $\omega_o(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของเอาต์พุตวงจรรำเนตสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน $\omega_o(t)$,
 $F(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน
คือ การแปลงลาปลาซของความถี่อิสระหรือเอาต์พุตของวงจรรำเนตสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันเมื่ออินพุต $V_L(t)=0$,
 $I(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรีฟิเนต
คือ อัตราขยายของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรรำเนตสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน และวงจรรีฟิเนตตามลำดับ

เมื่อทำการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของสัญญาณที่จุดต่างๆของแผนภาพบล็อกไดอะแกรมสามารถสรุปได้ดังนี้

$$\phi_d(s) = k_d (\phi_r(s) - \phi_o(s)) \quad (2.44)$$

$$V_L(s) = k_d F(s) (\phi_r(s) - \phi_o(s)) \quad (2.45)$$

$$\omega_o(s) = k_v k_d [F(s) (\phi_r(s) - \phi_o(s))] + \omega_r \quad (2.46)$$

กำหนดให้ $F(s) = \frac{A}{1+Gs}$ โดยที่ A คืออัตราขยายของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน $\frac{1}{G}$ คือความถี่ตัด แทนลงในสมการ (2.46) ได้ดังสมการ (2.47)

$$\omega_o(s) = k_v k_d \frac{A}{1+Gs} [(\phi_r(s) - \phi_o(s))] + \omega_r \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_o(s) = I(s)\omega_o(s) \quad (2.48)$$

$$\phi_o(s) = k_r k_v k_d \frac{A}{s(1+Gs)} [(\phi_i(s) - \phi_o(s))] + \omega_r \quad (2.49)$$

กำหนดให้ค่า $K = k_r k_v k_d$ และ $A = 1$

$$\phi_o(s) = \frac{K}{s(1+Gs)} (\phi_i(s) - \phi_o(s)) + \frac{k_r}{s} \omega_r \quad (2.50)$$

นำ $s(1+Gs)$ คูณทั้งสองฝั่ง และทำการจัดรูปสมการ

$$s(1+Gs)\phi_o(s) = [K(\phi_i(s) - \phi_o(s))] + [(1+Gs)k_r\omega_r] \quad (2.51)$$

$$s\phi_o(s) + Gs^2\phi_o(s) = K\phi_i(s) - K\phi_o(s) + k_r\omega_r(s) + k_rGs\omega_r \quad (2.52)$$

$$Gs^2\phi_o(s) + s\phi_o(s) + K\phi_o(s) = K\phi_i(s) + k_r\omega_r(s) + k_rGs\omega_r \quad (2.53)$$

ทำการแปลงลาปลาซผกผันสมการที่ (2.53) จะได้สมการอนุพันธ์ดังสมการที่ (2.54)

$$G \frac{d^2\phi_o(t)}{dt^2} + \frac{d\phi_o(t)}{dt} + K\phi_o(t) = K\phi_i(t) + k_r\omega_r + k_rG \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.54)$$

เนื่องจาก ω_r เป็นค่าคงที่ ดังนั้น $\frac{d}{dt}\omega_r$ จึงมีค่าเท่ากับ 0 สมการที่ (2.54) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$G \frac{d^2\phi_o(t)}{dt^2} + \frac{d\phi_o(t)}{dt} + K\phi_o(t) = K\phi_i(t) + k_r\omega_r \quad (2.55)$$

จากสมการที่ (2.55) จะเห็นว่าสมการดังกล่าวขึ้นอยู่กับสมการอนุพันธ์อันดับสอง ซึ่งค่าคำตอบของสมการอนุพันธ์นั้นจะแบ่งได้เป็นสองส่วนคือ ผลตอบสนองธรรมชาติ (Natural Response) หรือ $\phi_{on}(t)$ และผลตอบสนองบังคับ (Force Response) หรือ $\phi_{of}(t)$ ดังนั้นผลตอบสนองสมบูรณ์ของสมการอนุพันธ์สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.56)

$$\phi_o(t) = \phi_{on}(t) + \phi_{of}(t) \quad (2.56)$$

ผลตอบสนองทางธรรมชาติสามารถหาได้จากการป้อนอินพุตเป็น 0

$$G \frac{d^2\phi_o(t)}{dt^2} + \frac{d\phi_o(t)}{dt} + K\phi_o(t) = 0 \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการแก้สมการกำหนดให้ $\phi_{on}(t) = Ce^{st}$ โดยที่ C คือค่าคงที่ และนำไปแทนลงในสมการที่ (2.57) จะได้ว่า

$$G \frac{d^2(Ce^{st})}{dt^2} + \frac{d(Ce^{st})}{dt} + K(Ce^{st}) = 0 \quad (2.58)$$

$$(Gs^2 + s + k)(Ce^{st}) = 0 \quad (2.59)$$

ดังนั้นสมการคุณลักษณะของระบบจะแสดงได้ดังสมการที่ (2.60)

$$Gs^2 + s + k \quad (2.60)$$

จากสมการที่ (2.60) ค่ารากของสมการสามารถหาได้จากสมการ (2.61)

$$\begin{aligned} s_1, s_2 &= -1 \pm \sqrt{\frac{1^2 - 4(G)(K)}{2G}} \\ &= -1 \pm \sqrt{\frac{1}{2G} - 2K} \end{aligned} \quad (2.61)$$

จากนั้นนำค่ารากที่ได้แทนลงใน $\phi_{on}(t) = Ce^{st}$ จะได้ผลตอบสนองของธรรมชาติดังสมการที่ (2.62)

$$\phi_{on}(t) = C_1 e^{\left(-1 + \sqrt{\frac{1}{2G} - 2K}\right)t} + C_2 e^{\left(-1 - \sqrt{\frac{1}{2G} - 2K}\right)t} \quad (2.62)$$

ซึ่งเมื่อค่า $\sqrt{\frac{1}{2G} - 2K} < 1$ จะทำให้ผลตอบสนองทางธรรมชาติมีค่าลู่เข้าสู่ศูนย์ เมื่อเวลาเพิ่มมากขึ้น ต่อมาในส่วนของผลตอบสนองบังคับจะหาได้จากการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าสู่ระบบ โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตของระบบเป็น $\sin(\omega_i t + \theta_i)$ เมื่อ ω_i คือความถี่ของสัญญาณอินพุต และ θ_i คือเฟสของสัญญาณอินพุต ซึ่งเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นทางเวลา ดังนั้นเฟสอินพุตจึงเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นทางเวลาเช่นกัน โดยมีค่าเท่ากับ $\phi_i(t) = \omega_i t + \theta_i$ จากการป้อนเฟสอินพุตดังกล่าวจะทำให้ค่าคำตอบของเฟสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $\phi_{of}(t) = at + b$ โดยที่ค่า a, b คือค่าคงที่ โดยเมื่อนำค่า $\phi_i(t)$ และ $\phi_{of}(t)$ แทนลงในสมการอนุพันธ์ (2.55) จะได้ว่า

$$G \frac{d^2(at + b)}{dt^2} + \frac{d(at + b)}{dt} + K(at + b) = K(\omega_i t + \theta_i) + k_i \omega_i \quad (2.63)$$

$$a + Kat + Kb = K\omega_i t + K\theta_i + k_i \omega_i \quad (2.64)$$

จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์ของทั้งสองฝั่งสมการจะได้ค่าคงที่ a, b ดังสมการ (2.65) และ (2.66) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a = \omega_i \quad (2.65)$$

$$b = \theta_i - \frac{\omega_i}{K} + \frac{k_f \omega_r}{K} \quad (2.66)$$

เมื่อนำค่า a, b แทนลงในสมการค่าคำตอบของเฟสเอ้าท์พุท $\phi_{of}(t)$ จะได้ดังสมการที่ (2.67)

$$\phi_{of}(t) = \omega_i t + \theta_i - \frac{\omega_i}{K} + \frac{k_f \omega_r}{K} \quad (2.67)$$

จากนั้นนำค่า $\phi_{on}(t)$ และ $\phi_{of}(t)$ มาแทนลงในสมการที่ (2.56) จะได้ค่าเฟสสัญญาณเอ้าท์พุทหรือผลตอบสนองรวมของระบบดังสมการ (2.68)

$$\phi_o(t) = \left[C_1 e^{\left(-1 + \sqrt{\frac{1}{2G} - 2K}\right)t} + C_2 e^{\left(-1 - \sqrt{\frac{1}{2G} - 2K}\right)t} \right] + \left[\omega_i t + \theta_i - \frac{\omega_i}{K} + \frac{k_f \omega_r}{K} \right] \quad (2.68)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (2.68) จะพบว่าเมื่อเวลา t เพิ่มขึ้นและ $\sqrt{\frac{1}{2G} - 2K} < 1$ จะทำให้ส่วนของ $\phi_{on}(t)$ มีค่าเข้าสู่ศูนย์ ดังนั้นเมื่อระบบเข้าสู่สภาวะคงตัว (steady state) ผลตอบสนองธรรมชาติจะส่งผลกระทบต่อระบบน้อยมาก ส่งผลให้ ผลตอบสนองของระบบจะเหลือเฉพาะในส่วนของผลตอบสนองบังคับ $\phi_o(t)$ ดังสมการที่ (2.69)

$$\phi_o(t) = \omega_i t + \theta_i - \frac{\omega_i}{K} + \frac{k_f \omega_r}{K} \quad (2.69)$$

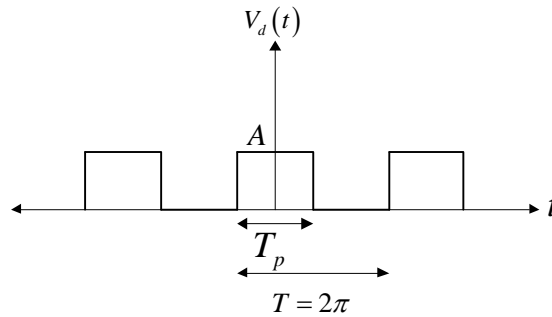
2.3.3.2 การวิเคราะห์ย่านการทำงานของเฟสล็อกกลูบ

ย่านการทำงานของเฟสล็อกกลูบคือย่านความถี่ที่ระบบจะสามารถสร้างสัญญาณเอ้าท์พุทให้มีความถี่เดียวกับสัญญาณอินพุทได้ โดยเราจะวิเคราะห์สัญญาณเอ้าท์พุทของวงจรถรวจจับความต่างเฟสแบบดิจิตอลในรูปของสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 2.25 โดยกำหนดให้

- A คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ
- T_p คือ ค่าเวลาพัลส์บวก
- T คือ คาบเวลา
- $V_d(t)$ คือ สัญญาณเอ้าท์พุทของวงจรถรวจจับความต่างเฟส
- V_f คือ สัญญาณเอ้าท์พุทของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

ทำการวิเคราะห์สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม จะได้สมการการแปลงฟูเรียร์แบบมาตรฐานของ สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมดังสมการที่ (2.70)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับความต่างเฟสแบบดิจิทัล

$$V_d(t) = \frac{AT_p}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2A}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi T_p}{T}\right) \cos(n\omega_0 t) \quad (2.70)$$

เมื่อนำสมการสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม (2.70) ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งจะเหลือเฉพาะพจน์สัญญาณไฟตรงดังสมการ (2.71)

$$V_f = \frac{AT_p}{T} \quad (2.71)$$

จากสมการที่ 2.71 เมื่อเราพิจารณารูปที่ 2.12 และ 2.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับความต่างเฟสที่มีความต่างเฟสต่างกันมากที่สุด 180 องศา สำหรับชนิด Ex-OR Gate และ 360 องศา สำหรับชนิด RS FLIP-FLOP จะมีค่าเป็นสัญญาณไฟตรงขนาด u_p

ซึ่งในการวิเคราะห์ที่ย่านการทำงานเฟสล็อก จะไม่สนใจค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและจะกำหนดให้ค่าความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตมีค่าความต่างเฟสมากที่สุดเพื่อให้สัญญาณไฟตรงออกมามีค่าสูงสุด โดยกำหนดให้ A คือ u_p , T_p คือ 2π และ T คือ 2π แทนค่าลงในสมการที่ (2.71) จะได้

$$V_f = u_p \quad (2.72)$$

จากคุณสมบัติคุณลักษณะของวงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด XOR Gate $k_d = \frac{u_p}{\pi}$ และนำไปแทนค่าลงในสมการที่ (2.72) จะได้

$$V_f = \pi k_d \quad (2.73)$$

แทนค่าสมการที่ 2.73 ในสมการค่าคงที่ช่วงจรตรวจจับความต่างเฟส (2.34) เพื่อหาย่านการทำงานของเฟสล็อกลูบที่ใช้ช่วงจรตรวจจับความต่างเฟสชนิด XOR Gate จะได้ว่า

$$\Delta\omega_{LR \text{ Ex-OR}} = |\pi k_d k_o| \quad (2.74)$$

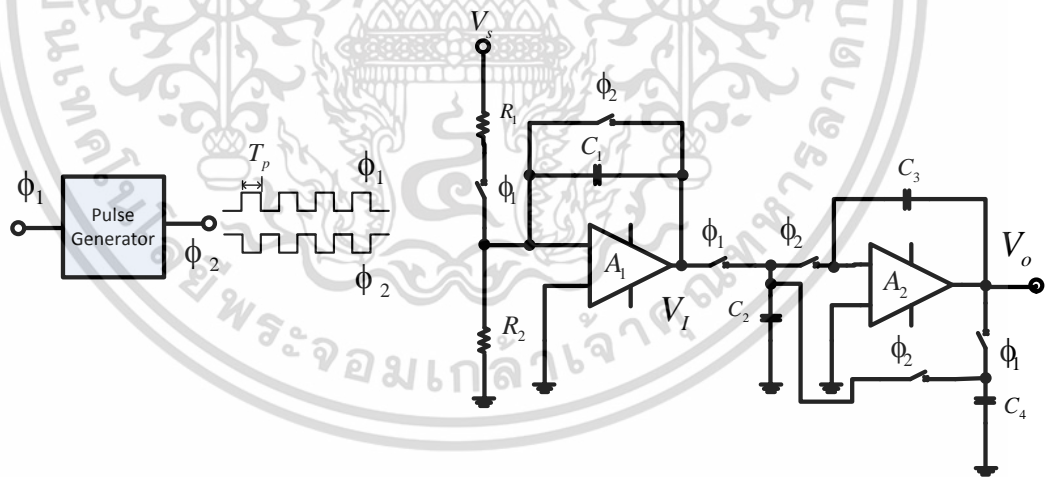
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกัน วงจรตรวจับความต่างเฟสชนิด RS Flip-Flop จะมีย่านการทำงานเฟสล็อก คือ

$$\Delta\omega_{LR\ RS-FF} = |2\pi k_d k_o| \quad (2.75)$$

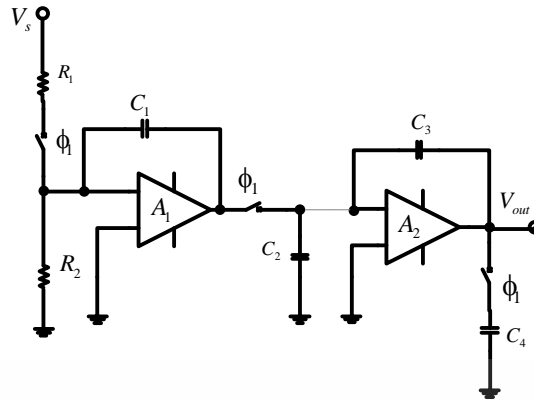
2.4 การประยุกต์ใช้วงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกตาไฟฟ้าในระบบเฟสล็อก

วงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกตาไฟฟ้า [8] เป็นงานวิจัยของคุณวิวัฒน์ กิรานนท์ และคณะซึ่งจะทำหน้าที่แปลงค่าเวลาพัลส์บวกให้เป็นระดับแรงดัน โดยโครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนสร้างสัญญาณนาฬิกา (Pulse generator) โดยจะทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณที่มีการเลื่อนเฟสไป 180° จากสัญญาณอินพุต และส่วนสร้างสัญญาณเอาต์พุต (Output Generator) โดยจะใช้โครงสร้างของวงจรสวิทช์-คาปาซิเตอร์ (Switch capacitor) มาใช้ในการแปลงคาบเวลาของสัญญาณจากส่วนแรกให้เป็นค่าคิกตาไฟฟ้า โดยเมื่อนำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกตาไฟฟ้ามาวางในตำแหน่งของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในระบบเฟสล็อก วงจรจะรับอินพุตจากวงจรตรวจับความต่างเฟสมาควบคุมการทำงานของวงจร ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากวงจรจะเป็นแรงดันไฟตรงที่แปรผันตามคาบเวลาของสัญญาณอินพุตดังกล่าว ซึ่งวงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกตาไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 2.25 โดยที่ $\phi_1(t)$ คือสัญญาณอินพุตที่เข้ามาควบคุมการทำงานของวงจร และ $\phi_2(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตจากส่วนการสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ถูกเลื่อนไป 180° ซึ่งสัญญาณ $\phi_1(t)$ และ $\phi_2(t)$ จากส่วนแรกจะถูกนำไปเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของส่วนการสร้างสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 2.25 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกตาไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.25 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้ ในช่วงที่สัญญาณ $\phi_1(t)$ เข้าควบคุมการทำงานของสวิทช์วงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.26 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นค้กตาไฟฟ้าเมื่อ $\phi_1(t)$ เข้าควบคุมการทำงานของวงจร

เมื่อกระแสจากแหล่งจ่าย V_s ไหลผ่าน R_1 ไปชาร์จที่ตัวเก็บประจุ C_1 เป็นเวลา T_p วินาที โดยค่า T คือค่าคาบเวลาของสัญญาณอินพุต T_p คือค่าเวลาในการเกิดพัลส์บวกของสัญญาณอินพุต ซึ่งส่งผลให้เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 1 มีค่าดังสมการ (2.76) โดยที่ค่า n คือจำนวนรอบที่สัญญาณอินพุตเข้าควบคุมการทำงานของสวิตช์

$$V_1(n) = \frac{-V_s T_p}{R_1 C_1} \quad (2.76)$$

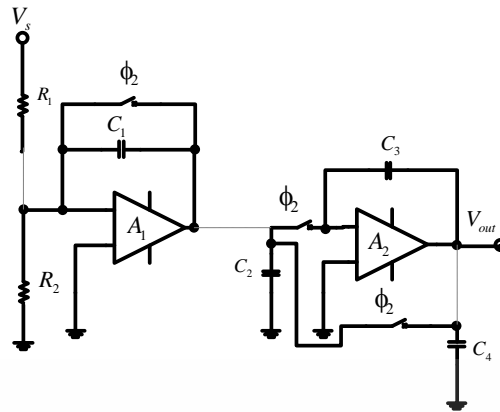
ซึ่งเอาต์พุตจากออปแอมป์ตัวที่ 1 มีค่าเท่ากับค้กตาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 โดยสามารถหาจำนวนประจุไฟฟ้าภายในตัวเก็บประจุ C_2 ได้จากความสัมพันธ์ของ $Q = CV$ โดยที่

- Q คือ จำนวนประจุไฟฟ้าภายในตัวเก็บประจุ
- C คือ ขนาดของตัวเก็บประจุ
- V คือ ค่าค้กตาไฟฟ้า

ดังนั้นค่าประจุไฟฟ้าภายในตัวเก็บประจุ C_2 ซึ่งแทนด้วย $Q_2(n)$ สามารถเขียนดังสมการ (2.77)

$$Q_2(n) = \frac{-C_2 V_s T_p}{R_1 C_1} \quad (2.77)$$

เมื่อสัญญาณ $\phi_2(t)$ เข้าควบคุมการทำงานของสวิตช์การทำงานของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกดาไฟฟ้าเมื่อ $\phi_2(t)$ เข้าควบคุมการทำงานของวงจร

ด้วยอิทธิพลของกราวด์เสมือนที่อินพุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 ทำให้ประจุไฟฟ้าที่ค้างในตัวเก็บประจุ C_2 เคลื่อนที่ไปยังตัวเก็บประจุ C_3 ทำให้ประจุไฟฟ้าบน C_3 สามารถหาได้จากสมการ (2.78)

$$Q_3(n) = -Q_3(n-1) - Q_2(n) \quad (2.78)$$

- $Q_3(n)$ คือ ประจุไฟฟ้าบน C_3
 $Q_3(n-1)$ คือ ประจุไฟฟ้าบน C_3 จากรอบที่แล้ว
 $Q_2(n)$ คือ ประจุไฟฟ้าบน C_2

ซึ่งประจุไฟฟ้าบน C_3 สามารถหาได้จาก ขนาดของตัวเก็บประจุ C_3 คูณกับแรงดันเอาต์พุตจากออปแอมป์ตัวที่ 2 ($V_o(n)$) และประจุไฟฟ้าบน C_2 จากรอบที่แล้วได้จาก ขนาดของตัวเก็บประจุ C_2 คูณกับแรงดันเอาต์พุตจากออปแอมป์ตัวที่ 2 ในรอบที่แล้ว ดังนั้นสมการที่ (2.75) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2.79)

$$C_3 V_o(n) + C_2 V_o(n-1) = \frac{C_2 V_s T_p}{R_1 C_1} \quad (2.79)$$

โดยสมการที่ (2.79) เป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ซึ่งสามารถหาผลตอบสนองของวงจรได้จากสมการความสัมพันธ์นี้ โดยจะประกอบไปด้วยผลตอบสนองธรรมชาติ $\phi_{on}(t)$ และผลตอบสนองบังคับ $\phi_{of}(t)$ โดยผลตอบสนองธรรมชาติสามารถหาได้จากเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าเป็น 0 ดังสมการ (2.80)

$$C_3 V_o(n) + C_2 V_o(n-1) = 0 \quad (2.80)$$

เมื่อกำหนดฟังก์ชันคำตอบมีค่าเท่ากับ $V_o(n) = cr^n$ เมื่อ c คือค่าคงที่ และนำลงไปแทนในสมการ (2.80)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_3 cr^n + C_4 cr^{n-1} = 0 \quad (2.81)$$

จากนั้นทำการจัดรูปสมการที่ (2.81) จะได้ค่า $r = \frac{C_4}{C_3}$ และนำไปแทนกลับในฟังก์ชันคำตอบจะได้ผลตอบสนองธรรมชาติตั้งสมการที่ (2.82)

$$V_{on}(n) = c \left(\frac{C_4}{C_3} \right)^n \quad (2.82)$$

ซึ่งผลตอบสนองธรรมชาติของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้านั้นสามารถแบ่งออกเป็น 3 กรณีคือ

$C_4 > C_3$ ผลตอบสนองธรรมชาติเข้าสู่อนันต์

$C_4 = C_3$ ผลตอบสนองธรรมชาติเท่ากับค่าคงที่

$C_4 < C_3$ ผลตอบสนองธรรมชาติเข้าสู่ศูนย์

ต่อมาในส่วนของผลตอบสนองบังคับสามารถหาได้จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต (2.79) เมื่อกำหนดให้ฟังก์ชันคำตอบ $V_{of}(n) = A$ และแทนลงในสมการที่ (2.79)

$$C_3 A + C_4 A = \frac{C_2 V_s T_p}{R_1 C_1} \quad (2.83)$$

จัดรูปสมการที่ (2.83) ก็จะได้ค่า A หรือผลตอบสนองบังคับตั้งสมการ (2.84)

$$V_{of}(n) = \frac{C_2 V_s T_p}{R_1 C_1 (C_3 + C_4)} \quad (2.84)$$

ซึ่งเมื่อนำเอาผลตอบสนองธรรมชาติและผลตอบสนองบังคับรวมกันก็จะได้ผลตอบสนองรวมของระบบตั้งสมการที่ (2.85)

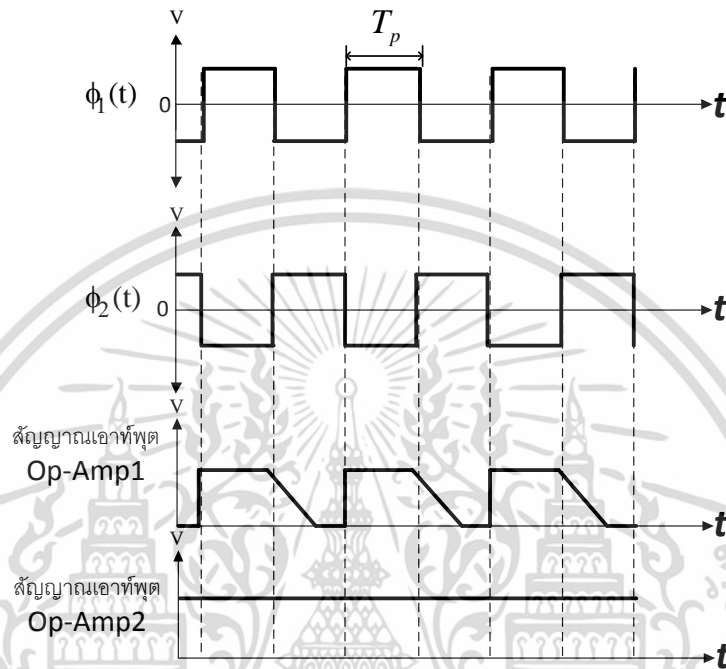
$$V_o(n) = V_{on}(n) + V_{of}(n) = c \left(\frac{C_4}{C_3} \right)^n + \frac{C_2 V_s T_p}{R_1 C_1 (C_3 + C_4)} \quad (2.85)$$

ผลตอบสนองรวมของวงจรที่ได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้านั้นจะพบว่าค่าขนาดของตัวเก็บประจุ C_3 และ C_4 จะส่งโดยตรงกับผลตอบสนองรวมของระบบ ซึ่งเมื่อค่าขนาดของตัวเก็บประจุ $C_4 < C_3$ แล้ว จะส่งผลให้ผลตอบสนองธรรมชาติมีค่าลู่เข้าสู่ศูนย์เมื่อจำนวนรอบในการทำงานเพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะทำให้ผลตอบสนองของวงจรมีค่าเฉพาะในส่วนของผลตอบสนองบังคับเท่านั้นตั้งสมการที่ (2.86)

$$V_o(n) = \frac{C_2 V_s T_p}{R_1 C_1 (C_3 + C_4)} \quad (2.86)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการเอาต์พุตของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า (2.86) จะพบว่าค่าเวลาในการเกิดพัลส์บวกของสัญญาณอินพุตที่เข้ามาควบคุมนั้นจะส่งผลโดยตรงต่อระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจร ซึ่งเมื่อค่าเวลาในการเกิดพัลส์บวกเพิ่มขึ้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรถ้าจะมากขึ้นตามไปด้วยเช่นกัน โดยไดอะแกรมทางเวลาของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 ไดอะแกรมทางเวลาของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า

จากโครงสร้างของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าที่เป็นสวิตชิงคาปาซิเตอร์ ซึ่งมีลักษณะการทำงานเหมือนวงจรซิกค่าและคงค่าสัญญาณ (Sample and Hold) ส่งผลให้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) มีค่าเท่ากับดังสมการ (2.87)

$$H(s) = \frac{(1 - e^{-sT})}{sT} \quad (2.87)$$

ซึ่งการนำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้ามาใช้ในระบบเฟสล็อกนั้นจะเป็นการแก้ปัญหาในส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟหรือตัวกรองความถี่ที่ใช้ R, L, C ซึ่งจะมีข้อเสียคือ จะมีการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณส่วนหนึ่งไป และอัตราขยายของตัวกรองชนิดนี้ที่มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ซึ่งจากการนำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้ามาทำงานร่วมกับ Exclusive-OR Gate ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นระดับแรงดันความต่างเฟส ส่งผลให้ไม่จำเป็นต้องมีตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและสามารถขจัดปัญหาในส่วนนั้นออกไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

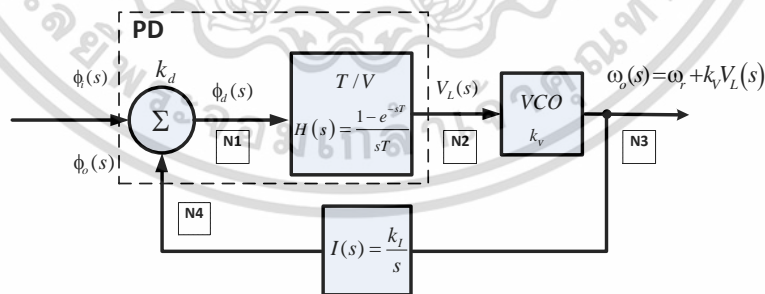
หลักการที่ใช้ในงานวิจัย

3.1 กล่าวนำ

จากบทที่ผ่านมาได้นำเสนอเกี่ยวกับทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ที่ประกอบไปด้วย การมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ การมอดูเลตทางความถี่ ระบบเฟสล็อกลูป และวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า [8] ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงการนำหลักการที่กล่าวถึงนั้นมาประยุกต์ใช้งานในการแปลงสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกลูป ซึ่งจากการนำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้ามาทำงานร่วมกับลอจิกเกต เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรตรวจจับความต่างเฟส จะทำให้สามารถละในส่วนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านออกไปได้ จึงเป็นที่มาของการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกลูปแบบปราศจากตัวกรอง

3.2 วิเคราะห์การแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกลูปแบบปราศจากตัวกรอง

สำหรับระบบเฟสล็อกลูปโดยทั่วไปนั้นจะนำเอาเฟสของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตมาทำการวิเคราะห์ โดยในการวิเคราะห์การแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่จะใช้บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูปดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบเฟสล็อกลูปแบบปราศจากตัวกรองที่ใช้ในการวิเคราะห์

โดยกำหนดให้

$\phi_i(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของเฟสสัญญาณอินพุต $\phi_i(t)$

$\phi_o(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของเฟสสัญญาณเอาต์พุต $\phi_o(t)$

k_d คือ อัตราขยายของวงจรตรวจจับความต่างเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $\phi_d(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของสัญญาณความต่างเฟส $\phi_d(t)$
- $H(s)$ คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรถ่วงเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า
- $V_L(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรถ่วงเวลาเป็น ศักดาไฟฟ้า $V_L(t)$
- $\omega_o(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรถ่วงเวลากำเนิดสัญญาณควบคุม ด้วยแรงดัน $\omega_o(t)$
- ω_r คือ การแปลงลาปลาซของค่าความถี่อิสระที่เกิดขึ้นเมื่ออินพุตของระบบมีค่า เป็น 0
- k_v คือ อัตราขยายของวงจรถ่วงเวลากำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน
- $I(s)$ คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรถ่วงเวลาปริพันธ์
- k_I คือ อัตราขยายของวงจรถ่วงเวลาปริพันธ์

จากรูปที่ 3.2 เมื่อพิจารณาที่โหนดต่างๆ สมการแสดงความสัมพันธ์ของระบบสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\phi_d(s) = k_d(\phi_i(s) - \phi_o(s)) \quad (3.1)$$

$$V_L(s) = k_d H(s)(\phi_i(s) - \phi_o(s)) \quad (3.2)$$

$$\omega_o(s) = \omega_r(s) + k_v V_L(s) \quad (3.3)$$

แทนค่าสมการ (3.2) ลงในสมการ (3.3) จะได้

$$\omega_o(s) = [k_v k_d H(s)(\phi_i(s) - \phi_o(s))] \quad (3.4)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด ที่ 4 จะได้

$$\phi_o(s) = \frac{k_I}{s} [k_v k_d H(s)(\phi_i(s) - \phi_o(s)) + \omega_r] \quad (3.5)$$

$$s\phi_o(s) = k_v k_d [H(s)(\phi_i(s) - \phi_o(s))] + k_I \omega_r \quad (3.6)$$

กำหนดค่า $K = k_v k_d$ สมการ (3.6) เขียนใหม่ได้ดังสมการ (3.7)

$$s\phi_o(s) = K [H(s)(\phi_i(s) - \phi_o(s))] + k_I \omega_r \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า $H(s) = \frac{(1 - e^{-sT})}{sT}$ และทำการประมาณค่าโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ $e^{-sT} \approx 1 - sT + 0.5(s^2T^2)$ เมื่อ $T \ll 1$ ทำให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนมีค่าดังสมการ (3.8)

$$H(s) \approx 1 - \frac{sT}{2} \quad (3.8)$$

แทนค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการ (3.8) ลงในสมการ (3.7)

$$s\phi_o(s) = K \left[\left(1 - \frac{sT}{2} \right) (\phi_i(s) - \phi_o(s)) \right] + k_I \omega_r \quad (3.9)$$

ทำการจัดรูปสมการ (3.9)

$$\left(K - \frac{sKT}{2} \right) \phi_o(s) + s\phi_o(s) = \left(K - \frac{sKT}{2} \right) \phi_i(s) + k_I \omega_r \quad (3.10)$$

$$K\phi_o(s) - \left(\frac{KT}{2} \right) s\phi_o(s) + s\phi_o(s) = K\phi_i(s) - \left(\frac{KT}{2} \right) s\phi_i(s) + k_I \omega_r \quad (3.11)$$

$$K\phi_o(s) + \left(1 - \frac{KT}{2} \right) s\phi_o(s) = K\phi_i(s) - \left(\frac{KT}{2} \right) s\phi_i(s) + k_I \omega_r \quad (3.12)$$

ทำการแปลงลาปลาซผกผันสมการ (3.12) ได้สมการอนุพันธ์ดังสมการ (3.13)

$$K\phi_o(t) + \left(1 - \frac{KT}{2} \right) \frac{d}{dt} \phi_o(t) = K\phi_i(t) - \left(\frac{KT}{2} \right) \frac{d}{dt} \phi_i(t) + k_I \omega_r \quad (3.13)$$

จากการที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากเมื่อเทียบกับเวลาดังนั้นในพจน์อนุพันธ์เฟสสัญญาณอินพุตเทียบกับเวลาจึงมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้สมการอนุพันธ์เขียนใหม่ได้เป็น

$$K\phi_o(t) + \left(1 - \frac{KT}{2} \right) \frac{d}{dt} \phi_o(t) = K\phi_i(t) + k_I \omega_r \quad (3.14)$$

จากสมการอนุพันธ์ของระบบเฟสล็อกจะสามารถหาผลตอบสนองรวมของระบบ ($\phi_o(t)$) ได้ ซึ่งประกอบไปด้วยผลตอบสนองธรรมชาติ ($\phi_{on}(t)$) และ ผลตอบสนองบังคับ ($\phi_{of}(t)$) ในส่วนของผลตอบสนองธรรมชาตินั้นหาได้จากการที่อินพุตของระบบเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้สมการอนุพันธ์ (3.14)

มีค่าดังสมการที่ (3.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K\phi_o(t) + \left(1 - \frac{KT}{2}\right) \frac{d}{dt} \phi_o(t) = 0 \quad (3.15)$$

กำหนดให้คำตอบคาดเดาเป็นฟังก์ชันเอกโพเนนเชียล มีค่าเท่ากับ $\phi_{on}(t) = Ce^{mt}$ โดยที่ C คือค่าคงที่ และนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.15)

$$KCe^{mt} + \left(1 - \frac{KT}{2}\right) \frac{d}{dt} Ce^{mt} = 0 \quad (3.16)$$

$$2 \frac{d}{dt} (Ce^{mt}) + (-KT) \frac{d}{dt} (Ce^{mt}) + 2K Ce^{mt} = 0 \quad (3.17)$$

จัดรูปสมการที่ (3.17) เพื่อหาสมการคุณลักษณะได้ดังสมการที่ (3.18)

$$2m + (-KTm) + 2K = 0 \quad (3.18)$$

$$m = \frac{-2K}{2 - KT} \quad (3.19)$$

เมื่อนำค่า m ที่ได้แทนลงในฟังก์ชันคำตอบ $\phi_{on}(t) = Ce^{mt}$ จะได้ผลตอบสนองธรรมชาติดังสมการที่ (3.20)

$$\phi_{on}(t) = Ce^{-\left(\frac{2K}{2-KT}\right)t} \quad (3.20)$$

โดยเมื่อค่า $KT < 2$ จะทำให้ผลตอบสนองธรรมชาติมีค่าลู่เข้าสู่ศูนย์เมื่อเวลาเพิ่มมากขึ้น ซึ่งเมื่อค่า $KT < 2$ มากๆ แล้วจะส่งผลต่อสมการอนุพันธ์ (3.14) สามารถเขียนใหม่ดังสมการ (3.21)

$$K\phi_o(t) + \frac{d}{dt} \phi_o(t) = K\phi_i(t) + k_1 \omega_r \quad (3.21)$$

เมื่อสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่ระบบเป็นสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ซึ่งจากการวิเคราะห์สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ในบทที่ 2 นั้น พจน์ที่ทำให้เฟสของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณข่าวสารคือ $\omega_c t - Dm(t)$ เมื่อ $D = \omega_c k$, $m(t)$ คือสัญญาณข่าวสาร และ ω_c คือความถี่ของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้ข่าวสารเป็น $\cos(\omega_m t)$ โดยที่ ω_m คือความถี่ของสัญญาณข่าวสารส่งผลให้เฟสของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์มีค่าดังสมการที่ (3.22)

$$\phi_i(t) = \omega_c t - D \cos(\omega_m t) \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าสู่ระบบเฟสล็อกกลูบที่ใช้ในการแปลงสัญญาณนั้นจะสามารถหาค่าผลตอบสนองบังคับของระบบเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ได้ ซึ่งในการวิเคราะห์นั้นจะแบ่งการหาผลตอบสนองบังคับออกเป็น 2 ส่วนคือ $\phi_{of1}(t)$ เมื่อป้อนอินพุตเป็น $\phi_{i1}(t) = \omega_c t$ และ $\phi_{of2}(t)$ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็น $\phi_{i2}(t) = D \cos(\omega_m t)$

$$\phi_{of}(t) = \phi_{of1}(t) + \phi_{of2}(t) \quad (3.23)$$

การหาค่าผลตอบสนองบังคับในส่วนแรกนั้น จะป้อนเฟสสัญญาณอินพุตเป็น $\phi_{i1}(t) = \omega_c t$ และกำหนดให้ฟังก์ชันคำตอบมีค่าเป็น $\phi_{of1}(t) = at + b$ และนำไปแทนลงในสมการอนุพันธ์ (3.15)

$$K(at + b) + \frac{d}{dt}(at + b) = K(\omega_c t) + \omega_r \quad (3.24)$$

$$Kat + Kb + a = K\omega_c t + \omega_r \quad (3.25)$$

จากนั้นทำการจัดรูปสมการที่ (3.25) และเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ฟังก์ชันและขวาของสมการ จะได้ค่า $a = \omega_c$ และ $b = \frac{\omega_r - \omega_c}{K}$ ซึ่งเมื่อไปแทนลงในฟังก์ชันคำตอบจะได้ผลตอบสนองบังคับ $\phi_{of1}(t)$ ดังสมการที่ (3.26)

$$\phi_{of1}(t) = \omega_c t - \frac{\omega_c}{K} + \frac{\omega_r}{K} \quad (3.26)$$

จากนั้นในส่วนของผลตอบสนองบังคับอันเนื่องมาจากป้อนเฟสสัญญาณอินพุตเป็น $\phi_{i2}(t) = D \cos(\omega_m t)$ ซึ่งในการหาผลตอบสนองบังคับในส่วนที่สองนี้ไม่ต้องนำค่าความถี่อิสระ (ω_r) ในสมการอนุพันธ์ของระบบมาคิดซ้ำเนื่องจาก ω_r เป็นค่าคงที่ที่ไม่แปรผันกับเวลา โดยเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์จึงใช้เทคนิคการแทนค่า $\phi_{i2}(t) = D \cos(\omega_m t)$ ด้วยฟังก์ชันเอกโพเนนเชียลเชิงซ้อน $\hat{\phi}_{i2}(t) = D e^{j\omega_m t}$ ทำให้ฟังก์ชันคำตอบคาดเดาเป็นเอกโพเนนเชียลเชิงซ้อนเช่นกัน $\hat{\phi}_{of2}(t) = A e^{j\omega_m t}$ และนำไปแทนค่าลงในสมการอนุพันธ์

$$\frac{d}{dt}(A e^{j\omega_m t}) + K(A e^{j\omega_m t}) = K(D e^{j\omega_m t}) \quad (3.27)$$

$$j\omega_m A(e^{j\omega_m t}) + KA(e^{j\omega_m t}) = KD(e^{j\omega_m t}) \quad (3.28)$$

ทำการจัดรูปสมการ (3.28) เพื่อหาค่า A

$$j\omega_m A + KA = KD \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = \frac{KD}{K + j\omega_m} = \frac{D}{\left[1 + \frac{\omega_m}{K}j\right]} \quad (3.30)$$

แทนค่า A ที่ได้ลงในฟังก์ชันคำตอบ $\hat{\phi}_{of2}(t) = Ae^{j\omega_m t}$ ได้ดังสมการที่ (3.31)

$$\hat{\phi}_{of2}(t) = \frac{D}{\left[1 + \frac{\omega_m}{K}j\right]} e^{j\omega_m t} \quad (3.31)$$

และจากการอาศัยความสัมพันธ์ของจำนวนเชิงซ้อน $Z = |Z|\exp(j\theta)$ โดยที่

$|Z| = \sqrt{[\text{Re}(Z)]^2 + [\text{Im}(Z)]^2}$ และ $\theta = \tan^{-1}[\text{Im}(Z)/\text{Re}(Z)]$ ค่า $|Z|$ และ θ สามารถแสดงได้ดังสมการ (3.32) และ (3.33) ตามลำดับ

$$|Z| = \sqrt{1^2 + \frac{\omega_m^2}{K^2}} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} \theta &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega_m/K}{1}\right) \\ &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega_m}{K}\right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

แทนค่า $|Z|$ และ θ ลงใน $Z = |Z|\exp(j\theta)$ ดังนั้นสมการ (3.31) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (3.34)

$$\hat{\phi}_{of2}(t) = \frac{D}{\left(\sqrt{1 + \frac{\omega_m^2}{K^2}}\right) e^{j\left(\tan^{-1}\left(\frac{\omega_m}{K}\right)\right)}} e^{j\omega_m t} \quad (3.34)$$

สมการ (3.34) สามารถจัดรูปใหม่ได้ดังสมการ (3.35)

$$\hat{\phi}_{of2}(t) = \frac{D}{\sqrt{1 + \frac{\omega_m^2}{K^2}}} e^{j\left(\omega_m t - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_m}{K}\right)\right)} \quad (3.35)$$

จากเทคนิคที่ใช้ในการวิเคราะห์ข้างต้นก็จะได้ผลตอบสนองบังคับอันเนื่องมาจากการป้อนเฟสอินพุต

เป็น $\phi_{i2}(t) = D\cos(\omega_m t)$ ที่มีค่าเท่ากับส่วนจริงของ $\hat{\phi}_{of2}(t)$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ (3.36) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_{of2}(t) = \frac{D}{\sqrt{1 + \frac{\omega_m^2}{K^2}}} \cos\left(\omega_m t - \frac{\omega_m}{K}\right) \quad (3.36)$$

เมื่อค่า $\omega_m^2 \gg K^2$ สมการ (3.36) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\hat{\phi}_{of2}(t) = \frac{DK}{\omega_m} e^{j\left(\omega_m t - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_m}{K}\right)\right)} \quad (3.37)$$

จากนั้นนำผลตอบสนองบังคับทั้งสองส่วนรวมกันก็จะได้สมการผลตอบสนองบังคับสมบูรณ์เมื่อป้อนเฟสสัญญาณอินพุตเป็น $\phi_i(t) = \omega_c t + D \cos(\omega_m t)$ ดังสมการ (3.38)

$$\phi_o(t) = \omega_c t - \frac{\omega_c}{K} + \frac{\omega_r}{K} + \frac{DK}{\omega_m} \cos\left(\omega_m t - \frac{\omega_m}{K}\right) \quad (3.38)$$

ผลตอบสนองรวมของระบบ (3.38) หรือเฟสสัญญาณเอาต์พุตนั้นสามารถเรียกได้อีกชื่อคือ เฟสชั่วขณะ (Instantaneous Phase) ซึ่งจากนิยามของเฟสชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยทั่วไป ที่ได้ทำการวิเคราะห์ไปในบทที่ 2 นั้น มีค่าเท่ากับ $\phi_{FM}(t) = \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(t) dt$ โดยที่ในส่วนของเฟส ($k_f \int_{-\infty}^t m(t) dt$) จะแปรผันตามข่าวสารที่ถูกปรับขึ้น โดยเมื่อข่าวสารมีค่าเท่ากับ $D \cos(\omega_m t)$ ดังนั้นเฟสชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t D \cos(\omega_m t) dt \\ &= \omega_c t - \frac{k_f}{\omega_m} D \sin(\omega_m t) \end{aligned} \quad (3.39)$$

ต่อมาเมื่อนำเฟสชั่วขณะของสัญญาณเอาต์พุตมาจัดให้อยู่ในรูปแบบของเฟสชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ดังสมการ (3.39) จะได้ดังสมการ (3.40)

$$\phi_o(t) = \omega_c t - \frac{\omega_c}{K} + \frac{\omega_r}{K} + \frac{DK}{\omega_m} \sin\left(\omega_m t + \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_m}{K}\right) \quad (3.40)$$

จากนั้นนำเอาเฟสชั่วขณะของสัญญาณเอาต์พุตของระบบ(3.39)มาเปรียบเทียบกับเฟสชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่(3.38) จะพบว่าในพจน์ของข่าวสารของสัญญาณเอาต์พุต

$\frac{DK}{\omega_m} \sin\left(\omega_m t + \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_m}{K}\right)$ เป็นฟังก์ชันเดียวกับพจน์ของข่าวสารของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

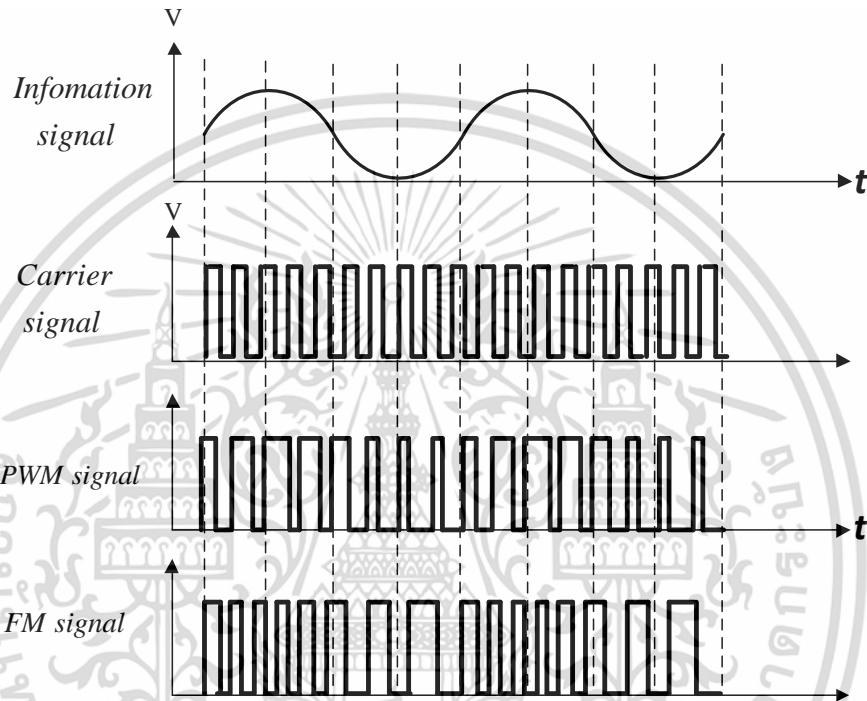
$\frac{k_f}{\omega_m} D \sin(\omega_m t)$ และ เฟสของสัญญาณเอาต์พุตมีการเลื่อนไป $\frac{\omega_c}{K} - \frac{\omega_r}{K} - \frac{\pi}{2} + \frac{\omega_m}{K}$ จากต้นฉบับ

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบนั้นเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ ซึ่งการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือนเฟสนั้นเป็นผลมาจากการที่ระบบเฟสล็อกถูกลือเป็นระบบเชิงเส้น กล่าวคือเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าสู่ระบบเฟสล็อกถูป ระบบจะไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่และรูปแบบของสัญญาณ แต่จะมีการเลือนเฟสไปจากสัญญาณอินพุต จึงเป็นผลให้เฟสของข่าวสารที่อยู่ภายในสัญญาณมอดูเลตทางความถี่มีการเลือนออกไป

โดยไดอะแกรมทางเวลาแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข่าวสาร สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ และสัญญาณมอดูเลตทางความถี่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ไดอะแกรมทางเวลาของการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

จากสมการสัญญาณอินพุตของระบบหรือสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ (V_{PWM}) ในบทที่ 2 จะพบว่าเฟสของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้นขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ (ω_c) และความถี่ของสัญญาณข่าวสาร (ω_m) ดังสมการที่ (3.22) หรือ

$$\phi(t) = \omega_c t + D \cos(\omega_m t) \tag{3.22}$$

โดยในการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้นจะสามารถคำนวณหาค่าดัชนีการมอดูเลต [14] ได้

จากสมการที่ (3.41)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mu_{PWM} = k_p A_m \quad (3.41)$$

โดยที่ค่า k_p คือค่าคงที่ของวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อโวลต์ (Radian/Volt)

A_m คือค่าขนาดที่มากที่สุดของสัญญาณข่าวสารมีหน่วยเป็นโวลต์ (Volt)

ซึ่งค่า A_m จากสมการที่ (3.41) เทียบได้กับค่า D ในสมการที่ (3.22) ดังนั้นสมการค่าดัชนีการมอดูเลตสมการที่ (3.41) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3.42)

$$\mu_{PWM} = k_p D \quad (3.42)$$

ในส่วนของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่นั้น จากสมการที่ (3.39) เมื่อนิยามของเฟสชั่วขณะของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่มีค่า $\phi_{FM}(t) = \omega_c t - \frac{k_f}{\omega_m} D \sin(\omega_m t)$ ซึ่งค่า $\frac{k_f}{\omega_m} D$ ในที่นี้คือค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ หรือเรียกได้อีกอย่างคือค่า β_{FM} ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (3.43)

$$\beta_{FM} = \frac{k_f D}{\omega_m} \quad (3.43)$$

โดยจากการวิเคราะห์ระบบในข้างต้น เมื่อทำการป้อนสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ให้กับระบบจะได้สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ โดยมีเฟสชั่วขณะของสัญญาณดังสมการที่ (3.36) ดังนั้นเมื่อนำสมการ (3.43) และ (3.36) มาเปรียบเทียบกับกันจะทำให้ค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้จากระบบเฟสล็อกูปดังสมการที่ (3.44)

$$\beta_{FM} = \frac{k_f D}{\omega_m} = \frac{D}{\sqrt{1 + \frac{\omega_m^2}{K^2}}} \quad (3.44)$$

จากค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ดังสมการที่ (3.42) และ (3.44) จะเห็นได้ถึงความสัมพันธ์ระหว่างสมการทั้งสองที่มีพจน์ D อยู่ด้วย ซึ่งจากสมการ (3.42) ค่า $D = \frac{\mu_{PWM}}{k_p}$ และเมื่อนำค่า D ไปแทนค่าในสมการที่ (3.44) จะทำให้ได้สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาท์พุทของระบบเฟสล็อกูปดังสมการที่ (3.45)

$$\beta_{FM} = \frac{\mu_{PWM}}{k_p \sqrt{1 + \frac{\omega_m^2}{K^2}}} \quad (3.45)$$

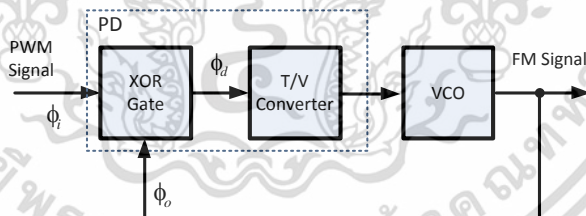
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรและการทดลอง เพื่อยืนยันผลจากการวิเคราะห์ การแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกูปแบบปราศจากตัวกรอง ในบทที่ 3 จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกูปแบบปราศจากตัวกรองที่ใช้ในการวิเคราะห์ในรูปที่ 3.1 นั้น จะมีส่วนประกอบก็คือ วงจรตรวจจับความต่างเฟสที่ประกอบไปด้วย XOR Gate และวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า, วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน และวงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งในการวิเคราะห์สมการ วงจรอินทิเกรเตอร์จะทำหน้าที่แปลงความถี่สัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันให้กลายเป็นค่าเฟส เพื่อเป็นเฟสป้อนกลับให้ระบบเฟสล็อกูป แต่สำหรับการทดลองโดยใช้วงจรนั้น ในส่วนของวงจรตรวจจับความต่างเฟสที่ใช้เป็น XOR Gate ร่วมกับวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า สามารถตรวจจับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณเอาต์พุตของระบบเฟสล็อกูปได้โดยตรงจากทั้งสองสัญญาณ จึงไม่จำเป็นต้องมีวงจรอินทิเกรเตอร์เข้ามาช่วย ดังนั้นบล็อกไดอะแกรมของระบบเฟสล็อกูปแบบปราศจากตัวกรองที่ใช้ในการทดลองแปลงสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกูปแบบปราศจากตัวกรองที่ใช้ในการทดลอง

4.2 เฟสล็อกูป

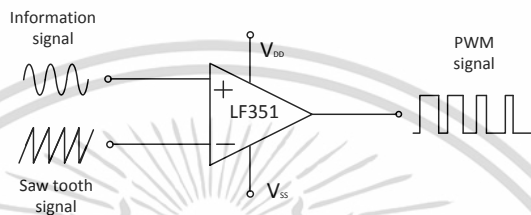
ในหัวข้อนี้จะทำการออกแบบและสร้างวงจรเฟสล็อกูปที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งประกอบไปด้วย สัญญาณอ้างอิงของเฟสล็อกูป ซึ่งในที่นี้ใช้เป็นสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ โดยสร้างจากวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์, วงจรตรวจจับความต่างเฟสที่ใช้ลอจิกเกตชนิด Exclusive-or ร่วมกับวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า (T/V converter), วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage control oscillator) และวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์ เพื่อเปลี่ยนสัญญาณคลื่นรูปไซน์จากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันให้เป็นสัญญาณที่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองระดับคือสูงและต่ำ เพื่อให้เหมาะสมกับลอจิกเกต Exclusive-OR ที่เป็นดิจิทัล โดยการทดลองจะแบ่งเป็นหัวข้อย่อยดังนี้

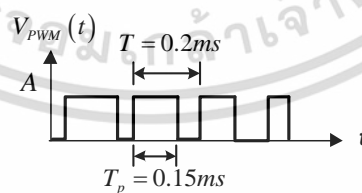
4.2.1 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้นจะถูกสร้างจากการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณข่าวสาร และสัญญาณคลื่นพาห์รูปฟันเลื่อย โดยจะใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่สร้างจากออปแอมป์เบอร์ LF351 เพื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณทั้งสอง โดยวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์แสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

ในกรณีที่สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณไฟตรง สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ได้นั้นจะมีความถี่เท่ากับสัญญาณคลื่นพาห์แต่มีความกว้างพัลส์บวคคงที่ เนื่องจากไม่มีการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณข่าวสาร แต่เมื่อระดับของสัญญาณข่าวสารมีการเปลี่ยนไป จะทำให้ความกว้างพัลส์บวคของสัญญาณเปลี่ยนไปตามระดับของสัญญาณข่าวสารด้วย ซึ่งในการทดลองจะกำหนดให้สัญญาณคลื่นพาห์เป็นสัญญาณฟันเลื่อยที่มีความถี่ 3 kHz ขนาด 4 V_p และมีออฟเซตขนาด 4 V โดยผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณข่าวสารเป็นไฟตรงแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 และตารางที่ 4.1 ซึ่งค่าคาบเวลาพัลส์บวค (T_p) จะถูกเก็บค่าในหน่วยทางเวลาจึงต้องทำการแปลงเป็นหน่วยเรเดียน โดยจะใช้วิธีเทียบบัญญัติไตรยางศ์ในการแปลง ยกตัวอย่างเช่นการแปลงจากหน่วยเวลาเป็นเรเดียนของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่มีความถี่ 5 kHz ดังรูปที่ 4.3

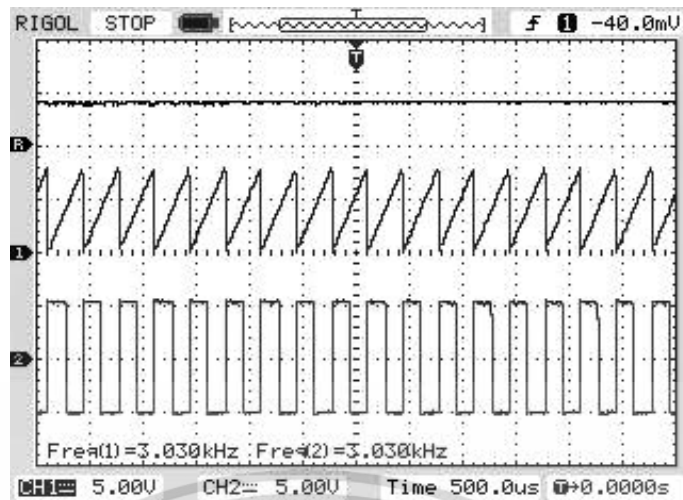


รูปที่ 4.3 สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่ 5 kHz

จะสามารถแปลงหน่วยทางเวลาเป็นเรเดียนได้ดังนี้ เมื่อ T คือ คาบเวลาของสัญญาณ, T_p คือ เวลาในการเกิดพัลส์บวค และ A คือ ขนาดของสัญญาณ โดยคาบเวลาของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์มีค่าเท่ากับ 0.2ms คิดเป็น 2π หรือ 6.2857 ดังนั้นเมื่อเวลาในการเกิดพัลส์บวคของสัญญาณ

มอดูเลตความกว้างพัลส์มีค่าเท่ากับ 0.15ms จึงคิดเป็น $\frac{3}{2}\pi$ หรือ 4.7142 เรเดียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นไฟตรง

สัญญาณ R คือ สัญญาณข่าวสารที่เป็นไฟตรงขนาด 4 V

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณคลื่นพาหุรูปฟันเลื่อย

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

ตารางที่ 4.1 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณข่าวสารที่เป็นไฟตรงและเวลาในการเกิดพัลส์บวกของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

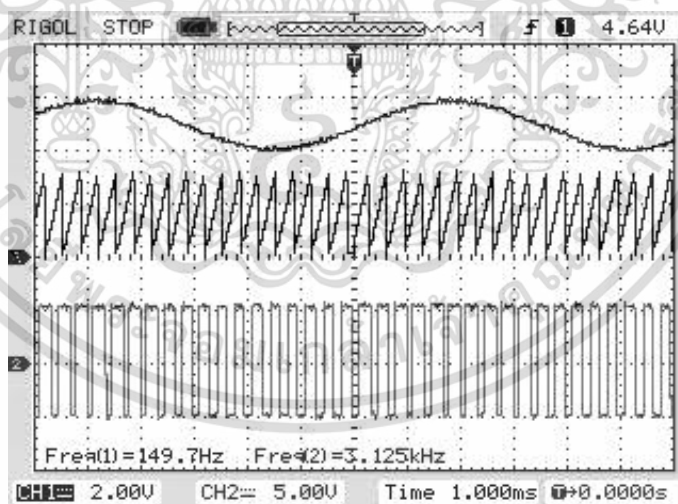
ขนาดของสัญญาณข่าวสาร (V)	เวลาในการเกิดพัลส์บวก (T_p) (μsec)	เวลาในการเกิดพัลส์บวก (T_p) (Radians)
1.0000	48	0.9090
1.2500	54	1.0210
1.5000	66	1.2470
1.7500	76	1.4360
2.0000	86	1.6250
2.2500	98	1.8520
2.5000	110	2.0790
2.7500	118	2.2300
3.0000	130	2.4570
3.2500	138	2.6080
3.5000	148	2.7970
4.0000	166	3.1370

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณขาออกที่เป็นไฟตรงและเวลาในการเกิดพัลส์บวกของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ (ต่อ)

ขนาดของสัญญาณขาออก (V)	เวลาในการเกิดพัลส์บวก (T_p) (μsec)	เวลาในการเกิดพัลส์บวก (T_p) (Radians)
4.2500	182	3.4400
4.5000	192	3.6290
4.7500	202	3.8180
5.0000	212	4.0100
5.2500	222	4.1960
5.5000	236	4.3600
5.7500	246	4.6500
6.0000	258	4.8800

ต่อมาให้สัญญาณขาออกเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 150 Hz ขนาด 1 V_p และมีออฟเซตขนาด 5 V โดยผลการทดลองเมื่อนำขาออกคลื่นรูปไซน์มาเปรียบเทียบกับคลื่นพาร์รูปฟันเลื่อยจะได้เป็นสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์แสดงได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สัญญาณจากวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์

สัญญาณ R คือ สัญญาณคลื่นพาร์คลื่นรูปฟันเลื่อยที่มีความถี่ 3 kHz

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณขาออกคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 150 Hz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่มีความถี่ 3 kHz

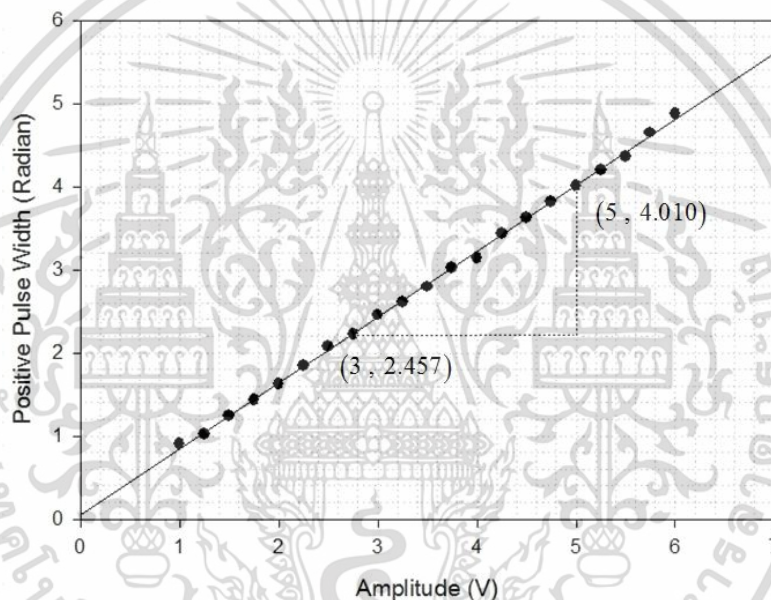
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้นจะสามารถคำนวณหาค่าดัชนีการมอดูเลตได้จากสมการที่ 4.1 [14]

$$\mu_{PWM} = k_p A_m \quad (4.1)$$

โดยที่ค่า k_p คือค่าคงที่ของวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อโวลต์ (Radian/Volt)
 A_m คือค่าขนาดที่มากที่สุดของสัญญาณขาอสาร์มีหน่วยเป็นโวลต์ (Volt)

ซึ่งค่า k_p สามารถหาได้จากความชันของกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเวลาในการเกิดพัลส์บวก (T_p) ของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และขนาดของสัญญาณขาอสาร์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเวลาในการเกิดพัลส์บวกของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และขนาดของสัญญาณขาอสาร์

จากรูปที่ 4.5 สามารถคำนวณหาค่าความชันได้ดังสมการ (4.2)

$$k_p = \frac{\Delta Y}{\Delta X} = \frac{Y_2 - Y_1}{X_2 - X_1}$$

$$k_p = \frac{4.01 - 2.457}{5 - 3}$$

$$k_p = 0.777 \frac{\text{Radian}}{\text{Volt}} \quad (4.2)$$

เมื่อนำค่าความชัน (k_p) จากสมการ (4.2) แทนลงในสมการ (4.1) ค่าดัชนีการมอดูเลตของวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์มีค่าดังสมการที่ (4.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mu_{PWM} = 0.777 \frac{\text{Radian}}{\text{Volt}} \times 6\text{Volt} \quad (4.3)$$

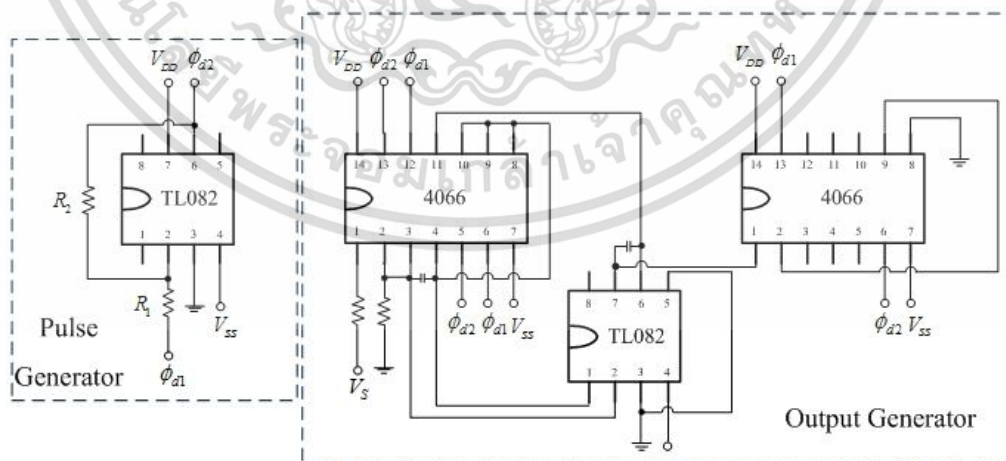
$$\mu_{PWM} = 4.662 \text{ Radian}$$

4.2.2 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า

วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า (Time to Voltage converter : T/V) เมื่อถูกนำมาใช้งานในระบบเฟสล็อกกลุ่มนั้น วงจรจะถูวางในตำแหน่งของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งอยู่ระหว่างวงจรตรวจจับความต่างเฟสและวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน ดังนั้นวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าจึงรับเอาสัญญาณความต่างเฟสเข้ามาเป็นสัญญาณอินพุต ซึ่งเอาท์พุตที่ได้จะออกมาเป็นศักดาไฟฟ้าที่แปรผันตามค่าเวลาพัลส์บวกของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ดังหลักการทำงานของวงจรที่กล่าวไว้ในบทที่ 2

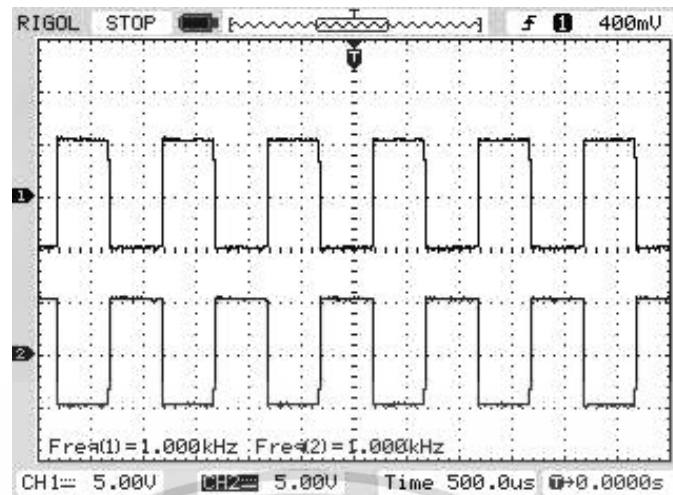
จากโครงสร้างของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าในรูปที่ 2.25 เมื่อทำการออกแบบและสร้างวงจรเพื่อใช้ทดลองจริงจะมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.7 ซึ่งประกอบไปด้วย ไอซีสวิตช์เบอร์ 4066, ไอซีเบอร์ TL082 ซึ่งภายในไอซีมีออปแอมป์อยู่ 2 ตัว , ตัวเก็บประจุขนาด $0.12 \mu F$, ตัวต้านทานขนาด $5 k\Omega$, และศักดาไฟฟ้า V_s ขนาด $6V$

โดยการทดลองจะป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยม (ϕ_{d1}) เป็นสัญญาณอินพุตเข้าสู่วงจรถ่ายสัญญาณพัลส์ (Pulse generator) ได้เป็นสัญญาณเอาท์พุต (ϕ_{d2}) ออกมา ซึ่งสัญญาณเอาท์พุตที่ได้นั้นจะมีความถี่เท่ากับสัญญาณอินพุตแต่มีการเลื่อนเฟสออกไปจากเดิม 180° จากนั้นจึงนำสัญญาณทั้งสอง (ϕ_{d1} และ ϕ_{d2}) มาเป็นสัญญาณควบคุมในส่วนการสร้างสัญญาณเอาท์พุต โดยในการทดลองกำหนดให้สัญญาณอินพุตมีความถี่ที่แต่ปรับให้ค่าเวลาในการเกิดพัลส์บวกมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยผลการทดลองของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8-4.10



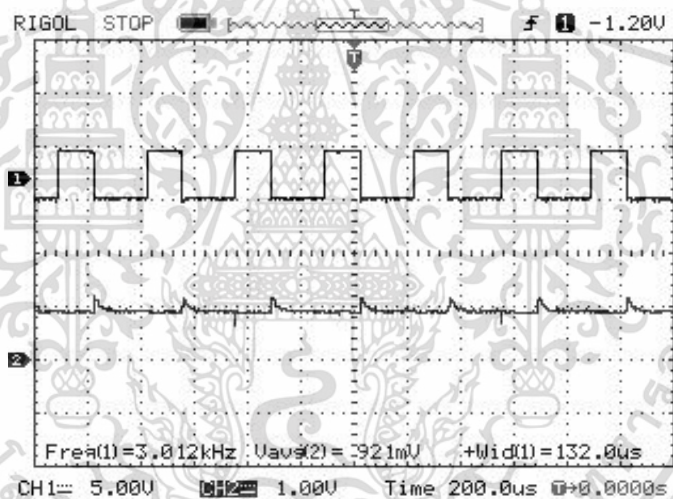
รูปที่ 4.7 วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 สัญญาณจากส่วนสร้างสัญญาณพัลส์

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ (ϕ_{d1}) ความถี่ 1 kHz
 สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ (ϕ_{d2}) ความถี่ 1 kHz

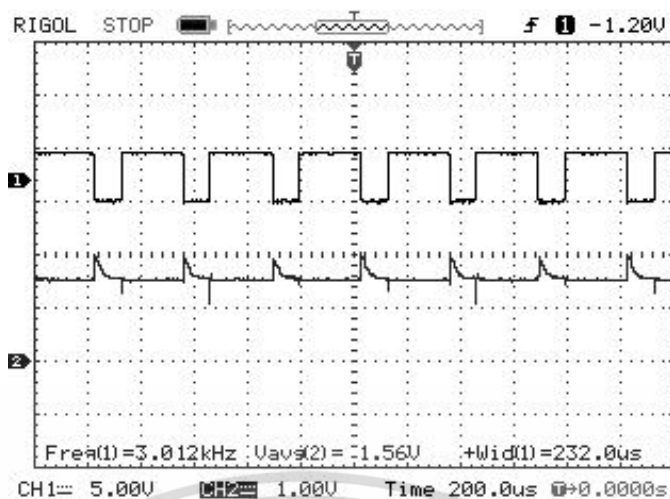


รูปที่ 4.9 สัญญาณจากวงจรแปลงคาบเวลาเป็นคิกตาไฟฟ้า สัญญาณอินพุตที่ความถี่ 3 kHz
 ค่าเวลาพัลส์บวกที่ 132 μ s

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจร

สัญญาณ 2 คือ ระดับแรงดันความต่างเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 สัญญาณจากวงจรแปลงคาบเวลาเป็นสัปดาห์ไฟฟ้า สัญญาณอินพุตที่ความถี่ 3 kHz
ค่าเวลาพัลส์บวกที่ $232 \text{ } \mu\text{s}$

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจร

สัญญาณ 2 คือ ระดับแรงดันความต่างเฟส

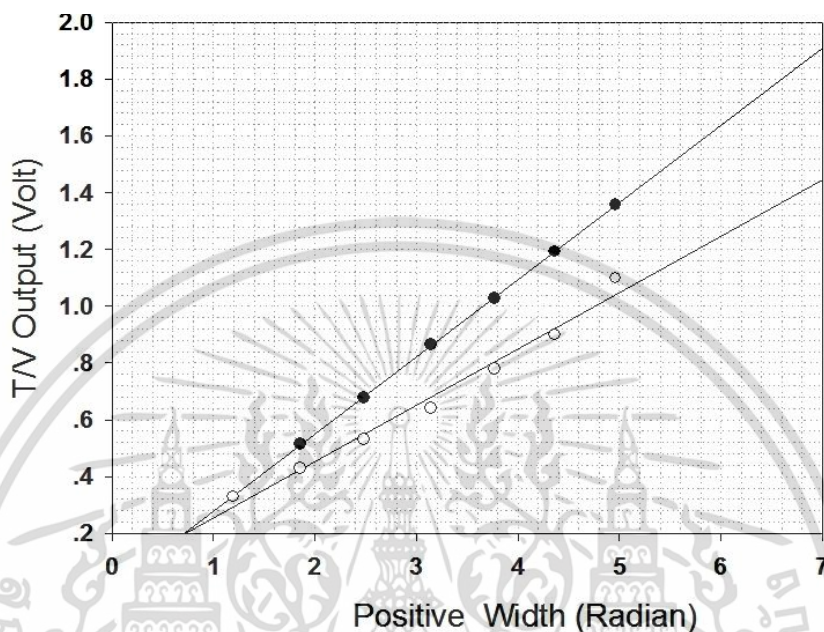
ต่อมาทำการหาผลตอบสนองค่าเวลาพัลส์บวกของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นสัปดาห์ไฟฟ้า โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่ไปควบคุมการทำงานที่มีความถี่ที่ 6 kHz แต่ค่าเวลาพัลส์บวกของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไป โดยผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาพัลส์บวกของสัญญาณอินพุตและระดับสัญญาณเอาต์พุต

ค่าเวลาพัลส์บวกของสัญญาณอินพุต (Radian)	ค่าแรงดันของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณ (Volt)	ค่าแรงดันของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลอง (Volt)	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด (%)
1.1932	0.3292	0.3300	2.40
1.8526	0.5144	0.4300	16.40
2.4806	0.6790	0.5300	21.90
3.1400	0.8642	0.6400	25.90
3.7680	1.0288	0.7800	24.18
4.3646	1.1934	0.9000	24.58
4.9612	1.3580	1.1000	18.90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเมื่อนำผลการทดลองจากตารางที่ 4.2 มาพล็อตกราฟระหว่างค่าเวลาพัลส์บวกของสัญญาณอินพุตและระดับแรงดันของสัญญาณเอาต์พุต จะได้กราฟผลตอบแทนค่าเวลาพัลส์บวกของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้างดงกรรพรูปที่ 4.11 โดยกรรพพจุดทึบเป็นกรรพที่ได้จากการค้ำนวณ และกรรพจุดใสเป็นกรรพที่ได้จากการทดลอง



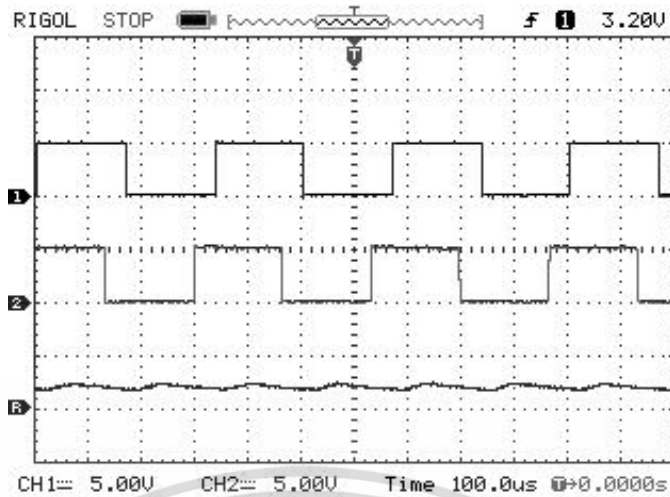
รูปที่ 4.11 ผลตอบแทนของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า

ซึ่งจากผลการทดลองและกรรพรูปที่ 4.11 แสดงให้เห็นว่าระดับศักดาไฟฟ้าของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้านั้น มีค่าแปรผันโดยตรงกับค่าเวลาในการเกิดพัลส์บวก (T_p) ของสัญญาณอินพุตที่เข้าไปควบคุม กล่าวคือยิ่งค่าเวลาในการเกิดพัลส์บวก ของสัญญาณอินพุตมากขึ้น ค่าศักดาไฟฟ้าของสัญญาณเอาต์พุตก็จะมากขึ้นตามไปด้วย

4.2.3 วงจรตรวจจับความต่างเฟส

ในส่วนของวงจรตรวจจับความต่างเฟสที่ใช้ในระบบการแปลงสัญญาณนี้ จะใช้ลอจิกเกตแบบ Exclusive-OR เบอร์ 7486 ร่วมกับวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า (T/V) โดยเมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณที่มีความถี่เท่ากันแต่มีเฟสที่ต่างกัน สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณที่มีพัลส์บวกอยู่ในช่วงที่เฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสองต่างกัน ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณความต่างเฟสเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต และทำการวัดเอาต์พุตของวงจรตรวจจับความต่างเฟสที่เอาต์พุตของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าซึ่งจะได้ออกมาเป็นระดับแรงดันของสัญญาณความต่างเฟส

โดยการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณที่มีความถี่เท่ากันแต่เฟสต่างกัน เข้าในสู่วงจรตรวจจับความต่างเฟส ระดับแรงดันความต่างเฟสเอาต์พุตจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 และ 4.13

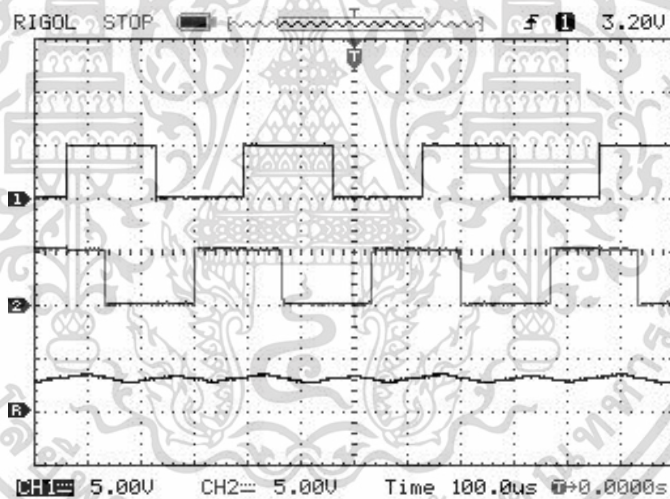


รูปที่ 4.12 สัญญาณจากวงจรตรวจจับความต่างเฟส

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอ้างอิงที่ 1

สัญญาณ R คือ สัญญาณอ้างอิงที่ 2

สัญญาณ 2 คือ ระดับแรงดันสัญญาณความต่างเฟส



รูปที่ 4.13 สัญญาณจากวงจรตรวจจับความต่างเฟส

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอ้างอิงที่ 1

สัญญาณ R คือ สัญญาณอ้างอิงที่ 2

สัญญาณ 2 คือ ระดับแรงดันสัญญาณความต่างเฟส

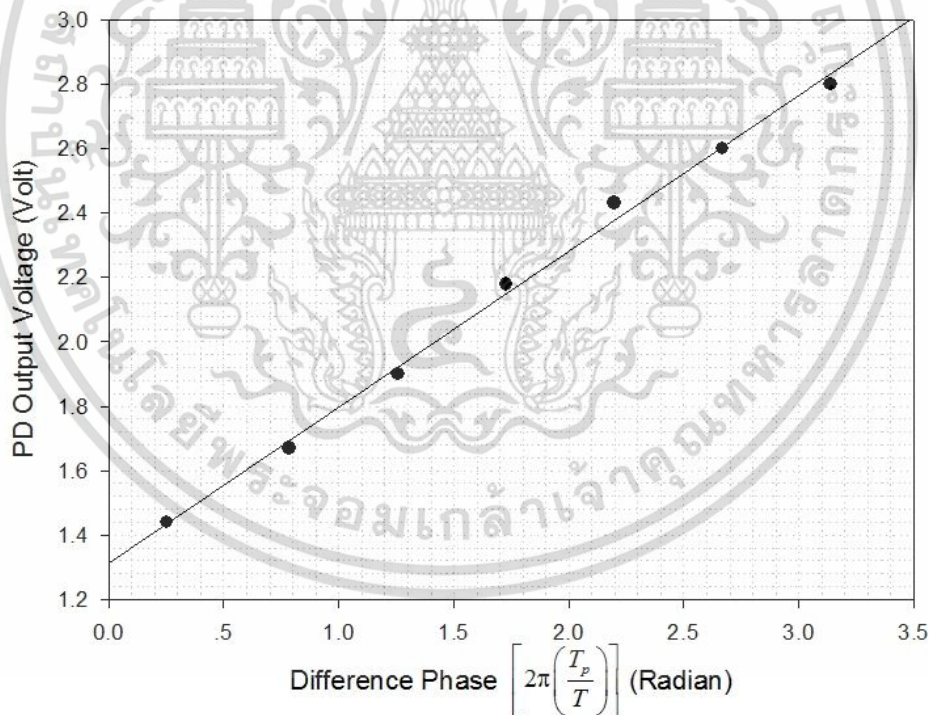
ซึ่งระดับแรงดันความต่างเฟสนี้จะสัมพันธ์กับความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสอง โดยผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตและระดับแรงดันสัญญาณความต่างเฟส

ความต่างเฟสระหว่างสองสัญญาณอินพุต (radian)	ระดับแรงดันความต่างเฟส (volt)
3.14	2.80
2.66	2.60
2.19	2.43
1.72	2.18
1.25	1.90
0.78	1.67
0.25	1.44

จากค่าตารางที่ 4.3 เมื่อนำค่าความต่างเฟสระหว่างสองสัญญาณอินพุตและระดับแรงดันสัญญาณความต่างเฟส มาสร้างกราฟคุณลักษณะของวงจรตรวจจับความต่างเฟส จะได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองของวงจรตรวจจับความต่างเฟส ที่อาศัยเอ็็กคลูซีฟออร์เกตและวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าร่วมกัน

จากกราฟผลตอบสนองของวงจรตรวจจับความต่างเฟสรูปที่ 4.14 จะสามารถหาค่าคงที่ของวงจรตรวจจับความต่างเฟส (k_d) ได้จากค่าความชันของกราฟดังสมการ (4.4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

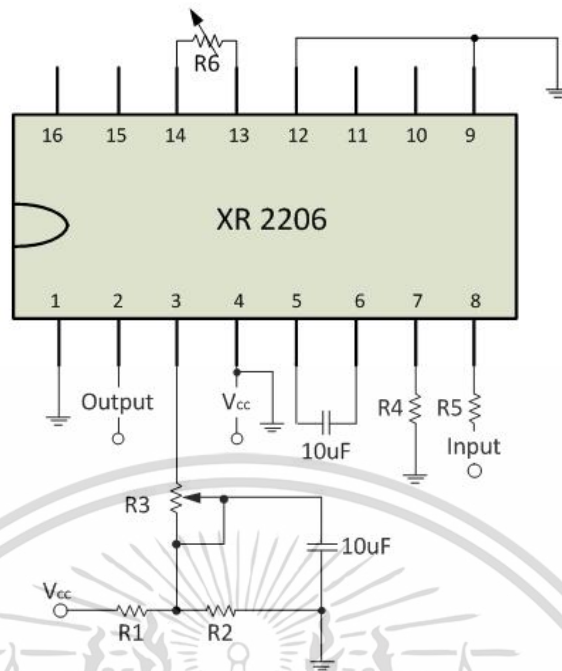
$$\begin{aligned}
 k_d &= \frac{\Delta Y}{\Delta X} \\
 &= \frac{2.8 - 1.44}{3.14 - 0.25} \\
 &= 0.47 \frac{\text{Volt}}{\text{Radian}}
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

4.2.4 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันนั้นจะสร้างจากไอซีเบอร์ XR 2206 ต่อวงจรดังรูปที่ 4.15 โดยทำการออกแบบให้วงจรสร้างสัญญาณในอยู่ช่วงความถี่ $60 \text{ Hz} - 4 \text{ kHz}$ เมื่อป้อนระดับแรงดันไฟตรงที่ $0 \text{ V} - 6 \text{ V}$ โดยจะกำหนดค่าอุปกรณ์ของวงจรถัดตาราง 4.4

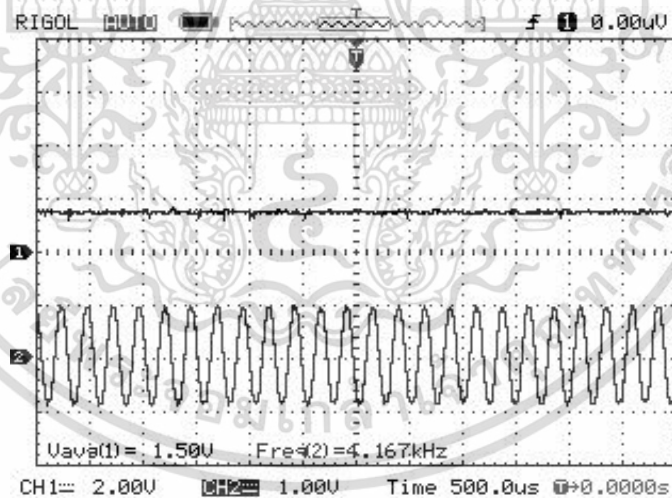
ตารางที่ 4.4 อุปกรณ์ที่ใช้ในการต่อวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน

อุปกรณ์	ค่า/ขนาดอุปกรณ์
C1	$0.01 \mu F$
C2	$0.001 \mu F$
R1	$5 \text{ k}\Omega$
R2	$5 \text{ k}\Omega$
R3	$50 \text{ k}\Omega$
R4	500Ω
R5	$50 \text{ k}\Omega$
R6	$20 \text{ k}\Omega$



รูปที่ 4.15 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน จากไอซี XR2206

เมื่อป้อนอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงให้กับวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน 1.5 V และ 4 V จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ 4.2 kHz และ 1.8 kHz ดังรูปที่ 4.16 และ 4.17 ตามลำดับ

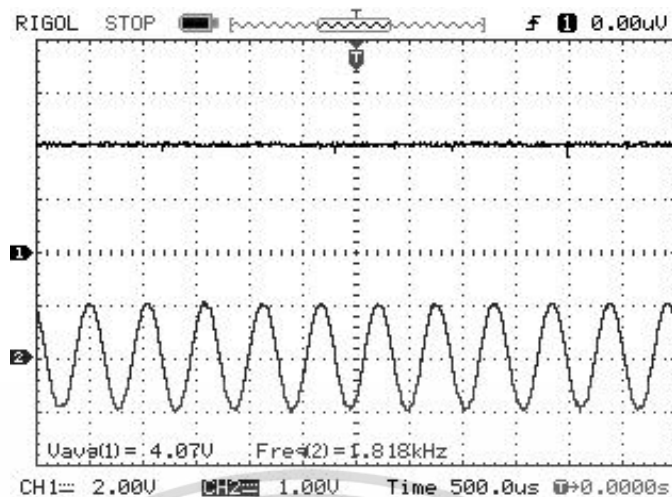


รูปที่ 4.16 สัญญาณจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอินพุตไฟตรง 1.5 V

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ 4.2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 สัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอินพุตไฟตรง 4 V

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ 1.8 kHz

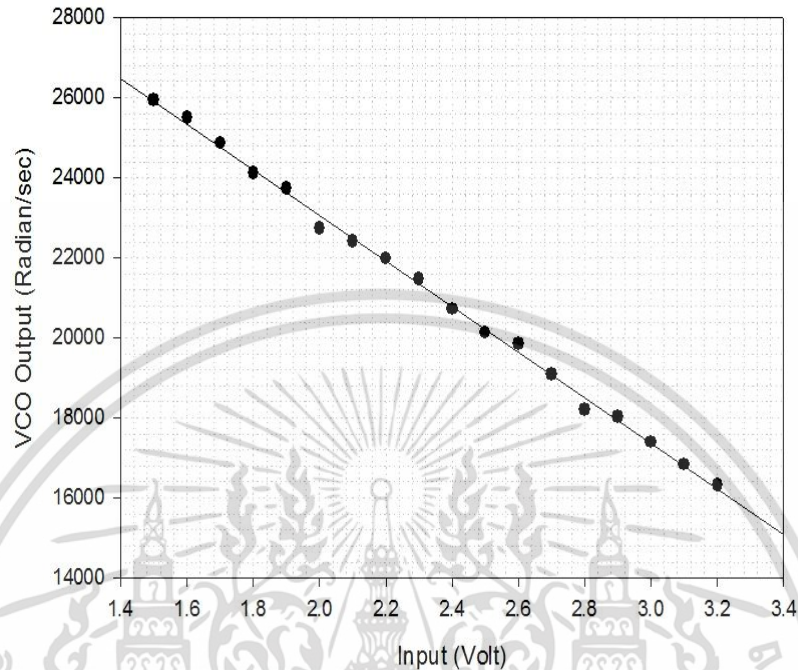
จากการทดลองสามารถบันทึกความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงอินพุตและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต ดังตารางที่ 4.5 ซึ่งความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกเก็บในหน่วย kHz จะถูกแปลงให้อยู่ในหน่วย *Radian/sec* ด้วยวิธีเทียบบัญญัติไตรยางศ์เช่นเดียวกับในหัวข้อวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และวงจรตรวจจับความต่างเฟส

ตารางที่ 4.5 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดันไฟตรงอินพุตและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต

อินพุต (Volt)	ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (rad/sec)
1.4	25882
1.6	24632
1.8	23686
2.0	22734
2.2	21744
2.4	20794
2.6	19845
2.8	18895
3.0	17946
3.2	16990

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.5 สามารถนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดันไฟตรงอินพุตและความถี่ของสัญญาณเอาร์ทพุต เพื่อตรวจสอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน ดังแสดงในรูป (4.18)



รูปที่ 4.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงและความถี่ของสัญญาณเอาร์ทพุตของวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน

จากกราฟรูปที่ 4.18 สามารถคำนวณหาค่าคงที่ของวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันจากค่าความชันของกราฟได้ดังสมการที่ 4.5

$$k_v = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$$

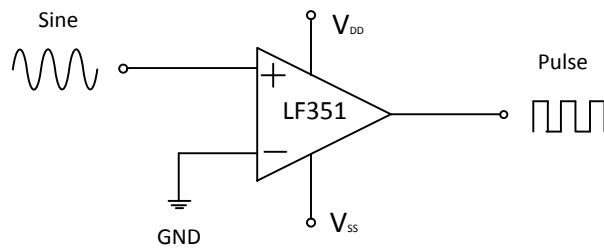
$$k_v = \frac{22734 - 19845}{2 - 2.6}$$

$$k_v = -4815 \frac{\text{Radian / sec}}{\text{Volt}} \quad (4.5)$$

4.2.5 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์

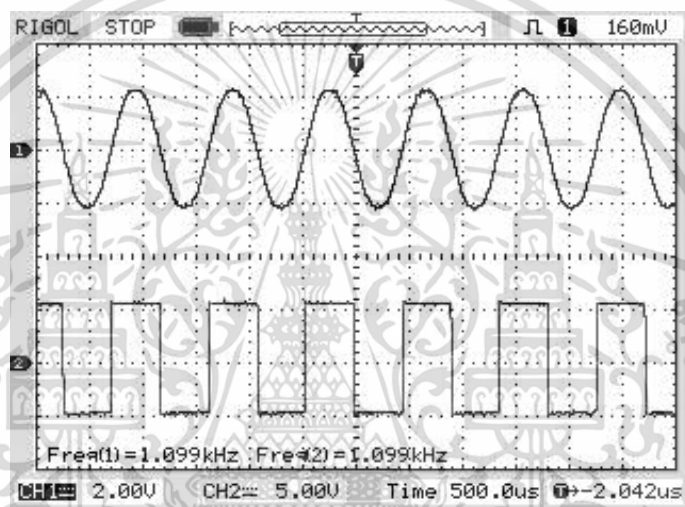
ดังที่กล่าวไปข้างต้น เนื่องจากการใช้วงจรตรวจจับความต่างเฟสแบบดิจิตอล จึงจำเป็นต้องแปลงสัญญาณเอาร์ทพุตของวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันที่เป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ให้เป็นสัญญาณพัลส์ ที่มีระดับแรงดันสูงและต่ำ เพื่อให้เหมาะสมกับวงจรตรวจจับความต่างเฟส โดยในที่นี่จะใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (comparator) เพื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณไซน์ และระดับกราวด์ (GND) ซึ่งวงจรถ่ายสัญญาณสร้างจากออปแอมป์เบอร์ LF351 แสดงได้ดังรูปที่ 4.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

โดยผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ $1\text{ kHz} - 3\text{ kHz}$ เป็นสัญญาณอินพุตเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 4.20 – 4.22

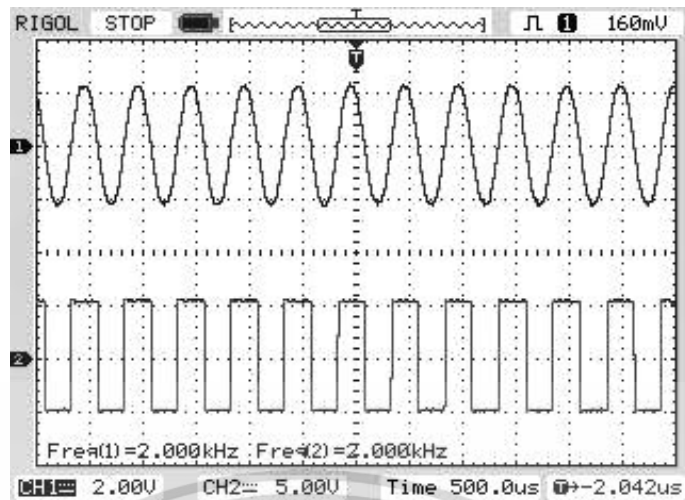


รูปที่ 4.20 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์

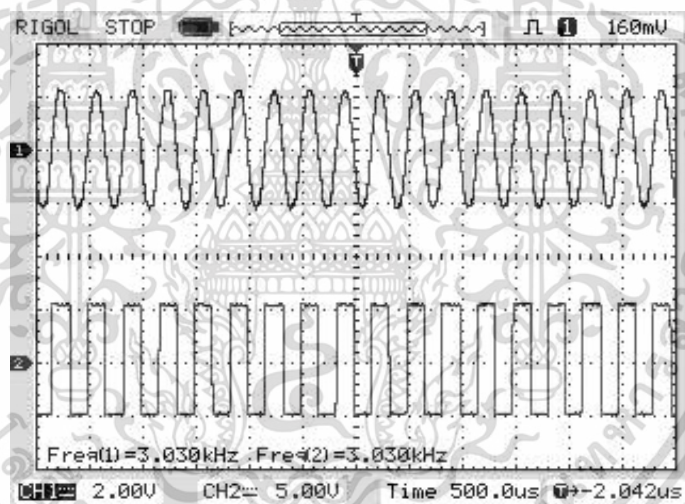
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณไซน์อินพุตความถี่ 1 kHz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณพัลส์เอาต์พุตความถี่ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณไซน์อินพุตความถี่ 2 kHz
สัญญาณ 2 คือ สัญญาณพัลส์เอาต์พุตความถี่ 2 kHz

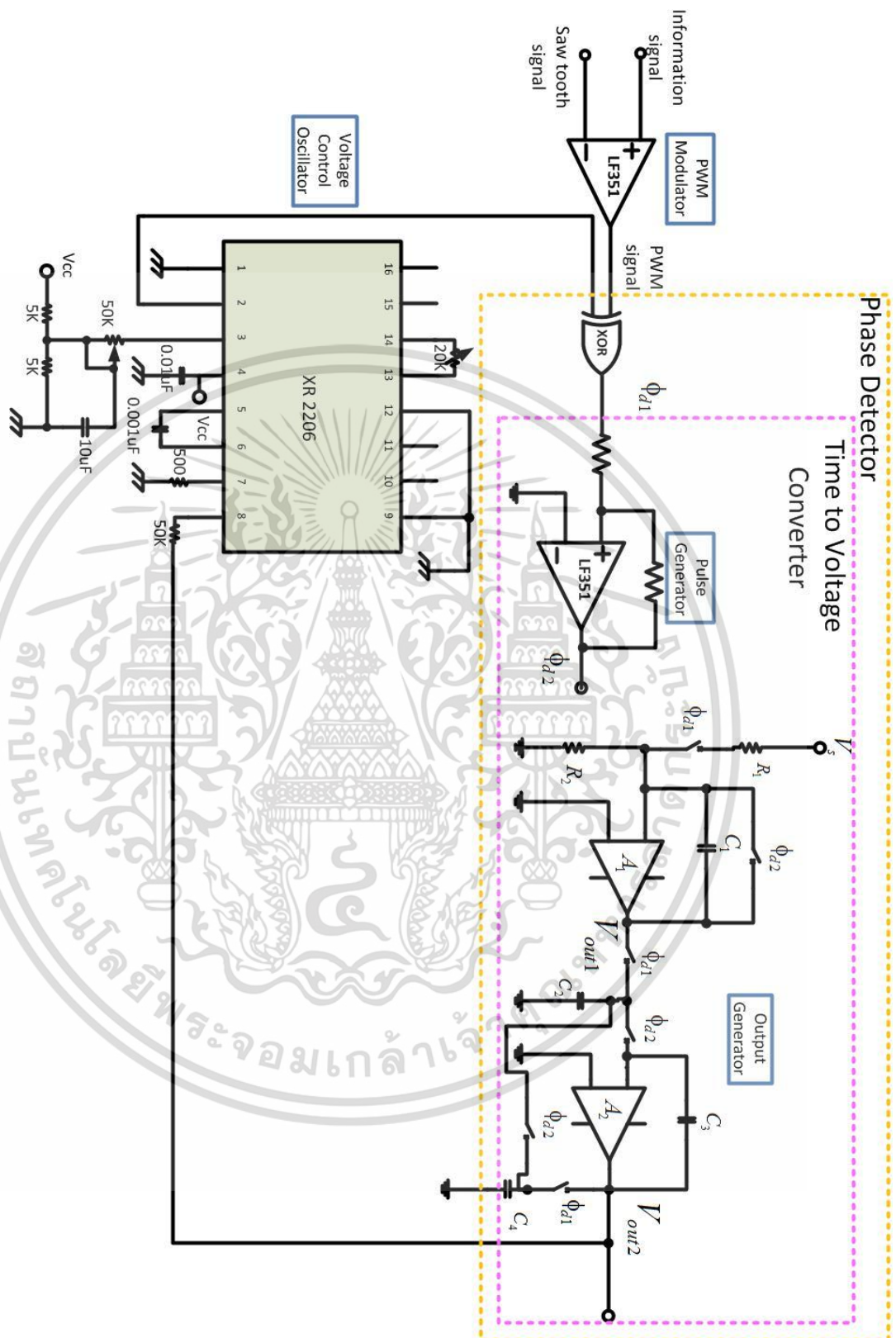


รูปที่ 4.22 วงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณไซน์อินพุตความถี่ 3 kHz
สัญญาณ 2 คือ สัญญาณพัลส์เอาต์พุตความถี่ 3 kHz

4.3. การทดลองสร้างวงจรเฟสล็อก

จากหัวข้อที่ได้กล่าวไปข้างต้นเมื่อนำส่วนประกอบทั้งหมด ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์, วงจรตรวจจับความต่างเฟส, วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า, วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน และวงจรแปลงสัญญาณคลื่นรูปไซน์เป็นสัญญาณพัลส์ มารวมกันจะได้เป็นระบบเฟสล็อก ดังรูปที่ 4.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



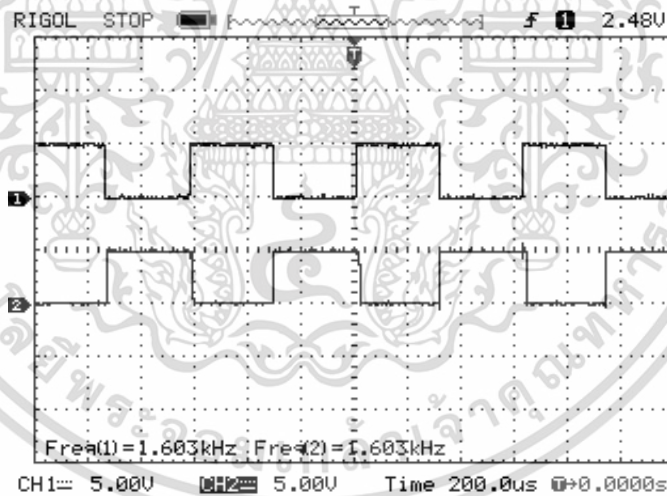
รูปที่ 4.23 วงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกแบบปราศจากตัวกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การห่าย่นการลือก โดยจะเป็ย่นความถี่ที่ระบบเฟสลือกูปลสามารถทำงานได้ อย่างมีเสถียรภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กัวงจรตรวจจับความต่างเฟสและวงจรก่าเนดสัญญาณควบคุมด้วย แรงดัน ซึ่งจากบทที่ 2 สามารถห่าย่นลือกได้จากสมการ (2.72) โดยแทนค่า k_d และ k_v จาก สมการ (4.4) และ (4.5) จะได้

$$\begin{aligned}\Delta\omega_{LR\text{ Ex-or}} &= |\pi k_d k_v| \\ &= |\pi (0.47)(-4815)| \\ &= 7105 \text{ rad/sec} \\ &= 1.14 \text{ kHz}\end{aligned}\tag{4.6}$$

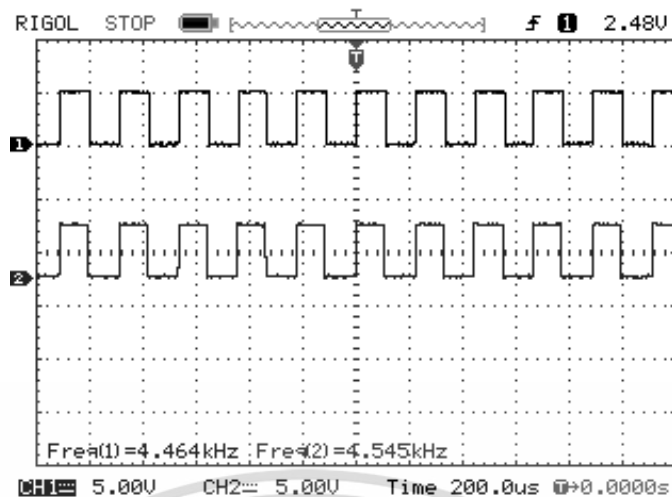
ซึ่งค่า $\Delta\omega_{LR\text{ Ex-or}}$ จากสมการที่ 4.6 คือค่าความกว้างของการกวาดความถี่ที่เฟสลือกูปลสามารถ ทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพ กล่าวคือสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรก่าเนดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันมี ความถี่ตรงกับสัญญาณอ้างอิงของเฟสลือกูปล โดยจากการทดลองวงจรเฟสลือกูปลที่ถูกสร้างนี้ สามารถทำงานที่ความถี่อ้างอิง 1.6 kHz ถึง 4.4 kHz ดังแสดงในรูปที่ 4.24 และ 4.25 ซึ่งความถี่ทั้ง 2 เป็ย่นความถี่ที่น้อยที่สุดและมากที่สุดที่ระบบเฟสลือกูปลจะสามารถอยู่ในเสถียรภาพได้ ดังนั้นย่น การลือกของวงจรเฟสลือกูปลที่ใช้ทดลองนี้คือ $\Delta\omega_{LR\text{ Ex-or}} = 2.8 \text{ kHz}$



รูปที่ 4.24 ความถี่ที่น้อยที่สุดของสัญญาณอ้างอิงที่เฟสลือกูปลจะมีเสถียรภาพได้

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอ้างอิงความถี่ 1.6 kHz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของเฟสลือกูปลความถี่ 1.6 kHz



รูปที่ 4.25 ความถี่ที่มากที่สุดของสัญญาณอ้างอิงที่เฟสล็อกจะมีเสถียรภาพได้

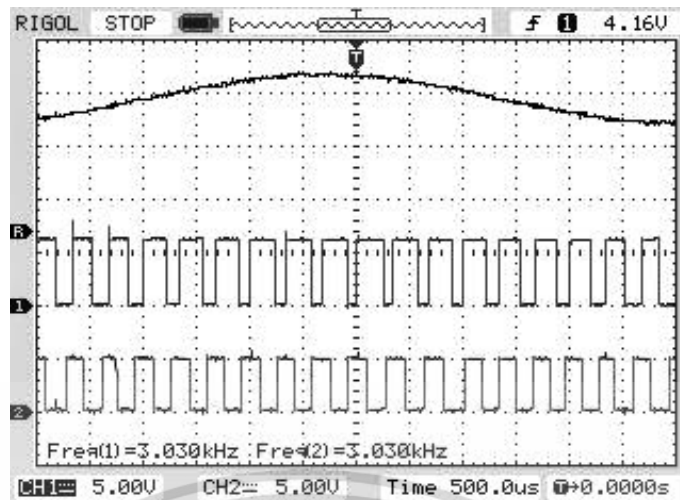
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณอ้างอิงความถี่ 4.5 kHz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของเฟสล็อกความถี่ 4.4 kHz

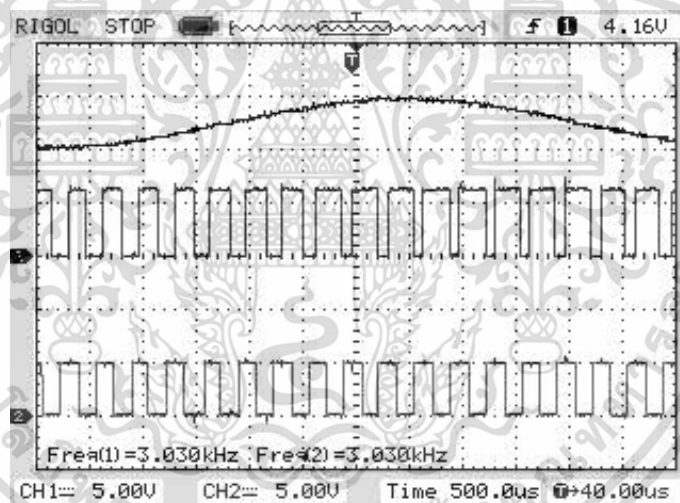
4.4. การทดลองแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สำหรับแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ นั้นจะทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ให้เป็นสัญญาณอินพุตของระบบเฟสล็อก โดยสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้นเกิดจากการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 150 Hz ขนาด $1 V_p$ และออฟเซต 4 V และสัญญาณคลื่นพาห้รูปฟันเลื่อยที่ความถี่ 3 kHz ขนาด $4 V_p$ และออฟเซต 4 V

โดยเมื่อทำการป้อนสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ให้เป็นอินพุตของเฟสล็อก ระบบจะทำการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ให้เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ โดยผลการทดลองจะแสดงได้ดังนี้

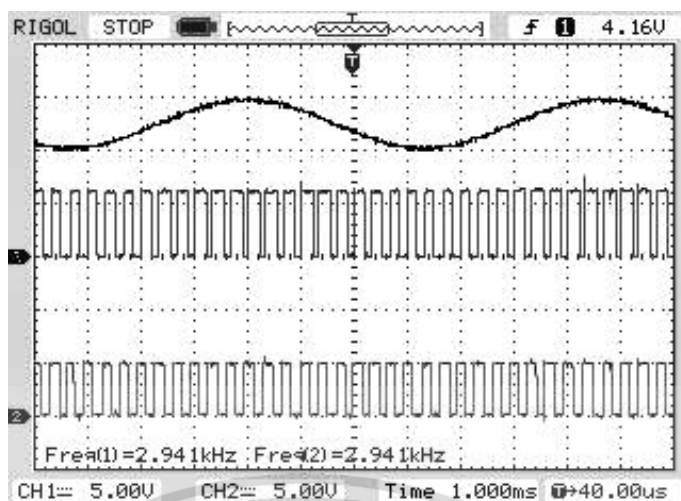


รูปที่ 4.26 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
 สัญญาณ R คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ความถี่ 150 Hz
 สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์อินพุตความถี่ 3 kHz
 สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาต์พุตความถี่ 3 kHz



รูปที่ 4.27 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
 สัญญาณ R คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ความถี่ 150 Hz
 สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์อินพุตความถี่ 3 kHz
 สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาต์พุตความถี่ 3 kHz

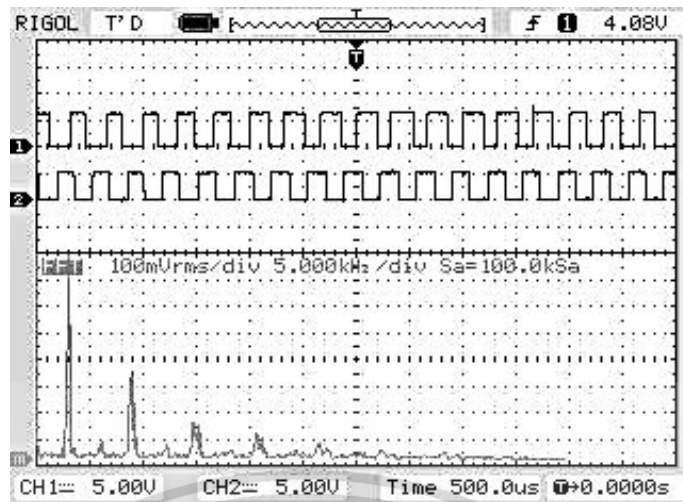
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



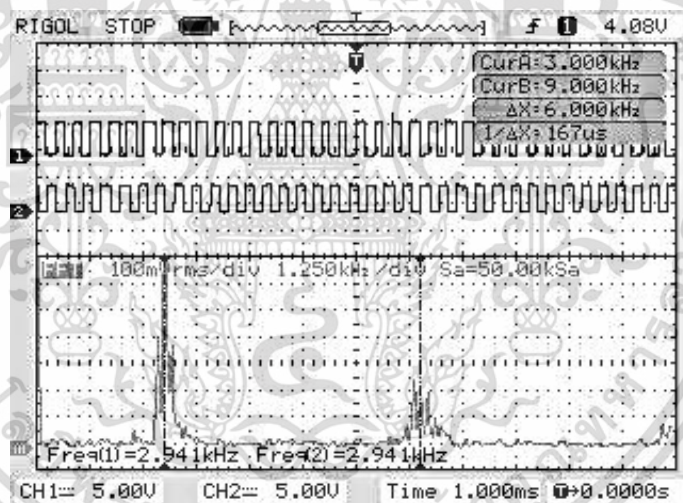
รูปที่ 4.28 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
 สัญญาณ R คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ความถี่ 150 Hz
 สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์อินพุตความถี่ 3 kHz
 สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาต์พุตความถี่ 3 kHz

จากผลการทดลองรูปที่ 4.26 - 4.28 แสดงให้เห็นว่าระบบเฟสล็อกสามารถแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ได้

จากนั้นเพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ จึงได้วัดสเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้มาจากการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่เกิดจากการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 150 Hz และสัญญาณคลื่นพาห้รูปฟันเลื่อยที่ความถี่ 3 kHz โดยสเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ้าท์พุท
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์ความถี่ 3 kHz
สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 3 kHz
สัญญาณ m คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

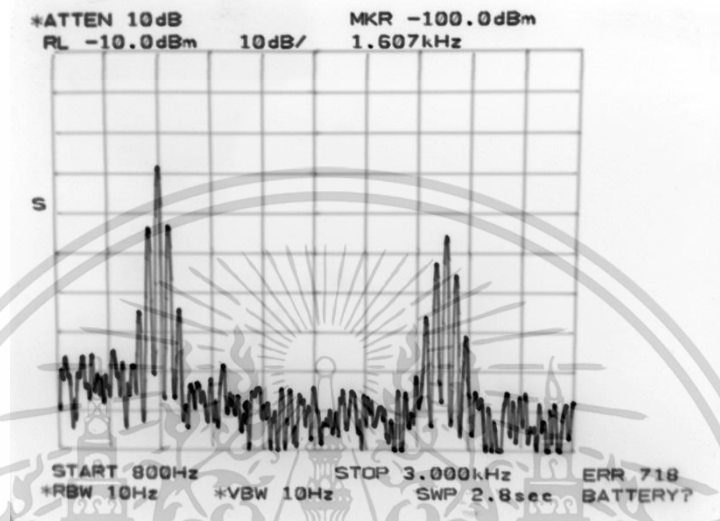


รูปที่ 4.30 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ้าท์พุท
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์ 3 kHz
สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ 3 kHz
สัญญาณ m คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

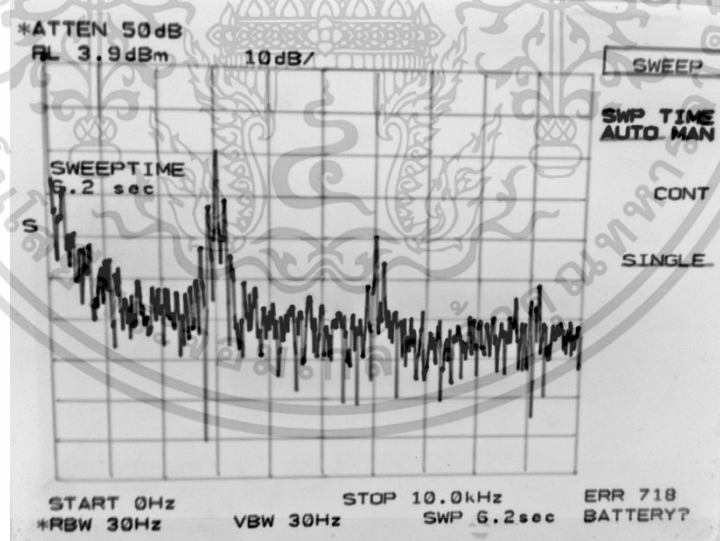
จากสเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ในรูปที่ 4.29 – 4.30 จะเห็นได้ว่า สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่จะมีความถี่คลื่นพาห้ฮาร์โมนิกมูลฐานอยู่ที่ 3 kHz แต่ในลำดับฮาร์โมนิกถัดไปจะเป็นจำนวนเท่า (n) ของความถี่มูลฐานคือ $n = 1, 3, 5, \dots$ เนื่องจากสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่วัดสเปกตรัมนี้อยู่ในรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งมีลำดับฮาร์โมนิกเป็น $n = 1, 3, 5, \dots$ เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อมาทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่มีสัญญาณคลื่นพาห้เป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์โดยเครื่อง Spectrum Analyzer ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 2.31 และ 2.32 โดยจะเห็นได้ว่าในลำดับฮาร์โมนิกถัดไปจะเป็นจำนวนเท่า (n) ของความถี่มูลฐานคือ $n=1,2,3,\dots$ ซึ่งเป็นไปตามลำดับฮาร์โมนิกของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่เป็นคลื่นพหุนั่นเอง



รูปที่ 4.31 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ 1 kHz

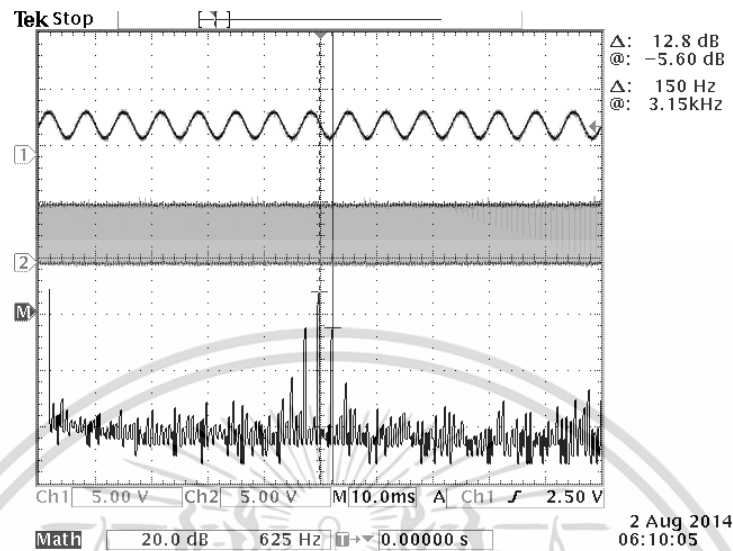


รูปที่ 4.32 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ 3 kHz

จากนั้นทำการทดลองเปลี่ยนชนิดรูปคลื่นของสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตไปกับสัญญาณมอดูเลตความถี่กว้างพัลส์ จากข่าวสารคลื่นรูปไซน์ เป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม เพื่อดู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พฤติกรรมของระบบเฟส ล็อกกลุ๊ปและสเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุต โดยผลการทดลองเมื่อข่าวสารเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ สามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมแสดงได้ดังรูปที่ 4.33-4.35

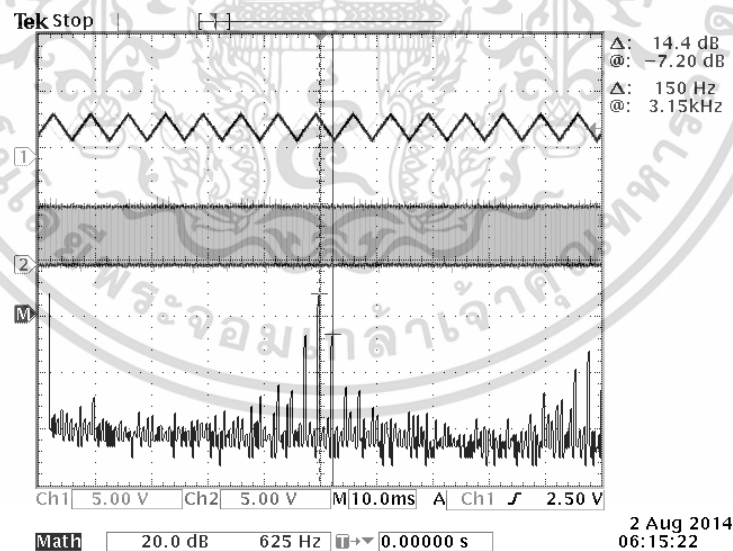


รูปที่ 4.33 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ความถี่ 150 Hz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุต 3 kHz

สัญญาณ m คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุต



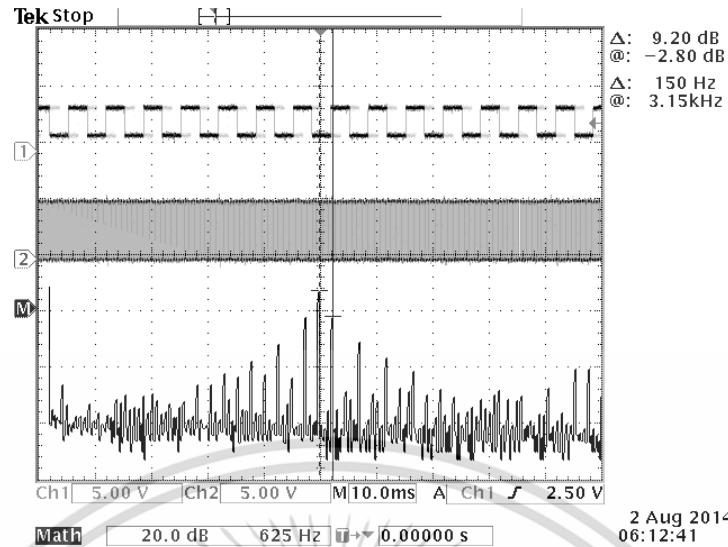
รูปที่ 4.34 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปสามเหลี่ยมความถี่ 150 Hz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุต 3 kHz

สัญญาณ m คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุต

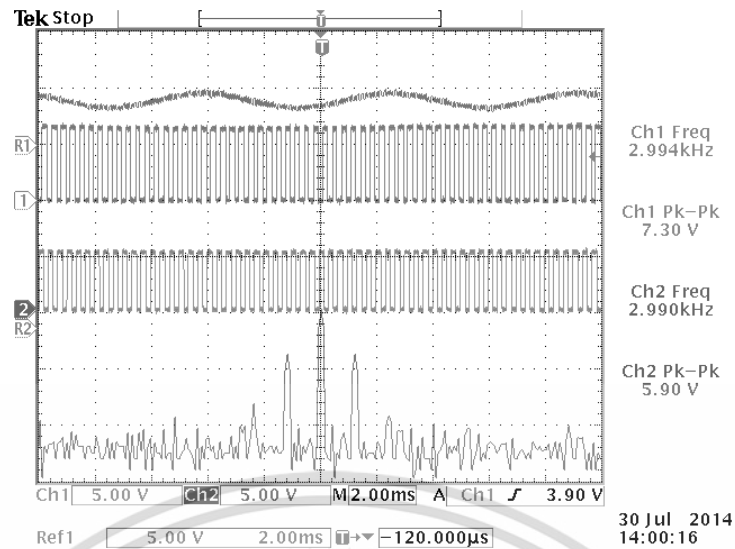
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.35 สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
 สัญญาณ 1 คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปสามเหลี่ยมความถี่ 150 Hz
 สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุท 3 kHz
 สัญญาณ m คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุท

4.5. ความสัมพันธ์ของดัชนีการมอดูเลต

จากนั้นทำการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์ที่เป็นสัญญาณอินพุทของระบบและสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ๊าท์พุท เมื่อสัญญาณอินพุทมีค่าดัชนีการมอดูเลตที่ต่างกัน โดยผลการทดลองแสดงได้ดังนี้



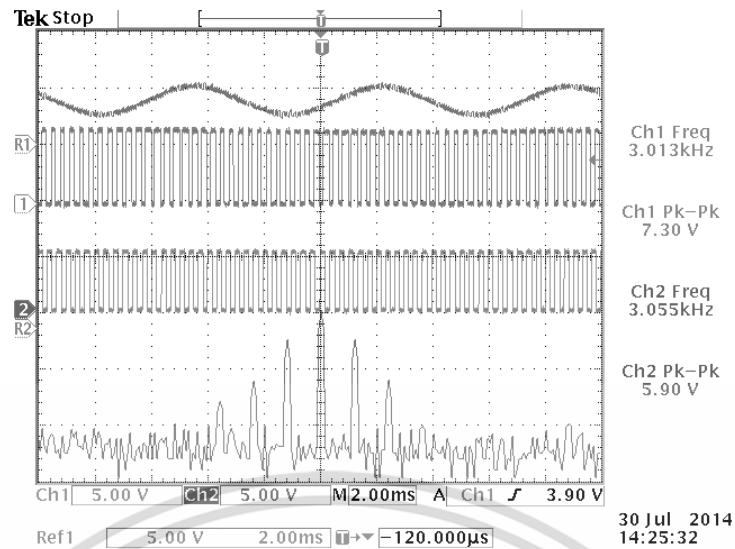
รูปที่ 4.36 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างกัน

สัญญาณ R1 คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ ความถี่ 150 Hz

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ข่าวสารเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ดัชนีการมอดูเลต 10 %

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอ๊าท์พุท : สัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ R2 คือ องค์ประกอบทางสัญญาณของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ มีความถี่ศูนย์กลางที่ 3.0 kHz และมี ความถี่แถบข้างส่วนบนที่ 3.15 kHz และ 3.30 kHz ความถี่แถบข้างส่วนล่างที่ 2.85 kHz และ 2.70 kHz



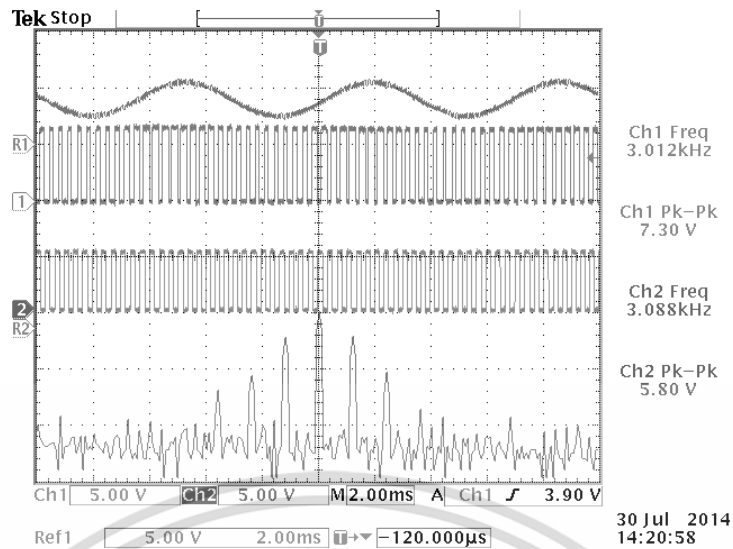
รูปที่ 4.37 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างกัน

สัญญาณ R1 คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ ความถี่ 150 Hz

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ข่าวสารเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ดัชนีการมอดูเลต 15 %

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอ๊าท์พุท : สัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ R2 คือ องค์ประกอบทางสัญญาณของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ มีความถี่ศูนย์กลางที่ 3.0 kHz และมี ความถี่แถบข้างส่วนบนที่ 3.15 kHz 3.30 kHz และ 3.45 kHz ความถี่แถบข้างส่วนล่างที่ 2.85 kHz , 2.70 kHz และ 2.65 kHz



รูปที่ 4.38 ผลการทดลองการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทาง

ความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างกัน

สัญญาณ R1 คือ สัญญาณข่าวสารคลื่นรูปไซน์ ความถี่ 150 Hz

สัญญาณ I คือ สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ข่าวสารเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ดัชนีการมอดูเลต 20 %

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเอ๊าท์พุท : สัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ R2 คือ องค์ประกอบทางสัญญาณของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ มีความถี่ ศูนย์กลางที่ 3.0 kHz และมี ความถี่แถบข้างส่วนบนที่ 3.15 kHz 3.30 kHz และ 3.45 kHz ความถี่แถบข้างส่วนล่างที่ 2.85 kHz , 2.70 kHz และ 2.65 kHz

โดยผลการทดลองหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ และสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้จากผลการทดลองและทฤษฎีตั้งที่คำนวณในบทที่ 3 แสดงได้ดัง ตารางที่ 4.6 และรูปที่ 4.39

ตารางที่ 4.6 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ข่าวสาร 150 Hz

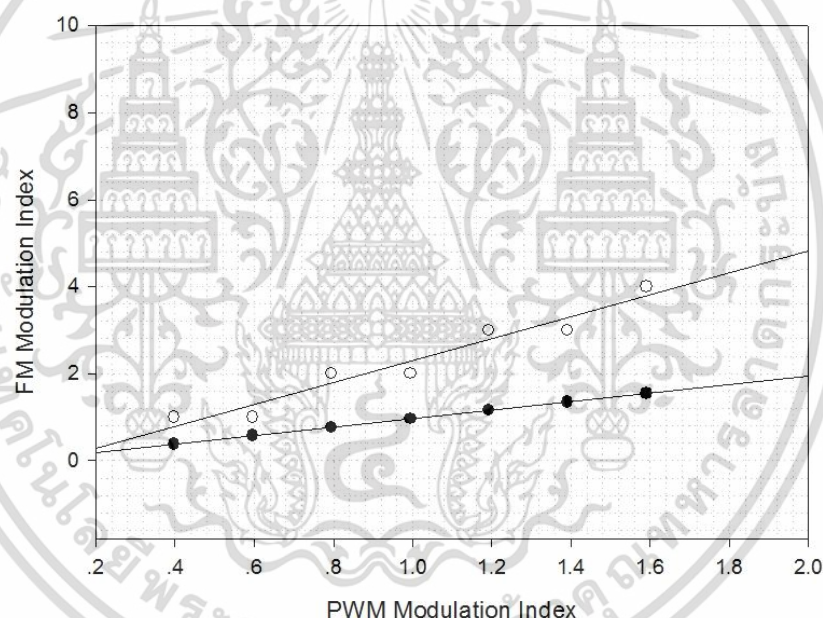
Modulation Index PWM (μ)	Modulation Index FM (β_1)	Modulation Index FM (β_2)	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด (%)
$\mu_{PWM} = k_p A_m$	$\beta_{FM} = \frac{\mu_{PWM}}{k_p \sqrt{1 + \frac{\omega_m^2}{K^2}}}$	$BW = 2\beta\omega_m$	$\% Error = \frac{((\beta_2 - \beta_1) \times 100)}{\beta_2}$
0.3975	0.386	1.0	61.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับนักศึกษาระดับปริญญาตรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์และสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ข่าวสาร 150 Hz (ต่อ)

Modulation Index PWM (μ)	Modulation Index FM (β)	Modulation Index FM (β)	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด (%)
0.5962	0.579	1.0	42.1
0.7950	0.772	2.0	61.4
0.9938	0.965	2.0	51.7
1.1925	1.158	3.0	61.4
1.3913	1.351	3.0	54.9
1.5900	1.544	4.0	61.4



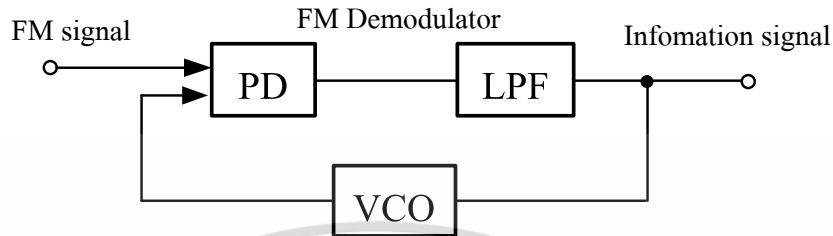
รูปที่ 4.39 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีมอดูเลต

จากรูปที่ 4.38 กราฟจุดทึบเป็นค่าความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตที่ได้จากการคำนวณ และกราฟจุดใสเป็นค่าความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตที่ได้จากการทดลอง

4.6. การทดลองตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้จากการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

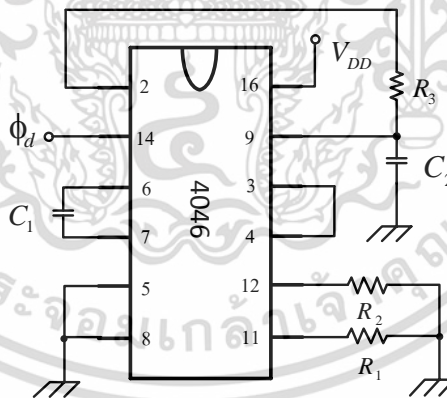
การตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เพื่อกู้ข่าวสารต้นฉบับกลับคืนมานั้นสามารถทำได้หลากหลายวิธีเช่น เรวีดิเทคเตอร์ (Ratio Detector), ควอดราเจอร์ตีเทคเตอร์ (Quadrature เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Detector) และเฟสล็อกกลุ๊ป โดยในการกู้ข่าวสารของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้มาจากการแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์ในนี้จะอาศัยวงจรเฟสล็อกกลุ๊ปเข้ามาช่วย ซึ่งการตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกกลุ๊ปนั้นจะมีบล็อกไดอะแกรมการทำงานดังรูปที่ 4.40



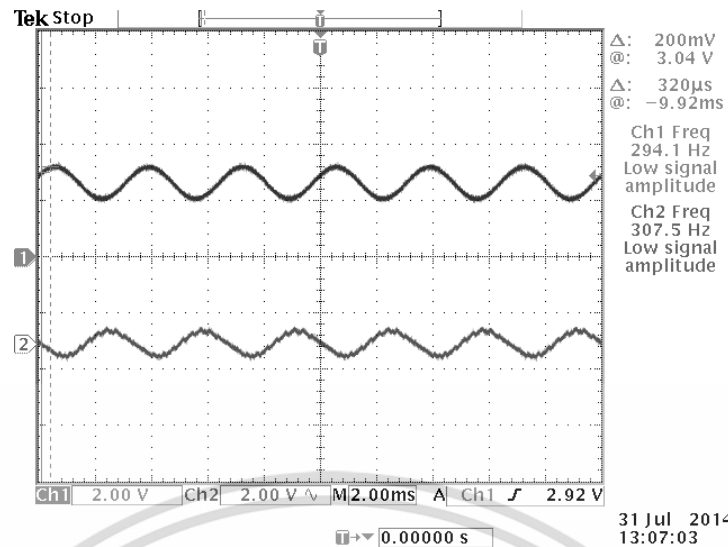
รูปที่ 4.40 บล็อกไดอะแกรมการตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์โดยอาศัยเฟสล็อกกลุ๊ป

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.40 สัญญาณมอดูเลตทางความถี่จะถูกป้อนเข้าเป็นอินพุตของวงจรตรวจจับความถี่ และที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็นสัญญาณข่าวสารกลับคืนมา โดยมีการออกแบบระบบเฟสล็อกกลุ๊ปดังรูปที่ 4.41 ซึ่งประกอบไปด้วย ไอซี 4046 ตัวต้านทาน $R_1 = 20K$, $R_2 = 5M$, $R_3 = 3K$, $C_1 = 0.047\mu F$, $C_2 = 1\mu F$ โดยการทดลองตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้จากการแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่พัลส์เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณข่าวสารต้นฉบับและสัญญาณข่าวสารข่าวสารที่ถูกกู้กลับมา ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังนี้

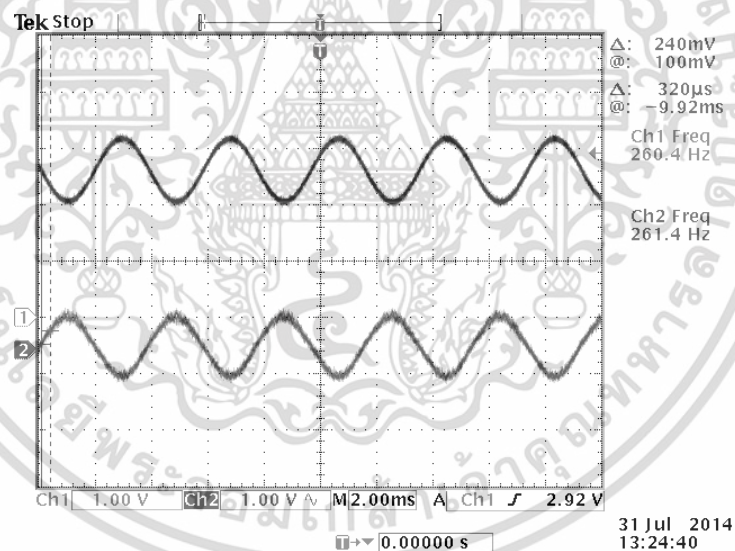


รูปที่ 4.41 วงจรตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกกลุ๊ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

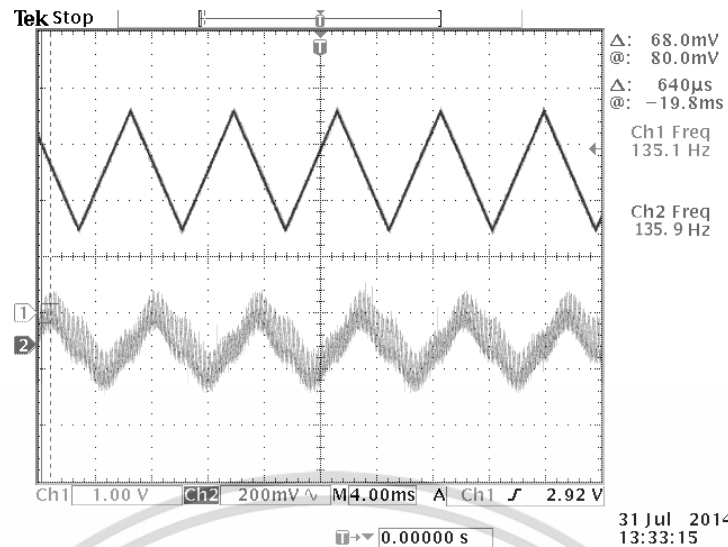


รูปที่ 4.42 สัญญาณจากวงจรติมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณข่าวสารอินพุตคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 300 Hz
สัญญาณ 2 คือ สัญญาณข่าวสารเอาต์พุตคลื่นรูปไซน์ที่ได้จากการติมอดูเลต
ที่ความถี่ 300 Hz



รูปที่ 4.43 สัญญาณจากวงจรติมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่
สัญญาณ 1 คือ สัญญาณข่าวสารอินพุตคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่ 260 Hz
สัญญาณ 2 คือ สัญญาณข่าวสารเอาต์พุตคลื่นรูปไซน์ที่ได้จากการติมอดูเลต
ที่ความถี่ 260 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

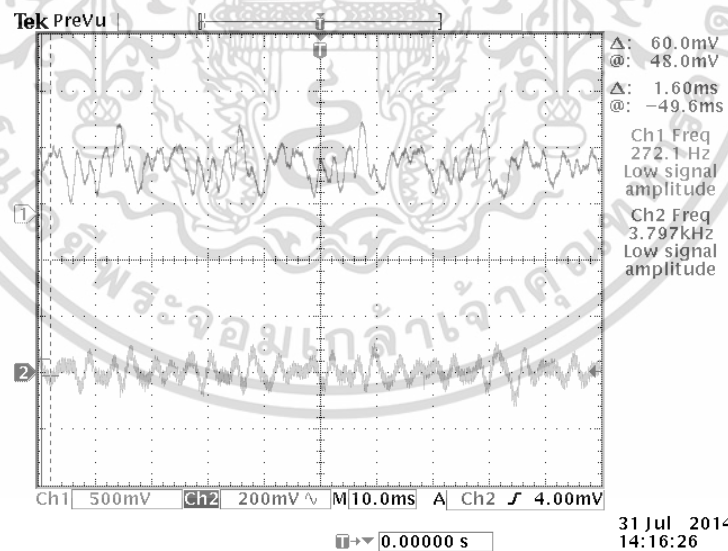


รูปที่ 4.44 สัญญาณจากวงจรติมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณข่าวสารอินพุตคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 300 Hz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณข่าวสารเอาต์พุตคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากการติมอดูเลตที่มีความถี่ 300 Hz

จากนั้นเปลี่ยนสัญญาณข่าวสารอินพุตเป็นสัญญาณเสียงซึ่งมีองค์ประกอบทางความถี่ที่หลากหลาย และทำการติมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้จากการแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่กว้างพัลส์ โดยผลการทดลองแสดงได้ดังนี้

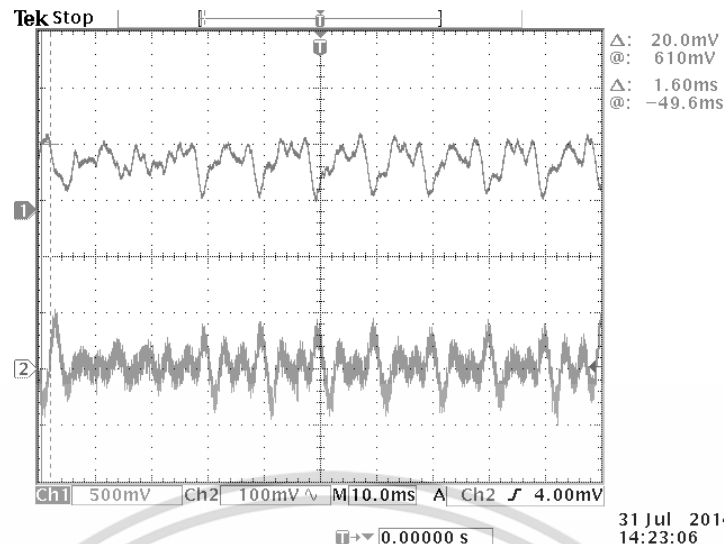


รูปที่ 4.45 สัญญาณจากวงจรติมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณเสียงอินพุต

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเสียงที่ได้จากการติมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



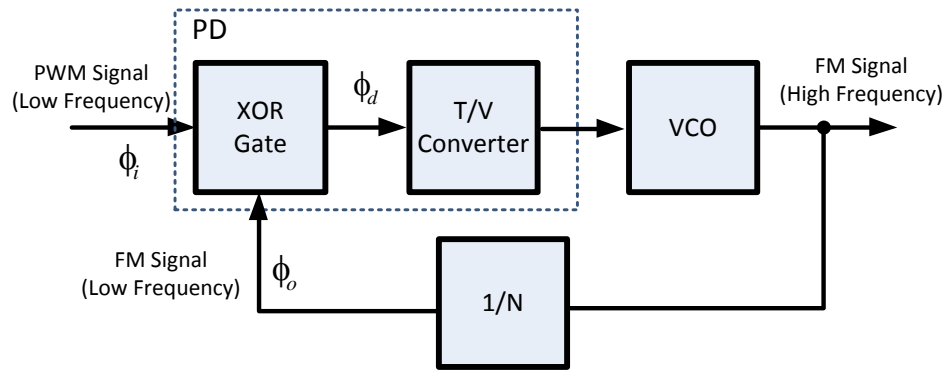
รูปที่ 4.46 สัญญาณจากวงจรติมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณเสียงอินพุต

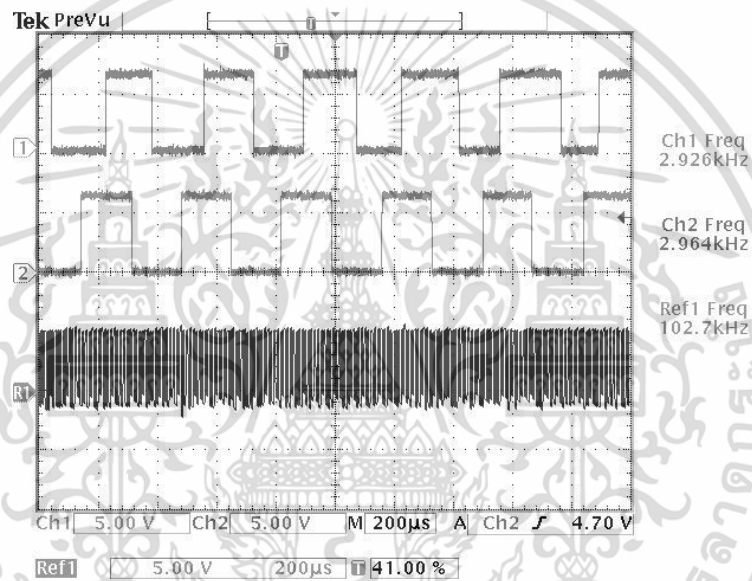
สัญญาณ 2 คือ สัญญาณเสียงที่ได้จากการติมอดูเลต

4.7. การทดลองแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่สูง

จากการทดลองในหัวข้อ 4.4-4.6 สามารถพิสูจน์ได้ว่าวงจรเฟสล็อกรูปแบบปราศจากตัวกรองที่นำเสนอสามารถแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ได้จริง โดยในหัวข้อนี้จะทำการเพิ่มความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาท์พุตที่ได้จากวงจร ให้ใกล้เคียงกับความถี่ของสัญญาณที่นำไปใช้ในระบบสื่อสาร (Telecommunication) ซึ่งสามารถทำได้โดยการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันในระบบเฟสล็อกจากรูปที่ 4.1 ให้สามารถสร้างสัญญาณที่มีความถี่สูงขึ้น และเพิ่มวงจรนับ(วงจรรหารความถี่)เข้าไประหว่างวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันและวงจรถรวจจับความต่างเฟสดังรูปที่ 4.47 ซึ่งจากการออกแบบวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันใหม่นั้น เมื่อทำการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่สูงจะทำให้ได้เอาท์พุตเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาท์พุตที่มีความถี่ที่สูงขึ้นจากความถี่สัญญาณอินพุต จากนั้นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่สูงนั้นจะผ่านเข้าสู่วงจรถับเพื่อทำให้สัญญาณป้อนกลับมีความถี่กลับมาอยู่ในย่านการทำงานเดิมที่ 1.6 kHz ถึง 4.4 kHz โดยวงจรถับ (วงจรรหารความถี่)ในที่นี้จะใช้เป็นไอซีเบอร์ MC14040 ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.48-4.50

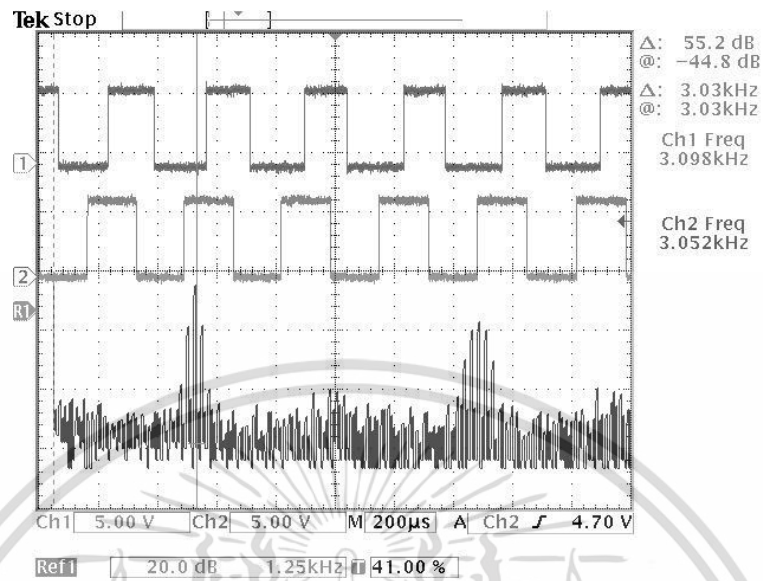


รูปที่ 4.47 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่ต่ำเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่สูง



รูปที่ 4.48 สัญญาณมอดูเลตความถี่ต่ำอินพุตและสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอ้าท์พุต
 สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความถี่ต่ำที่ความถี่ 3 kHz.
 สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 3 kHz.
 สัญญาณ R1 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 100 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

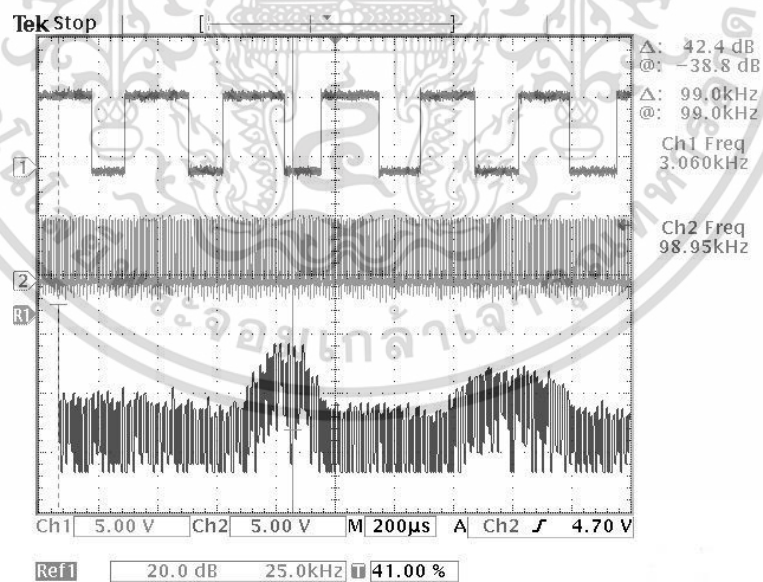


รูปที่ 4.49 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ความถี่ 3 kHz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 3 kHz

สัญญาณ R1 คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่



รูปที่ 4.50 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

สัญญาณ 1 คือ สัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ความถี่ 3 kHz

สัญญาณ 2 คือ สัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่ 100 kHz

สัญญาณ R1 คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.49 และ 4.50 นั้นจะพบว่าสเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่นั้นที่ฮาร์โมนิคแรก จะอยู่ที่ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ คือ 3 kHz และ 100 kHz ตามลำดับ โดยจากผลการ ทดลองแสดงให้เห็นว่าการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันให้สร้างสัญญาณที่ความถี่ สูงขึ้น และเพิ่มวงจรนับเข้าไประหว่างวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน และวงจรตรวจจับ ความต่างเฟส ทำให้ระบบเฟสล็อกรูปแบบปราศจากตัวกรองนี้สามารถแปลงสัญญาณมอดูเลตความ กว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ความถี่สูงขึ้นได้ โดยที่ย่านการทำงานของเฟสล็อกูปมี ค่าคงเดิม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยอาศัยเฟสล็อกรูปแบบปราศจากตัวกรอง ซึ่งเกิดจากการนำเอาวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า[8] มาประยุกต์ใช้งานร่วมกับลอจิกเกตชนิด Exclusive-OR เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรตรวจจับความต่างเฟส ซึ่งโดยปกติแล้วระบบเฟสล็อกจะประกอบไปด้วย วงจรตรวจจับความต่างเฟส วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน โดยในระบบเฟสล็อกที่นำเสนอจะใช้วงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้า ร่วมกับ Exclusive-OR Gate เป็นวงจรตรวจจับความต่างเฟส จะให้เอาท์พุตเป็นระดับแรงดันที่แปรผันตามสัญญาณความต่างเฟส ซึ่งสามารถนำไปเป็นอินพุตของวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันได้เลย โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเข้ามาช่วย ดังนั้นการแปลงสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ในที่นี้จึงเป็นการแปลงสัญญาณโดยอาศัยเฟสล็อกรูปแบบปราศจากตัวกรอง

โดยในส่วนของวงจรแปลงคาบเวลาเป็นศักดาไฟฟ้าที่นำมาประยุกต์ใช้งานนั้น มีองค์ประกอบที่สำคัญอยู่ 2 ส่วนคือ 1. ส่วนการสร้างสัญญาณพัลส์ ทำหน้าที่รับสัญญาณความต่างเฟสจาก Exclusive-OR Gate (ϕ_1) มาสร้างอีกสัญญาณหนึ่ง (ϕ_2) ที่มีการเลื่อนเฟสไป 180° จากสัญญาณความต่างเฟส และส่วนที่ 2. ส่วนการสร้างสัญญาณเอาท์พุต ซึ่งมีโครงสร้างเป็นแบบสวิตชิงคาปาซิเตอร์ โดยจะนำค่าเวลาพัลส์บวกของสัญญาณ ϕ_1 และ ϕ_2 จากส่วนแรกไปควบคุมช่วงการทำงานของสวิตซ์ ทำให้เอาท์พุตที่ได้จากวงจรมีเป็นระดับแรงดันที่แปรผันตามสัญญาณความต่างเฟส

ซึ่งในบทที่ 2 นั้นจะเป็นการทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการทำงานวิจัยโดยจะมีการวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกที่มีโครงสร้างเป็นแบบพื้นฐานคือประกอบไปด้วย วงจรตรวจจับความต่างเฟส วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน จากนั้นในบทที่ 3 จึงเป็นการวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกแบบปราศจากตัวกรองที่นำเสนอ ซึ่งได้อาศัยการแปลงฟูเรียร์ ลาปลาซและอินเวิร์สลาปลาซเข้ามาช่วย โดยทำการวิเคราะห์เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ระบบจะให้เอาท์พุตเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่มีเฟสเลื่อนออกไปจากสัญญาณอินพุต เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสล็อกที่ถือเป็นระบบเชิงเส้นชนิดหนึ่ง ที่จะไม่ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติด้านความถี่และรูปร่างของสัญญาณเอาท์พุต แต่เฟสจะมีการเลื่อนออกไปจากสัญญาณอินพุต

และเพื่อเป็นการพิสูจน์ผลที่ได้จากการวิเคราะห์จึงได้ทำการการออกแบบวงจรและทดลองในบทที่ 4 โดยเมื่อทำการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ให้แก่ระบบเฟสล็อกแบบปราศจากตัวกรองนั้น จะได้เอาท์พุตออกมาเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่มีการเลื่อนเฟสไปจากสัญญาณอินพุต ซึ่งตรงตามผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 และยังสามารถทำการตีความสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ได้ออกมาได้อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คูเลตทางความถี่ที่ได้จากการแปลง และนำเอาข่าวสารที่กู้กลับมาได้เปรียบเทียบกับสัญญาณข่าวสารต้นฉบับ เพื่อเป็นการยืนยันว่าเอาท์พุทที่ได้จากระบบนั้นเป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ ซึ่งจากเทคนิคการแปลงสัญญาณที่นำเสนอ นั้นยังสามารถทำการเพิ่มความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาท์พุทได้จากการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันใหม่ให้มีย่านความถี่ที่สูงขึ้น และเพิ่มวงจรนับเข้าไประหว่างวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันและวงจรตรวจจับความต่างเฟส เพื่อให้สัญญาณป้อนกลับของระบบมีความถี่กลับมาอยู่ในย่านการทำงานเดิมของเฟสล็อกลูป ซึ่งจากการออกแบบวงจรถ่ายสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันใหม่และเพิ่มวงจรนับเข้าไป จะทำให้ความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เอาท์พุทนั้นมีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่ใช้ในการแพร่สัญญาณคลื่นวิทยุ ดังวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ที่นำไปใช้ในการรับส่งข้อมูลที่มีการเปลี่ยนตัวกลางจากเส้นใยแก้วนำแสงเป็นอากาศ

เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านเทคโนโลยีของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์บางตัวเช่น สวิตช์ที่มีค่าความต้านทานแฝงภายใน โดยจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของระบบการแปลงสัญญาณ ซึ่งหากมีการออกแบบวงจรของระบบการแปลงสัญญาณให้เป็นแบบ Integrated Circuit โดยใช้เทคโนโลยีที่สูงขึ้นจะทำให้สามารถขยายขีดความสามารถของอุปกรณ์ซึ่งส่งผลให้การแปลงสัญญาณมอดูเลตความถี่กว้างพัลส์ให้เป็นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Weinberger, H. L. "FM-to-AM Converter for Satellite Direct Broadcast TV." **IEEE Transactions on Consumer Electronics**. vol. CE-21, November 1975. pp. 404-409.
- [2] Yao, S. "FM-to-AM Converter for Satellite Direct Broadcast TV." **IEEE Photonics Technology Letter**. vol. 10, February 1998. pp. 264-266.
- [3] Lamborn, M. and Thomas, M. "Using Fiber Optic-to-Radio Frequency (RF) Conversion for Communication-based Train Control." **Joint Rail Conference**. March 2005. pp. 181-186.
- [4] Danial, J. "Introduction to Public RF Signal Distribution Using Fiber Optics." [Online]. Available : <http://www.rfsolutions.com/fiber.pdf>. February 2009.
- [5] Suh, S. Y. "Pulse Width Modulation for Analog Fiber-Optic Communication." **Journal of lightwave Technology**. vol. LT-5, no.1, January 1984. pp. 102-112.
- [6] Wisartphong, P. Puchalard, R. Koseeyaporn, J. and Wardkein, P. "FM to PWM signal Converter." **Electrical Engineering Conference**. October 2009. pp. 729-733.
- [7] Srisook, N. Supramitr, S. Maneechukate, T. and Wardkein, P. "First Order Phase Locked Loop based on T/V Converter instead of Low Pass Filter Circuit." **Electrical Engineering Conference**. November 2011. pp. 925-928.
- [8] Kiranon, W. Loescharataramdee, C. and Wardkein, P. "Period to Voltage Converter." **Electrical Engineering Conference**. November 1989. pp. 604-611.
- [9] ปราโมทย์ วาดเขียน. **สัญญาณและระบบต่อเนื่องขั้นสูงทางอิเล็กทรอนิกส์**. กรุงเทพฯ :สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2553.
- [10] วิวัฒน์ กิรานนท์. **วิศวกรรมสื่อสาร**. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2540.
- [11] Stremmler, G. F. **Introduction of Communication System**. 3rd Edition. Medison : Addison-Wesley. 1990.
- [12] Best, E. R. **Phase Locked Loop Designed, Simulation and Application**. 6th Edition. Chicago : McGrawHill Professional. 2007
- [13] Wolaver, D. V. **Phase Locked Loop Circuit Designe**. Tektronic, Inc : Prentice Hall. 1991
- [14] Katz, S. and Flynn, J. "Frequency and Phase Modulation." [Online]. Available:http://www.csun.edu/~skatz/katzpage/sdr_project/sdr/FM_and_PM.pdf.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล สีนีนาท สดมหาชลาสินธุ์
วัน เดือน ปีเกิด 13 ธันวาคม 2532
ที่อยู่ปัจจุบัน 598/13 ข.คลองจั่น ข.บางกะปิ กรุงเทพฯ 10240
ประวัติการศึกษา 2554 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความสนใจเฉพาะด้าน ระบบสื่อสารโทรคมนาคม
 เฟสบุ๊กกลุ่ม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้