

การมอดูเลตเฟสที่ความถี่ต่ำโดยปราศจากตัวกรองความถี่
LOW FREQUENCY PHASE MODULATOR WITHOUT FILTER

จันทร์เพ็ญ จันทร์คุณภาส
CHANPEN CHANKHUNAPAS

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-324-102-7

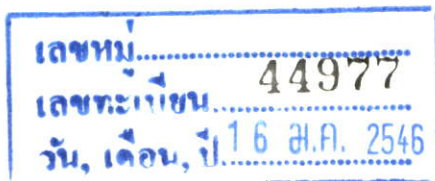
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การมอดูเลตเฟสที่ความถี่ต่ำโดยปราศจากตัวกรองความถี่

LOW FREQUENCY PHASE MODULATOR WITHOUT FILTER

จันทร์เพ็ญ จันทร์คุณภาส

CHANPEN CHANKHUNAPAS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974 - 324 - 102 - 7

LOW FREQUENCY PHASE MODULATOR WITHOUT FILTER

CHANPEN CHANKHUNAPAS

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

2002

ISBN 974 - 324 - 102 - 7

COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การมอดูเลตเฟสที่ความถี่ต่ำโดยปราศจากตัวกรองความถี่
นักศึกษา	นางจันทร์เพ็ญ จันทร์คุณากาส
รหัสประจำตัว	41061127
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการมอดูเลตเฟสที่ความถี่ต่ำโดยปราศจากตัวกรองความถี่ ซึ่งนอกจากให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็วกว่าวงจรที่มีตัวกรองความถี่ในอดีตแล้วยังลดปัญหาารูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ผิดเพี้ยนไปหลังจากผ่านตัวกรองความถี่ การมอดูเลตเฟสแบบนี้เป็นการมอดูเลตเฟสที่สามารถปรับเปลี่ยนค่าเฟสเบี่ยงเบนได้สูงสุดถึง $\pm 80^\circ$ โดยที่พัลส์ที่ได้ยังคงความเป็นเชิงเส้น การมอดูเลตเฟสแบบนี้จะมีส่วนที่กำจัดปัญหาการแปรเปลี่ยนขนาดของสัญญาณพัลส์ไปตามขนาดสัญญาณข่าวสาร นั่นคือทำให้ขนาดของสัญญาณพัลส์มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งเป็นส่วนที่ทำให้การมอดูเลตเฟสแบบนี้ไม่มีความจำเป็นต้องใช้ตัวกรองความถี่ นอกจากนี้ค่าความผิดพลาดสูงสุดของพัลส์พัลส์ รวมทั้งค่า Mean Square ของการผิดพลาดที่ได้จากการมอดูเลตเฟสใหม่นี้ จะมีค่าน้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิมเมื่อเทียบกับเฟสในอุดมคติ

Thesis Title	Low Frequency Phase Modulator Without Filter
Student	Mrs.Chanpen Chankhunapas
Student ID.	41061127
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Paramote Wardkein

Abstract

This thesis proposes the low frequency phase modulator without a filter. The results show that the response time of the proposed modulator is faster than the previous circuits with filter. It also reduces the distortion of output signal shape which is caused by the filter. The maximum phase deviation of this new phase modulator can be extended up to $\pm 80^\circ$ and output phase has linearity. This modulation has a part which eliminates the variation of output signal amplitude by input signal that is make output signal amplitude equal to 1. So this new phase modulator does not require the filter. Moreover, the maximum phase error and mean square values of the phase distortion of the proposed modulator are less than the other types phase modulator when compared with an ideal phase.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดีด้วยคำแนะนำ การแก้ไข และปรับปรุง ของ ร.ร.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ เอาใจใส่จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ ผศ.ดร.จริยา วงศ์เศรษฐกรรม และผศ.ดร.วิภา แสงพิสิทธ์ ที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำ และแก้ไข วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น รวมทั้งขอขอบคุณ นักศึกษารุ่นพี่ รุ่นน้อง และเพื่อนๆทุกคน ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเรียนในทุกๆด้านเป็นอย่างดี

ขอบคุณ ภาควิชาโทรคมนาคม ที่เอื้อเฟื้อ และอนุเคราะห์ เครื่องมือ และอุปกรณ์ในการทดลอง ท้ายที่สุดขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่ ญาติพี่น้อง และเพื่อนๆทุกคน ที่สนใจคอยไต่ถามถึงความคืบหน้า ซึ่งก่อให้เกิดกำลังใจต่อผู้เขียนเป็นอย่างมาก

คุณค่า และประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอบอกแก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

จันทร์เพ็ญ จันทร์คุณภาส

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	2
1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 การมอดูเลตเชิงมุม	6
2.1 กล่าวนำ	6
2.2 ความหมายของการมอดูเลต	7
2.3 การมอดูเลตเชิงมุม	8
2.4 การมอดูเลตเฟส	12
2.4.1 สัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ	13
2.4.1.1 วิธีการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ	16
2.4.2 พีเอ็มแบนด์กว้าง	17
2.4.2.1 การสร้างสัญญาณสัญญาณพีเอ็มแบนด์กว้างทางอ้อม	20
2.4.2.2 การสร้างสัญญาณสัญญาณพีเอ็มแบนด์กว้างทางตรง	22
2.5 การคีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม	24
2.5.1 การคีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยตรง	24

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.2 การคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยอ้อม	25
2.5.2.1 การคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธีเฟสล็อกกลุ๊ป	25
2.5.2.2 การคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธี การตัดข้ามของสัญญาณ ผ่านค่าศูนย์	27
2.6 สรุป	28
บทที่ 3	30
3.1 กล่าวนำ	30
3.2 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่	30
3.3 ประเภทของตัวกรองความถี่	31
3.3.1 วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter)	33
3.3.2 วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน (high-pass filter)	33
3.3.3 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter)	34
3.3.4 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด (band-stop filter)	34
3.4 เน็ทเวิร์กฟังก์ชัน	35
3.5 คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่	39
3.5.1 วงจรกรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (butterworth filter)	39
3.5.2 วงจรกรองความถี่ชนิดเชบีเชฟ (chebyshev filter)	41
3.5.3 วงจรกรองความถี่ชนิดอีลิปติก (elliptic filter)	42
3.5.4 วงจรกรองความถี่ชนิดเบสเซล (Bessel filter)	44
3.6 สรุป	45
บทที่ 4 การมอดูเลตเฟสที่มีตัวกรองความถี่	46
4.1 กล่าวนำ	46
4.2 หลักการทำงาน และการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์	46

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 หลักการทำงานของ limiter bandpass filter	48
4.4 การกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	50
4.5 ลักษณะของเฟสลัทช์	51
4.6 สัญญาณลัทช์จากการมอดูเลตเฟสที่มีตัวกรองความถี่	52
4.7 สรุป	59
บทที่ 5 การมอดูเลตเฟสที่ความถี่ต่ำโดยปราศจากตัวกรองความถี่	60
5.1 กล่าวนำ	60
5.2 หลักการขยายช่วงการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	60
5.3 การหาค่า K	62
5.4 เปรียบเทียบเฟสลัทช์จากการมอดูเลต กับเฟสลัทช์ในอุดมคติ	73
5.4.1 การหาค่า E_1	75
5.4.2 การหาค่า E_2	81
5.5 การกำจัดวงจรถองความถี่	84
5.6 บทสรุป	89
บทที่ 6 การทดลอง และผล	91
6.1 กล่าวนำ	91
6.2 การเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม simulink	91
6.3 การทดลองเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอก (interface)	103
6.4 การต่อวงจรจริง	112
6.5 บทสรุป	120
บทที่ 7 สรุปผล และเสนอแนะ	121

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง	124
ภาคผนวก ก	126
แผนผังการทดลองเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอก	127
ภาคผนวก ข	128
ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการควบคุมการทดลองเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ ภายนอก	129
โปรแกรมปาสคาลที่ใช้ในการควบคุมการทดลองเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ ภายนอก	131
ภาคผนวก ค	133
วงจรถูกสัญญาณ	134
วงจรรหัสสัญญาณ	134
วงจรถอดรอกที่สอง	135
วงจรถ่วงเฟส	135
วงจรรวมสัญญาณ	136
ภาคผนวก ง	137
บทความวิชาการที่เกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์	138
ประวัติผู้เขียน	145

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ตารางแสดงค่า K_1 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	51
5.1 แสดงค่า Q_1 และ Q_2 ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ.....	71
5.2 แสดงการหาค่า E_1 และ ร้อยละ ความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด (15°)ของการมอดูเลตเฟสแบบเดิม	77
5.3 ค่า E_1 และร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตแบบเดิมที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	78
5.4 แสดงการหาค่า E_1 และร้อยละ ความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด (15°)ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่	80
5.5 ค่า E_1 และร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตแบบใหม่ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	81
5.6 ค่า E_2 การมอดูเลตเฟสแบบเดิม และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ และร้อยละความแตกต่างระหว่าง E_2 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด	83
5.7 แสดงการเปรียบเทียบ E_1 และ E_2 ระหว่างการมอดูเลตเฟสแบบเดิมกับการมอดูเลตเฟสแบบใหม่	84
6.1 แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลองเลียนแบบวงจร ที่สัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ 1 และ -1	96
6.2 แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลองเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก ที่สัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ 1 และ -1	111
6.3 แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลองต่อวงจรจริง ที่สัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ 1 และ -1	116

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงการสื่อสารประเภทต่างๆ	6
2.2 ขั้นตอนระบบสื่อสาร	7
2.3 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ ดีเอสบี เอสซี	8
2.4 การมอดูเลตสัญญาณ	11
2.5 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็ม ทางอ้อม	11
2.6 แพลนผั่งของเฟเซอร์ ของ $\phi_{NBPM}(t)$ และ $\phi_{AM}(t)$	16
2.7 แพลนผั่งระบบการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ	16
2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β	18
2.9 Bessel Function	19
2.10 วงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์กว้าง	20
2.11 แพลนผั่งของวงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์กว้าง	21
2.12 เครื่องต้นสะเทือนวงจร LC	22
2.13 ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรง	23
2.14 ขบวนการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยใช้วงจรทำอนุพันธ์	25
2.15 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม แบบใช้เฟสล็อกกลูป	26
2.16 แพลนผั่งการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธีการตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์	28
2.17 รูปร่างสัญญาณในขบวนการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธีตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ ..	29
3.1 ระบบของวงจรกรองความถี่	31
3.2 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในแบบอุดมคติ	33
3.3 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในแบบอุดมคติ	33
3.4 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคติ	34
3.5 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคติ	34
3.6 เวกเตอร์ของซีโร และโพลใน S-Plane	37
3.7 แสดงคุณสมบัติในอุดมคติของผลตอบสนองเน็ทเวิร์กฟังก์ชันต่อความถี่	39
3.8 แสดงค่า $ H(j\omega) $ ที่ค่า n ต่างๆ ของวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ท	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 แสดงค่าแอมพลิจูดของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันสำหรับวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ท	41
3.10 แสดงค่าแอมพลิจูดของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองชนิดเชบีเชฟ	42
3.11 แสดงจำนวนของลูกคลื่น เมื่อ n มีค่าต่างๆของวงจรกรองชนิดเชบีเชฟ	42
3.12 แสดงค่าแอมพลิจูดของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองชนิดอีลิปติก	43
3.13 แสดงการเปรียบเทียบการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดต่างๆ	44
4.1 วงจรการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบที่มีตัวกรองความถี่	46
4.2 แสดงส่วนประกอบ คุณสมบัติของ Hard limiter และสัญญาณหลังจากผ่าน Hard limiter	48
4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณข่าวสาร กับเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตแบบเดิม ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	52
4.4 แสดงแผนผังการเขียนแบบวงจรการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ โดยใช้โปรแกรม simulink	53
4.5 แสดงผลการทดลองการเขียนแบบวงจร โดยใช้โปรแกรม simulink ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	53
5.1 ความสัมพันธ์ของ K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสอง ที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15°	64
5.2 ความสัมพันธ์ของ K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสอง ที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	66
5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข่าวสาร กับเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	84
5.4 แสดงการมอดูเลตเฟสแบบใหม่	85
5.5 แผนผังการมอดูเลตเฟสที่ปราศจากตัวกรองความถี่	87
6.1 แสดงแผนผังการเขียนแบบวงจรการมอดูเลตเฟสแบบใหม่โดยใช้โปรแกรม simulink	92
6.2 แสดงผลการทดลองการเขียนแบบวงจร โดยใช้โปรแกรม simulink เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นรูปสี่เหลี่ยม และฟันเลื่อย ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร	92

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3 แสดงผลการทดลองการเลี่ยนแบบวงจร โดยใช้โปรแกรม simulink เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นรูปไซน์ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร	96
6.4 โปรแกรมการมอดูเลตเฟส และการดีมอดูเลตเฟส	99
6.5 แสดงการมอดูเลตเฟสตามหลักการใหม่ และดีมอดูเลตเฟส ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ.....	99
6.6 แสดงผลการเปรียบเทียบสัญญาณพัลซ์จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิม กับแบบใหม่ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	102
6.7 แสดงผลการทดลองการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม คลื่นพาห้มีความถี่เป็น 10 เท่าของสัญญาณข่าวสารที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ	104
6.8 แสดงผลการทดลองการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม คลื่นพาห้มีความถี่เป็น 10 เท่าของสัญญาณข่าวสารที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ.....	106
6.9 แสดงผลการทดลองการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ คลื่นพาห้มีความถี่เป็น 10 เท่าของสัญญาณข่าวสารที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ.....	108
6.10 แสดงการเบี่ยงเบนของเฟสพัลซ์ที่ได้เมื่อเทียบกับเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ที่ค่าเฟสเบี่ยงสูงสุดต่างๆของการทดลองเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์.....	110
6.11 แสดงผลการทดลองเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร.....	113
6.12 แสดงผลการทดลองเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร.....	114
6.13 แสดงผลการทดลองเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร.....	115
6.14 ขั้นตอนการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม โดยการแปลงเป็นสัญญาณเอฟเอ็ม	117

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.15 แสดงผลการคิมอคูเลตเฟสเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปต่างๆ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60° และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร	118

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากการมอดูเลชันมีความสำคัญ และจำเป็นต่อระบบการสื่อสารเป็นอย่างมาก และการมอดูเลตเฟสก็เป็นกรมอดูเลตแบบหนึ่งที่ใช้ในระบบสื่อสาร และจากที่ได้ทำการศึกษาการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคป พบว่ามีส่วนของตัวกรองความถี่ไว้เพื่อขจัดปัญหาการเปลี่ยนแปลงขนาด (amplitude) ของสัญญาณลัพท์ไปตามขนาดสัญญาณข่าวสาร [1-2] รวมอยู่ในโครงสร้างของการมอดูเลตอยู่ด้วย จึงทำให้เกิดปัญหาในการที่จะเลือกใช้ตัวกรองความถี่ชนิดที่เหมาะสม เพื่อทำให้เกิดผลตอบสนองของการมอดูเลตที่รวดเร็วที่สุด และสัญญาณลัพท์หลังจากที่ผ่านตัวกรองความถี่มีรูปร่างผิดเพี้ยนน้อยที่สุด นอกจากนี้ยังพบว่าเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น หรือมีค่าไม่ใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติ [2-4] เมื่อกำหนดให้ค่าสูงสุดของเฟสลัพท์ที่เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้มากกว่า $\pm 45^\circ$ (ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกว่าค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด) จึงทำให้ช่วงของการปรับเปลี่ยนค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ต้องการอยู่ในช่วงที่แคบๆ เป็นผลให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสลัพท์ ณ เวลาที่ระดับของสัญญาณข่าวสารมีการเปลี่ยนแปลงไม่ค่อยชัดเจน

ดังนั้นปัญหานี้จึงน่าสนใจว่า ถ้าหากว่าเราสามารถกำจัดส่วนที่เป็นตัวกรองความถี่ออกจากโครงสร้างของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคปที่ได้ศึกษาข้างต้น และในขณะเดียวกันก็ทำให้เฟสลัพท์ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมากกว่า $\pm 45^\circ$ มีความเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติมากที่สุด นั่นหมายถึงว่านอกจากเราจะสามารถเพิ่มช่วงการของการปรับเปลี่ยนค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ต้องการของสัญญาณลัพท์ให้มากขึ้นได้แล้วนั้น ก็จะทำให้ได้การมอดูเลตเฟสที่ปราศจากตัวกรองความถี่ ที่มีการตอบสนองที่รวดเร็ว รูปร่างของสัญญาณลัพท์ชัดเจน และที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่ามากๆ เฟสลัพท์ที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติเพิ่มมากขึ้นจากเดิมวิธีหนึ่ง

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เพื่อนำเสนอการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่สามารถแก้ปัญหการแปรเปลี่ยนขนาดของสัญญาณลัพท์ไปตามขนาดสัญญาณข่าวสาร โดยไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่ใดๆ และทำให้สามารถแก้ปัญหารูปร่างของสัญญาณลัพท์ที่ผิดเพี้ยนไป อันเนื่องมาจากต้องผ่านตัวกรองความถี่ของการมอดูเลตเฟสแบบเดิม และหลักการที่นำเสนอใหม่นี้ยังสามารถเพิ่มช่วงการของการปรับเปลี่ยนของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดให้มากขึ้นด้วย โดยที่เฟสลัพท์ที่ได้ยังคงความเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติ

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากที่ได้ศึกษาการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ พบว่าขนาดของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตนี้จะแปรเปลี่ยนไปตามขนาดสัญญาณข่าวสาร [1-2] จึงทำให้จำเป็นต้องมีส่วนของตัวกรองความถี่ที่ทำหน้าที่กำจัดปัญหานี้ จึงเป็นที่น่าสนใจว่าถ้าหากเราสามารถนำส่วนกลับของขนาดสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตคูณกลับเข้าไปในสัญญาณพัลส์อีกครั้งก็จะแก้ปัญหการแปรเปลี่ยนขนาดของสัญญาณพัลส์ไปตามขนาดสัญญาณข่าวสาร โดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวกรองความถี่ใดๆเลย นอกจากนี้จากการศึกษาพบว่าสมการของเฟสพัลส์ของการมอดูเลตแบบเดิมจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับของ tangent ของสัญญาณข่าวสารคูณกับค่าคงที่ จึงทำให้เฟสพัลส์ที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่ามากๆจะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น หรือมีค่าไม่ใกล้เคียงกับค่าเฟสพัลส์ในอุดมคติ [2-4] ดังนั้นถ้าหากเราสามารถทำให้สมการของเฟสพัลส์ที่ได้อยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับของ tangent ของสัญญาณข่าวสารที่ยกกำลังมากขึ้น ก็น่าจะทำให้เฟสพัลส์ที่ได้ใหม่นี้มีความเป็นเชิงเส้นในกรณีที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าสูงๆได้

1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวิธีการแก้ปัญห การเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณพัลส์ไปตามขนาดสัญญาณข่าวสารของการมอดูเลตเฟสแบบชนิดแบนด์แคบ ซึ่งเป็นผลให้จำเป็นต้องมีส่วนของตัวกรองความถี่ที่นำมาซึ่งปัญหาดังที่กล่าวไว้ใน 1.1 โดยจะใช้หลักการทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร หรือทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงที่เท่ากับ 1 โดยนำส่วนกลับของแอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสชนิดดั้งเดิม คูณกลับเข้าไปในสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตอีกครั้ง ซึ่งหลักการนี้ทำให้ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่ใดๆเลย นอกจากนี้จากการศึกษาพบว่าถ้าต้องการให้เฟสพัลส์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าเฟสพัลส์ในอุดมคติ ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตต้องมีค่าไม่เกิน $\pm 45^\circ$ ดังนั้นถ้าต้องการทำให้เฟสพัลส์ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดสูงกว่า $\pm 45^\circ$ มีความเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าใกล้เคียงกับเฟสพัลส์ในอุดมคติมากที่สุด ต้องอาศัยหลักการที่ว่าสมการเฟสพัลส์ของการมอดูเลตแบบเดิมจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับของ tangent ของสัญญาณข่าวสารคูณกับค่าคงที่ ดังนั้นถ้าหากเราสามารถทำให้สมการของเฟสพัลส์ที่ได้อยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับของ tangent ของสัญญาณข่าวสารที่ยกกำลังมากขึ้น ก็จะทำให้เฟสพัลส์ที่ได้ใหม่นี้มีความเป็นเชิงเส้นในกรณีที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าสูงๆได้ การทำให้สมการของเฟสพัลส์อยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับของ tangent ของสัญญาณข่าวสารที่ยกกำลังมากขึ้น จะอาศัยหลักการประมาณค่าฟังก์ชันด้วยอนุกรมเทย์เลอร์

1.5 ขอบเขตการวิจัย

จากการหลักการการมอดูเลตเฟสโดยปราศจากตัวกรองความถี่ พบว่าหลักการนี้ใช้ได้กับการมอดูเลตทั้งที่ความถี่สูง และความถี่ต่ำ แต่เมื่อทำการทดลองโดยวิธีเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอก (interface) กับคอมพิวเตอร์โดยใช้ DAC 0800 จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการทดลองมีความถี่ค่อนข้างต่ำคือมีความถี่เพียง 100Hz. เท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ทดลองและความเร็วของหน่วยประมวลผลกลางของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ทดลองเชื่อมต่อ จึงใช้ชื่อวิทยานิพนธ์นี้ว่า “การมอดูเลตเฟสที่ความถี่ต่ำโดยปราศจากตัวกรองความถี่”

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

เริ่มจากที่ได้ศึกษาการมอดูเลตเฟสแบนด์แคบ พบว่าการมอดูเลตเฟสชนิดนี้มีลักษณะที่น่าทำการปรับปรุงอยู่ 2 กรณี คือ การมอดูเลตเฟสแบนด์แคบแบบเดิมนั้น ถ้าต้องการให้เฟสพัลส์มีความเป็นเชิงเส้นจะต้องกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตได้ไม่เกิน $\pm 45^\circ$ และสัญญาณพัลส์ที่ได้จะให้ผลตอบสนองที่ล่าช้า และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ได้มีความผิดเพี้ยน อันเนื่องมาจากอิทธิพลของวงจรกรองความถี่ ดังนั้นจึงมีความคิดที่จะนำเสนอการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่พัฒนาขึ้นมาจากการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม โดยที่การมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ในช่วงที่มากกว่า $\pm 45^\circ$ โดยที่เฟสพัลส์ที่ได้ยังคงความเป็นเชิงเส้น และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีผลการตอบสนองที่รวดเร็ว และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ได้มีความชัดเจนขึ้น โดยการกำจัดวงจรกรองความถี่ออกจากขบวนการมอดูเลต

อันดับแรกทำการขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดให้มีค่าเพิ่มมากขึ้นโดยเฟสพัลส์ที่ได้ยังคงความเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าใกล้เคียงกับเฟสพัลส์ในอุดมคติมากที่สุดนั่นเอง วิธีการก็คือ พิจารณาสมการของเฟสพัลส์ของการมอดูเลตเฟสพบว่าอยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับของ tangent ของตัวแปร x และถ้าต้องการให้เฟสพัลส์ที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นหรือแปรผันโดยตรงกับสัญญาณข่าวสาร ดังนั้นตัวแปร x ต้องอยู่ในรูปของฟังก์ชัน tangent ของผลคูณระหว่างสัญญาณข่าวสารกับค่าคงที่ K และจากการกระจายฟังก์ชัน tangent ของตัวแปร x ใดๆ โดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ ถ้าต้องการประมาณค่า tangent ของตัวแปร x ใดๆที่มีค่ามากๆ แต่ต้องการความถูกต้องแม่นยำสูง เราต้องประมาณค่าด้วยอนุกรมลำดับที่สูงขึ้น คืออยู่ในรูปของตัวแปร x ที่ยกกำลังมากขึ้น และเมื่อแทนค่า x ด้วยสัญญาณข่าวสารคูณกับค่าคงที่ K แล้ว ฟังก์ชัน tangent ของผลคูณระหว่างสัญญาณข่าวสารกับค่าคงที่ K ก็จะอยู่ในรูปของสัญญาณข่าวสารคูณกับค่าคงที่ K ที่ยกกำลังสูงขึ้น และเมื่อแทนฟังก์ชัน tangent ด้วยค่าสัญญาณข่าวสารคูณกับค่าคงที่ K ที่ยกกำลังสูงขึ้นดังกล่าว ลงไปในสมการของเฟสพัลส์เพื่อทำให้ได้เฟสพัลส์ที่เป็นเชิงเส้น เมื่อกำหนดค่าเฟส

เบี่ยงเบนสูงสุดที่มีค่ามากที่สุด สมการเฟสลับแบบใหม่นี้จึงอยู่ในรูปที่เป็นฟังก์ชันของส่วนกลับของ tangent ของสัญญาณข่าวสารที่มีการยกกำลังมากขึ้น หรือถ้าจะมองอีกแง่หนึ่ง สมการของเฟสลับแบบใหม่นี้จะอยู่ในรูปของฟังก์ชันของส่วนกลับของ tangent ของสัญญาณข่าวสารคูณกับค่า K_2 ซึ่งค่า K_2 นี้เป็นค่าที่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณข่าวสารยกกำลังสองนั่นเอง (รายละเอียดอยู่ในบทที่ 5) ขั้นตอนถัดมาเป็นการพัฒนาการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมโดยจะทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีผลการตอบสนองที่รวดเร็วขึ้น และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ได้มีความชัดเจน โดยการกำจัดวงจรกรองความถี่ออกจากขบวนการมอดูเลต วิธีการก็คือทำการมอดูเลตโดยการเลียนแบบวงจรการมอดูเลตชนิดแบนด์แคบแบบเดิมทุกประการ เพียงแต่เปลี่ยน ค่า K_1 ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่นำมาคูณกับสัญญาณข่าวสารก่อนที่จะทำการมอดูเลต เพื่อที่จะทำให้เฟสของสัญญาณพัลส์ที่ได้มีการเบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์สูงสุดตามองศาที่ต้องการ เป็นค่า K_2 ดังที่หาได้จากวิธีการข้างต้น ซึ่งหลังจากการมอดูเลตพบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ที่ได้แปรไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร จึงทำการกำจัดปัญหานี้โดยทำการนำส่วนกลับขนาดของสัญญาณพัลส์ที่ได้ คูณกลับเข้าไปในส่วนของสัญญาณพัลส์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ก็จะทำให้ขนาดของสัญญาณพัลส์มีขนาดเท่ากับ 1 โดยไม่ต้องมีส่วนของตัวกรองความถี่ใดๆเลย ต่อจากนั้นทำการพิสูจน์โดยใช้สมการคณิตศาสตร์ แล้วทำการเขียนแบบหลักการที่พิสูจน์โดยใช้โปรแกรม simulink และเพื่อเป็นการยืนยันผลอีกครั้งได้ทำการทดลองโดยการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์โดยใช้การ์ด D/A รวมทั้งการต่อวงจรจริงเพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าแนวความคิดที่นำเสนอสามารถสร้างได้จริง นอกจากนี้ยังทำการดีมอดูเลตสัญญาณพัลส์ที่ได้เพื่อทำการพิสูจน์ว่าการมอดูเลตเฟสที่นำเสนอ นั้นเป็นการมอดูเลตที่สามารถดีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บท โดยบทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา และขอบเขตของการวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ บทที่ 2 กล่าวถึงการมอดูเลตเชิงมุม ประกอบด้วยความหมายของการมอดูเลต หลักการทั่วไปการมอดูเลตเชิงมุม และการมอดูเลตเฟส วิธีการมอดูเลตเฟส และวิธีการดีมอดูเลตเฟส บทที่ 3 ตัวกรองความถี่ หลักการของตัวกรองความถี่ ผลตอบสนองของเนทเวิร์คฟังก์ชัน ประเภทและคุณลักษณะของตัวกรองความถี่ประเภทต่างๆ บทที่ 4 การมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ จะกล่าวถึงหลักการของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ การเลียนแบบ และผลการเลียนแบบหลักการการมอดูเลตชนิดแบนด์แคบ โดยใช้โปรแกรม simulink บทที่ 5 การมอดูเลตเฟสที่ปราศจากตัวกรองความถี่ อธิบายถึงวิธีการพัฒนาการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมให้เป็นการมอดูเลตเฟสที่ปราศจากตัวกรองความถี่ เริ่มจากการทำให้เฟสพัลส์ที่ได้มีความเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าใกล้เคียงกับค่าเฟสพัลส์ในอุดมคติมากที่สุด ณ ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าสูงๆ วิธีการหาค่า K ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ รวมทั้งการวิเคราะห์ และเปรียบเทียบความผิดพลาดของเฟสพัลส์เมื่อเทียบกับเฟส

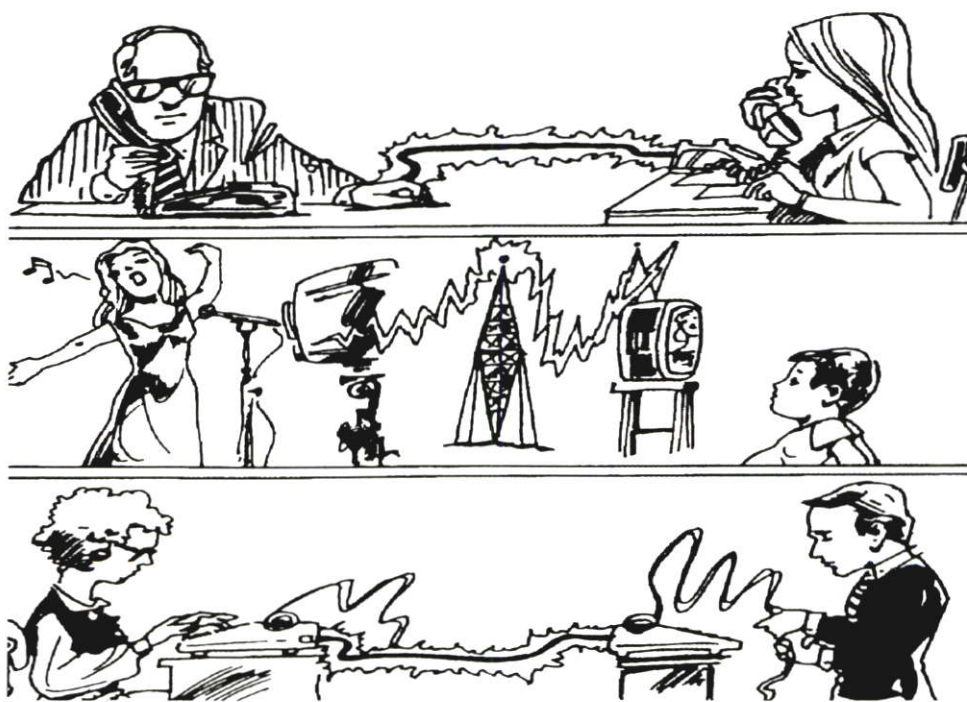
ลัพธ์ในอุดมคติทั้งการมอดูเลตเฟสแบบเดิม กับการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ การกำจัดวงจรรอง ความถี่ บทที่ 6 เป็นการทดลองซึ่งได้ทำการทดลอง 3 แบบคือการเขียนแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม simulink การเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอก (interface) กับคอมพิวเตอร์ และการต่อวงจรจริงเพื่อยืนยัน หลักการที่นำเสนอ นอกจากนี้ยังมีส่วนของการดีมอดูเลตเฟสเพื่อยืนยันว่าการมอดูเลตที่นำเสนอ เป็นการมอดูเลตที่สามารถดีมอดูเลตเพื่อนำสัญญาณข่าวสารกลับมาได้ บทสุดท้ายคือบทที่ 7 เป็นการสรุป และเสนอแนะผลการวิจัยของวิทยานิพนธ์ สำหรับในภาคผนวกจะเป็นส่วนของรายละเอียดการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์ รวมถึงขั้นตอนการทำงาน (flowchart) และ โปรแกรมปาสคาล ที่ใช้ในการควบคุมเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้ยังแสดงถึงรายละเอียดแยกแต่ละส่วนของการทดลองต่อวงจรจริง และในภาคผนวกนี้ยังประกอบด้วยผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ และท้ายสุดของวิทยานิพนธ์นี้คือประวัติของผู้เขียน

บทที่ 2

การมอดูเลตเชิงมุม

2.1 กล่าวนำ

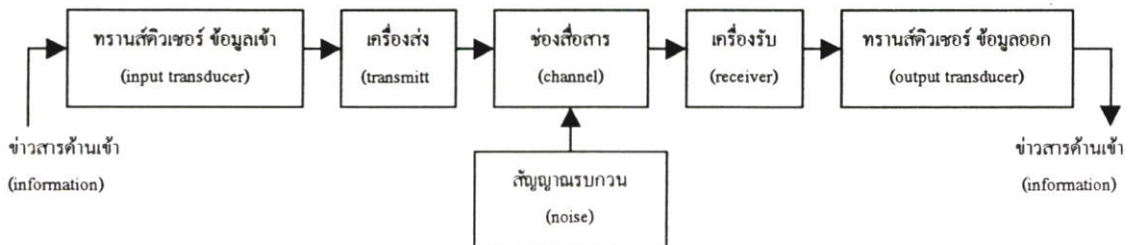
ระบบการสื่อสาร หมายถึงการรับส่งสัญญาณ หรือข้อมูลใดๆจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับโดยผ่านทางสื่อหรือตัวกลางทั้งที่สามารถกำหนดเส้นทางได้ (Guided Media) ได้แก่ สายเคเบิลคู่ สายโทรศัพท์ สายโคแอกเซียล และสายไฟเบอร์ออปติก และที่ไม่สามารถกำหนดเส้นทางได้ (Unguided Media) ได้แก่ ชั้นบรรยากาศ สูญญากาศ และน้ำ [5] ตัวอย่างของการรับส่งสัญญาณ แสดง ดังรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณ หรือข้อมูลในที่นี้คือ เสียงพูด ภาพโทรทัศน์ และข้อความที่จะรับส่ง นั้นจำเป็นจะต้องเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าซึ่งขึ้นอยู่กับสัญญาณแบนด์มูลฐาน (baseband signal) หรือสัญญาณข้อมูล (message signal) อุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณแบนด์มูลฐาน หรือสัญญาณข้อมูล ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าคือ อินพุตทรานสดิวเซอร์ ยกตัวอย่างเช่น ในระบบโทรศัพท์ สัญญาณเสียงจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าโดยใช้ไมโครโฟน และคลื่นไฟฟ้านี้จะถูกส่งเข้าเครื่องส่ง (transmitter) เพื่อทำการส่งออกไปยังปลายทางหรือเครื่องรับ (receiver) อุปกรณ์ส่วนนี้มีหน้าที่ในการแปลงสัญญาณที่ออกจากทรานสดิวเซอร์ให้อยู่ในรูปที่



รูปที่ 2.1 แสดงการสื่อสารประเภทต่างๆ

เหมาะสมกับช่องสื่อสารที่จะส่งออก กระบวนการที่ใช้ในการแปลงสัญญาณนี้โดยทั่วไปเรียกว่า การมอดูเลต (modulation) ส่วนถัดมาคือช่องสื่อสาร (channel) โดยอาจจะส่งไปทางอากาศ หรือ สายส่งก็ตาม สัญญาณที่ส่งไปนั้นอาจจะถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน (noise) หรือสัญญาณแทรกที่ไม่พึงประสงค์ (distortion) เมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงจุดหมายปลายทาง สัญญาณจะได้รับการแปลงกลับโดยเครื่องรับ กระบวนการแปลงสัญญาณในขั้นตอนนี้เรียกว่า กระบวนการดีมอดูเลต (demodulation) จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกแปลงกลับคืนให้กลายเป็นข่าวสารที่มีรูปแบบตามต้องการโดยอุปกรณ์ เอะดีพุดทธานสคิวเซอร์ ยกตัวอย่างเช่นลำโพงซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้าให้กลายเป็นสัญญาณเสียง ระบบสื่อสารดังกล่าวสามารถแสดงเป็นขั้นตอนได้ดังรูปที่ 2.2

ดังนั้นจึงเห็นว่าในการสื่อสารขบวนการที่สำคัญคือการมอดูเลต และการดีมอดูเลต ซึ่งการมอดูเลตมีหลายแบบ อาทิเช่น การมอดูเลตแอมพลิจูด การมอดูเลตเชิงมุม ซึ่งแบ่งออกเป็นการมอดูเลตความถี่ และการมอดูเลตเฟส ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับวิธีการ จุดประสงค์ และความเหมาะสมกับลักษณะข้อมูลที่จะทำการส่ง และในทำนองเดียวกันการดีมอดูเลตก็มีหลากหลายวิธีเช่นกัน ขึ้นอยู่กับว่าการส่งข้อมูล หรือการมอดูเลตสัญญาณเป็นแบบใด ในวิทยานิพนธ์นี้จะมุ่งเน้นไปที่การมอดูเลตเฟส และการดีมอดูเลตเฟส ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไป เพื่อให้เข้าใจหลักการเดิม

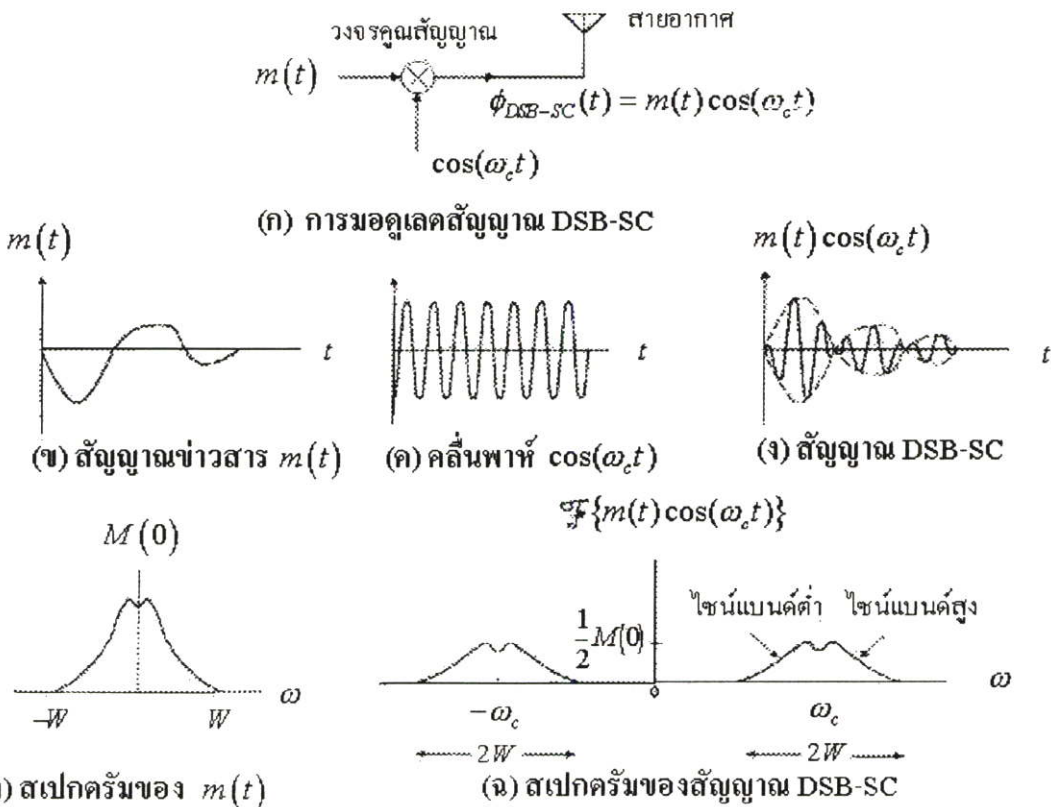


รูปที่ 2. 2 ขั้นตอนระบบสื่อสาร

2.2 ความหมายของการมอดูเลต

การรับส่งสัญญาณนั้น สัญญาณที่ส่งอาจจะส่งด้วยความแรง หรือความถี่เท่าเดิม หรืออาจต้องเพิ่มความแรงหรือความถี่ เพื่อให้ได้สัญญาณที่ชัดเจนยิ่งขึ้น ฉะนั้นเราสามารถแบ่งการสื่อสารได้ออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ ถ้าสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับโดยไม่มีการย้ายย่านความถี่ของข้อมูลไปจากเดิมเลย เราจะเรียกการสื่อสารลักษณะนี้ว่า “การสื่อสารในแบนด์มูลฐาน (baseband communication)” นั่นก็หมายถึงว่าการสื่อสารนี้จะใช้ย่านความถี่ในช่วงความถี่ของสัญญาณเดิม ตัวอย่างของการสื่อสารใน แบนด์มูลฐานที่พบกันอยู่ทั่วไปได้แก่ โทรศัพท์ที่ใช้ติดต่อกันในย่านความถี่เสียง ซึ่งย่านความถี่ที่ใช้งานอยู่ประมาณระหว่าง 0 ถึง 3.5 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่ถ้าสัญญาณถูกส่งไปยัง เครื่องรับโดยต้องทำการย้ายย่านความถี่หรือย้ายสเปกตรัมของสัญญาณจากแบนด์มูลฐานไปอยู่ในย่านความถี่ของช่องการสื่อสารที่มีอยู่ ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งเป็นตัวอย่างของการมอ

คูเลตแอมปลิจูดแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาห้ (AM doublesideband-suppressed carrier) หรือเรียกย่อว่า ดีเอสบี เอสซี (DSB-SC) โดยจะเห็นว่าสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ มีความหนาแน่นของสเปกตรัมอยู่ในช่วง $-W$ ถึง W และเมื่อหลังจากผ่านการมอดูเลตแล้วสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ความหนาแน่นของสเปกตรัมจะย้ายไปอยู่ในช่วง $-\omega_c \pm W$ และ $\omega_c \pm W$ ทั้งนี้เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณผ่านช่องการสื่อสารไปได้ ในกระบวนการนี้ต้องอาศัยสัญญาณหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า “คลื่นพาห้ (carrier)” โดยปกติสร้างขึ้นมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นเครื่องมือหรือสื่อที่จะช่วยเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณแบนด์มูลฐาน จะเรียกการสื่อสารชนิดนี้ว่า “การสื่อสารโดยคลื่นพาห้ (carrier communication)” และการที่ใช้คลื่นพาห้ไปช่วยในการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณเรียกว่า “การมอดูเลตสัญญาณนั้นกับคลื่นพาห้” หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า “การมอดูเลต คือ การฝากสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปกับคลื่นพาห้” [1]



รูปที่ 2.3 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ ดีเอสบี เอสซี

2.3 การมอดูเลตเชิงมุม

การมอดูเลตโดยทั่วไปจะใช้คลื่นพาห้เป็นสัญญาณรูปไซน์ โดยที่พารามิเตอร์ต่างๆของสัญญาณคลื่นพาห้ ยกตัวอย่างเช่น แอมปลิจูด ความถี่ หรือ เฟส เปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากความแรงของสัญญาณในแบนด์มูลฐาน การมอดูเลตที่ใช้ความแรงของสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปทำให้แอมปลิจูดของคลื่นพาห้เปลี่ยนตามไปนั้นมีชื่อว่า “การมอดูเลตแอมปลิจูด (amplitude

modulation)” หรือ เรียกย่อว่า “สัญญาณ เอเอ็ม (AM)” ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ข) ส่วนการสื่อสารที่ใช้ความแรงของสัญญาณข่าวสารเข้ามาควบคุมค่ามุม หรือค่าเฟสของคลื่นพาห์ โดยเป็นได้ 2 กรณีคือ กรณีแรกค่าอินทิเกรตของสัญญาณข่าวสารเข้ามาควบคุมค่าเฟสของคลื่นพาห์ กรณีสองความแรงของสัญญาณข่าวสารเข้ามาควบคุมค่าเฟสของคลื่นพาห์โดยตรง การมอดูเลตชนิดนี้เรียกว่า “การมอดูเลตเชิงมุม (angle modulation)” ถ้ากำหนดให้คลื่นพาห์ที่ไม่ได้ผ่านการมอดูเลตคือ

$$\phi(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.1)$$

โดยที่ θ หมายถึงเฟสของคลื่นรูปไซน์ $\phi(t)$ เมื่อเทียบกับสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$

พิจารณากรณีแรกนั่นคือ θ แปรผันตามค่าอินทิเกรตของสัญญาณข่าวสารซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$\theta = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

โดยในที่นี้ k_f คือ ค่าคงที่ของการมอดูเลตความถี่ที่บ่งถึงความไวต่อความถี่ (frequency sensitivity)

ค่านี้มีหน่วยเป็น Hz/Volt [7]

$m(\tau)$ คือ สัญญาณข่าวสาร

สัญญาณ (2.1) ที่มีเฟสเป็นไปตาม (2.2) นี้เรียกว่าสัญญาณชนิด “มอดูเลตความถี่ (frequency modulation signal)” หรือเรียกย่อว่า “สัญญาณ เอฟเอ็ม (FM signal)” ดังรูปที่ 2.4 (ค) สาเหตุที่ได้ชื่อเช่นนี้ก็เพราะว่า ค่าเฟสชั่วขณะ (instantaneous phase) θ_i นั้นมีความสัมพันธ์กับค่าความถี่ชั่วขณะ (instantaneous frequency) ω_i ดังนี้คือ

$$\omega_i = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (2.3)$$

หรือ

$$\theta_i(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

ค่าความถี่ของคลื่นตาม (2.1) หลังจากการมอดูเลตความถี่แล้วจะมีส่วนเปลี่ยนแปลงความถี่ไปจากความถี่ ω_c เท่ากับส่วนที่เกิดจากการทำอนุพันธ์เทียบกับเวลาของ (2.2) นั่นคือ

$$\Delta\omega_i(t) = k_f m(t) \quad (2.5)$$

จะเห็นว่าความถี่ในส่วนที่ต่างจาก ω_c ของ $\phi(t)$ นั้นจะแปรผันโดยตรงกับค่าความแรงของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ด้วยเหตุนี้เองที่ทำให้คลื่น $\phi(t)$ ภายหลังการมอดูเลตแล้วมีชื่อว่า สัญญาณเอฟเอ็ม และเมื่อพิจารณากรณีที่สองของการมอดูเลตเชิงมุมนั่นคือ θ แปรผันตามค่า $m(t)$ โดยตรงกล่าวคือ

$$\theta = k_p m(t) \quad (2.6)$$

เมื่อ k_p คือค่าคงที่ของการมอดูเลตเฟส

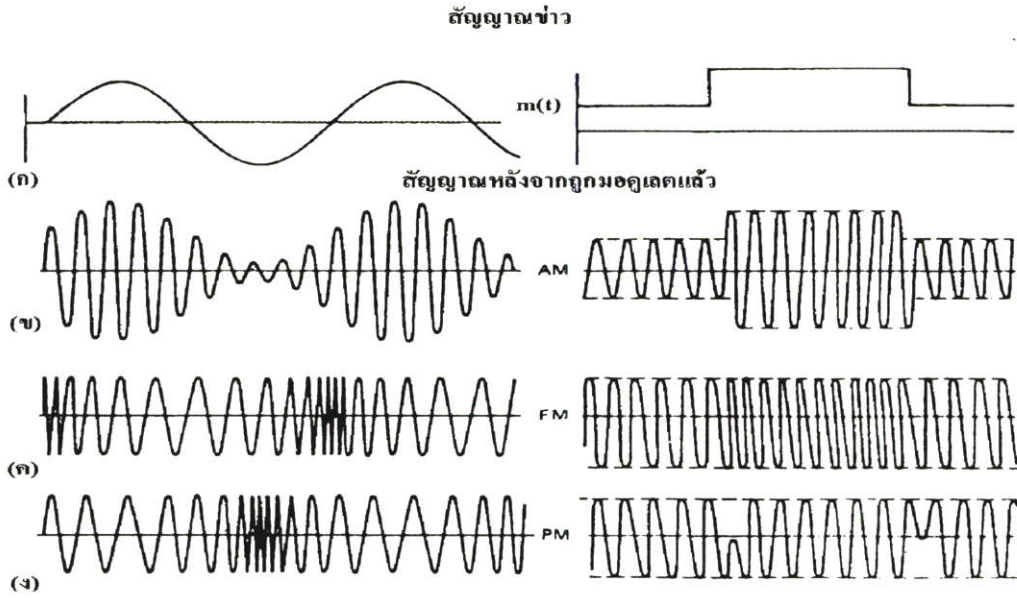
สัญญาณ (2.1) ที่มีเฟสเป็นไปตาม (2.6) นี้เรียกว่าสัญญาณชนิด “มอดูเลตเฟส (phase modulated signal)” หรือเรียกย่อว่า “สัญญาณ พีเอ็ม (PM Signal)” ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ง)

ดังนั้นจากสมการ (2.1) และ (2.2) จะได้สมการของสัญญาณลัพธ์ของการมอดูเลตเชิงมุมที่เป็นสัญญาณเอฟเอ็มคือ

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right\} \quad (2.7)$$

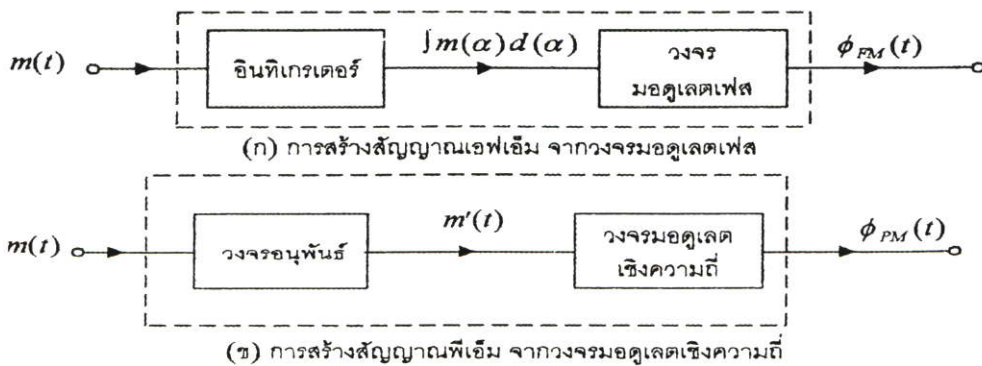
จากสมการ (2.1) และ (2.6) จะได้สมการสัญญาณพีเอ็มคือ

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos \{ \omega_c t + k_p m(t) \} \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.4 การมอดูเลตสัญญาณ (ก) สัญญาณข่าวสาร (ข) สัญญาณเอเอ็ม (ค) สัญญาณเอฟเอ็ม (ง) สัญญาณพีเอ็ม

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าทั้งสัญญาณ เอฟเอ็ม และ พีเอ็ม เกิดจากการมอดูเลตที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมค่ามุมหรือค่าเฟสของ $\phi(t)$ ทั้งสิ้น ดังนั้นเราจึงเรียกการมอดูเลตทั้งสองวิธีนี้ว่าการมอดูเลตเชิงมุม จาก (2.7) และ (2.8) พบว่า ถ้าเรานำวงจรมอดูเลตสัญญาณมาเพิ่มข้างหน้าวงจรมอดูเลตเฟส ก็จะทำให้วงจรทั้งหมดทำงานเหมือนวงจรมอดูเลตความถี่ ดังรูปที่ 2.5 (ก) และถ้าเรานำวงจรมอดูเลตเฟสไปเพิ่มไว้ข้างหน้าวงจรมอดูเลตความถี่ จะทำให้วงจรทั้งหมดทำงานเป็นวงจรมอดูเลตเฟสได้ ดังรูปที่ 2.5 (ข) การสร้างสัญญาณ เอฟเอ็ม และพีเอ็ม ดังกล่าวนี้เรียกกันว่า “การสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็ม ทางอ้อม (indirect FM and indirect PM)” ตามลำดับ [1]



รูปที่ 2.5 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มทางอ้อม

จะเห็นว่าสัญญาณพีเอ็ม และเอฟเอ็มนั้นมีความสัมพันธ์กันอย่างใกล้ชิดสามารถที่จะแปลงกลับหากันไปได้โดยง่าย

2.4 การมอดูเลตเฟส

จากหัวข้อ 2.3 ที่กล่าวมาแล้ว จะเห็นว่าขั้นตอนพื้นฐานในการสร้างสัญญาณ พีเอ็ม จะคล้ายคลึงกับของสัญญาณเอฟเอ็มมาก จะแตกต่างกันที่สัญญาณพีเอ็มนั้น ค่าเฟสของสัญญาณจะแปรผันโดยตรงกับขนาดของสัญญาณสัญญาณข่าวสาร $m(t)$

พิจารณาในกรณีของสัญญาณ พีเอ็มที่มอดูเลตด้วยสัญญาณ $m(t)$ รูปไซน์ความถี่เดียว (tone modulation) คือ

$$m(t) = a \cos(\omega_m t) \quad (2.9)$$

และจะให้ค่าเฟสชั่วขณะจาก (2.6) คือ

$$\theta_i = k_p a \cos(\omega_m t) \quad (2.10)$$

ดังนั้นค่าความถี่ที่เกิดจากเฟสที่เปลี่ยนแปลงตาม (2.10) นี้จะหาได้โดยอาศัย (2.3) ซึ่งได้เป็น

$$\Delta\omega_i = \frac{d\theta_i}{dt} \quad (2.11)$$

สามารถเขียน (2.11) ได้ใหม่เป็น

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_i &= -\omega_m k_p a \sin(\omega_m t) \\ &= -\Delta\omega_p \sin(\omega_m t) \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

โดยในที่นี้ $\Delta\omega_p$ หมายถึงค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด ซึ่งมีค่าเป็น $\Delta\omega_p = \omega_m k_p a$ และจะพบว่าค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณ พีเอ็ม ω_i จะเท่าผลรวมของความถี่ ω_c นี้รวมกับความถี่ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงเฟส $\Delta\omega_i$

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \omega_c + \Delta\omega_i \\ &= \omega_c - \Delta\omega_p \sin(\omega_m t) \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

จะเห็นว่าค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของสัญญาณ พีเอ็ม คือ $\Delta\omega_p$ นั้นแปรผันทั้งกับแอมพลิจูดของสัญญาณ $m(t)$ และค่าความถี่ของสัญญาณ $m(t)$ ซึ่งนี่คือข้อแตกต่างของสัญญาณพีเอ็ม จากสัญญาณเอฟเอ็ม กล่าวคือสำหรับสัญญาณเอฟเอ็ม

$$\Delta\omega_f = ak_f \quad (2.14)$$

แต่สำหรับสัญญาณพีเอ็ม

$$\Delta\omega_p = ak_p \omega_m \quad (2.15)$$

จะเห็นว่าจาก (2.15) การมอดูเลตเฟสจะมีปัญหาในการที่จะกำหนดค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดให้มีค่าคงที่เพราะมีความถี่ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เข้ามาเกี่ยวข้องแต่จะเป็นข้อดีในการดีมอดูเลตเฟสเอาสัญญาณข่าวสารกลับคืนมา

การมอดูเลตเฟสสามารถแบ่งเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ สัญญาณพีเอ็มแบบแคบ และสัญญาณพีเอ็มแบบกว้างซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดดังนี้

2.4.1 สัญญาณพีเอ็มแบบแคบ

พิจารณามาตรวัดของสัญญาณพีเอ็ม เมื่อ $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสารรูปไซน์ ความถี่เดียวดังสมการ (2.9)

$$m(t) = a \cos(\omega_m t) \quad (2.9)$$

ในขบวนการมอดูเลตสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสที่เปลี่ยนไปจากค่าความถี่ ω_c เป็นดังสมการ (2.12) นั่นคือ

$$\Delta\omega_i(t) = -\omega_m k_p a \sin(\omega_m t) \quad (2.12)$$

แต่เนื่องจากค่า $|\sin(\omega_m t)|$ มีค่ามากที่สุดคือ 1 ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบนของความถี่จาก ω_c มากที่สุดคือ

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_i(t) &= -\omega_m k_p a \\ &= -\Delta\omega_p \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

ค่า $\Delta\omega_p$ นี้มีชื่อเรียกว่า ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (peak frequency deviation) ของสัญญาณพีเอ็ม

จาก (2.13) ค่าความถี่ชั่วขณะ $\omega_i(t)$ ของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟส ที่เวลาใดๆจะมีค่าเป็น

$$\omega_i(t) = \omega_c - \Delta\omega_p \sin(\omega_m t) \quad (2.17)$$

โดยอาศัย (2.8) และ (2.9) สัญญาณพีเอ็มจึงเป็น

$$\left. \begin{aligned} \phi_{PM}(t) &= A_c \cos\{\omega_c t + k_p a \cos(\omega_m t)\} \\ &= A_c \cos\{\omega_c t + \beta \cos(\omega_m t)\} \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

เนื่องจากค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของสัญญาณพีเอ็มคือ $\Delta\omega_p = \omega_m k_p a$ และกำหนดให้ $\beta = ak_p = \phi_{\max}$ ซึ่ง ϕ_{\max} คือค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในหน่วยเรเดียนนั่นเอง ดังนั้นเราจึงเขียนความสัมพันธ์ของ β ได้ใหม่เป็น

$$\beta = \phi_{\max} = ak_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_m} \quad (2.19)$$

กำหนดให้ค่า β นี้เป็นดัชนีการมอดูเลต (modulation index) ของสัญญาณพีเอ็มและค่า β และค่า ϕ_{\max} นี้มีความสำคัญในการกำหนดค่าแบนด์วิธของสัญญาณพีเอ็ม นั่นคือถ้า β หรือ ϕ_{\max} มีค่าน้อยๆ สัญญาณพีเอ็มที่ได้ก็จะเป็นพีเอ็มแบนด์แคบ

สำหรับในกรณีที่ β มีค่าน้อย เราสามารถที่กระจายพจน์ทางขวามือของ (2.18) โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor's series) ซึ่งจะให้ผลลัพธ์โดยประมาณดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \phi_{PM}(t) &= A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \cos(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \\ &\quad - A_c \beta^2 \cos^2(\omega_m t) \cos(\omega_c t) + \dots \end{aligned} \quad (2.20)$$

ในกรณีที่ β มีค่าน้อยมากๆ เราสามารถตัดพจน์ที่มีค่า β กำลังสูงจนอยู่ออกได้ค่า $\phi_{PM}(t)$ ในกรณีนี้จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ (narrow band PM) และเขียนแทนด้วย $\phi_{NBPM}(t)$ ซึ่งจะมีค่าเป็น

$$\phi_{NBPM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \cos(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \quad (2.21)$$

และเมื่อใช้ความสัมพันธ์

$$\cos(A) \sin(B) = \frac{1}{2} \sin(A+B) - \frac{1}{2} \sin(A-B)$$

และ

$$\sin(-A) = -\sin(A)$$

จะได้

$$\phi_{NBPM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - \frac{A_c \beta}{2} \sin\{(\omega_c + \omega_m)t\} - \frac{A_c \beta}{2} \sin\{(\omega_c - \omega_m)t\} \quad (2.22)$$

จะเห็นว่า $\phi_{NBPM}(t)$ นั้นมีส่วนประกอบของความถี่อยู่ที่ $\omega_c - \omega_m$, ω_c และ $\omega_c + \omega_m$ ตาม (2.22) ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบมีค่าเท่ากับ $2\omega_m$ หรือ 2 เท่าของแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จึงเรียกสัญญาณนี้ว่า สัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ เมื่อพิจารณา (2.21) และ (2.22) เทียบกับสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งมีสมการเป็น

$$\phi_{AM} = A_c \cos(\omega_c t) + \mu A_c \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \quad (2.23)$$

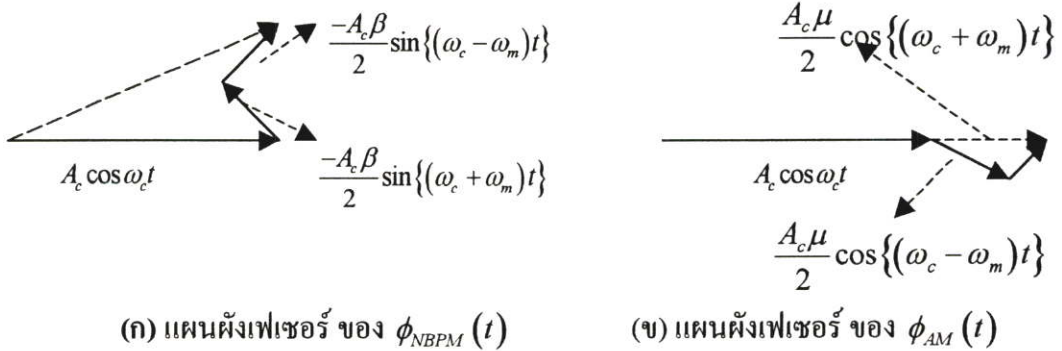
หรือ

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \quad (2.24)$$

เมื่อ $\mu = \frac{A_m}{A_c}$ หมายถึง ดัชนีของการมอดูเลตแอมพลิจูด (amplitude modulation index)

จะเห็นว่าสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบจะมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณเอเอ็มมาก ดังนั้นจึงอนุมานได้ว่า สัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบนั้นมีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณเอเอ็ม ต่างกันเพียงค่าเฟสของสัญญาณแถบข้างเท่านั้น

โดยใช้หลักของเฟเซอร์ (phasor) หรือเฟสเวกเตอร์ (phase vector) ของสัญญาณ เมื่อใช้ $e^{j\omega_c t}$ เป็นเวกเตอร์อ้างอิง เราจะได้แผนผังของเฟเซอร์ (phasor diagram) ของ $\phi_{NBPM}(t)$ ตาม (2.22) ดังแสดงในรูป 2.6 (ก) และ $\phi_{AM}(t)$ ตาม (2.24) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 (ข)

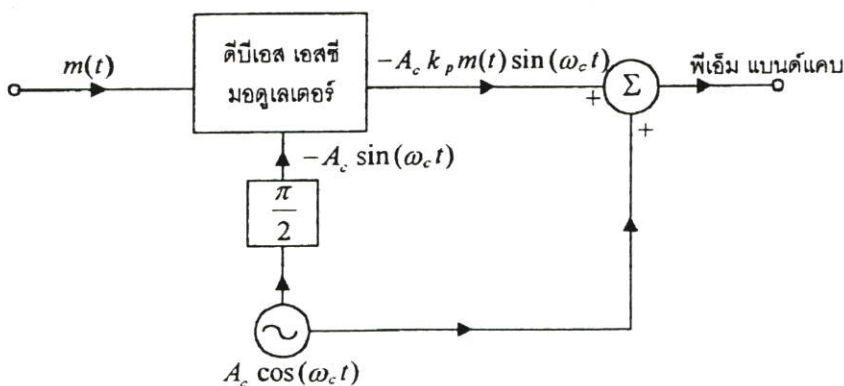


รูปที่ 2.6 แผนผังของเฟเซอร์ ของ $\phi_{NBPM}(t)$ และ $\phi_{AM}(t)$

จะเห็นว่าผลลัพธ์ของเทอม $\frac{-A_c \beta}{2} \sin\{(\omega_c + \omega_m)t\}$ และเทอม $\frac{-A_c \beta}{2} \sin\{(\omega_c - \omega_m)t\}$ จะตั้งฉากกับเฟสเซอร์ของคลื่นพาห้เสมอ ทำให้มุม $\phi(t)$ ของสัญญาณพีเอ็มเปลี่ยนแปลงเสมอส่วนสัญญาณเอเอ็มจากสมการ (2.24) จะเห็นว่าผลลัพธ์ของ $\frac{A_c \mu}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\}$ และเทอม $\frac{A_c \mu}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\}$ จะอยู่ในแนวเดียวกับคลื่นพาห้ทำให้ขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงเสมอ

2.4.1.1 วิธีการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ

โดยอาศัย (2.21) เราจะได้แผนผังระบบการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบดังแสดงในรูป 2.7



รูปที่ 2.7 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ

จากรูปเมื่อสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ และสัญญาณคลื่นพาห้ $\sin(\omega_c t)$ ผ่านเข้าในวงจร balanced modulator ก็จะทำให้ได้สัญญาณเป็น DSB-SC หรือ $m(t)\sin(\omega_c t)$ และเมื่อสัญญาณ DSB-SC ที่ได้จะไปรวมกับ สัญญาณคลื่นพาห้ที่ถูกทำให้เฟสเลื่อนไป 90° แล้วนั้นก็จะได้สัญญาณ $A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \cos(\omega_m t) \sin(\omega_c t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ และถ้าต้องการให้ระบบดังรูปที่ 2.7 นี้เป็นการสร้างสัญญาณ เอฟเอ็มแบนด์แคบทำได้โดยเพียงแต่เพิ่มวงจรอินทิเกรเตอร์ ข้างหน้าวงจร balanced modulator เท่านั้นซึ่งจะเรียกวิธีนี้ว่าการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบโดยอ้อมตามระบบอาร์มสตรอง (an indirect method of Armstrong frequency modulation) [1,7] ซึ่งรายละเอียดของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ จะกล่าวอย่างละเอียดในบทต่อไป

2.4.2 พีเอ็มแบนด์กว้าง

เพื่อให้รู้แนวโน้มของการเกิดสเปกตรัมของสัญญาณพีเอ็มที่ใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต β ค่ามากเราจะพิจารณาค่าความสัมพันธ์ของ $\phi_{PM}(t)$ ตาม (2.18) ซึ่งเกิดจากสัญญาณ $m(t)$ ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ตาม (2.9) เราสามารถแทน (2.18) ได้ในรูปแบบของฟังก์ชันเชิงซ้อนดังต่อไปนี้คือ

$$\begin{aligned} \phi_{PM}(t) &= \text{Re} \left[A_c e^{j\{\omega_c t + \beta \cos(\omega_c t)\}} \right] \\ &= \text{Re} \left[A_c e^{j\omega_c t} e^{j\beta \cos(\omega_c t)} \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

จากข้อกำหนดของ Bessel Function [8]

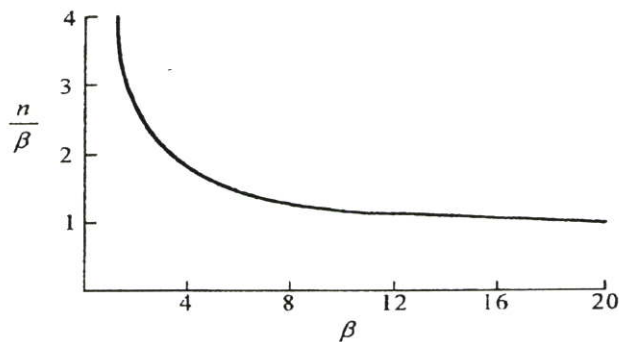
$$e^{j\beta \cos(\omega_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n(\beta) e^{jn\omega_m t} \quad (2.26)$$

แทน (2.26) ลงใน (2.25)

$$\begin{aligned} \phi_{PM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_c e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n(\beta) e^{jn\omega_m t} \right\} \\ &= A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n(\beta) \cos\{(\omega_c + n\omega_m)t\} \end{aligned} \quad (2.27)$$

จากสมการ (2.27) จะเห็นว่าสเปกตรัมของ $\phi_{PM}(t)$ นั้นกระจายออกไปบนแกนความถี่ไม่มีที่สิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณพีเอ็มตามทฤษฎีนี้มีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็

ตามเมื่อพิจารณาจะพบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้ลดลงหายไปอย่างรวดเร็วเมื่อ $n > \beta$ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ β มีค่ามาก กราฟในรูป 2.8 แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \geq 0.01$ ซึ่งจะเห็นว่าค่า $\frac{n}{\beta}$ มีค่าเข้าใกล้ 1 เมื่อ β มีค่ามากคุณสมบัติเช่นนี้ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่าถ้าแถบข้างที่มีนัยสำคัญคือ แถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดคลื่นพาห์ ที่ยังไม่มีกรมอดูเลตแล้วจะมีไซค์แบนด์ตัวสุดท้ายคือตัวที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก เพราะฉะนั้นถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทัศนศาสตร์แล้วจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ (BW) ของสัญญาณพีเอ็มตาม (2.27) นั้นจะมีค่าประมาณได้ดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β

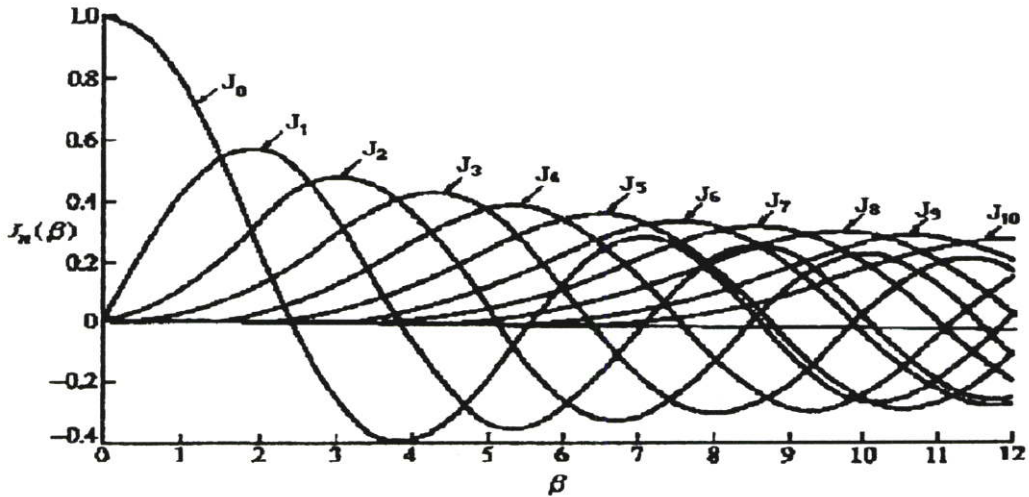
$$\left. \begin{aligned} BW &= 2n\omega_m \\ &\approx 2\beta\omega_m = 2\Delta\omega \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

สำหรับ β มีค่ามาก

สำหรับ β มีค่าน้อยมาก ๆ นั้นซึ่งเป็นกรณีของพีเอ็มแบนด์แคบ เราจะสังเกตจากรูป 2.9 ได้ว่าค่าขนาดของ $J_n(\beta)$ ที่มีนัยสำคัญจะมีเพียง $J_0(\beta)$ และ $J_1(\beta)$ จะเห็นได้ว่ามันจะมีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับค่าที่ทราบกันมา

$$BW \approx 2\omega_m \quad (2.29)$$

สำหรับค่า β มีค่าน้อย



รูปที่ 2.9 Bessel Function

เพื่อสรุปสูตรในการหาแบนด์วิดท์ของสัญญาณพีเอ็ม สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว นั้น เจ.อาร์. คาร์สัน (J.R. Carson) ได้เสนอสูตรจากการประสมผสาน (2.28) กับ (2.29) ในรูปต่อไปนี้คือ

$$\left. \begin{aligned} BW &\approx 2(\beta\omega_m + \omega_m) \\ &\approx 2\omega_m(\beta + 1) \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

สมการ (2.30) รู้จักกันในชื่อของกฎของคาร์สัน (Carson's rules) อย่างไรก็ตามก็ดีสำหรับสัญญาณข่าวสารทั่วไป มีรายงานว่ากฎนี้ใช้ได้ดีเมื่อ $\Delta\omega = \omega_m$ เมื่อเงื่อนไข $\Delta\omega = \omega_m$ ไม่เป็นจริงคือในกรณีของพีเอ็มแบนด์กว้าง (wide band PM:WBPM) หรือแบนด์ปานกลางได้มีการเสนอว่าควรใช้

$$\left. \begin{aligned} BW &\approx 2(\beta\omega_m + 2\omega_m) \\ &\approx 2\omega_m(\beta + 2) \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

จะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพดีกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สันดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นกว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณพีเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + k) \quad \text{เรเดียน/วินาที} \quad (2.32)$$

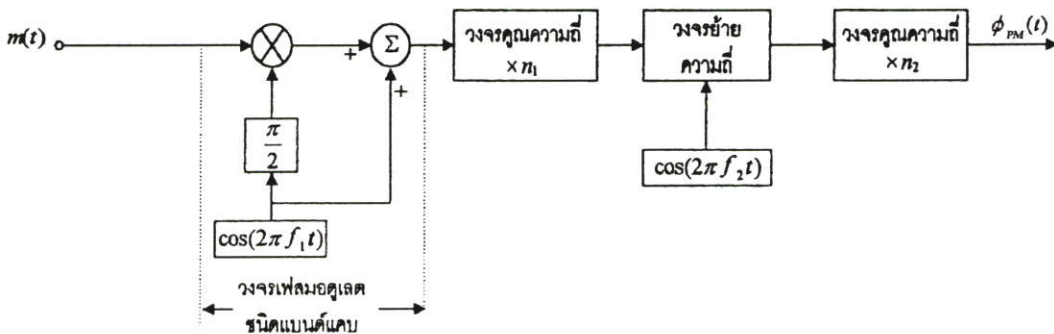
โดย $k = 1$ เมื่อ β มีค่าน้อย และ $k = 2$ เมื่อ β มีค่ามาก และถ้าเราคิดว่า ω_m คือค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งเท่ากับ $2\pi B$ เรเดียน/วินาที เราจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ตาม (2.32) จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของ เฮิรตซ์ ได้ดังนี้คือ

$$BW \approx 2f_m (\beta + k) \text{ เฮิรตซ์} \tag{2.33}$$

การสร้างสัญญาณสัญญาณพีเอ็มแบบค้ำว้างสามารถสร้างได้โดย 2 วิธีคือทางอ้อม และทางตรงดังจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

2.4.2.1 การสร้างสัญญาณสัญญาณพีเอ็มแบบค้ำว้างทางอ้อม

ลักษณะโครงสร้างของวงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์ค้ำว้าง ตามรูปที่ 2.10 นี้จะเริ่มจากนำวงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบดังรูป 2.7 ซึ่งจะมีค่าดัชนีการมอดูเลต β ต่ำ แต่เมื่อสัญญาณนี้ได้ผ่านเข้าไปในวงจรเพิ่มความถี่ หรือวงจรคูณความถี่ (frequency multiplier) ค่า β ใหม่ของสัญญาณเอาต์พุตก็จะเพิ่มขึ้นเท่ากับอัตราการคูณความถี่ n ของวงจรคูณความถี่นั้น ซึ่งคุณสมบัตินี้จะเข้าใจได้เมื่อพิจารณาหลักการคูณความถี่ที่ว่าถ้าเราทำการเพิ่มความถี่ของสัญญาณด้วยวงจรคูณสัญญาณที่มีอัตราการขยายการคูณเท่ากับ a และให้สัญญาณอินพุตทั้งสองของวงจรมีค่าเดียวกันคือ $e_i(t)$ แล้วจะได้แรงดันเอาต์พุต $e_o(t)$ ของวงจรมี



รูปที่ 2.10 วงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์ค้ำว้าง

$$e_o(t) = ae_i^2(t) \tag{2.34}$$

เมื่อ อินพุต $e_i(t)$ คือสัญญาณพีเอ็มตาม (2.18) กล่าวคือ

$$e_i(t) = A_c \cos\{\omega_c t + \beta \cos(\omega_m t)\} \tag{2.35}$$

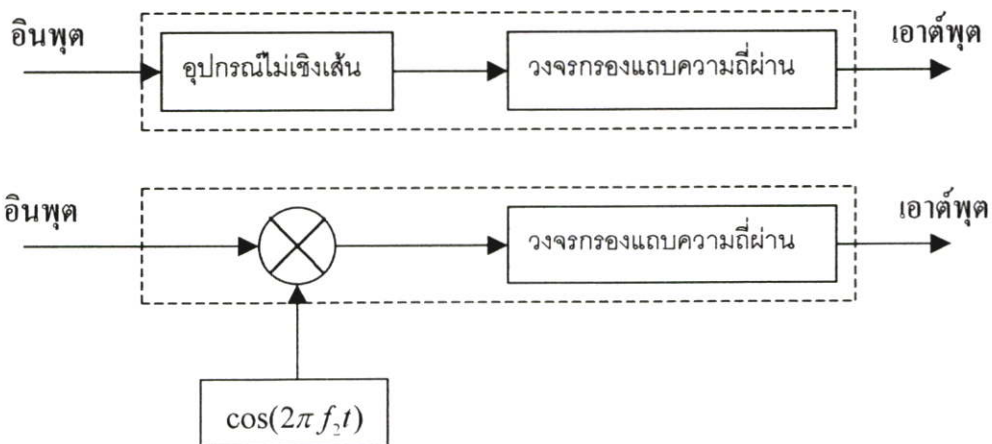
จะทำให้เกิดเอาต์พุตคือ

$$\left. \begin{aligned} e_o(t) &= aA_c^2 \cos^2 \{ \omega_c t + \beta \cos(\omega_m t) \} \\ &= \frac{aA_c^2}{2} + \frac{aA_c^2}{2} \cos \{ 2\omega_c t + 2\beta \cos(\omega_m t) \} \end{aligned} \right\} \quad (2.36)$$

เมื่อขจัดสัญญาณไฟตรงที่ไม่ต้องการออกโดยใช้วงจรกรองความถี่จะได้เอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณ $v_o(t)$ เป็น

$$v_o(t) = \frac{aA_c^2}{2} \cos \{ 2\omega_c t + 2\beta \cos(\omega_m t) \} \quad (2.37)$$

จะเห็นว่าสัญญาณ $v_o(t)$ ตาม (2.37) คือ สัญญาณพีเอ็มที่มีค่าความถี่คลื่นพาห์สูงขึ้นเป็น 2 เท่าของสัญญาณอินพุต และมีค่าดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าด้วย ดังนั้นถ้าเราใช้วงจรคูณความถี่ ซึ่งมีอัตราการคูณความถี่เพิ่มขึ้นเป็น n เท่า เราก็จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีค่า β เพิ่มขึ้น n เท่าด้วย แต่อาจจะเกิดปัญหาตรงที่ค่าความถี่ของคลื่นพาห์สูงขึ้นมาเป็น n เท่าด้วย ปัญหาในเรื่องนี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วงจรแปลงความถี่ (frequency convertor) หรือวงจรย้ายความถี่มาช่วย วงจรแปลงความถี่ทำงานด้วยหลักการเฮเทอโรไดน์ (heterodyne) คือการเลื่อนความถี่ไปตามต้องการ โดยใช้หลักการของการมอดูเลตแอมพลิจูดที่มีคุณสมบัติในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณแผนผังของวงจรคูณความถี่ หรือวงจรเพิ่มความถี่ และวงจรแปลงความถี่ มีดังแสดงในรูป 2.11



รูปที่ 2.11 แผนผังของวงจรเพิ่มความถี่ และวงจรย้ายความถี่

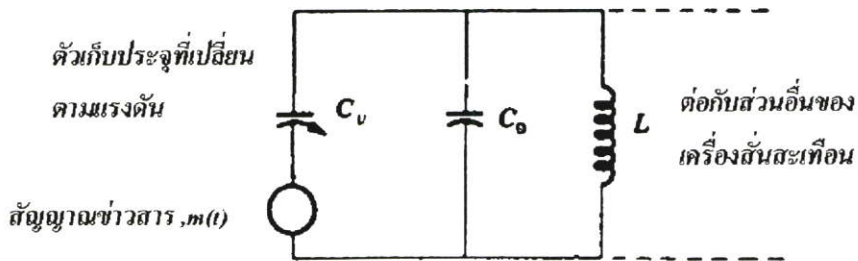
ควรพิจารณาความแตกต่างของวงจรทั้งสองว่า แม้มันจะอยู่บนพื้นฐานเดียวกันแต่วงจรเพิ่มความถี่นั้นจะเกิดจากการคูณกันเองของสัญญาณอินพุตจำนวน n ครั้ง แต่วงจรแปลงความถี่จะ

ทำงานด้วยการคูณกันของสัญญาณอินพุต กับคลื่นรูปไซน์ $\cos(2\pi f_2 t)$ ที่มีความถี่ที่เหมาะสมกับการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณอินพุต

วงจรย้ายความถี่ในรูปที่ 2.10 ทำหน้าที่ย้ายความถี่ของสัญญาณพีเอ็มให้ไปอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม ที่ต้องการให้เป็นหลังจากมีการเพิ่มความถี่ขึ้นอีก n_2 เท่าแล้ว โคนกระบวนการเช่นนี้ สัญญาณเอาต์พุตสุดท้ายที่ได้จะเป็นสัญญาณพีเอ็มแบนด์กว้างที่มีค่า β และค่าความถี่ของคลื่นพาห์ตามต้องการได้ จากรูป 2.10 นี้ ค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณพีเอ็ม จะมีค่าสูงขึ้นเป็น $n_1 n_2$ เท่าของค่าดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบในภาคแรก และคลื่นพาห์เอาต์พุตจะมีความถี่กึ่งกลางเท่ากับ $n_2 (n_1 f_1 - f_2)$ เมื่อ f_1 คือค่าความถี่กึ่งกลางของสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบภาคแรก และ f_2 คือค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ในวงจรย้ายความถี่ ข้อดีของวิธีการนี้คือ วงจรออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่ออกมาเพียงความถี่เดียว จึงทำให้สะดวกในการหามาตรการควบคุมความถี่ให้มีเสถียรภาพได้ง่ายกว่าในกรณีของการสร้างพีเอ็มแบนด์กว้าง

2.4.2.2 การสร้างสัญญาณสัญญาณพีเอ็มแบนด์กว้างทางตรง

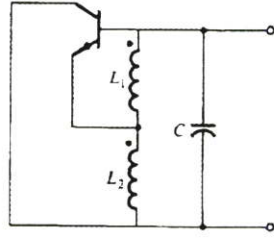
จะอาศัยหลักการที่ว่าโดยปกติถ้าผ่านสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เข้าไปในเครื่องสั่นสะเทือน (oscillator) ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ดังรูปที่ 2.12 ซึ่งเป็นเครื่องมอดูเลตความถี่ สัญญาณพัลส์ที่ได้จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็ม ดังนั้นถ้าผ่านสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เข้าไปในเครื่องทำอนุพันธ์ให้เป็น $m'(t)$ ก่อนแล้วค่อยผ่านเครื่องสั่นสะเทือนที่ควบคุมด้วยแรงดัน ก็จะทำให้ได้สัญญาณพีเอ็มตามต้องการได้ โดยหลักการทำงานของเครื่องสั่นสะเทือนก็คือ จะใช้สัญญาณ $m'(t)$ มาควบคุมเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ L หรือค่าความจุ C ของออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเมื่อค่า L หรือ C ของวงจร (tone circuit) เปลี่ยนไป มันจะทำให้ค่าความถี่ของการออสซิลเลตเปลี่ยนไปด้วย ดังสมการต่อไปนี้



รูปที่ 2.12 เครื่องสั่นสะเทือนวงจร LC

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.38)$$

โดยที่ $L = L_1 + L_2$



รูปที่ 2.13 ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรง

ถ้าเรานำสัญญาณ $m(t)$ ผ่านวงจรทำอนุพันธ์ก่อนที่ผ่านวงจรกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็ม เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณพีเอ็ม สัญญาณ $m(t)$ จะกลายเป็น

$$\frac{dm(t)}{dt} = m'(t) \quad (2.39)$$

และถ้าค่า C จะแปรไปตาม $m'(t)$ ผลลัพธ์ของเครื่องต้นสะท้อนจะเป็นสัญญาณพีเอ็ม ตามต้องการคั้งนั้นถ้า

$$C = C_o - km'(t) \quad (2.40)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega_o &= \frac{1}{\sqrt{LC_o \left[1 - \frac{km'(t)}{C_o} \right]}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{LC_o} \left[1 - \frac{km'(t)}{C_o} \right]^{1/2}} \\ &\approx \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \left[1 + \frac{km'(t)}{2C_o} \right], \quad \frac{km'(t)}{C_o} \leq 1 \\ &= \omega_c \left[1 + \frac{km'(t)}{2C_o} \right], \quad \omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \\ &= \omega_c + k_p m'(t), \quad k_p = \frac{k\omega_c}{2C_o} \end{aligned} \right\} \quad (2.41)$$

จะเห็นว่าค่าความถี่ของเครื่องต้นสะท้อน ω_o จะแปรไปตามสัญญาณ $m'(t)$ มีวิธีการหลายวิธีที่จะทำให้ค่า L และ C ของวงจรจูนนั้นเปลี่ยนแปลงไปตามค่าสัญญาณ $m'(t)$ วิธีหนึ่งก็คือเมื่อ ω_o อยู่ในย่านความถี่กลาง และความถี่สูงอาจทำได้โดยการใช้ $m'(t)$ ไปควบคุมแรงดันกลับ (reverse-biased voltage) ของไดโอด (varactor diode) ซึ่งจะทำให้ค่า C ของไดโอดนั้นเปลี่ยนไป

เปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้อาจมีค่าค่อนข้างน้อย การเพิ่มค่าเปอร์เซ็นต์ของความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้ ทำได้โดยการทำอคูเลตที่ความถี่สูง และใช้การย้ายความถี่ด้วยหลักการเฮเทอโรไดน์ (heterodyne) ลงมาสู่ความถี่ต่ำที่ใช้งานจริง [1,7,9]

2.5 การคิมอคูเลตสัญญาณพีเอ็ม

2.5.1 การคิมอคูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยตรง

วิธีการมอคูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยตรงที่ง่ายที่สุดก็คือการใช้วงจรทำอนุพันธ์ตามอุดมคติ (ideal differentiator) ร่วมกับวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณแล้วตามตามด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ และเนื่องจากค่าฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของวงจรทำอนุพันธ์คือ $H(\omega) = j\omega$ และคุณสมบัติที่เห็นได้ชัดก็คือขนาดของ $H(\omega)$ แปรผันเป็นเชิงเส้นโดยสมบูรณ์กับความถี่ เพราะฉะนั้นถ้าสัญญาณพีเอ็มผ่านวงจรทำอนุพันธ์แล้วก็จะทำให้ได้เอาต์พุตที่มีค่าเปลี่ยนตามความถี่ซึ่งก็คือเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามขนาดความแรงของสัญญาณข่าวสารนั่นเอง ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้นี้ไปผ่านวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ และวงจรอินทิเกรเตอร์ก็จะได้สัญญาณข่าวสารตามต้องการ

ลักษณะสมการโดยทั่วไปของคลื่นพีเอ็มตาม (2.8) เมื่อทำการอนุพันธ์แล้วจะได้ผลลัพธ์คือ

$$\left. \begin{aligned} e_o(t) &= \frac{d}{dt} A_c \cos\{\omega_c t + k_p m(t)\} \\ &= -A_c \left\{ \omega_c + k_p \frac{dm(t)}{dt} \right\} \sin\{\omega_c t + k_p m(t)\} \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

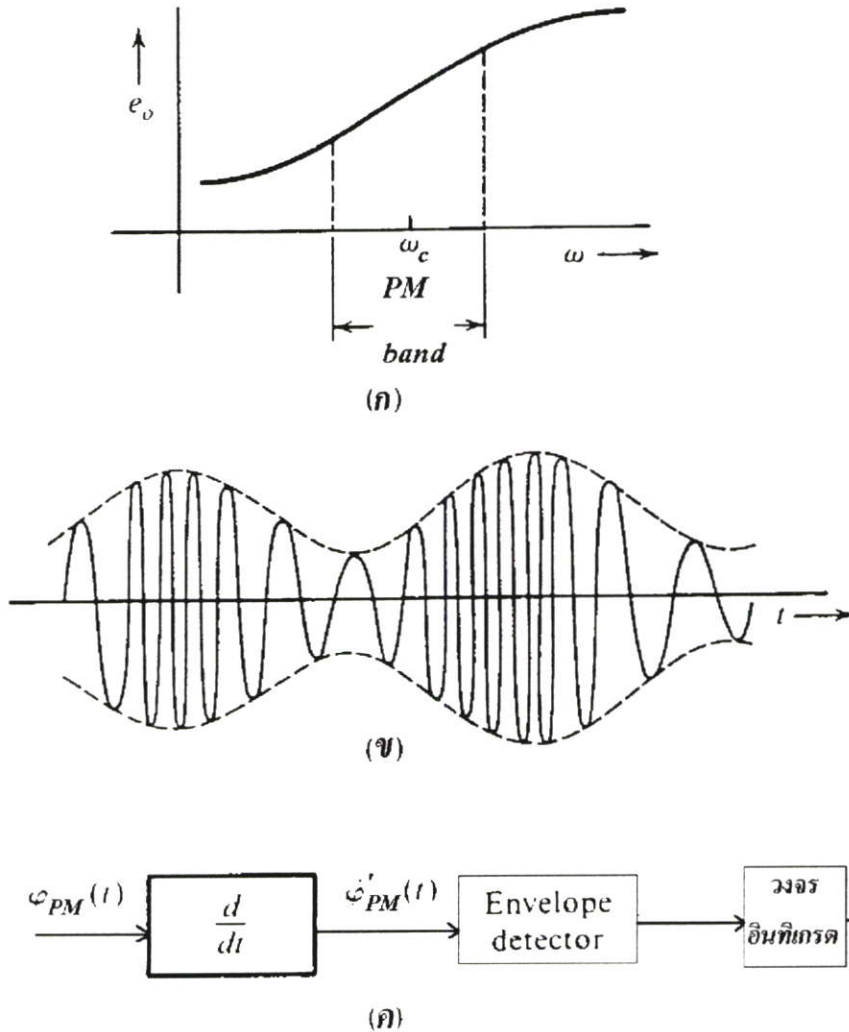
ปกติการมอคูเลตเฟสนั้นจะใช้ค่า ω_c ? $k_p m(t)$ ดังนั้นแอมพลิจูด $E(t)$ ของ (2.42) จึงเหมือนกับสัญญาณเอเอ็มคือ

$$E(t) = A_c \omega_c \left\{ 1 + \frac{k_p}{\omega_c} \frac{dm(t)}{dt} \right\} \quad (2.43)$$

และค่าความถี่ชั่วขณะของคลื่นพาห้ตาม (2.42) คือ

$$\omega_i = \omega_c + k_p \frac{dm(t)}{dt} \quad (2.44)$$

จะเห็นได้ว่าวงจรทำอนุพันธ์ทำหน้าที่เปลี่ยนคลื่นพีเอ็มให้เป็นคลื่นเอเอ็ม ที่มีความถี่ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงอยู่บ้างเล็กน้อย ดังนั้นจึงสามารถใช้วงจรดีเทกต์สัญญาณ $\frac{d}{dt}m(t)$ ออกจากเอาต์พุตของวงจรทำอนุพันธ์ (2.42) ได้แล้วนำสัญญาณ $\frac{d}{dt}m(t)$ ไปผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์จะทำให้ได้สัญญาณข่าวสารออกมาในที่สุด ดังรูปที่ 2.14



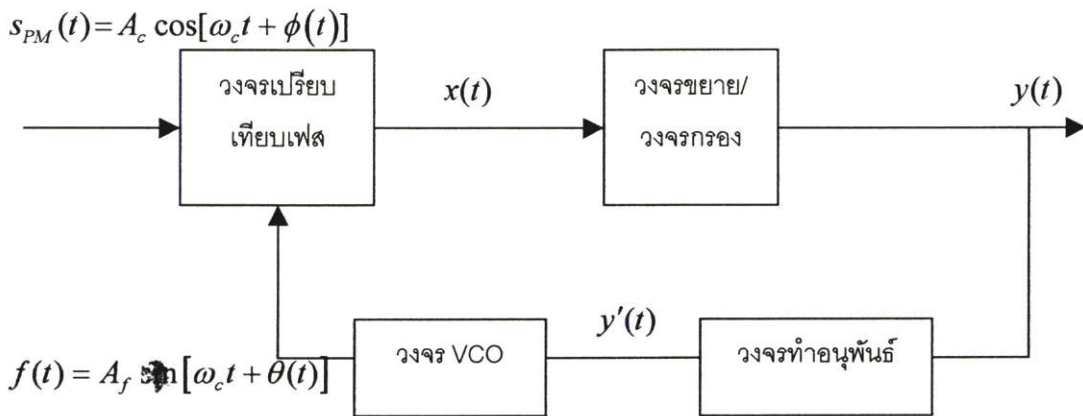
รูปที่ 2.14 ขบวนการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยใช้วงจรทำอนุพันธ์

นั่นคือสัญญาณก่อนผ่านตัวกรองความถี่ คือ $A_c \left[\omega_c + k_p \frac{dm(t)}{dt} \right]$ และเมื่อผ่านตัวกรองความถี่แล้วจะได้เป็น $A_c k_p \frac{dm(t)}{dt}$ ต่อจากนั้นนำสัญญาณไปทำการอินทิเกรต ในที่สุดจะได้เป็น $A_c k_p m(t)$ ทำให้สามารถได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา [1,9]

2.5.2 การคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยอ้อม

2.5.2.1 การคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธีเฟสล็อกลูป (Phase-Lock-Loop :PLL)

การคิมอดูเลตสัญญาณวิธีนี้เป็นวิธีที่ใช้ตรวจสอบเฟส และความถี่ของคลื่นพาห้ที่เป็นองค์ประกอบอยู่ในสัญญาณที่เข้ามาในระบบ สามารถใช้ได้ทั้งในระบบการคิมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มแบบสัมพันธ์ (synchronous demodulation) ที่มีการขจัดคลื่นพาห้ (suppressed carrier) หรือมีคลื่นพาห้ขนาดเล็ก (little carrier หรือ the pilot) และยังใช้ได้ระบบการคิมอดูเลตสัญญาณที่เป็นการมอดูเลตเชิงมุม วิธีเฟสล็อกลูปนี้ จะใช้ประโยชน์ได้ดีเมื่อกำลังของสัญญาณมีค่าน้อย และกำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก (SNR มีค่าต่ำ)



รูปที่ 2.15 วงจรคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม แบบใช้เฟสล็อกลูป

การปฏิบัติการของวิธีการเฟสล็อกลูป สัญญาณที่ป้อนกลับจะมีแนวโน้มตามสัญญาณขาเข้า (input signal) ถ้าสัญญาณป้อนกลับไม่เท่ากับสัญญาณขาเข้า ความแตกต่างที่ได้ (error) จะปรับเปลี่ยนสัญญาณที่ป้อนกลับจนกว่าจะเข้าใกล้สัญญาณขาเข้า ในระบบเฟสล็อกลูปนั้นจะมีหลักการเปรียบเทียบทั้งขนาด และเฟส ดังนั้นตัว VCO (Voltage Controlled Oscillator) จะปรับความถี่จนกระทั่งมุมใกล้เคียงกับค่ามุมของสัญญาณที่เข้ามา ณ จุดนี้เองที่ความถี่ และเฟสของสองสัญญาณจะตรงกัน [9]

วิธีการของเฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปจะประกอบไปด้วย 3 องค์ประกอบหลัก 3 ส่วนคือ

1. วงจรเปรียบเทียบเฟส (phase comparator)
2. วงจรขยายและวงจรกรอง (amplifier/filter)
3. วงจร VCO (voltage controlled oscillator)

ในการอธิบายถึงการทำงานของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป เราจะสมมติให้สัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรเป็นสัญญาณพีเอ็ม ที่มีลักษณะดังนี้

$$s_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (2.45)$$

และให้สัญญาณที่ออกจากวงจร VCO มีค่าเป็น

$$f(t) = A_f \sin[\omega_c t + \theta(t)] \quad (2.46)$$

โดยทั่วไปวงจรเปรียบเทียบเฟสมีโครงสร้าง และลักษณะการทำงานที่แตกต่างกันไปในแต่ละวิธีสำหรับในที่นี้เราสมมติให้วงจรเปรียบเทียบประกอบด้วยวงจรคูณสัญญาณ วงจรแถบความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกลับเครื่องหมาย เมื่อป้อนสัญญาณ $s_{PM}(t)$ เพื่อคูณกับสัญญาณ $f(t)$ จะได้สัญญาณที่มีค่าเป็น

$$\frac{1}{2} A_c A_f \sin[\theta(t) - \phi(t)] + \frac{1}{2} A_c A_f \sin[\omega_c t + \theta(t) + \phi(t)] \quad (2.47)$$

เมื่อผ่านสัญญาณนี้เข้าวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และกลับเครื่องหมายสัญญาณจะได้สัญญาณที่ออกจากวงจรเปรียบเทียบเฟสเท่ากับ

$$x(t) = \frac{1}{2} A_c A_f \sin[\phi(t) - \theta(t)] \quad (2.48)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เข้า และออกจากวงจร VCO เนื่องจากวงจร VCO ก็คือวงจรสร้างสัญญาณ เอ็ฟเอ็ม แต่ถ้าต้องการทำให้เป็นสัญญาณพีเอ็ม ต้องเพิ่มวงจรทำอนุพันธ์ดังนั้นค่าของ $\theta(t)$ จึงมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณ $y(t)$ นั่นคือ

$$\theta(t) = k_f y(t) \quad (2.49)$$

โดย k_f คือค่าคงที่ของวงจร VCO

เนื่องจากในช่วงที่วงจรเฟสล็อกกลุ๊ปทำงานได้ถูกต้องคือต้องอยู่ในสถานะที่เรียกว่าสถานะล็อก (lock) ค่าเฟส $\theta(t)$ ของสัญญาณที่ออกจากวงจร VCO จะมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าเฟส $\phi(t)$ ของสัญญาณพีเอ็ม มากนั่นคือ $\theta(t) \cong \phi(t)$ ซึ่งหมายถึงว่า

$$k_f y(t) \cong \phi(t) \quad (2.50)$$

หรือ

$$y(t) = \frac{1}{k_f} \phi(t) \quad (2.51)$$

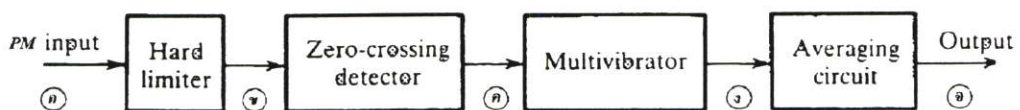
เนื่องจาก $\phi(t)$ จากสมการ (2.45) เท่ากับ $k_p m(t)$ ซึ่งเป็นค่าเฟสที่เปลี่ยนแปลงของสัญญาณพีเอ็ม ซึ่งการแปรเปลี่ยนเฟสนี้ก็ขึ้นกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ดังนั้นแทน $\phi(t) = k_p m(t)$ ลงใน (2.51) จะได้เป็น

$$y(t) = \frac{k_p m(t)}{k_f} \quad (2.52)$$

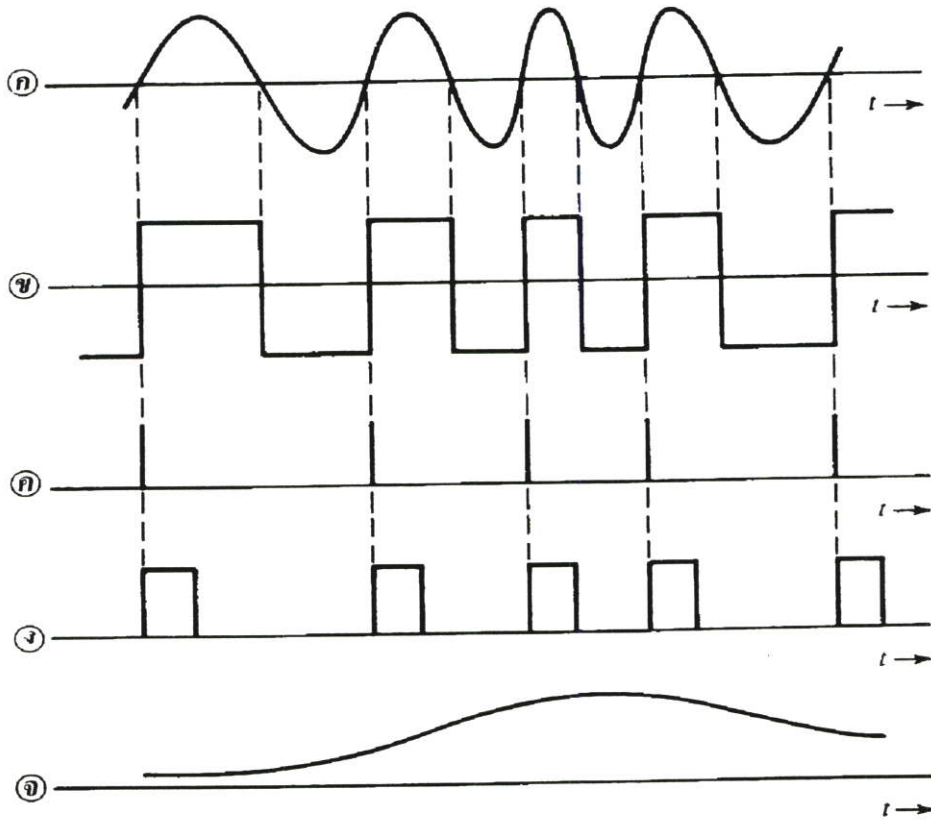
จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาแล้วแสดงให้เห็นว่าสัญญาณ $y(t)$ ที่ออกจากวงจรเฟสล็อกนี้ก็คือนสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ นั่นเอง

2.5.2.2 การดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธีการตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ (Zero-Crossing Demodulator)

ในวิธีการนี้ เราจะวัดความถี่ขณะใดขณะหนึ่งโดยจำนวนของ การตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ ดังแสดงในรูป 2.16 จากรูปจะเห็นว่า hard limiter จะแปลงสัญญาณพีเอ็มที่เข้ามาเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม รูปที่ 2.17 (ก) ณ เวลาที่สัญญาณลัพท์ของ hard limiter เพิ่มขึ้นทางบวกมันไปกระตุ้นที่ขอบขาขึ้นของ monostable multivibrator ทำให้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความกว้างคงที่ ณ เวลานั้น ดังรูปที่ 2.17 (ง) ซึ่งความถี่ของ พัลส์ที่เกิดขึ้นจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณ PM ที่เข้ามา ขณะนั้น ดังนั้นเมื่อขบวนพัลส์ จากรูป 2.17 (ง) ผ่านวงจรเฉลี่ยแล้วจะได้สัญญาณลัพท์นี้เป็นสัดส่วนกับความถี่ของสัญญาณ PM ที่เข้ามาขณะนั้น [6,9]



รูปที่ 2.16 แผนผังการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธีการตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์



รูปที่ 2.17 รูปร่างสัญญาณในขบวนการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยวิธีตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์

2.6 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงความหมายของการมอดูเลตโดยทั่วไป และการมอดูเลตเชิงมุมที่หมายถึงการมอดูเลตความถี่ และการมอดูเลตเฟส ซึ่งการมอดูเลตทั้งสองชนิดนี้มีความสัมพันธ์กันอย่างใกล้ชิด นั่นคือถ้านำวงจรมอดูเลตความถี่มาต่อหลังวงจรทำอนุพันธ์สัญญาณ ก็สามารถทำให้ได้วงจรมอดูเลตความเฟส แต่ถ้าเรานำวงจรมอดูเลตเฟสมาต่อหลังวงจรอินทิเกรตสัญญาณ ทำให้สามารถได้วงจรมอดูเลตความถี่ นอกจากนี้ในบทนี้ยังได้กล่าวถึงการมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มแบบแคบ ซึ่งมีลักษณะที่คล้ายกับสัญญาณเอเอ็ม นั่นคือมีขนาดของแบนด์วิดท์เป็นสองเท่าของแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร และการมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มแบบกว้าง ซึ่งสามารถสร้างขึ้นได้โดยตรง และทางอ้อมตามวิธีการของอาร์มสตรองที่สามารถควบคุมความเสถียรของคลื่นพาห้ได้

ในส่วนของการดีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มนั้นก็ได้นำเสนอทั้งวิธีโดยตรงคือใช้วงจรทำอนุพันธ์ของสัญญาณพีเอ็ม หรือการหาความชันของสัญญาณ (slope detection) และวิธีโดยอ้อมก็คือวิธีเฟสล็อกคูล และวิธีเช่นกันโดยได้วิธีตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ ซึ่งเป็นวิธีที่มีความคล้ายคลึงกับการดีมอดูเลตความถี่

บทที่ 3

วงจรกรองความถี่

3.1 กล่าวนำ

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญวงจรหนึ่งในทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าสาขาต่าง ๆ มากมาย และเป็นวงจรที่เป็นองค์ประกอบสำคัญของระบบสื่อสารโทรคมนาคมต่างๆ เช่น ในระบบการกระจายเสียง (broadcasting systems) ,ระบบความถี่วิทยุสื่อสาร (satellite systems) เป็นต้น บทนี้จะเป็นกล่าวถึงหลักการทั่วไป ประเภท เน้นเวิร์กฟังก์ชัน และคุณสมบัติต่างๆ ของ วงจรกรองความถี่ ในแต่ละประเภท เพื่อที่จะชี้ให้เห็นทั้งข้อดีและข้อเสียของวงจรกรองความถี่แต่ละชนิด และปัญหาในการเลือกใช้หรือออกแบบวงจรกรองความถี่ให้มีคุณสมบัติตรงตามอุดมคติมากที่สุด เพื่อที่ให้ได้มาซึ่งสัญญาณพัลส์ที่มีความถูกต้อง รวดเร็ว และรูปร่างไม่ผิดเพี้ยนตรงกับความต้องการ

3.2 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

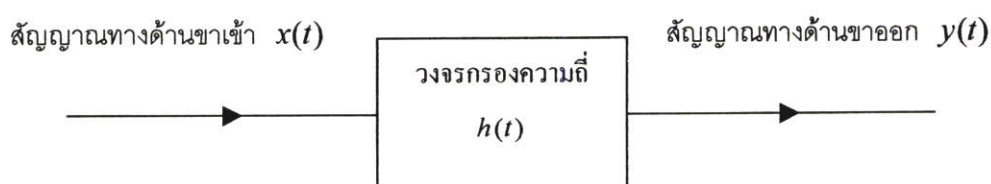
วงจรกรองความถี่ หมายถึงวงจรที่ทำหน้าที่กรองความถี่ทางไฟฟ้า หรืออีกนัยหนึ่งคือ วงจรแปลง (transform) สัญญาณเข้าเพื่อให้ได้สัญญาณออกตามที่ต้องการ สัญญาณเหล่านี้อาจจะถูกพิจารณาในโดเมนของเวลาหรือโดเมนของความถี่ สำหรับการพิจารณาในโดเมนของความถี่นั้นวงจรกรองความถี่เป็นอุปกรณ์สำหรับเลือกความถี่ (frequency-selective device) ซึ่งยอมให้สัญญาณผ่านเฉพาะความถี่ที่ต้องการ และจะกีดหรือลดทอนสัญญาณที่ความถี่อื่นๆ

การแบ่งวงจรกรองความถี่อาจแบ่งตามขบวนการ (process) สัญญาณที่ใช้ เป็นประเภทใหญ่ๆ ได้ 2 แบบ นั่นคือแบบแรกเป็นวงจรกรองความถี่ที่ถูกใช้กับสัญญาณแบบดิจิทัล (digital signals) หรือสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time signals) ซึ่งเรียกววงจรแบบนี้ว่า วงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล (digital filter) และแบบที่สองเป็นวงจรกรองความถี่ที่ถูกใช้กับสัญญาณแบบอนาลอก (analog signals) หรือสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (continuous-time signals) ซึ่งเรียกววงจรแบบนี้ว่า วงจรกรองความถี่แบบอนาลอก (analog filter) โดยวงจรแบบ อนาลอกนี้ยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆตามชนิดของชิ้นส่วนที่ใช้วงจรได้อีก 2 ประเภทคือวงจรกรองความถี่ประเภทพาสซีฟ (passive filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างมาจากอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ขดลวดตัวนำและตัวต้านทาน หรือสร้างมาจากตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ และวงจรกรองความถี่อีกประเภทหนึ่งคือวงจรกรองความถี่ประเภทแอกทีฟ (active filter) เป็น วงจรกรองความถี่ที่สร้างมาจากอุปกรณ์ประเภท

แอกทีฟ เช่น ออปแอมป์ ฯลฯ เพิ่มขึ้นร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เป็นต้น [10,11]

3.3 ประเภทของตัวกรองความถี่

ระบบของวงจรรองความถี่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ระบบของวงจรรองความถี่

เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณทางด้านขาเข้า

$y(t)$ คือ สัญญาณทางด้านขาออก

$h(t)$ คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบ

ซึ่งถ้าให้วงจรรองความถี่ภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบคอซอล (causal), เป็นแบบเชิงเส้น (linear) และเป็นระบบที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant) แล้ว $y(t)$ จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau) x(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

หรือเมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.1) จะได้ผลการแปลงลาปลาซ คือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (3.2)$$

โดย $Y(s)$, $X(s)$ และ $H(s)$ คือผลการแปลงลาปลาซของ $y(t)$, $x(t)$ และ $h(t)$ ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการที่ (3.2) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้คือ

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)| |X(j\omega)| \quad (3.3)$$

และ

$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \quad (3.4)$$

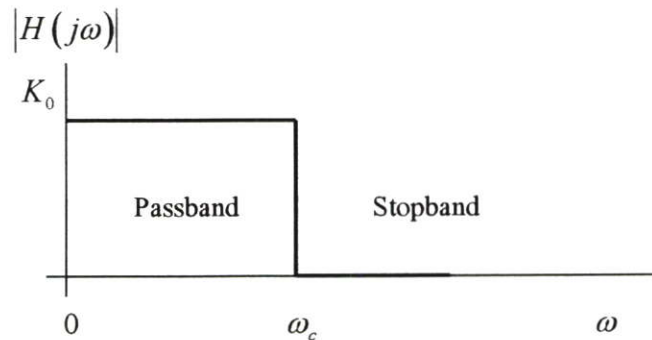
โดย $\phi_{Y(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $Y(j\omega)$, $\phi_{H(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $H(j\omega)$ และ $\phi_{X(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $X(j\omega)$ [10,12]

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองความถี่นั้นก็คือ ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดก็คือ ในการรับสัญญาณวิทยุซึ่งสัญญาณที่ส่งมาจากทางด้านสถานีส่งนั้นจะเป็นสัญญาณที่มาจากทุกสถานีที่ทำการกระจายเสียง รวมทั้งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะทำการกระจายเสียง การปรับค่าความถี่เพื่อรับฟังรายการจากสถานีใดสถานีหนึ่งนั้นจะทำได้โดยการกรองเอาสัญญาณของสถานีอื่นๆ ที่ไม่ต้องการรับฟังรวมทั้งสัญญาณรบกวนออกให้เหลือเพียงสัญญาณของสถานีที่ต้องการจะรับฟังเท่านั้น โดยเมื่อพิจารณาสมการที่ (3.3) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณทางด้านขาออกนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณขาเข้ากับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองความถี่ ถ้าหากค่าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{s1} และ ω_{s2} ก็แสดงว่าสัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ไม่ว่าสัญญาณทางด้านขาเข้านั้นจะมีค่าเท่าไรอยู่ในช่วง $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$ ซึ่งโดยทั่วไปช่วงความถี่ $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$ จะเรียกว่าแถบหยุด (stopband) ของวงจร $H(j\omega)$ นั้น ในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{p1} และ ω_{p2} ก็จะทำให้สัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเป็นไปตามสมการที่ (3.13) ในช่วงความถี่ $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$ ซึ่งช่วงความถี่นี้มีชื่อเรียกว่าแถบผ่าน (passband) ของวงจร $H(j\omega)$ นั้น

จากธรรมชาติการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงของแถบความถี่ที่แตกต่างกันกันของวงจร ทำให้วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นแบบย่อยๆ ได้อีก 4 แบบตามคุณลักษณะของแถบหยุดและแถบผ่านของวงจร เพื่อความสะดวกในการอธิบายจึงขอสมมติให้ วงจรกรองความถี่ที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรกรองความถี่ในเชิงอุดมคติ นั่นคือการตอบสนองทางเฟสเป็นแบบเชิงเส้น และมีค่าการสูญเสียทางขนาดเป็นศูนย์ในช่วงแถบผ่านของวงจร และให้การสูญเสียทางขนาดเป็นอนันต์ในหยุดของวงจร ($|H(j\omega)| = 0$)

3.3.1 วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter)

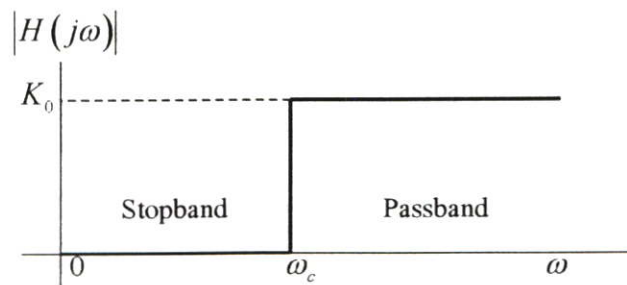
วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) ω_c ในขณะที่ช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าแบนด์วิธ (bandwidth) ของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_c เราจะพบว่า การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านในแบบอุดมคติ นั้นแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในแบบอุดมคติ

3.3.2 วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน (high-pass filter)

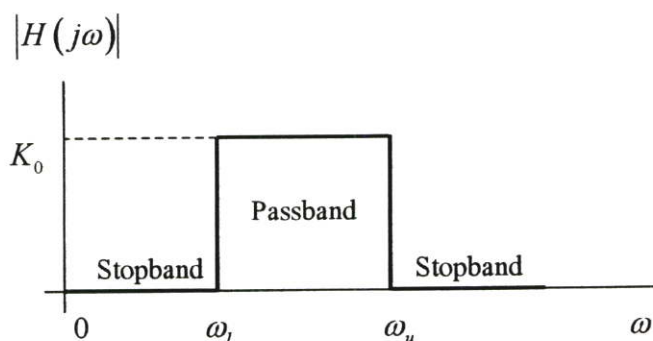
วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบหยุดอยู่ในช่วงความถี่ต่ำระหว่าง 0 และความถี่คัทออฟ ω_c ในขณะที่วงจรจะยอมให้ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านวงจรไปได้ ซึ่งการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านในแบบอุดมคตินั้นจะมีดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในแบบอุดมคติ

3.3.3 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter)

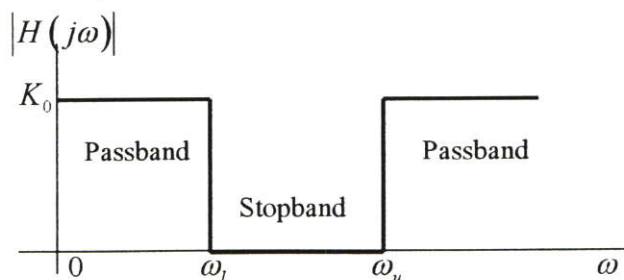
วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_l และ ω_u ($\omega_u > \omega_l$) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงของความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_u ซึ่งผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคตินั้นดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคติ

3.3.4 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด (band-stop filter)

วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบหยุดอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_l และ ω_u ($\omega_u > \omega_l$) ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงของความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_u สำหรับผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคติแสดงดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคติ

วงจรกรองความถี่ที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริงซึ่งในทางปฏิบัตินั้นคงใช้วงจรที่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ประมาณคล้ายกับผลตอบสนองในอุดมคติมาปฏิบัติกรต่างๆเท่านั้น [10,12]

3.4 เน็ทเวิร์กฟังก์ชัน

ในการออกแบบวงจรใดๆ เพื่อให้ผลตอบสนองตามที่ต้องการนั้นจะทำได้โดยหา เน็ทเวิร์กฟังก์ชันของวงจรเทียบกับฟังก์ชันที่ต้องการในอุดมคติ ซึ่งค่าที่ได้จะต้องใกล้เคียงกับฟังก์ชันในทางอุดมคติมากที่สุด เช่น การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำจะต้องให้เน็ทเวิร์กฟังก์ชันที่ได้ยอมให้สัญญาณความถี่ในย่านแถบผ่าน (passband) ออกไปได้ทั้งหมด โดยไม่มีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยน และสามารถกำจัดสัญญาณในย่านความถี่ที่ไม่ต้องการได้ทั้งหมดซึ่งวงจรใดๆสามารถแทนได้แต่เฉพาะฟังก์ชันที่อยู่ในรูปของเศษส่วนโพลิโนเมียลเท่านั้น จึงจำเป็นต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับผลตอบสนองชนิดต่างๆ ของฟังก์ชันแบบนี้ ซึ่งผลตอบสนองของเน็ทเวิร์กฟังก์ชันต่อความถี่ที่สำคัญได้แก่

- ผลตอบสนองทางขนาด (magnitude response)
- ผลตอบสนองทางเฟส (phase response)
- ความล่าช้ากลุ่ม (group delay)

ผลตอบสนองทั้งสองชนิดแรกนี้จะถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงเน็ทเวิร์กโดยทั่วไปสามารถเขียนเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในรูปโพลิโนเมียลได้คือ

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (3.5)$$

โดยที่ $N(s)$ และ $D(s)$ เป็นโพลิโนเมียลของเศษ และโพลิโนเมียลของส่วนตามลำดับ

m และ n เป็นลำดับของโพลิโนเมียลของเศษ และส่วนตามลำดับ

a และ b เป็นตัวเลขสัมประสิทธิ์ที่เป็นจำนวนจริง

s เป็นตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (complex-frequency variable)

และจากสมการ (3.5) สามารถแยกตัวประกอบได้เป็น

$$\left. \begin{aligned}
 T(s) &= K \frac{(s-z_1)(s-z_2)\dots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)} \\
 &= K \frac{\prod_{i=1}^m (s-z_i)}{\prod_{j=1}^n (s-p_j)}
 \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

โดยที่ K เป็นอัตราขยายซึ่งมีค่าคงที่
 z_i เป็นตำแหน่งซีโรอันดับที่ i
 p_i เป็นตำแหน่งโพลอันดับที่ j

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของเน็ตเวิร์ก โดยสมมติป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์ และเน็ตเวิร์กเป็นแบบลิเนียร์ ผลตอบสนองของวงจรในสภาวะเสถียรของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่ง s มีค่าเท่ากับ $j\omega$ ดังนั้นสมการ (3.6) จะได้เป็น

$$H(j\omega) = K \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)\dots(j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\dots(j\omega - p_n)} \quad (3.7)$$

เมื่อพิจารณาแฟคเตอร์ $(j\omega - S_i)$ โดยให้ S_i เป็นซีโร คือ $S_i = z_i$ หรือเป็นโพลคือ $S_i = p_j$ ซึ่งค่า S_i จะเป็นตัวเลขเชิงซ้อนสมมติให้ $S_i = \alpha_i + j\beta_i$ ค่าแฟคเตอร์ $(j\omega - S_i)$ จะได้เป็น

$$-\alpha_i + j(\omega - \beta_i) = M_i e^{j\theta_i} \quad (3.8)$$

$$\text{เมื่อ } M_i = \sqrt{\alpha_i^2 + (\omega - \beta_i)^2}$$

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{\omega - \beta_i}{-\alpha_i} \right)$$

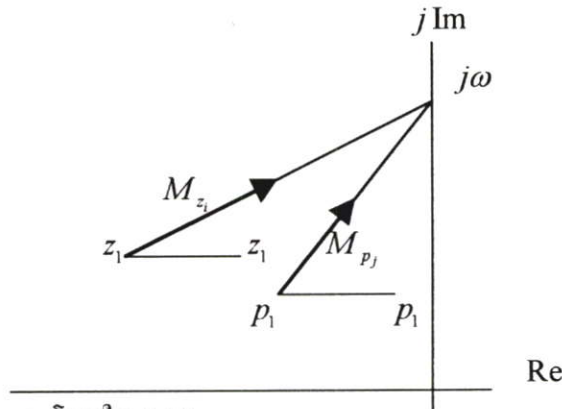
ดังนั้นสมการ (3.7) สามารถเขียนใหม่เป็น

$$\begin{aligned}
 H(j\omega) &= K \frac{M_{z_1} e^{j\theta_{z_1}} M_{z_i} e^{j\theta_{z_i}} K M_{z_m} e^{j\theta_{z_m}}}{M_{p_1} e^{j\theta_{p_1}} M_{p_j} e^{j\theta_{p_j}} K M_{p_n} e^{j\theta_{p_n}}} \\
 &= K \frac{M_{z_1} M_{z_i} K M_{z_m}}{M_{p_1} M_{p_j} K M_{p_n}} e^{j(\theta_{z_1} + \theta_{z_i} + \theta_{z_m} - \theta_{p_1} - \theta_{p_j} - \theta_{p_n})} \\
 &= M(\omega) e^{j\theta(\omega)}
 \end{aligned} \quad (3.9)$$

เมื่อ $M(\omega)$ เป็นขนาดของ $H(j\omega)$

$\theta(\omega)$ เป็นเฟสของ $H(j\omega)$

ใน S-Plane ค่าของแฟกเตอร์ $(j\omega - z_i)$ สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก z_i ไปยัง $j\omega$ และแฟกเตอร์ $(j\omega - p_j)$ สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก p_j ไปยัง $j\omega$ ดังนั้นสามารถเขียน เวกเตอร์ซึ่งแสดงขนาด และเฟสได้ดังในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 เวกเตอร์ของซีโร และโพลใน S-Plane

จากสมการ (3.9) และรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางขนาด $M(\omega)$ คือค่าของ K คูณกับผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโรไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{z_i} หารด้วยผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{p_j} สำหรับผลตอบสนองเฟส $\theta(\omega)$ คือผลรวมของมุมเวกเตอร์ของซีโร θ_{z_i} ลบด้วยผลรวมของมุมเวกเตอร์ของโพล θ_{p_j}

ความล่าช้ากลุ่มได้จากการพิจารณาสัญญาณในโดเมนของเวลา โดยแสดงให้อยู่ในรูปของโดเมนของความถี่ เช่นเดียวกันกับผลตอบสนองทางขนาดและเฟส โดยสมมติสัญญาณอินพุต V_1 ป้อนไปยังเน็ทเวิร์กที่มีค่าความล่าช้ากลุ่มเท่ากับ D วินาที ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุต V_2 จะได้

$$V_2 = V_1(t - D) \quad (3.10)$$

เนื่องจากสัญญาณใดๆเกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์เสมอ ฉะนั้นสัญญาณอินพุตจะได้

$$V_1 = A \sin(\omega t + \phi) \quad (3.11)$$

จากสมการ (3.10) จะได้สัญญาณเอาต์พุตคือ

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= A \sin[\omega(t - D) + \phi] \\ &= A \sin[\omega t - \omega D + \phi] \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

จากสมการ (3.11) และ (3.12) จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตมีเฟสต่างกันคือ

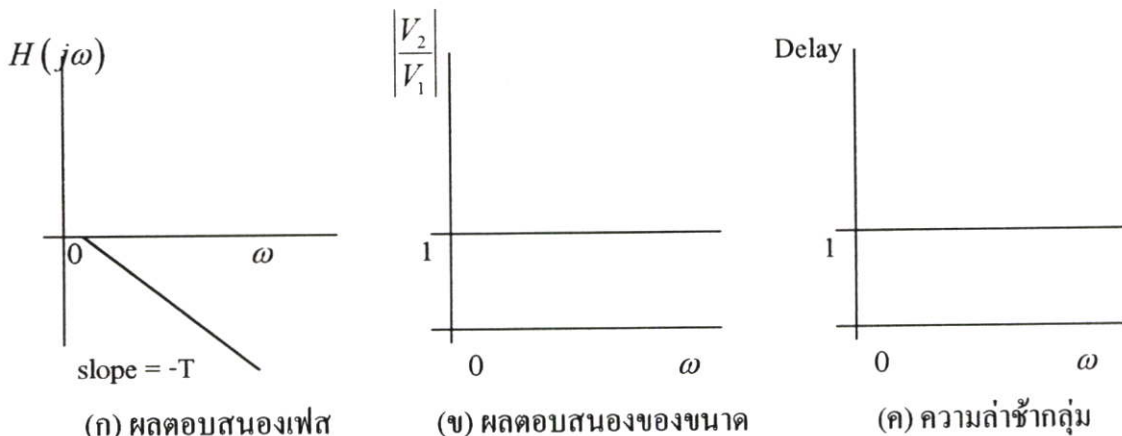
$$\theta = -\omega D \quad (3.13)$$

ฟังก์ชันความล่าช้ากลุ่มจะได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (3.13) เทียบกับ ω ซึ่งจะได้

$$D = \frac{-d\theta}{d\omega} \quad (3.14)$$

ดังนั้นผลตอบสนองของความล่าช้ากลุ่มก็คือค่าที่เป็นลบของการหาอนุพันธ์ผลตอบสนองทางเฟส นั่นเอง ค่าของผลตอบสนอง และความล่าช้ากลุ่มมีความสำคัญมาก สำหรับงานที่ไม่ต้องการให้สัญญาณที่ส่งมีการผิดเพี้ยน (distort) หลังออกจากวงจรของความถี่แล้ว ดังเช่นงานการมอดูเลตสัญญาณนั้น คุณสมบัติของวงจรของความถี่ที่เลือกใช้จะต้องใกล้เคียงกับคุณสมบัติของวงจรของความถี่ในอุดมคติมากที่สุด นั่นคือผลตอบสนองของเฟสต้องเป็นแบบเชิงเส้น ผลตอบสนองของขนาด

และความล่าช้ากลุ่มจะคงที่ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ดังนั้นในการมอดูเลตสัญญาณจึงมีปัญหาในการเลือกใช้ตัวกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติของวงจรถูกัดก็่เคียงกับคุณสมบัติในอุดมคติมากที่สุด เพื่อที่จะทำให้สัญญาณลัพท์หลังจากผ่านวงจรรองความถี่ที่มีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด [13-19]



รูปที่ 3.7 แสดงคุณสมบัติในอุดมคติของผลตอบสนองเน็ทเวิร์กฟังก์ชันต่อความถี่

3.5 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่

วงจรรองความถี่จะมีคุณสมบัติการทำงานที่แตกต่างกันในแต่ละชนิด แล้วแต่วัตถุประสงค์ของผู้ออกแบบ ซึ่งในที่นี้จะขอยกตัวอย่างวงจรมাত্রฐานของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่เป็นที่รู้จัก และมีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน

3.5.1 วงจรรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (butterworth filter)

วงจรรองความถี่ชนิดนี้มีคุณสมบัติที่ให้ผลตอบสนองขนาดเรียบมากที่สุดดูในย่านแถบความถี่ผ่าน และฟังก์ชันของขนาดจะลดลงทางเดียว (monotonically decreasing) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท เป็นดังนี้

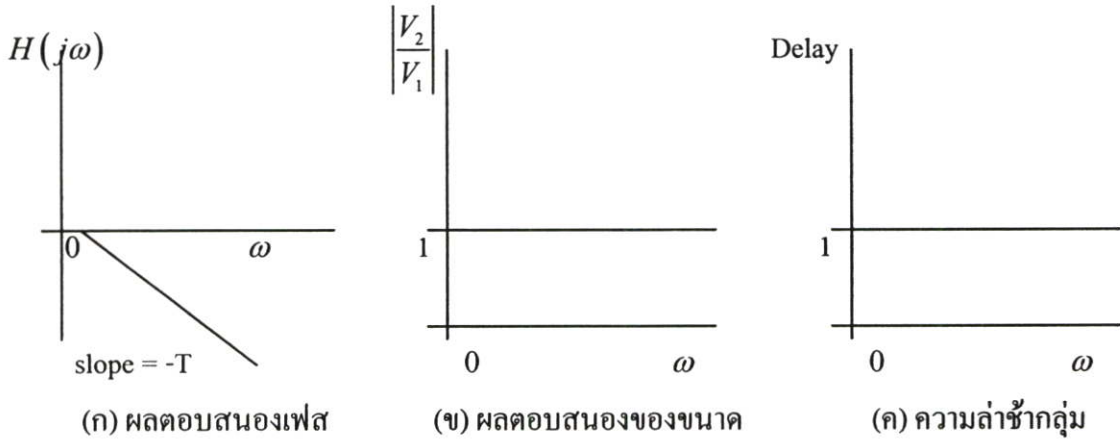
$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}} \tag{3.15}$$

เมื่อ ω_c เป็นความถี่ที่ทำให้ $|H(j\omega)| = 0.707$

n เป็นลำดับของวงจร

คุณลักษณะของวงจรรองชนิดนี้คือเมื่อ n เพิ่มขึ้น $|H(j\omega)|$ จะเข้าใกล้ 1 เมื่อ $\omega < \omega_c$ และ $|H(j\omega)|$ จะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อ $\omega > \omega_c$ ดังแสดงในรูปที่ 3.8

และความล่าช้ากลุ่มจะคงที่ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ดังนั้นในการมอดูเลตสัญญาณจึงมีปัญหาในการเลือกใช้ตัวกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติของวงจรใกล้เคียงกับคุณสมบัติในอุดมคติมากที่สุด เพื่อที่จะทำให้สัญญาณลัพธ์หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่มีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด [13-19]



รูปที่ 3.7 แสดงคุณสมบัติในอุดมคติของผลตอบสนองเน็ทเวิร์กฟังก์ชันต่อความถี่

3.5 คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่จะมีคุณสมบัตินำที่แตกต่างกันในแต่ละชนิด แล้วแต่วัตถุประสงค์ของผู้ออกแบบ ซึ่งในที่นี้จะขอกล่าวอย่างวงจรมาตรฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่เป็นที่รู้จัก และมีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน

3.5.1 วงจรกรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (butterworth filter)

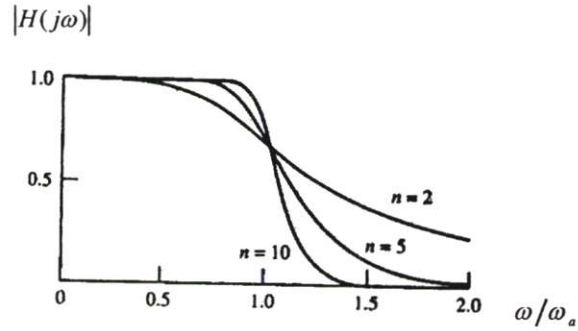
วงจรกรองความถี่ชนิดนี้มีคุณสมบัติที่ให้ผลตอบสนองขนาดเรียบมากที่สุดในช่วงแถบความถี่ผ่าน และฟังก์ชันของขนาดจะลดลงทางเดียว (monotonically decreasing) ทราบสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท เป็นดังนี้

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}} \tag{3.15}$$

เมื่อ ω_c เป็นความถี่ที่ทำให้ $|H(j\omega)| = 0.707$

n เป็นลำดับของวงจร

คุณลักษณะของวงจกรองชนิดนี้คือเมื่อ n เพิ่มขึ้น $|H(j\omega)|$ จะเข้าใกล้ 1 เมื่อ $\omega < \omega_a$ และ $|H(j\omega)|$ จะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อ $\omega > \omega_a$ ดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงค่า $|H(j\omega)|$ ที่ค่า n ต่างๆ ของวงจกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ท

ค่า ω_a สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\left. \begin{aligned} \omega_a &= \omega_c \left[\gamma^2 / (1 - \gamma^2) \right]^{1/2n} \\ &= \omega_r \left[r^2 / (1 - r^2) \right]^{1/2n} \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

เมื่อ ω_c คือ ค่าความถี่คัทออฟ
 γ คือ ค่าของ $|H(j\omega)|$ ที่ความถี่คัทออฟ
 ω_r คือ ค่าความถี่ rejection
 r คือ ค่าของ $|H(j\omega)|$ ที่ความถี่ rejection

โดยที่ γ สามารถหาได้ดังนี้

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_c/\omega_a)^{2n}}} \quad (3.17)$$

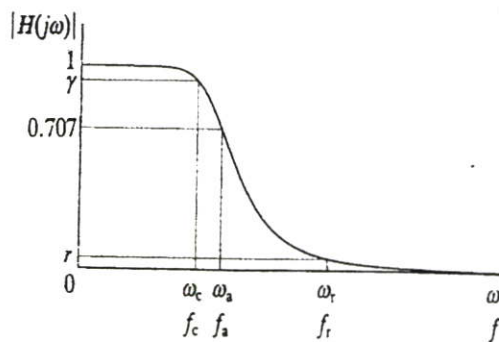
และ r สามารถหาได้จาก

$$r = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_r/\omega_a)^{2n}}} \quad (3.18)$$

และเราสามารถหาลำดับ n ของวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ทได้จาก

$$n = \frac{\ln\left[\left(\gamma^2/r^2\right)(1-r^2)/(1-\gamma^2)\right]}{2 \ln(\omega_r/\omega_c)} \quad (3.19)$$

สำหรับค่าแอมพลิจูดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันสำหรับวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ท ที่ค่าความถี่ต่างๆ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 ซึ่งสามารถใช้อธิบายตัวแปรต่างๆ ที่ได้กล่าวมาข้างต้นเป็นอย่างดี



รูปที่ 3.9 แสดงค่าแอมพลิจูดของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันสำหรับวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ท

3.5.2 วงจรกรองความถี่ชนิดเชบีเชฟ (chebyshev filter)

วงจรกรองความถี่ชนิดนี้มีคุณสมบัติให้ผลตอบสนองขนาดในย่านแถบความถี่ผ่านเป็นขดคลื่นเท่ากันตลอด และให้ความชันมากที่สุด ณ ความถี่คัทออฟ และฟังก์ชันของขนาดจะลดลงไปทางเดียวในย่านแถบความถี่หยุด ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ชนิดเชบีเชฟ เป็นดังนี้

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_c)}} \quad (3.20)$$

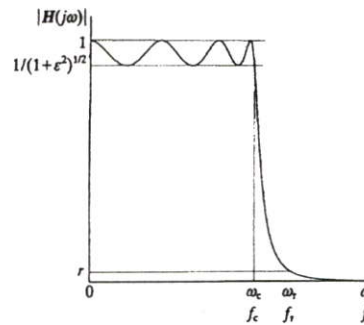
เมื่อ $T_n(\omega/\omega_c) = \cos[n \cos^{-1}(\omega/\omega_c)]$ สำหรับ $-1 \leq \omega/\omega_c \leq 1$

$T_n(\omega/\omega_c) = \cosh[n \cosh^{-1}(\omega/\omega_c)]$ สำหรับ $|\omega/\omega_c| > 1$

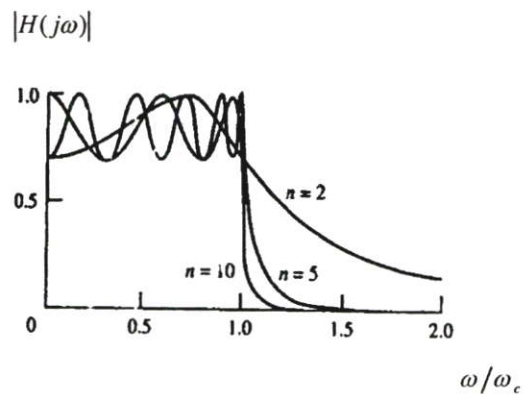
ผลตอบสนองแอมพลิจูดในช่วงแถบผ่านจะมีลักษณะเป็นลูกคลื่นอยู่ระหว่าง 1 ถึง $(1 + \varepsilon^2)^{1/2}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.10 และจำนวนของลูกคลื่นขึ้นอยู่กับค่า n ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ซึ่งค่า n จะหาได้จาก

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left[\sqrt{(1/r^2 - 1)/\varepsilon} \right]}{\cosh^{-1} (\omega_r/\omega_c)} \quad (3.21)$$

และ $\varepsilon = \frac{\sqrt{1 - \gamma^2}}{\gamma}$



รูปที่ 3.10 แสดงค่าแอมพลิจูดของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรถกรองชนิดเชบีเชฟ



รูปที่ 3.11 แสดงจำนวนของลูกคลื่น เมื่อ n มีค่าต่างๆของวงจรถกรองชนิดเชบีเชฟ

3.5.3 วงจรถกรองความถี่ชนิดอิลิปติก (elliptic filter)

วงจรถกรองความถี่ชนิดนี้เป็นวงจรถกรองความถี่ที่ให้คุณสมบัติรวมของวงจรถกรองความถี่เชบีเชฟ และอินเวอร์สเชบีเชฟ กล่าวคือจะให้ผลตอบสนองขนาดลักษณะคลื่นเท่ากันทั้งย่านแถบ

ความถี่ผ่าน และย่านแถบความถี่หยุด ทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน โดยทั่วไปของวงจรกรองความถี่แบบอีลิปติกก็คือ

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega/\omega_c)}} \quad (3.22)$$

เมื่อ

$$R_n(\omega/\omega_c) = \begin{cases} M \prod_{i=1}^{n/2} \frac{(\omega/\omega_c)^2 - \omega_{p_i}^2}{(\omega/\omega_c)^2 - \omega_{z_i}^2} & \text{for } n \text{ even} \\ M \omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{(\omega/\omega_c)^2 - \omega_{p_i}^2}{(\omega/\omega_c)^2 - \omega_{z_i}^2} & \text{for } n \text{ odd} \end{cases} \quad (3.23)$$

โดยที่ $M = \sqrt{\frac{10^{0.1K_s} - 1}{10^{0.1K_p} - 1}}$

และเพื่อความสะดวกในการอธิบายตัวแปรต่างๆที่กล่าวมาข้างต้นในหัวข้อนี้เราจะอาศัยรูปที่

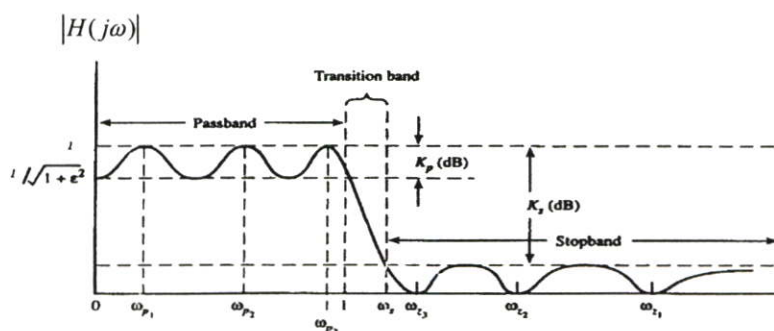
3.11 ซึ่งนั้นจะพบว่า

ω_{p_i} คือ ความถี่ที่ลูกคลื่นที่ i ในช่วงแถบความถี่ผ่านมีแอมพลิจูดสูงสุด

ω_{z_i} คือ ความถี่ที่ลูกคลื่นที่ i ในช่วงแถบความถี่หยุดมีแอมพลิจูดสูงสุด

K_p คือ แอมพลิจูดที่เบี่ยงเบนสูงสุดในช่วงแถบความถี่ผ่านในหน่วย dB

K_s คือ ผลต่างจากยอดแอมพลิจูดในช่วงแถบความถี่ผ่านจนถึงยอดแอมพลิจูดของสัญญาณ
ในช่วงแถบความถี่หยุดในหน่วย dB



รูปที่ 3.12 แสดงค่าแอมพลิจูดของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองชนิดอีลิปติก

3.6 สรุป

จากการที่ได้ศึกษาเน็ทเวิร์กฟังก์ชัน และคุณลักษณะเฉพาะตัวของวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆ จะพบว่า การที่จะออกแบบ หรือเลือกใช้วงจรรองความถี่ใดๆ ที่ทั้งให้เหมาะสมกับงาน และมีคุณสมบัติของวงจรเป็นไปตามอุดมคติ เพื่อให้สามารถขจัดสัญญาณที่มีความถี่ที่ไม่ต้องการ และสามารถทำให้สัญญาณที่ความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้อย่างหมด รวบรวมทั้งเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว รูปร่างชัดเจนไม่ผิดเพี้ยนนั้น มีความเป็นไปได้ค่อนข้างยาก ทั้งนี้เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบในวงจรไม่สามารถให้คุณสมบัติได้ตามอุดมคติ และวงจรรองความถี่แต่ละชนิดก็มีทั้งข้อดี และข้อเสียในตัวของมันเอง ดังนั้นถ้าเราสามารถหลีกเลี่ยงวงจรรองความถี่โดยใช้หลักการอื่นที่สามารถขจัดสัญญาณที่มีความถี่ที่ไม่ต้องการออกได้ทั้งหมด และสามารถทำให้สัญญาณที่ความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้อย่างดี ก็อาจจะทำให้ระบบที่เคยมีความยุ่งยากในการเลือกใช้วงจรรองความถี่ มีความสะดวกในการใช้งานมากกว่าเดิม

บทที่ 4

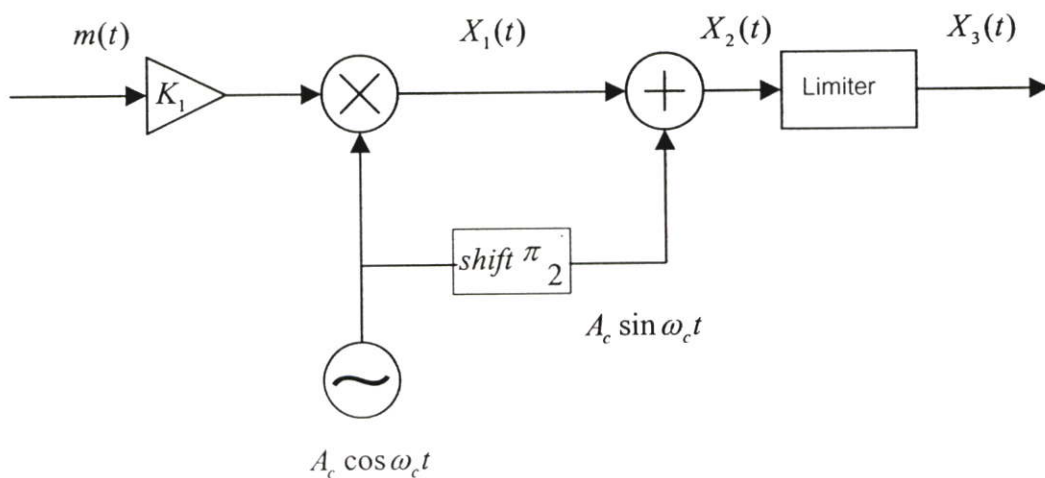
การมอดูเลตเฟสที่มีตัวกรองความถี่

4.1 กล่าวนำ

ในการมอดูเลตเฟสโดยทั่วไปเราจะพบว่าไม่ว่าจะเป็นการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์กว้างโดยอ้อม [1] และโดยตรง [9] หรือการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ [2] ล้วนแล้วแต่มีความจำเป็นต้องมี ส่วนของตัวกรองความถี่ เพื่อขจัดส่วนของสัญญาณที่มีความถี่ที่ไม่ต้องการ และให้คงไว้แต่ สัญญาณที่มีความถี่ตามต้องการเท่านั้น ดังนั้นการมอดูเลตเฟสดังกล่าวข้างต้นจึงมักจะมีปัญหาของ ความล่าช้าของผลตอบสนอง และรูปร่างของสัญญาณหลังจากการมอดูเลตมีความผิดเพี้ยนอันเนื่อง มาจากเราไม่สามารถที่จะหาตัวกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติตรงตามอุดมคติได้ดังที่กล่าวในบทที่แล้ว ในบทนี้จะพิจารณาการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ ซึ่งจะกล่าวถึงหลักการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์ แคบ การกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด ลักษณะของเฟสลัทช์ และสัญญาณลัทช์ที่ได้จากการมอดู เลตเฟส และนอกจากนี้ยังได้ทำการทดลองหลักการ โดยวิธีเลียนแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม Simulink เพื่อให้เห็นถึงผลกระทบจากวงจรกรองความถี่อีกด้วย

4.2 หลักการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ

พิจารณาวงจรการทำงานของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ ดังรูปที่ 4.1 พบว่าเมื่อ สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่มีอัตราขยาย K_1 ถูกนำมามอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ $A_c \cos \omega_c t$



รูปที่ 4.1 วงจรการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบที่มีตัวกรองความถี่

สัญญาณพัลส์ที่ได้ในช่วงนี้จะเป็นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างคู่จัดคลื่นพาห์ ซึ่งเรียกย่อว่า ดีเอสบี เอสซี (DSB-SC) [1] หรือสัญญาณเอเอ็มนั่นเองซึ่งมีสมการเป็น

$$X_1(t) = K_1 m(t) A_c \cos \omega_c t \quad (4.1)$$

เมื่อนำสัญญาณ DSB-SC นี้ไปรวมกับสัญญาณ $A_c \cos \omega_c t$ ที่ถูกทำให้เลื่อนเฟสไป $\frac{\pi}{2}$ หรือ 90° จะได้

$$X_2(t) = K_1 m(t) A_c \cos \omega_c t + A_c \sin \omega_c t \quad (4.2)$$

$$= \left(\sqrt{(K_1 m(t) A_c)^2 + A_c^2} \right) \times \sin(\omega_c t + \tan^{-1}(m(t) K_1)) \quad (4.3)$$

จากสมการ (4.3) จะเห็นว่านอกจากเฟสพัลส์ของสัญญาณ $X_2(t)$ เปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ แล้ว ขนาดของสัญญาณ $X_2(t)$ ก็เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ด้วย ซึ่งขัดกับหลักการของสัญญาณพีเอ็มที่มีเพียงเฟสพัลส์ของสัญญาณหลังการมอดูเลตเท่านั้นที่เปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร ดังนั้นจึงจำเป็นต้องแก้ปัญหานี้โดยใช้ส่วนของ limiter bandpass filter เพื่อจะทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีขนาดคงที่ คงเหลือแต่การเปลี่ยนแปลงเฟสพัลส์ไปตามสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เท่านั้น นั่นคือเราจะได้สัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการดังนี้

$$X_3(t) = \sin[\omega_c t + \tan^{-1}(m(t) K_1)] \quad (4.4)$$

ถ้ากำหนดให้

$$\phi_n(t) = \tan^{-1}[m(t) K_1] \quad (4.5)$$

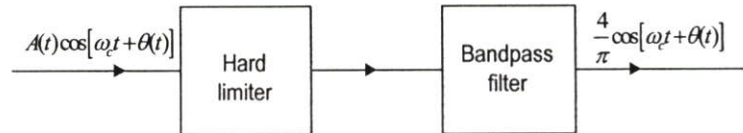
เราสามารถเขียน (4.4) ได้ใหม่เป็น

$$X_3(t) = \sin(\omega_c t + \phi_n(t)) \quad (4.6)$$

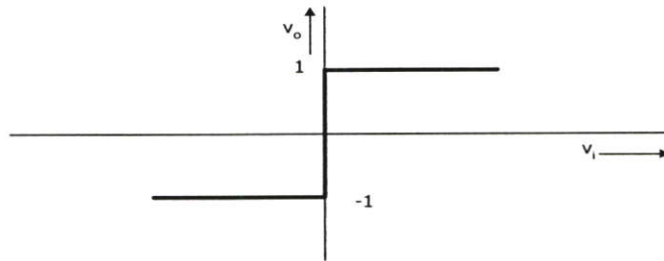
ซึ่งจะเห็นว่า $\phi_n(t)$ ก็คือเฟสของสัญญาณพัลส์ $X_3(t)$ ที่เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ $A_c \sin \omega_c t$ ณ เวลา t ใดๆนั่นเอง

4.3 หลักการทำงานของ limiter bandpass filter

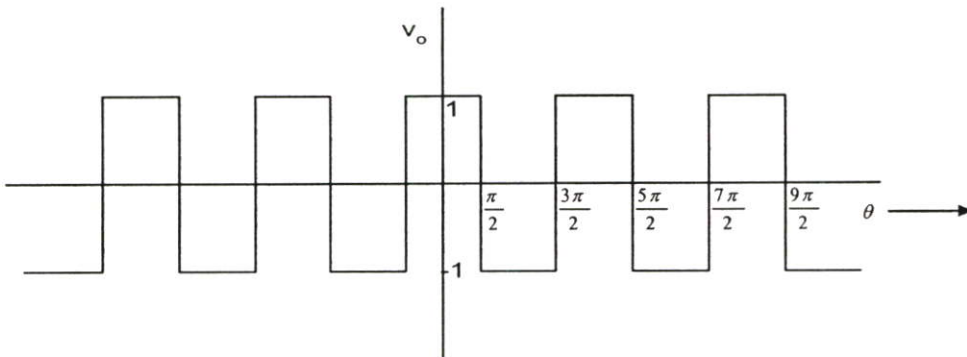
หลักการทำงานของ limiter bandpass filter หรืออาจจะเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า bandpass limiter ก็คือจำกัดปัญหาการแปรเปลี่ยนขนาดของคลื่นพาห้หลังจากการมอดูเลตเชิงมุมใดๆไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ส่วนประกอบสำคัญของ limiter bandpass filter แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนของ hard limiter และส่วนของวงจรรองความถี่แถบผ่าน ดังรูปที่ 4.2 (ก)



(ก) ส่วนประกอบของ limiter bandpass filter ที่สามารถจำกัดการแปรปรวนของขนาดของสัญญาณได้



(ข) คุณลักษณะของสัญญาณขาเข้าและขาออก ของ Hard limiter



(ค) สัญญาณขาออกของ Hard limiter เทียบกับมุมของสัญญาณขาเข้า

รูปที่ 4.2 แสดงส่วนประกอบ คุณลักษณะของ Hard limiter และสัญญาณหลังจากผ่าน

Hard limiter

ถ้าเราสมมติให้สัญญาณที่ป้อนเข้าสู่วงจรร hard limiter เป็นสัญญาณมอดูเลตเชิงมุม ในที่นี้สมมติให้เป็นสัญญาณพีเอ็ม ซึ่งมีสมการเป็น

$$v_i(t) = A(t) \cos \theta(t) \quad (4.7)$$

เมื่อ

$$\theta(t) = \omega_c t + K_1 m(t) \quad (4.8)$$

ผลลัพธ์ของ hard limiter คือสัญญาณ $v_o(t)$ นั้นได้จากคุณสมบัติของ hard limiter ที่ว่า เนื่องจาก $A(t) \geq 0$ และโดยไม่คำนึงถึงการขึ้นกับเวลาเราจะได้สัญญาณผลลัพธ์ของ hard limiter เป็น

$$v_o(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{when } \cos\theta > 0 \\ -1 & \text{when } \cos\theta < 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

ซึ่งคุณสมบัติของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกของ hard limiter ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.2 (ข) และเราจะเห็นว่า $v_o(\theta)$ ที่ได้ตามสมการ (4.9) นั้นจะมีลักษณะเหมือนการทำตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ (zero-crossing) นั่นคือมีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมและเป็นสัญญาณที่มีคาบเวลาเป็น 2π ดังรูปที่ 4.2 (ค) ซึ่งเราสามารถกระจายสัญญาณที่มีคาบเวลาดังกล่าวโดยใช้อนุกรมฟูเรียร์ดังนี้

$$v_o(\theta) = \frac{4}{\pi} \left[\cos\theta - \frac{1}{3}\cos 3\theta + \frac{1}{5}\cos 5\theta + \dots \right] \quad (4.10)$$

และ ณ เวลา t ขณะใดขณะหนึ่ง $\theta = \omega_c t + K_1 m(t)$ จึงสามารถเขียน (4.10) ได้ใหม่เป็น

$$v_o[\theta(t)] = \frac{4}{\pi} \left\{ \cos[\omega_c t + K_1 m(t)] - \frac{1}{3}\cos 3[\omega_c t + K_1 m(t)] + \frac{1}{5}\cos 5[\omega_c t + K_1 m(t)] + \dots \right\} \quad (4.11)$$

ซึ่งเราจะเห็นว่าสัญญาณที่ออกมาจาก hard limiter จะเป็นสัญญาณที่ประกอบไปด้วยสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณพีเอ็มเอ็มรวมกับสัญญาณที่มีความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 3, 5, 7, ... ของสัญญาณพีเอ็มเอ็ม ดังนั้นถ้าเราผ่านสัญญาณ (4.11) เข้าไปในวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่มีความถี่กึ่งกลางอยู่ที่ ω_c และแบนด์วิธเท่ากับ B_{PM} ดังรูปที่ 4.2 (ก) ผลลัพธ์ที่ออกมาจากวงจรกรองความถี่แถบผ่านก็จะเป็น

$$e_o(t) = \frac{4}{\pi} \cos[\omega_c t + K_1 m(t)] \quad (4.12)$$

ดังนั้นเราจะ ได้สัญญาณพีเอ็มที่มีขนาดของสัญญาณคงที่มีเพียงเฟสลัพท์ของสัญญาณเท่านั้นที่แปรเปลี่ยนไปตามสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ดังต้องการ [9]

4.4 การกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด

ในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายถึงวิธีการที่จะกำหนดให้เฟสของสัญญาณลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสตาม (4.6) เบี่ยงเบนสูงสุดไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ $A_c \sin \omega_c t$ ไปตามองศาที่ต้องการ

เริ่มจากพิจารณา (4.5) ซึ่งเป็นสมการเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟส

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} [m(t)K_1] \quad \text{[องศา]} \quad (4.5)$$

และเนื่องจากเฟสของสัญญาณลัพท์จะเบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้สูงสุดก็ต่อเมื่อสัญญาณข่าวสารมีค่ามากที่สุด
ถ้ากำหนดให้สัญญาณข่าวสารคือ

$$m(t) = a \cos \omega t \quad (4.13)$$

เพื่อความสะดวกเราจะกำหนดให้แอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ 1 ($a=1$) นั่นก็หมายถึงสัญญาณข่าวสารจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1 นั่นเอง ดังนั้นเราจึงแทน $m(t)=1$ ลงใน (4.5) จึงได้เป็นสมการเฟสของสัญญาณลัพท์ที่เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้สูงสุด ซึ่งเราจะเรียกค่าเฟสนี้ว่าค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด (maximum phase deviation : ϕ_{\max})

$$\phi_{\max} = \tan^{-1} (K_1) \quad (4.14)$$

จาก (4.14) พบว่าตัวแปรที่เป็นตัวกำหนดว่าการมอดูเลตเฟสจะให้เฟสของสัญญาณลัพท์เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้สูงสุดที่องศาใดคือ K_1 นั่นเอง ซึ่งเราสามารถเขียน (4.14) ได้ใหม่เป็น

$$K_1 = \tan(\phi_{\max}) \quad (4.15)$$

ซึ่ง ϕ_{\max} หมายถึง เฟสของสัญญาณลัพท์ที่ต้องการให้เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้สูงสุดในหน่วยองศา

ดังนั้นเราจึงสามารถหาค่า K_1 ที่จะเป็นตัวกำหนดว่าการมอดูเลตเฟสครั้งนั้นๆ จะให้เฟสของสัญญาณพัลส์เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ได้สูงสุดกี่องศา ตามตารางที่ 4.1 โดยการแทน $\phi_{\max} = \pm 15^\circ, \pm 30^\circ, \pm 45^\circ, \pm 60^\circ, \pm 75^\circ$ ตามลำดับ ลงใน (4.15)

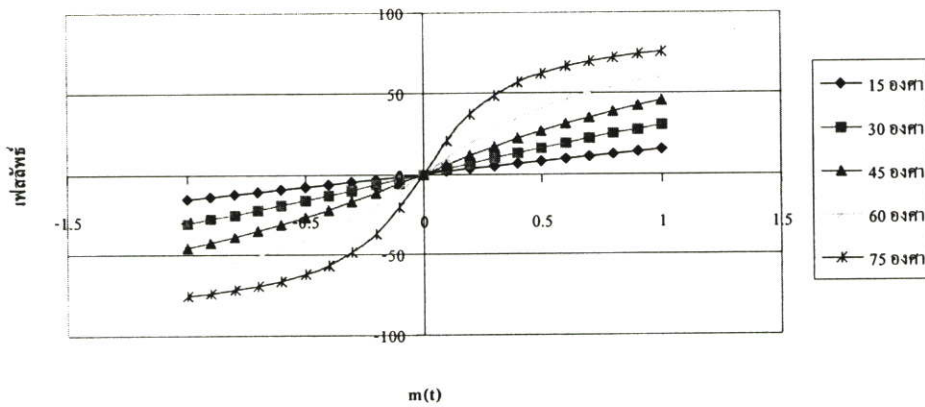
ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงค่า K_1 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

มุมเบี่ยงเบนสูงสุด	ค่า K_1
$\pm 15^\circ$	± 0.268
$\pm 30^\circ$	± 0.577
$\pm 45^\circ$	± 1.000
$\pm 60^\circ$	± 1.732
$\pm 75^\circ$	± 3.732

จากตารางที่ 4.1 สามารถอธิบายได้ว่า ถ้าสมมติว่าต้องการจะทำการมอดูเลตเฟสที่เฟสของสัญญาณพัลส์เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้สูงสุด $\pm 30^\circ$ ก็ต้องนำค่า $K_1 = \pm 0.577$ ไปคูณกับสัญญาณข่าวสารตามรูปที่ 4.1 นั่นเอง

4.5 ลักษณะของเฟสพัลส์

ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำค่า K_1 จากตารางที่ 4.1 และสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 แทนลงใน (4.5) แล้วนำค่าเฟสพัลส์ที่ได้ทำการ plot กราฟเทียบกับสัญญาณข่าวสาร ดังรูปที่ 4.2 เพื่อที่แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสพัลส์จากการมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสารว่ามีลักษณะแปรผันโดยตรงหรือมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกันหรือไม่ ทั้งนี้เนื่องจากการมอดูเลตเฟสที่ค่านั้นเฟสพัลส์ที่ได้ควรจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น เพื่อความสะดวก และความถูกต้องแม่นยำ ในการดีมอดูเลตเฟสกลับคืนมา



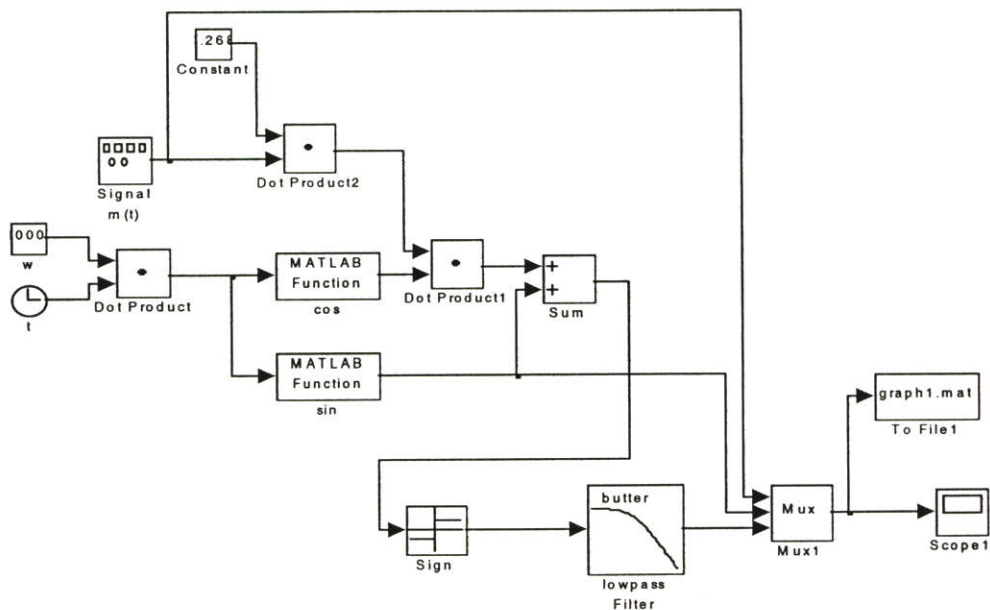
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณขาเข้า กับเฟสลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลตแบบเดิม ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

จากรูปที่ 4.3 พบว่าถ้ากำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตไม่เกิน $\pm 45^\circ$ เฟสลัพธ์ของการมอดูเลตแบบเดิมนี้อาจมีความสัมพันธ์แปรผันโดยตรงกับสัญญาณขาเข้าที่มีค่าในช่วง -1 ถึง 1 แต่ถ้ากำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตเกินกว่า $\pm 45^\circ$ เฟสลัพธ์ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณขาเข้าในลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น หรือจะกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ เฟสลัพธ์ของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับสัญญาณขาเข้า เมื่อกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตไม่เกิน $\pm 45^\circ$ ซึ่งเป็นช่วงที่แคบๆ จึงทำให้มีข้อเสียก็คือ จะทำให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณลัพธ์ได้ไม่ชัดเจน

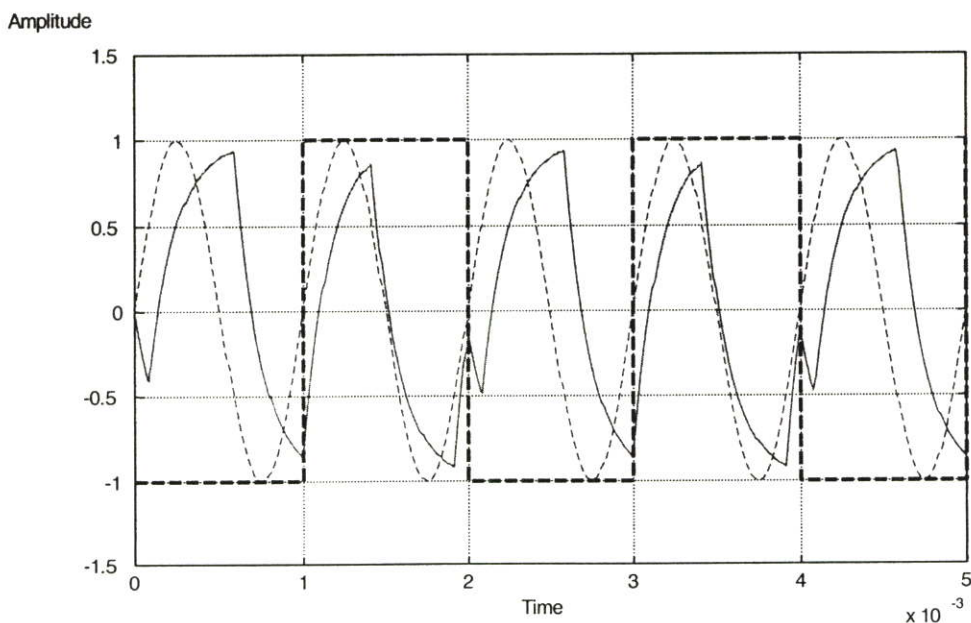
4.6 สัญญาณลัพธ์จากการมอดูเลตเฟสที่มีตัวกรองความถี่

จากบทที่แล้วเราได้ทราบว่าการกรองความถี่นั้นจะมีคุณลักษณะ ผลตอบสนองทางความถี่ เฟส และเวลาแตกต่างกันในแต่ละประเภท อีกทั้งเรายังไม่สามารถหาวงจรรองความถี่ที่คุณสมบัติตรงตามอุดมคติได้ ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่นำมาต่อวงจรนั้นไม่สามารถควบคุมได้ตามอุดมคติ จึงทำให้วงจรใด หรือกระบวนการใดที่มีวงจรรองความถี่ประกอบอยู่นั้น จะประสบปัญหาในการเลือกใช้ตัวกรองความถี่ที่จะให้ผลตรงตามอุดมคติ เพื่อให้ได้มาซึ่งผลตอบสนองที่รวดเร็ว รูปร่างของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรรองความถี่รูปร่างชัดเจน ไม่ผิดเพี้ยน ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้มีการทดลองเขียนแบบวงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบตามรูปที่ 4.1 โดยใช้โปรแกรม Simulink เพื่อให้เห็นถึงผลกระทบของวงจรที่ประกอบไปด้วยวงจรรองความถี่นั้นจะให้ผลตอบสนอง และรูปร่างของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรรองความถี่เป็นอย่างไร รูปที่ 4.4 เป็นแผนผังการเขียนแบบวงจรมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ ส่วนในรูปที่ 4.5 (ก)-(จ) เป็นรูปแสดงผลการเขียน

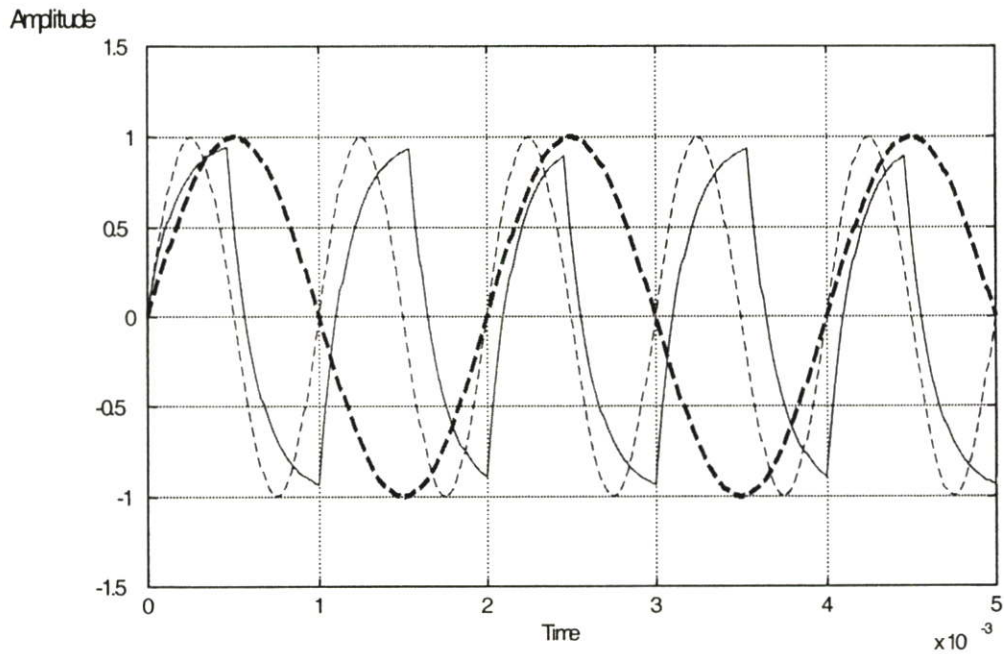
แบบวงจร ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ โดยที่สัญญาณข่าวสารแทนด้วย คลื่นพาห้แทนด้วย และสัญญาณลัพท์แทนด้วย



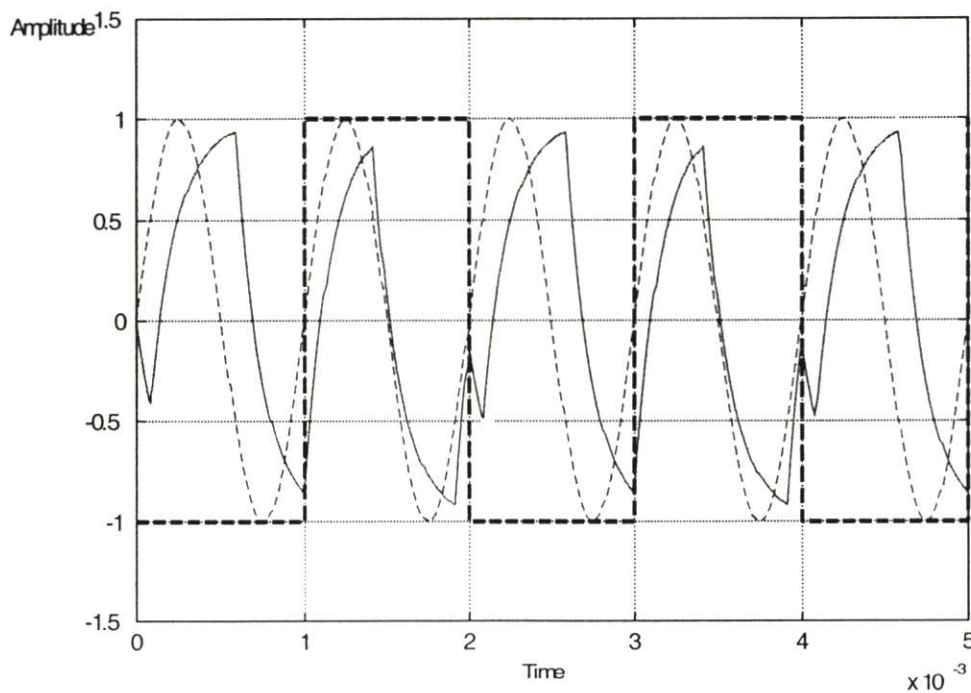
รูปที่ 4.4 แสดงแผนผังการเดินแบบวงจรการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ โดยใช้โปรแกรม simulink



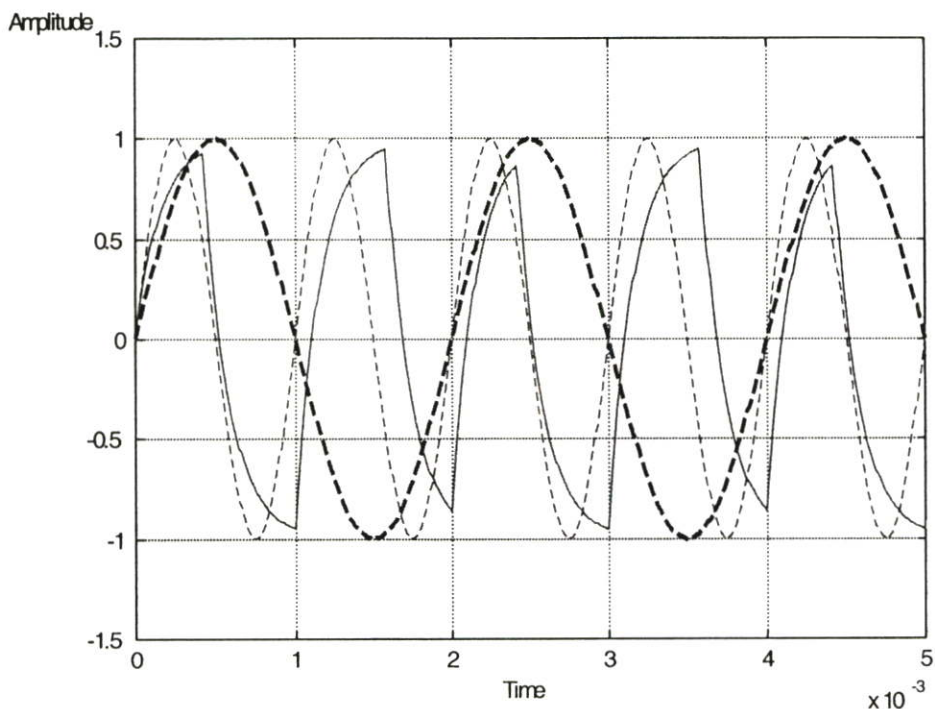
(ก) ทดลองที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15° สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ = 500 Hz. ความถี่คลื่นพาห้ = 1 kHz. ตัวกรองความถี่ Low-pass filter แบบบัตเตอร์เวิร์ท ลำดับที่ 2



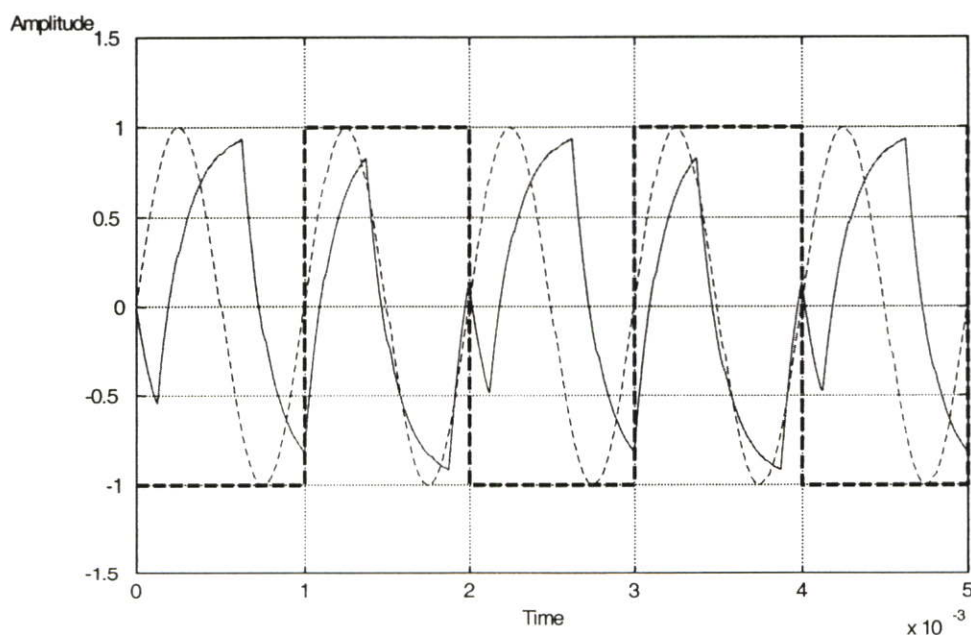
(ข) ทดลองที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15° สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ = 500 Hz. ความถี่คลื่นพาห้ = 1 kHz. ตัวกรองความถี่ Low-pass filter แบบบัตเตอร์เวิร์ท ลำดับที่ 2



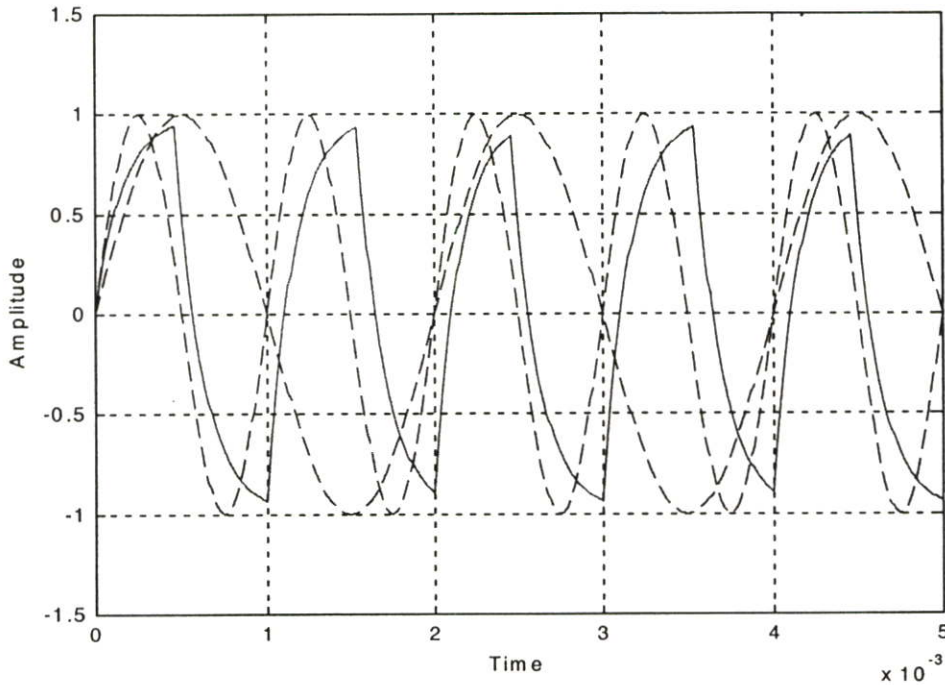
(ค) ทดลองที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30° สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ = 500 Hz. ความถี่คลื่นพาห้ = 1 kHz. ตัวกรองความถี่ Low-pass filter แบบบัตเตอร์เวิร์ท ลำดับที่ 2



- (ง) ทดลองที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30° สัญญาณเข้าสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ = 500 Hz.
ความถี่คลื่นพาห้ = 1 kHz. ตัวกรองความถี่ Low-pass filter แบบบัตเตอร์เวิร์ท ลำดับที่ 2



- (จ) ทดลองที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° สัญญาณเข้าสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ = 500 Hz.
ความถี่คลื่นพาห้ = 1 kHz. ตัวกรองความถี่ Low-pass filter แบบบัตเตอร์เวิร์ท ลำดับที่ 2



(ค) ทดลองที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ = 500 Hz.
ความถี่คลื่นพาห้ = 1kHz. ตัวกรองความถี่ Low-pass filter แบบบัตเตอร์เวิร์ท ลำดับที่ 2
รูปที่ 4.5 แสดงผลการทดลองการเลี้ยวเบนวงจร โดยใช้โปรแกรม simulink ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

จากรูป 4.5 (ก)-(ค) พบว่าที่ทุกค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด และทุกรูปแบบของสัญญาณข่าวสาร การมอดูเลตเฟสชนิดที่มีวงจรกรองความถี่จะมีปัญหาของผลตอบสนองที่ล่าช้า และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ไม่ชัดเจน ผิดเพี้ยน นี่คือนิวทอนที่น่าสนใจว่าถ้าหากเราสามารถกำจัดวงจรกรองความถี่ออกจากวงจรมอดูเลตเฟสชนิดนี้ได้แล้ว ก็น่าจะทำให้ได้วงจรมอดูเลตเฟสที่สามารถแก้ปัญหาความล่าช้าของผลตอบสนองในการสร้างวงจร และปัญหาของรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ผิดเพี้ยนได้

และนอกจากนี้ จะทำการทดสอบว่าการมอดูเลตเฟสชนิดเดิม จะให้สัญญาณพัลส์เป็นพีเอ็ม ชนิดแบนด์แคบหรือไม่ วิธีการก็คือพิจารณาจากค่าดัชนีการมอดูเลต (β) นั่นคือถ้า β มีค่าน้อยๆ สัญญาณพัลส์ที่ได้ก็จะลักษณะเป็นสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ

พิจารณาสมการ β ของสัญญาณพีเอ็มทั่วไปจาก คือ

$$\beta = \phi_{\max} = ak_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_m} \quad (2.19)$$

และค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณพีเอ็มคือ

$$\omega_i = \frac{d\theta_i}{dt} \quad (2.11)$$

และเฟสชั่วขณะของสัญญาณพีเอ็มแบบเคมคือ

$$\theta_i = \tan^{-1} [m(t)K_1] \quad (4.16)$$

ดังนั้น

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \frac{d}{dt} \tan^{-1} [m(t)K_1] \\ &= \frac{K_1}{1 + [m(t)K_1]^2} \frac{d}{dt} m(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

แทน $m(t) = a \cos(\omega_m t)$

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \frac{K_1}{1 + [a \cos(\omega_m t)K_1]^2} \frac{d}{dt} a \cos(\omega_m t) \\ &= \frac{-K_1 a \sin(\omega_m t) \omega_m}{1 + a^2 \cos^2(\omega_m t) K_1^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

เนื่องจาก $|\cos(\omega_m t)|$ และ $|\sin(\omega_m t)|$ มีค่ามากที่สุดเท่ากับ 1 ดังนั้นความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของสัญญาณพัลส์ที่เบี่ยงเบนไปจากความถี่ของคลื่นพาห้ ($\Delta\omega_p$) ก็คือ

$$\Delta\omega_p = \frac{-K_1 a \omega_m}{1 + a^2 K_1^2} \quad (4.19)$$

ดังนั้น β คือ

$$\beta = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_m} = \left[\frac{-K_1 a}{1 + a^2 K_1^2} \right] \quad (4.20)$$

เมื่อแทนค่า K_1 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆตามตารางที่ 4.1 ลงใน (4.20) จะได้ β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆดังนี้ (ในที่นี้จะแทนค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดตั้งแต่ $\pm 15^\circ$ ถึง $\pm 45^\circ$ เพราะเราสนใจเฟสลาตซ์ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นเท่านั้น)

$$\beta \text{ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด } 15^\circ = 0.250$$

$$\beta \text{ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด } 30^\circ = 0.432$$

$$\beta \text{ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด } 45^\circ = 0.500$$

และเราสามารถหาค่าแบนด์วิดซ์ของสัญญาณจาก (2.32) คือ

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + k) \quad \text{เรเดียน/วินาที} \quad (2.32)$$

เนื่องจาก β มีค่าน้อยดังนั้น $k = 1$ ในที่สุดแล้วจะได้แบนด์วิดซ์ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆดังนี้

$$BW \text{ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด } 15^\circ = 2.5\omega_m \quad \text{เรเดียน/วินาที}$$

$$BW \text{ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด } 30^\circ = 2.9\omega_m \quad \text{เรเดียน/วินาที}$$

$$BW \text{ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด } 45^\circ = 3.0\omega_m \quad \text{เรเดียน/วินาที}$$

จากค่า β และ BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆข้างต้น พบว่าสัญญาณพีเอมที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิมตามรูปที่ 4.1 นั้นจะเป็นสัญญาณพีเอมแบนด์แคบนั่นคือค่า β จะมีค่าน้อยๆ และแบนด์วิดซ์ของสัญญาณอยู่ในย่านประมาณ 2-3 เท่าของความถี่ของสัญญาณข่าวสารเท่านั้น และจากสมการ (2.32) พบว่าค่า β เป็นตัวกำหนดว่าสัญญาณพีเอมที่ได้นั้นจะมีลักษณะเป็นสัญญาณแบนด์แคบหรือกว้าง นั่นคือ ถ้า β มีค่าน้อยๆ สัญญาณพีเอมที่ได้นั้นก็จะมีลักษณะลักษณะเป็นสัญญาณแบนด์แคบ แต่ถ้า β มีค่ามากๆ สัญญาณพีเอมที่ได้นั้นก็จะมีลักษณะลักษณะเป็นสัญญาณแบนด์กว้าง และจาก (2.19) พบว่า β ก็คือ ϕ_{\max} ในหน่วยเรเดียนนั่นเอง ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตก็จะเป็นตัวกำหนดถึงแบนด์วิดซ์ของสัญญาณลาตซ์ที่ได้ คือ ถ้า ϕ_{\max} มีค่ามากๆ แบนด์วิดซ์ของสัญญาณลาตซ์ที่ได้ก็จะมีค่าเพิ่มมากกว่าแบนด์วิดซ์ของสัญญาณลาตซ์ที่ได้จากการกำหนดค่า ϕ_{\max} ค่าน้อยๆ

4.6

4.7

4.6 สรุป

ในบทนี้จะเห็นว่าการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมนั้น จะมีส่วนที่นำทำการปรับปรุงอยู่ 2 ประการ คือ ประการแรกคือ การมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมถ้าต้องการให้เฟสลับที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นจะต้องกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตได้ไม่เกิน $\pm 45^\circ$ เท่านั้น ซึ่งเป็นช่วงที่แคบๆ และทำให้ไม่สามารถเห็นถึงการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณลับที่ได้ชัดเจน ประการที่สองคือ จากผลการเลียนแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม Simulink จะพบว่าสัญญาณลับที่ได้นั้นจะมีผลการตอบสนองที่ล่าช้า และรูปร่างของสัญญาณลับที่ได้มีความผิดเพี้ยน ไม่ชัดเจน

ดังนั้นในบทต่อไปจะเป็นการนำเสนอการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่สามารถขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตให้มีค่ามากกว่า $\pm 45^\circ$ โดยที่เฟสลับที่ได้ยังคงความเป็นเชิงเส้น และนอกจากนี้จะทำให้สัญญาณลับที่ได้มีผลตอบสนองที่รวดเร็วยิ่งขึ้น และรูปร่างของสัญญาณลับที่ได้ไม่ผิดเพี้ยน ชัดเจน โดยการกำจัดวงจรองความถี่ออกจากขบวนการมอดูเลตแบบเดิม

บทที่ 5

การมอดูเลตเฟสที่ความถี่ต่ำโดยปราศจากตัวกรองความถี่

5.1 กล่าวนำ

จากที่ได้กล่าวมาในบทที่แล้วจะพบว่า การมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบนั้นถ้าต้องการให้เฟสลับที่ได้มีลักษณะเป็นเชิงเส้น เราจะกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตได้ไม่เกิน $\pm 45^\circ$ เท่านั้น เมื่อเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห์ $A_c \sin \omega_c t$ และสัญญาณลับที่ได้จะให้ผลการตอบสนองที่ล่าช้า และรูปร่างของสัญญาณลับที่ได้ไม่ชัดเจน ผิดเพี้ยนไป ทั้งนี้เนื่องจากอิทธิพลของวงจรกรองความถี่ ดังนั้นในบทนี้จะเสนอการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ที่พัฒนามาจากการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบบนเดิม โดยที่จะทำการขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดให้มีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยที่เฟสลับที่ได้ยังคงลักษณะเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับสัญญาณข่าวสาร ทั้งนี้ก็เพื่อให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น และทำให้สัญญาณลับที่ได้มีผลการตอบสนองที่รวดเร็วขึ้น และรูปร่างของสัญญาณที่ได้มีความชัดเจน ไม่ผิดเพี้ยน โดยการกำจัดวงจรกรองความถี่ออกไปจากขบวนการมอดูเลตเฟสแบบเดิม ในบทนี้กล่าวถึงหลักการที่จะขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดให้เพิ่มมากขึ้น วิธีการที่ได้หาค่า K ที่จะทำให้เฟสลับที่ได้หลังจากขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีลักษณะเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสลับได้ในอุดมคติมากที่สุด และการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อเปรียบเทียบเฟสลับที่ได้จากการมอดูเลตเฟสทั้งแบบเดิม และแบบใหม่ที่นำเสนอ กับเฟสลับได้ในอุดมคติ ว่ามีความแตกต่างกันมากน้อยอย่างไร รวมถึงวิธีการกำจัดวงจรกรองความถี่ออกจากขบวนการมอดูเลตเฟสแบบเดิม และนอกจากนี้ยังทำการวิเคราะห์ว่าสัญญาณลับที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ มีลักษณะเป็นสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ หรือแบนด์กว้างอีกด้วย

5.2 หลักการขยายช่วงการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด

ในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายการปรับปรุงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบบนเดิม ให้สามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้มากกว่า $\pm 45^\circ$ โดยที่เฟสลับที่ได้ยังคงมีลักษณะเป็นเชิงเส้น หลักการก็คือพิจารณาสมการของเฟสลับที่ได้จากการมอดูเลตเฟสตาม (4.5) คือ

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} [m(t)K_1] \quad (4.5)$$

ซึ่งพบว่าจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับของ tangent และถ้าเราเขียนสมการ (4.5) ให้อยู่ในรูปสมการทั่วไปโดยแทน $m(t)K$ ใน (4.5) ด้วย x ก็จะได้สมการเฟสลัพท์จากการมอดูเลตเฟสเป็น

$$\phi_n(t) = \tan^{-1}(x) \quad (5.1)$$

และถ้าต้องการให้เฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสนั้นมีลักษณะเป็นเชิงเส้น นั่นคือเฟสลัพท์ที่ได้นั้นจะแปรผันโดยตรงกับสัญญาณข่าวสาร นั่นคือเราจะเขียนสมการของเฟสลัพท์ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นดังนี้

$$\phi_n(t) = m(t)K \quad (5.2)$$

โดยที่ K คือค่าคงที่

เมื่อเทียบ (5.1) กับ (5.2) แล้วพบว่าถ้าจะทำให้ (5.1) ซึ่งเป็นสมการของเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสนั้นมีความเป็นเชิงเส้น ตัวแปร x ใน (5.1) ก็จะต้องเป็นฟังก์ชัน tangent ของ $m(t)K$ นั่นเอง ดังนั้นเราจึงเขียน (5.1) ได้ใหม่เป็น

$$\phi_n(t) = \tan^{-1}\{\tan[m(t)K]\} \quad (5.3)$$

และจากการกระจายฟังก์ชัน tangent ของตัวแปร x ใดๆ โดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ สามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\tan(x) = x + \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} + \dots \quad x < 90^\circ \quad (5.4)$$

และถ้าเปลี่ยนตัวแปร x เป็น $m(t)K$ ก็สามารถเขียน (5.4) ได้ใหม่เป็น

$$\tan[m(t)K] = m(t)K + \frac{[m(t)K]^3}{3} + \frac{2[m(t)K]^5}{15} + \dots \quad x < 90^\circ \quad (5.5)$$

จาก (5.5) ถ้า $\tan[m(t)K]$ มีค่าน้อยๆ เราสามารถประมาณค่า $\tan[m(t)K]$ นั้นด้วยอนุกรมลำดับที่ 1 เท่านั้น นั่นคือ $\tan[m(t)K] = m(t)K$ และเมื่อเราแทน $\tan[m(t)K] = m(t)K$ ลงในสมการของเฟสลัทซ์ (5.3) จะได้

$$\phi_n(t) = \tan^{-1}[m(t)K] \quad (5.6)$$

จะเห็นว่า (5.6) เหมือนกับ (4.5) ซึ่งก็คือสมการของเฟสลัทซ์ของการมอดูเลตเฟสชนิดแบบค้แแบบแบบเดิมนั่นเอง ด้วยเหตุนี้เองการมอดูเลตเฟสชนิดแบบค้แแบบแบบเดิมจึงให้เฟสลัทซ์ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้น เมื่อกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าน้อยๆ

ดังนั้นถ้าเราต้องการที่จะขยายช่วงการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดให้มีค่าเพิ่มมากขึ้น และเฟสลัทซ์ที่ได้ยังคงมีลักษณะเป็นเชิงเส้นอยู่ ก็จะต้องพิจารณา $\tan[m(t)K]$ มีค่ามากขึ้น นั่นคือเมื่อย้อนกลับไปพิจารณา (5.5) ถ้า $\tan[m(t)K]$ มีค่ามาก และต้องการการประมาณค่าที่มีความถูกต้องแม่นยำมากๆ เราต้องประมาณค่า $\tan[m(t)K]$ ที่มีค่ามากขึ้นด้วยอนุกรมลำดับที่มากขึ้น ในที่นี้จะพิจารณาอนุกรมลำดับที่มากขึ้นอีกเพียงหนึ่งลำดับ นั่นคือจะได้ว่า

$$\tan[m(t)K] = m(t)K + \frac{[m(t)K]^3}{3}$$

เมื่อแทนค่านี้ลงใน (5.3) จะได้เป็นสมการของเฟสลัทซ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่สามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้มากขึ้น โดยที่เฟสลัทซ์ที่ได้ยังคงมีลักษณะเป็นเชิงเส้นอยู่ ซึ่งสมการเฟสลัทซ์ใหม่นี้ก็คือ

$$\phi_n(t) = \tan^{-1}\left[\frac{m^3(t)K^3}{3} + m(t)K\right] \quad (5.7)$$

จากสมการ (5.7) พบว่า เราต้องทำการหาค่า K ที่จะทำให้เฟสลัทซ์ที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับสัญญาณข่าวสาร โดยวิธีการจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

5.3 การหาค่า K

วิธีการค่า K ใน (5.7) ที่จะทำให้เฟสลัทซ์ที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับสัญญาณข่าวสาร ซึ่งเฟสลัทซ์ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับสัญญาณข่าวสารนี้ก็คือเฟสลัทซ์ในอุดมคตินั่นเอง หรืออาจจะกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เราต้องการให้เฟสลัทซ์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้มีค่าเท่ากับ หรือใกล้เคียงกับเฟสลัทซ์ในอุดมคติมากที่สุด ซึ่งสมการของเฟสลัทซ์ในอุดมคติคือ

$$\phi_i(t) = m(t)\phi_{\max} \quad (5.8)$$

ถ้าเราจัด (5.7) ใหม่เป็น

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} \left\{ m(t) \left[m^2(t) \frac{K^3}{3} + K \right] \right\} \quad (5.9)$$

และสมมติให้ $\frac{K^3}{3} = Q_1$ และ $K = Q_2$ โดยที่ Q_1 และ Q_2 เป็นค่าคงที่ และ (5.9) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} \left\{ m(t) [m^2(t) Q_1 + Q_2] \right\} \quad (5.10)$$

และเพื่อความสะดวกสมมติให้

$$K_2 = m^2(t) Q_1 + Q_2 \quad (5.11)$$

ดังนั้น (5.10) ก็คือสมการของเฟสลัพธ์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่จะให้เฟสลัพธ์เป็นเชิงเส้นคือ

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} [m(t) K_2] \quad (5.12)$$

และเนื่องจากเราต้องการให้เฟสลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้มีความเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงกับเฟสลัพธ์ในอุดมคติมากที่สุด นั่นคือเราสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\phi_n(t) = \phi_i(t) \quad (5.13)$$

แทนค่า $\phi_n(t)$ และ $\phi_i(t)$ ด้วย (5.12) และ (5.8) ตามลำดับ ดังนั้น (5.13) จะเท่ากับ

$$\tan^{-1} [m(t) K_2] = m(t) \phi_{\max} \quad (5.14)$$

หรือ

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{\max}]}{m(t)} \quad (5.15)$$

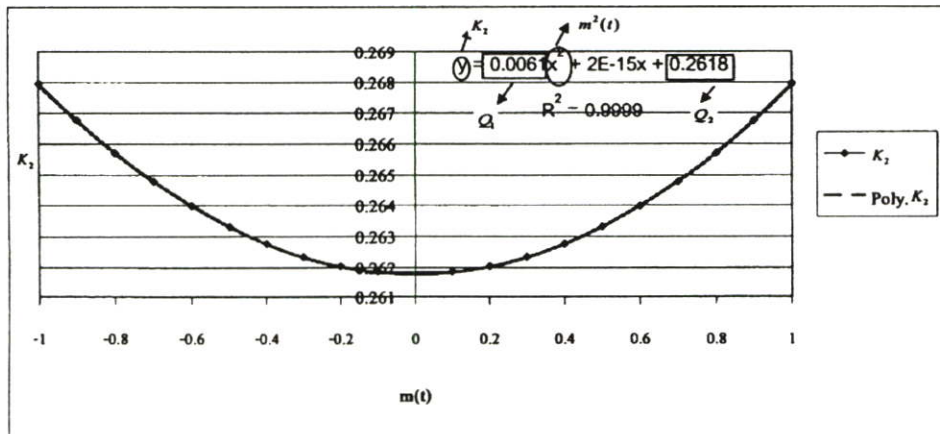
ค่า K_2 ใน (5.15) ก็จะเป็นค่าที่จะทำให้เฟสที่ได้จากการมอดูเลตเฟสมีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงกับค่าเฟสพัลส์ในอุดมคติมากที่สุด นั่นคือ K_2 จะอยู่ในรูปฟังก์ชัน tangent ของสัญญาณข่าวสารคูณกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตแล้วหารด้วยสัญญาณข่าวสาร ซึ่งจะเห็นว่า K_2 ในรูปฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะไม่สะดวกต่อการนำไปต่อวงจรจริง แต่ค่า K_2 นี้จะมีความสัมพันธ์สัญญาณข่าวสารในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสองตาม (5.11) ด้วยเช่นกัน ดังนั้นจึงเป็นการสะดวกกว่าถ้าเราจะพิจารณา K_2 ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสอง

วิธีการก็คือ เราจะนำ K_2 ที่ได้จากสมการ (5.15) โดยการแทน $m(t)$ ตั้งแต่ -1 ถึง 1 และ ϕ_{\max} เริ่มตั้งแต่ 15° แล้วหลังจากนั้นนำค่าที่ได้ไป plot กราฟโดยใช้โปรแกรม Excel แล้วให้โปรแกรมทำการหาความสัมพันธ์ของ K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสอง ดังรูปที่ 5.1 โดยเราจะกำหนดว่าความสัมพันธ์ของ K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสอง นี้ จะต้องมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (correlation coefficient) กำลังสอง (R^2) ต้องไม่ต่ำกว่า 0.7 เพราะเนื่องจากถ้าค่า R^2 ยิ่งเข้าใกล้ 1 แสดงว่าตัวแปรทั้งสองมีความสัมพันธ์กันตามสมการมากเท่านั้น [22] หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือค่า K_2 กับสัญญาณข่าวสารต้องมีความสัมพันธ์กันในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสองเกินกว่าร้อยละ 70


กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	0.268	0.267	0.266	0.265	0.264	0.263	0.263	0.262	0.262	0.262	0.262	0.262	0.263	0.263	0.264	0.265	0.266	0.267	0.268	

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{\max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$



รูปที่ 5.1 ความสัมพันธ์ของ K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสอง ที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15°

จากรูปที่ 5.1 ตารางที่แสดงด้านบนคือ ค่า K_2 ที่ได้จากสมการ (5.15) โดยการแทน $m(t)$ ตั้งแต่ -1 ถึง 1 และ ϕ_{\max} คือ 15° และจากนั้นนำค่าจากตารางมาทำการ plot กราฟโดยใช้โปรแกรม Excel ซึ่งแสดงด้วยเส้น 

ขั้นตอนต่อไปใช้โปรแกรมทำการหาความสัมพันธ์ระหว่างค่า K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสอง โดยให้โปรแกรมแสดงทั้งสมการ และค่า R^2 จากรูปที่ 5.1 นี้ สมการที่โปรแกรมหามาได้คือ $y = 0.0061x^2 + 0.2618$ และเมื่อเทียบสมการนี้ กับสมการ (5.11) ซึ่งคือ $K_2 = m^2(t)Q_1 + Q_2$ แล้ว จะพบว่า y คือ K_2 , 0.0061 คือ Q_1 , x^2 คือ $m^2(t)$ และ 0.2618 คือ Q_2 นั่นเอง และเมื่อพิจารณาค่า R^2 ก็พบว่ามามีค่าสูงถึง 0.99 หรือร้อยละ 99 ซึ่งเป็นค่าที่เกินกว่าที่กำหนดไว้ และเมื่อเราให้โปรแกรมทำการ plot กราฟความสัมพันธ์ K_2 กับ $m(t)$ ตามสมการที่โปรแกรมได้ทำการหาให้ซึ่งแสดงด้วยเส้น ----- พบว่าเส้นกราฟที่ได้จาก (5.15) หรือจากตารางด้านบน กับเส้นกราฟตามสมการที่โปรแกรมได้ทำการหาให้ ทับซ้อนเป็นเส้นเดียวกัน ดังนั้นที่ค่าเฟสเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15° นี้ เราสามารถกล่าวได้ว่าค่า K_2 ที่จะทำให้เฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่มีความเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติ จะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณข่าวสารในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสองได้ดังนี้

$$K_2 = 0.0061m^2(t) + 0.2618 \quad (5.16)$$

โดยที่ 0.0061 คือ Q_1 และ 0.2618 คือ Q_2

เมื่อนำค่า K_2 นี้ไปแทนลงใน (5.12) ก็จะได้เป็นสมการของเฟสลัพท์ที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15° โดยที่เฟสลัพท์ที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นนั่นคือ

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} \left\{ m(t) [0.0061m^2(t) + 0.2618] \right\} \quad (5.17)$$

หรือถ้าจะเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปของสมการเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ก็คือ จาก (5.12) ที่ว่า

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} [m(t)K_2] \quad (5.12)$$

เมื่อแทน $K_2 = m^2(t)Q_1 + Q_2$ จะได้

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} \left\{ m(t) [m^2(t)Q_1 + Q_2] \right\} \quad (5.18)$$

หรือ

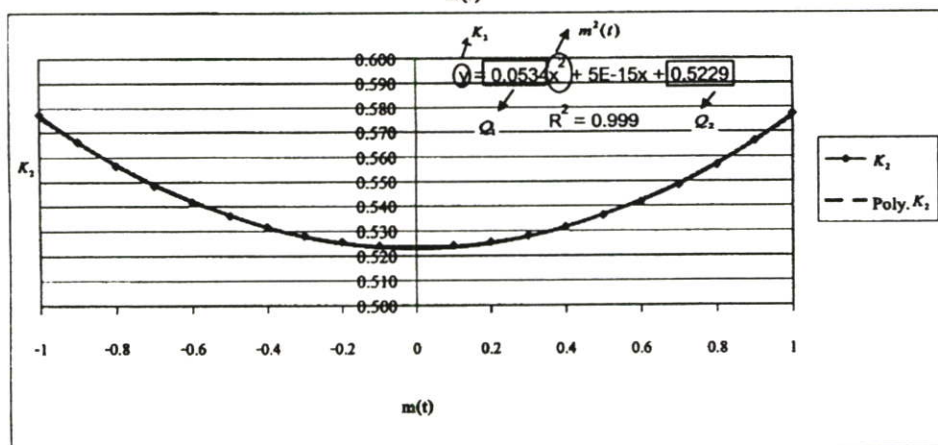
$$\phi_n(t) = \tan^{-1} [m^3(t)Q_1 + m(t)Q_2] \quad (5.19)$$

และขั้นต่อไปก็จะทำการหาค่า K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงสูงสุดอื่นๆ โดยจะทำการเพิ่มค่าเฟสเบี่ยงสูงสุดขึ้นทีละ 15° ไปจนถึง 75° และหลังจากนั้นจะเพิ่มขึ้นอีก 5° จะได้ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 80° แล้วต่อจากนั้นก็เพิ่มค่าเฟสเบี่ยงสูงสุดขึ้นทีละ 1° ไปเรื่อยๆ ดังรูปที่ 5.2 (ก) – (ง) เพื่อที่จะดูว่าเราสามารถจะใช้ความสัมพันธ์ของค่า K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสองไปถึงค่าเฟสเบี่ยงสูงสุดกี่องศา โดยพิจารณาที่ค่า R^2 ที่ได้จะต้องไม่ต่ำกว่า 0.7 หรือ ร้อยละ 70 ตามที่ได้กำหนดไว้ตั้งแต่ต้น

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	0.577	0.566	0.557	0.548	0.542	0.536	0.531	0.528	0.526	0.524	0.524	0.526	0.528	0.531	0.536	0.542	0.548	0.557	0.566	0.577

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{\max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

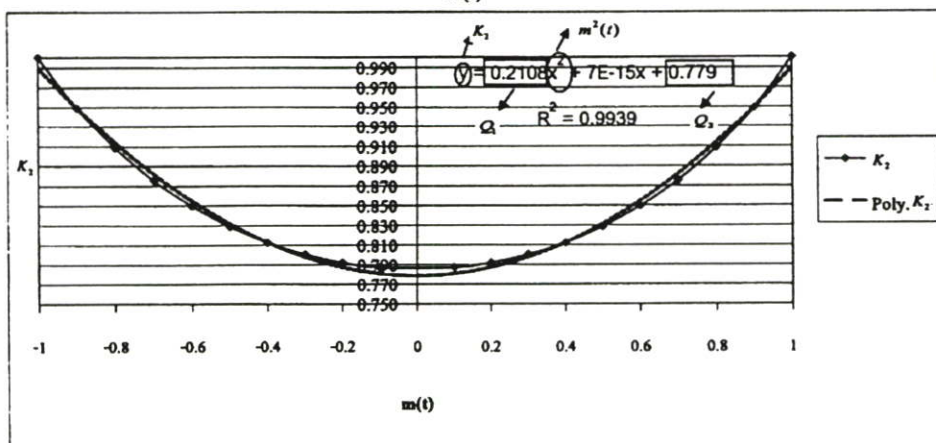


(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	1.000	0.949	0.906	0.875	0.849	0.828	0.812	0.800	0.792	0.787	0.787	0.792	0.800	0.812	0.828	0.849	0.875	0.906	0.949	1.000

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

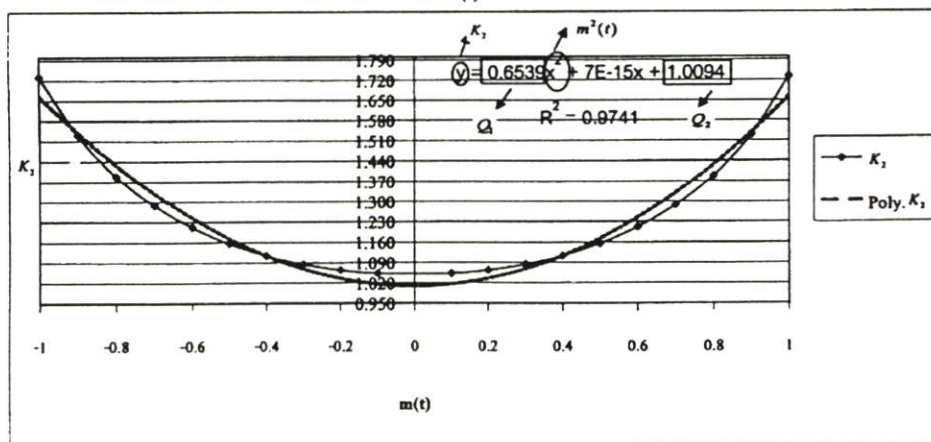


(ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	1.732	1.529	1.388	1.286	1.211	1.155	1.113	1.083	1.063	1.051	1.051	1.063	1.083	1.113	1.155	1.211	1.286	1.388	1.529	1.732

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

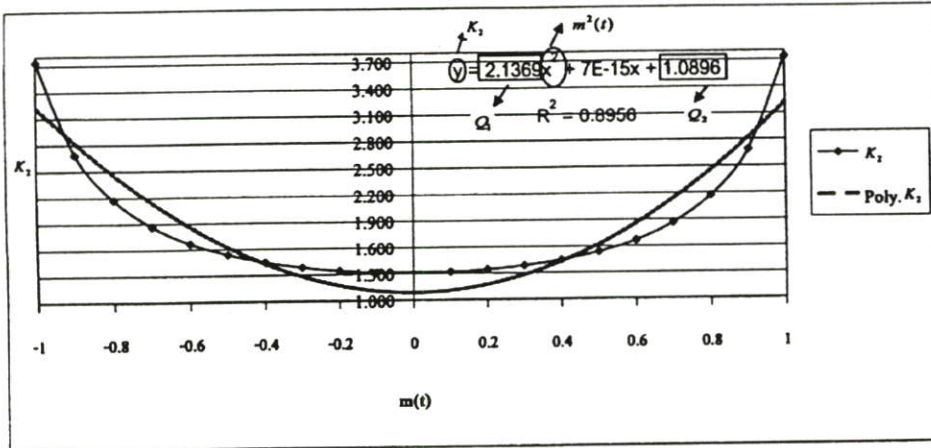


(ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_1	3.732	2.682	2.185	1.862	1.667	1.535	1.443	1.381	1.340	1.317	1.317	1.340	1.381	1.443	1.535	1.667	1.862	2.185	2.682	3.732

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

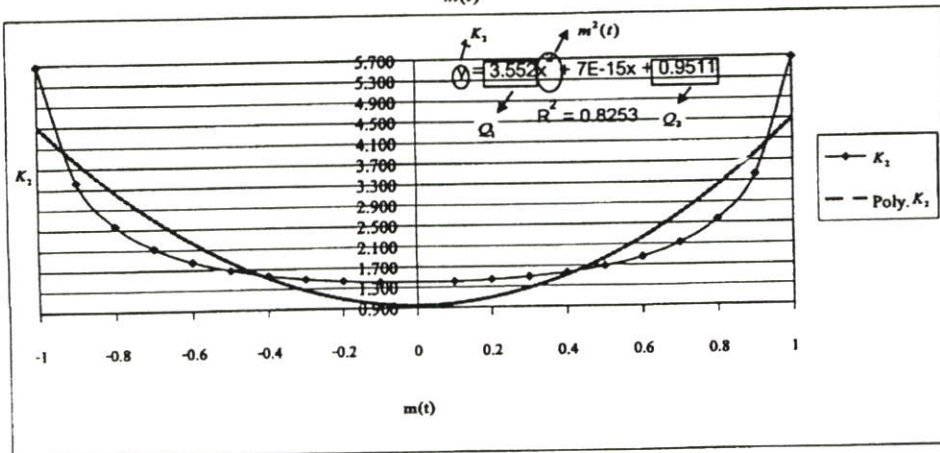


(ง) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 80°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	5.671	3.420	2.563	2.118	1.851	1.678	1.562	1.484	1.434	1.405	1.405	1.434	1.484	1.562	1.678	1.851	2.118	2.563	3.420	5.671

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

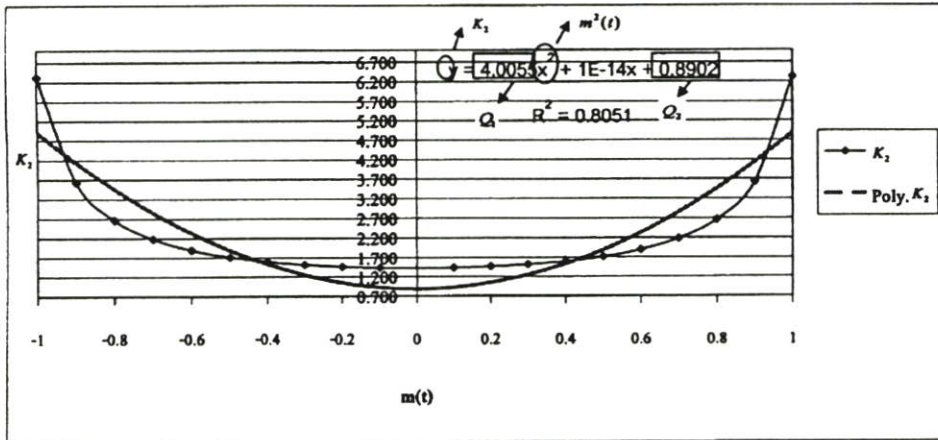


(จ) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 80°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 81°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	8.314	3.612	2.858	2.175	1.890	1.708	1.587	1.505	1.463	1.423	1.423	1.453	1.505	1.587	1.708	1.890	2.175	2.858	3.612	8.314

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

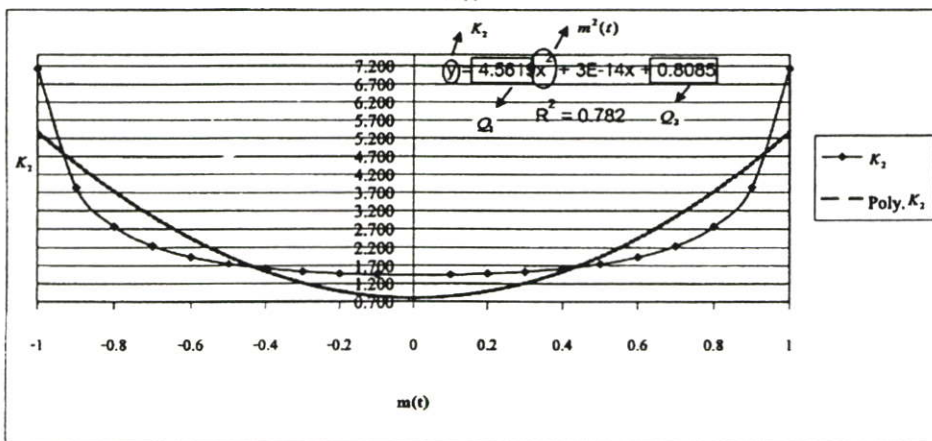


(ฉ) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 81°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 82°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	7.115	3.824	2.756	2.234	1.931	1.739	1.611	1.526	1.472	1.441	1.441	1.472	1.526	1.611	1.739	1.931	2.234	2.756	3.824	7.115

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

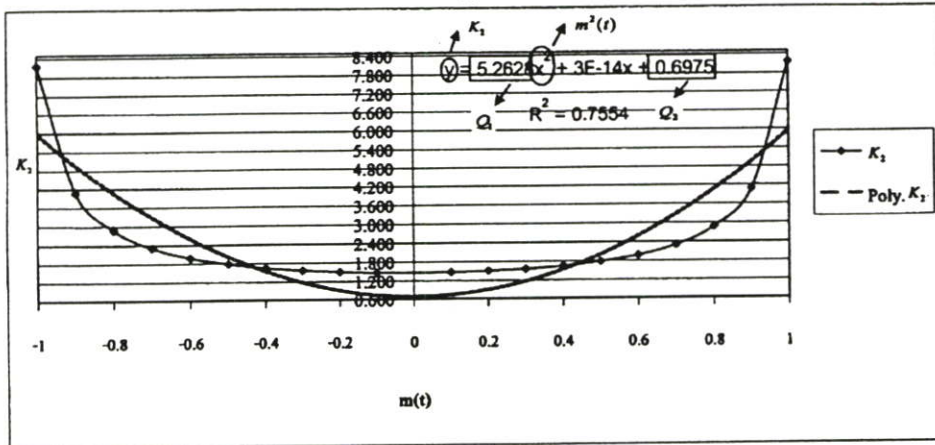


(ช) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 82°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 83°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	8.144	4.082	2.861	2.295	1.972	1.769	1.636	1.547	1.491	1.459	1.459	1.491	1.547	1.636	1.769	1.972	2.295	2.861	4.082	8.144

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

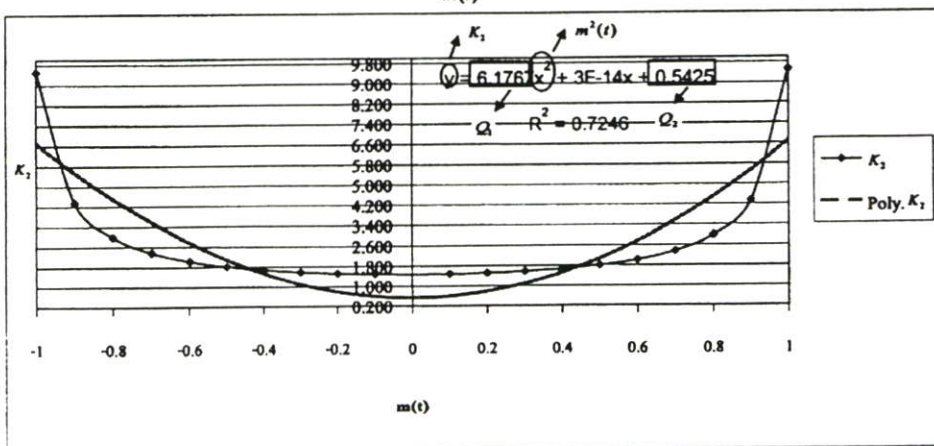


(ซ) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 83°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 84°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	9.514	4.327	2.974	2.359	2.015	1.801	1.661	1.569	1.510	1.477	1.477	1.510	1.569	1.661	1.801	2.015	2.359	2.974	4.327	9.514

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$

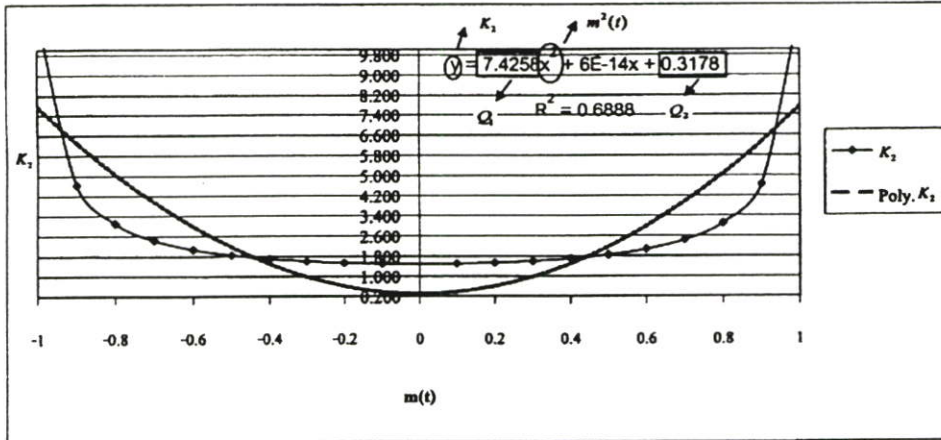


(ฉ) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 84°

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $m(t)$ กับ K_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 85°

$m(t)$	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	-0.1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
K_2	11.430	4.628	3.094	2.425	2.058	1.833	1.686	1.590	1.529	1.495	1.495	1.529	1.590	1.686	1.833	2.058	2.425	3.094	4.628	11.430

$$K_2 = \frac{\tan[m(t)\phi_{\max}]}{m(t)} = m^2(t)Q_1 + Q_2$$



(ญ) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 85°

รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ของ K_2 กับ $m(t)$ ในรูปของสมการโพลิโนเมียลยกกำลังสอง ที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

จากรูปที่ 5.1 และ 5.2 (ก) - (จ) พบว่า K_2 ที่จะทำให้เฟสลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่มีความเป็นเชิงเส้นนั้น จะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณข่าวสาร ในรูปของสมการโพลิโนเมียลยกกำลังสอง ในช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้สูงถึง 84° โดยเราจะพิจารณาจากค่า R^2 ที่มีค่าเกิน 0.7 และในแต่ละค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดตั้งแต่ 15° จนถึง 84° ก็จะมีค่า Q_1 และ Q_2 ที่แตกต่างกัน ส่วนในกรณีที่ต้องการกำหนดให้ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าเป็นลบ ก็สามารถจะใช้ค่า Q_1 และ Q_2 เดียวกับที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าเป็นบวกได้ เพียงแต่ใส่เครื่องหมายลบข้างหน้าเท่านั้น ดังนั้นเราสามารถสรุปค่า Q_1 และ Q_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงค่า Q_1 และ Q_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

		ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ต้องการ (องศา)									
		± 15	± 30	± 45	± 60	± 75	± 80	± 81	± 82	± 83	± 84
Q_1		± 0.006	± 0.053	± 0.211	± 0.654	± 2.137	± 3.552	± 4.055	± 4.562	± 5.263	± 6.177
Q_2		± 0.262	± 0.523	± 0.779	± 1.010	± 1.090	± 0.951	± 0.890	± 0.808	± 0.698	± 0.543

วิธีการหาค่า K_2 ที่กล่าวมาแล้วนั้นจะเป็นค่า K_2 ที่ทำให้เฟสลัพท์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่ทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีสัมประสิทธิ์ของแอมพลิจูดเท่ากับ 1 ($|a|=1$) เท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารจะมีค่าใดๆก็ได้ ดังนั้นเราจึงต้องทำการหาค่า K_2 ที่ใช้กับการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีแอมพลิจูดเป็นค่าใดๆก็ได้ โดยที่เฟสลัพท์ที่ได้ยังคงมีลักษณะเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าเท่ากับ หรือใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติมากที่สุด วิธีการก็คือย้อนกลับไปพิจารณา (5.13) ใหม่ นั่นคือเราต้องการให้เฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่มีค่าเท่ากับเฟสลัพท์ในอุดมคติมากที่สุด

$$\phi_n(t) = \phi_i(t) \quad (5.13)$$

แทน $\phi_n(t)$ ด้วยสมการเฟสลัพท์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ดัง (5.19) และ $\phi_i(t)$ ดัง (5.8) จะได้

$$\tan^{-1} [m^3(t)Q_1 + m(t)Q_2] = m(t)\phi_{\max} \quad (5.20)$$

แทน $m(t) = a \cos \omega t$

$$\tan^{-1} [a^3 \cos^3(\omega t)Q_1 + a \cos(\omega t)Q_2] = a \cos(\omega t)\phi_{\max} \quad (5.21)$$

เนื่องจาก Q_1 และ Q_2 ใน (5.21) ได้มาจากการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 ดังนั้น (5.21) จะเป็นจริงก็ต่อเมื่อ a ใน (5.21) มีค่าเท่ากับ 1 นั่นคือเราจึงต้องจัดการให้ a ใน (5.21) มีค่าเท่ากับ 1 โดยนำ a^3 ไปหาร Q_1 และ a ไปหาร Q_2 และ a ในด้านขวาของสมการจึงได้ (5.21) ใหม่เป็น

$$\tan^{-1} \left[a^3 \cos^3(\omega t) \frac{Q_1}{a^3} + a \cos(\omega t) \frac{Q_2}{a} \right] = \cos(\omega t)\phi_{\max} \quad (5.22)$$

จัดสมการ (5.22) ใหม่เป็น

$$\tan^{-1} \left\{ a \cos(\omega t) \left[a^2 \cos^2(\omega t) \frac{Q_1}{a^3} + \frac{Q_2}{a} \right] \right\} = \cos(\omega t)\phi_{\max} \quad (5.23)$$

หรือ

$$\tan^{-1} \left\{ m(t) \left[m^2(t) \frac{Q_1}{a^3} + \frac{Q_2}{a} \right] \right\} = \cos(\omega t) \phi_{\max} \quad (5.24)$$

ดังนั้นค่า K_2 ที่ใช้ในการมอดูเลตเฟสสัญญาณข่าวสารที่มีแอมพลิจูด a ใดๆ ก็คือ

$$K_2 = m^2(t) \frac{Q_1}{a^3} + \frac{Q_2}{a} \quad (5.25)$$

5.4 เปรียบเทียบเฟสลาพัธ์จากการมอดูเลต กับเฟสลาพัธ์ในอุดมคติ

ในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นว่าเฟสลาพัธ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสทั้งสองแบบ คือแบบเดิมที่มีตัวกรองความถี่ กับการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่ทำให้การขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดให้มีค่าเพิ่มมากขึ้นแล้ว จะให้เฟสที่แตกต่างไปจากเฟสลาพัธ์อุดมคติ มากน้อยแตกต่างกันอย่างไร โดยจะทำการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์ที่มากที่สุดของผลต่างระหว่างเฟสลาพัธ์ที่ได้จากการมอดูเลต กับเฟสลาพัธ์ในอุดมคติ ค่านี้จะเรียกสั้นๆ ว่าค่า E_1 และค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (mean square values of distortion) ระหว่างเฟสลาพัธ์ที่ได้จากการมอดูเลต กับเฟสลาพัธ์ในอุดมคติ หรือจะเรียกว่าค่า E_2 โดยที่ค่า E_1 หาได้จากสูตร

$$E_1 = |\phi_n(t) - \phi_i(t)|_{\max} \quad [\text{องศา}] \quad (5.26)$$

ส่วนค่า E_2 หาได้จากสูตร

$$E_2 = \int_{-1}^1 [\phi_n(t) - \phi_i(t)]^2 p(m) dm \quad [\text{เรเดียน}^2] \quad (5.27)$$

เมื่อ $p(m)$ คือค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function)

โดยที่ $p(m)$ มีค่าเป็น [2-4]

$$p(m) = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \alpha\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)\Gamma(\alpha)} (1 - m^2)^{\alpha-1} \quad ; |m| \leq 1, \alpha \geq 1 \quad (5.28)$$

เมื่อ Γ หมายถึง แกมมาฟังก์ชัน

α เป็นพารามิเตอร์กำหนดระดับ ในที่นี้เราจะพิจารณาที่ $\alpha=1$ เท่านั้น ดังนั้น (5.28) จะเป็น

$$p(m) = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}+1\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)\Gamma(1)} (1-m^2)^{1-1} = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}+1\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)\Gamma(1)} \quad (5.29)$$

จากคุณสมบัติของ แกรมมาฟังก์ชัน [22] ที่ว่า

$$\begin{aligned} \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) &= \sqrt{\pi} \\ \Gamma(n) &= (n-1)! \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนเต็มบวกใดๆ} \\ \Gamma(\alpha) &= (\alpha-1)\Gamma(\alpha-1) \quad , \quad \alpha > 1 \\ \Gamma(1) &= 1 \end{aligned}$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการ (5.29) ได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} p(m) &= \frac{\Gamma\left(\frac{3}{2}\right)}{\sqrt{\pi}} \\ &= \frac{\frac{1}{2}\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)}{\sqrt{\pi}} \\ &= \frac{1\sqrt{\pi}}{2\sqrt{\pi}} \\ &= \frac{1}{2} \end{aligned}$$

ในที่สุดเราจะได้ (5.27) ใหม่เป็น

$$E_2 = \int_{-1}^1 [\phi_n(t) - \phi_i(t)]^2 \frac{1}{2} dm \quad [\text{เรเดียน}^2] \quad (5.30)$$

และจากที่ได้ศึกษา [2-4] การมอดูเลตเฟสแบบเดิมที่เป็นการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ และมีส่วนของตัวกรองความถี่ประกอบอยู่ จะให้ค่า E_1 และ E_2 ไม่เกินร้อยละ 10 และ 0.3 ตามลำดับ เมื่อเทียบกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลต ซึ่งการมอดูเลตเฟสแบบเดิมจะกำหนดค่าเบี่ยงเบนสูงสุดได้ไม่เกิน $\pm 45^\circ$ เท่านั้น ดังนั้นเราจึงใช้หลักเกณฑ์ร้อยละของค่า E_1 และ E_2 นี้เป็นตัวชี้วัดว่า การมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้เท่าไร ดังจะอธิบายในหัวข้อต่อไปนี้

5.4.1 การหาค่า E_1

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงหลักการ และตัวอย่างการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่มากที่สุดของผลต่างระหว่างเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลต กับเฟสพัลส์ในอุดมคติ หรือค่า E_1 ของทั้งการมอดูเลตเฟสแบบเดิม และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ซึ่งวิธีการก็คือ ถ้าสมมติว่าจะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 เราจะต้องทำการหาค่าเฟสพัลส์ที่ระดับสัญญาณข่าวสารต่างๆ ในช่วง -1 ถึง 1 แล้วทำการเปรียบเทียบเฟสพัลส์ที่ระดับสัญญาณต่างๆนี้ กับเฟสพัลส์ในอุดมคติที่ระดับสัญญาณเดียวกัน ว่ามีค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างกันกี่องศา แล้วพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างดังกล่าวในช่วงสัญญาณข่าวสารตั้งแต่ -1 ถึง 1 ว่ามีค่ามากที่สุดเท่าไร ซึ่งค่านั้นก็ค่า E_1 นั่นเอง

ตัวอย่างการหาค่า E_1 ของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม ถ้าจะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 และกำหนดให้การมอดูเลตเฟสครั้งนี้มีค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ 15° ดังนั้นเราจะหาค่า E_1 ได้จาก (5.26) ดังนี้

$$E_1 = |\phi_n(t) - \phi_i(t)|_{\max} \quad \text{[องศา]} \quad (5.26)$$

โดยที่ $\phi_n(t)$ ของการมอดูเลตเฟสแบบเดิมสามารถหาได้จาก (4.5) คือ

$$\phi_n(t) = \tan^{-1}[m(t)K_1] \quad (4.5)$$

เราจะเริ่มทำการหาค่าเฟสพัลส์ตาม (4.5) ที่สัญญาณข่าวสาร เท่ากับ -1 หรือแทน $m(t) = -1$ และ $K_1 = 0.268$ ซึ่งหาได้จากตารางที่ 4.1 ลงใน (4.5) จะได้เป็น

$$\left. \begin{aligned} \phi_n(t) &= \tan^{-1}(-1 \times 0.268) \\ &= -15.003^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.31)$$

ต่อจากนั้นเราก็จะทำการหาค่าเฟสลัพธ์ในอุดมคติที่ควรจะเป็นที่ระดับสัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ -1 จาก (5.8) นั่นคือ

$$\phi_i(t) = m(t)\phi_{\max} \quad (5.8)$$

แทน $m(t) = -1$ และ $\phi_{\max} = 15$ ลงใน (5.8) จะได้

$$\left. \begin{aligned} \phi_i(t) &= -1 \times 15 \\ &= -15^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

และเมื่อทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ โดย

$$\left. \begin{aligned} |\phi_n(t) - \phi_i(t)| &= |(-15.003) - (-15.00)| \\ &= 0.003^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.33)$$

ขั้นตอนถัดไปจะเป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ ที่ระดับสัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ -0.9 ตามวิธีการเดิมเพียงแต่เปลี่ยน $m(t) = -0.9$ ใน (5.31) และ (5.32) ก็จะทำให้ได้ (5.33) ใหม่เป็น

$$\left. \begin{aligned} |\phi_n(t) - \phi_i(t)| &= |(-13.561) - (-13.50)| \\ &= 0.061^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.34)$$

ทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ ที่ระดับสัญญาณข่าวสารอื่นๆ ในช่วง -1 ถึง 1 ด้วยวิธีการเดียวกันนี้ ซึ่งค่าที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 5.2 นี้

ตารางที่ 5.2 แสดงการหาค่า E_1 และ ร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด (15°) ของการมอดูเลตเฟสแบบเดิม

$m(t)$	$\phi_i(t)$	$\phi_n(t)$	$ \phi_n(t) - \phi_i(t) $
-1.0	-15.000	-15.0027	0.0027
-0.9	-13.500	-13.5607	0.0607
-0.8	-12.000	-12.1010	0.1010
-0.7	-10.500	-10.6252	0.1252
-0.6	-9.000	-9.1350	0.1350
-0.5	-7.500	-7.6322	0.1322
-0.4	-6.000	-6.1187	0.1187
-0.3	-4.500	-4.5967	0.0967
-0.2	-3.000	-3.0681	0.0681
-0.1	-1.500	-1.5352	0.0352
0.0	0.000	0.0000	0.0000
0.1	1.500	1.5352	0.0352
0.2	3.000	3.0681	0.0681
0.3	4.500	4.5967	0.0967
0.4	6.000	6.1187	0.1187
0.5	7.500	7.6322	0.1322
0.6	9.000	9.1350	0.1350
0.7	10.500	10.6252	0.1252
0.8	12.000	12.1010	0.1010
0.9	13.500	13.5607	0.0607
1.0	15.000	15.0027	0.0027
E_1			0.1350
% Different			0.900

จากตารางที่ 5.2 จะเห็นว่า ที่ระดับสัญญาณข่าวสาร เท่ากับ ± 0.6 ค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ จะมีค่ามากที่สุด เท่ากับ 0.135° ซึ่งค่านี้เองคือค่า E_1 ของการมอดูเลตเฟสแบบเดิม ที่ทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 และกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15° และเมื่อทำการเปรียบเทียบค่า E_1 (0.135°) กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการ

มอดูล (15°) พบว่าจะมีความแตกต่างกันคิดเป็นร้อยละ 0.9 ดังแสดงในช่องของ % Different และในการมอดูลเฟสที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเป็นค่าอื่นๆ นั้น ก็ทำการหาค่า E_1 และร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูล ในทำนองเดียวกันนี้ โดยได้แสดงไว้ในตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่า E_1 และร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูลแบบเดิมที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

	ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด				
	±15°	±30°	±45°	±60°	±75°
E_1	0.135	1.11	4.07	10.89	26.18
% Different	0.90	3.69	9.03	18.22	35.08

ส่วนในกรณีที่เป็นารมอดูลเฟสแบบใหม่ เราสามารถหาค่า E_1 ได้ดังนี้

ตัวอย่างการหาค่า E_1 ของการมอดูลเฟสแบบใหม่ ถ้าจะทำการมอดูลสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 และกำหนดให้การมอดูลเฟสครั้งนี้มีค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ 15° เราก็จะหาค่า E_1 ได้จาก (5.26) เช่นกัน แต่จะใช้สมการเฟสลิฟต์ดิง (5.19) ซึ่งเป็นสมการเฟสลิฟต์ของการมอดูลเฟสแบบใหม่ดังนี้

$$\phi_n(t) = \tan^{-1} [m^3(t)Q_1 + m(t)Q_2] \quad (5.19)$$

เราจะเริ่มทำการหาค่าเฟสลิฟต์ดิง (5.19) เมื่อสัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ -1 โดยจะแทน $m(t) = -1$, $Q_1 = 0.006$ และ $Q_2 = 0.262$ ซึ่งหาได้จากตารางที่ 5.1 ลงใน (5.19)

$$\left. \begin{aligned} \phi_n(t) &= \tan^{-1} [(-1)^3 0.006 + (-1) 0.2618] \\ &= 14.997^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.35)$$

ในขณะที่เฟสลิฟต์ในอุดมคติ เมื่อสัญญาณข่าวสารมีค่า -1 จะหาได้จาก (5.8) ดังนั้นเมื่อแทน $m(t) = -1$ และ

$$\left. \begin{aligned} \phi_i(t) &= -1 \times 15 \\ &= -15^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.36)$$

และเมื่อทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ โดย

$$\left. \begin{aligned} |\phi_n(t) - \phi_i(t)| &= |(-14.997) - (-15.00)| \\ &= 0.003^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.37)$$

ขั้นตอนถัดไปจะเป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ ที่ระดับสัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ -0.9 ตามวิธีการเดิมเพียงแต่เปลี่ยน $m(t) = -0.9$ ใน (5.35) และ (5.36) ก็จะทำให้ได้ (5.37) ใหม่เป็น

$$\left. \begin{aligned} |\phi_n(t) - \phi_i(t)| &= |(-13.499) - (-13.50)| \\ &= 0.001^\circ \end{aligned} \right\} \quad (5.38)$$

ทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ ที่ระดับสัญญาณข่าวสารอื่นๆ ในช่วง -1 ถึง 1 ด้วยวิธีการเดียวกันนี้ ซึ่งค่าที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 5.4 นี้

ตารางที่ 5.4 แสดงการหาค่า E_1 และ ร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด (15°) ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่

$m(t)$	$\phi_i(t)$	$\phi_n(t)$	$ \phi_n(t) - \phi_i(t) $
-1.0	-15.000	-14.9974	0.0030
-0.9	-13.500	-13.4994	0.0006
-0.8	-12.000	-12.0004	0.0004
-0.7	-10.500	-10.5007	0.0007
-0.6	-9.000	-9.0007	0.0007
-0.5	-7.500	-7.5006	0.0006
-0.4	-6.000	-6.0003	0.0003
-0.3	-4.500	-4.5002	0.0002
-0.2	-3.000	-3.0001	0.0001
-0.1	-1.500	-1.5000	0.0000
0.0	0.000	0.0000	0.0000
0.1	1.500	1.5000	0.0000
0.2	3.000	3.0001	0.0001
0.3	4.500	4.5002	0.0002
0.4	6.000	6.0003	0.0003
0.5	7.500	7.5006	0.0006
0.6	9.000	9.0007	0.0007
0.7	10.500	10.5007	0.0007
0.8	12.000	12.0004	0.0004
0.9	13.500	13.4994	0.0006
1.0	15.000	14.9974	0.0030
E_1			0.0030
% Different			0.018

จากตารางที่ 5.4 จะเห็นว่า ที่ระดับสัญญาณข่าวสาร เท่ากับ ± 1 ค่าสัมประสิทธิ์ความแตกต่างระหว่าง $\phi_n(t)$ กับ $\phi_i(t)$ จะมีค่ามากที่สุดเพียง 0.003° ซึ่งค่านี้เองคือค่า E_1 ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ที่ทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 และกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูง

สุด 15° และเมื่อทำการเปรียบเทียบค่า E_1 (0.003) กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลต (15°) พบว่าจะมีความแตกต่างกันคิดเป็นร้อยละเพียง 0.018 ดังแสดงในช่องของ % Different และในการมอดูเลตเฟสที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเป็นค่าอื่นๆ นั้น ก็ทำการหาค่า E_1 และร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลต ในทำนองเดียวกันนี้ โดยได้แสดงไว้ในตารางที่ 5.5

ตารางที่ 5.5 ค่า E_1 และร้อยละความแตกต่างระหว่างค่า E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตแบบใหม่ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

	ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ต้องการ								
	$\pm 15^\circ$	$\pm 30^\circ$	$\pm 45^\circ$	$\pm 60^\circ$	$\pm 75^\circ$	$\pm 80^\circ$	$\pm 81^\circ$	$\pm 82^\circ$	$\pm 83^\circ$
E_1	0.003	0.045	0.294	1.015	3.734	6.043	6.701	7.458	8.341
% Diff.	0.018	0.151	0.653	1.691	4.978	7.553	8.273	9.095	10.049

จากตารางที่ 5.5 พบว่าจากหลักเกณฑ์ที่เรากำหนดว่าค่าความแตกต่างระหว่าง E_1 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตต้องไม่เกินร้อยละ 10 นั้น เราสามารถจะกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ไม่เกิน $\pm 82^\circ$ แต่เรายังสรุปไม่ได้ตอนนี้ เพราะเราจะต้องพิจารณาค่าความแตกต่างระหว่าง E_2 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตอีกด้วย ซึ่งวิธีการหาค่า E_2 จะอธิบายในหัวข้อต่อไป

5.4.2 การหาค่า E_2

การหาค่า E_2 ก็คือการหาค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย หรือค่า (mean square values of distortion) ระหว่างเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลต กับเฟสพัลส์ในอุดมคติ ซึ่งสามารถหาได้จาก (5.30) ดังนี้

$$E_2 = \int_{-1}^1 [\phi_n(t) - \phi_i(t)]^2 \frac{1}{2} dm \quad [\text{เรเดียน}^2] \quad (5.30)$$

ตัวอย่างการหาค่า E_2 ของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม ถ้าจะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 และกำหนดให้การมอดูเลตเฟสครั้งนี้มีค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ 15° เนื่องจาก (5.30) อยู่ในรูปของหน่วย เรเดียน² ดังนั้นจึงต้องเปลี่ยน $15^\circ = 0.262$ เรเดียน หลังจากนั้น แทนค่า $\phi_n(t)$ ของการมอดูเลตเฟสแบบเดิมจาก (4.5), $\phi_i(t)$ จาก (5.8) และ ค่า K_1 หาได้จากตารางที่ 4.1 นั่นคือ

$$\left. \begin{aligned}
 E_2 &= \int_{-1}^1 \left\{ \left[\tan^{-1}(mK_1) \right] - [m\phi_{\max}] \right\}^2 \frac{1}{2} dm \\
 &= \int_{-1}^1 \left\{ \left[\tan^{-1}(m \times 0.268) \right] - [m \times 0.262] \right\}^2 \frac{1}{2} dm \\
 &= 0.280 \times 10^{-5}
 \end{aligned} \right\} \quad (5.39)$$

นั่นคือค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างเฟสลัทซ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิมกับเฟสลัทซ์ในอุดมคติ ในหน่วย เรเดียน² มีค่าเท่ากับ (β)

ส่วนในกรณีของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ จะสามารถหาค่า E_2 ได้ในทำนองเดียวกับการมอดูเลตเฟสแบบเดิม คือจะหาได้จาก (5.30) เช่นกันเพียงแต่เปลี่ยนสมการเฟสลัทซ์เป็น (5.19) ซึ่งเป็นสมการเฟสลัทซ์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ส่วนค่า Q_1 และ Q_2 มาจากตารางที่ 5.1

ตัวอย่างการหาค่า E_2 ของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบใหม่ ถ้าจะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่มีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1 และกำหนดให้การมอดูเลตเฟสครั้งนี้มีค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ 15° ค่า E_2 หาได้จาก

$$\left. \begin{aligned}
 E_2 &= \int_{-1}^1 \left\{ \left[\tan^{-1}(m^3 Q_1 + m Q_2) \right] - [m\phi_{\max}] \right\}^2 \frac{1}{2} dm \\
 &= \int_{-1}^1 \left\{ \left[\tan^{-1}(m^3 \times 0.006 + m \times 0.262) \right] - [m \times 0.262] \right\}^2 \frac{1}{2} dm \\
 &= 0.412 \times 10^{-8}
 \end{aligned} \right\} \quad (5.40)$$

นั่นคือค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างเฟสลัทซ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่กับเฟสลัทซ์ในอุดมคติ ในหน่วย เรเดียน² มีค่าเท่ากับ 0.412×10^{-8} เท่านั้น ซึ่งเป็นค่าที่น้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิมมาก

ส่วนในกรณีที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดค่าอื่นๆ ได้แสดงค่า E_2 ไว้ในตารางที่ 5.6 ซึ่งแสดงทั้งค่า E_2 การมอดูเลตเฟสแบบเดิม และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ รวมถึงแสดงให้เห็นร้อยละความแตกต่างระหว่าง E_2 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด

ตารางที่ 5.6 ค่า E_2 การมอดูเลตเฟสแบบเดิม และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ และร้อยละความแตกต่างระหว่าง E_2 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด

ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	การมอดูเลตเฟสแบบเดิม		การมอดูเลตเฟสแบบใหม่	
	E_2	% Diff.	E_2	% Diff.
$\pm 15^\circ$	0.280×10^{-5}	1×10^{-3}	0.4124×10^{-8}	1.57×10^{-6}
$\pm 30^\circ$	0.195×10^{-3}	3.7×10^{-2}	0.131×10^{-6}	2.5×10^{-5}
$\pm 45^\circ$	0.260×10^{-2}	3.3×10^{-1}	0.634×10^{-5}	8.1×10^{-4}
$\pm 60^\circ$	-	-	0.115×10^{-3}	1.1×10^{-2}
$\pm 75^\circ$	-	-	0.15×10^{-2}	1.1×10^{-1}
$\pm 80^\circ$	-	-	0.38×10^{-2}	2.7×10^{-1}
$\pm 81^\circ$	-	-	0.48×10^{-2}	3.4×10^{-1}

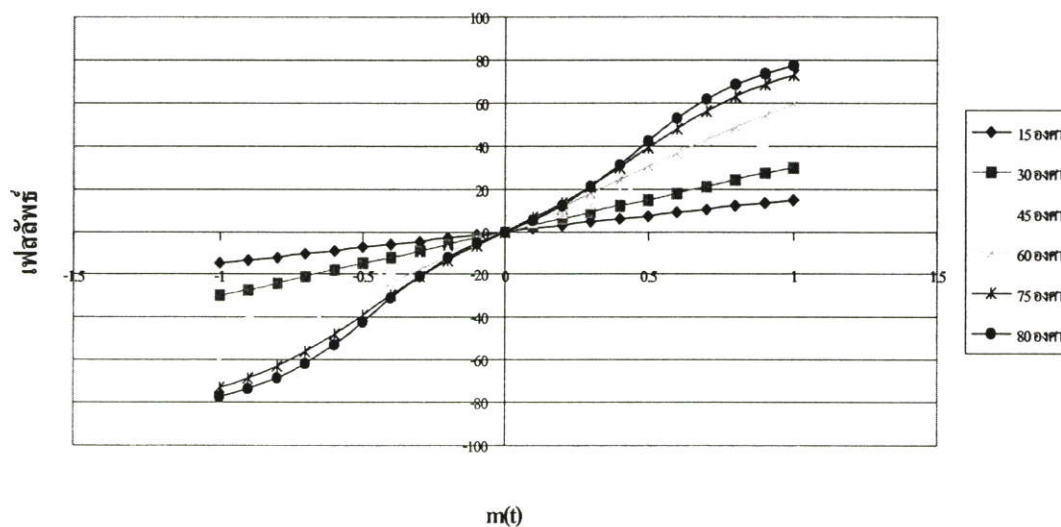
และถ้าเรายึดหลักเกณฑ์ตาม [2] ที่กล่าวไว้ตั้งแต่ต้นว่าค่าความแตกต่างระหว่างค่า E_1 และ E_2 กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดต้องไม่เกินร้อยละ 10 และ 0.3 ตามลำดับ จากตารางที่ 5.5 และ 5.6 เราจะสามารถสรุปได้ว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ไม่เกิน $\pm 80^\circ$ ในขณะที่การมอดูเลตแบบเดิมสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ไม่เกิน $\pm 45^\circ$ เท่านั้น

นอกจากนี้เรายังได้ทำการเปรียบเทียบค่า E_1 และ E_2 ของการมอดูเลตเฟสแบบเดิม และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ดังตารางที่ 5.7

ตารางที่ 5.7 แสดงการเปรียบเทียบ E_1 และ E_2 ระหว่างการมอดูเลตเฟสแบบเดิมกับการมอดูเลตเฟสแบบใหม่

ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด		$\pm 15^\circ$	$\pm 30^\circ$	$\pm 45^\circ$	$\pm 60^\circ$	$\pm 75^\circ$	$\pm 80^\circ$
E_1	การมอดูเลตเฟสแบบเดิม	0.135	1.11	4.07			
	การมอดูเลตเฟสแบบใหม่	0.003	0.045	0.294	1.015	3.734	6.043
E_2	การมอดูเลตเฟสแบบเดิม	0.280×10^{-5}	0.195×10^{-3}	0.260×10^{-2}			
	การมอดูเลตเฟสแบบใหม่	0.4124×10^{-8}	0.131×10^{-6}	0.634×10^{-5}	0.115×10^{-3}	0.15×10^{-2}	0.38×10^{-2}

จากตารางที่ 5.7 พบว่าที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเดียวกัน การมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะให้ทั้งค่า E_1 และ E_2 น้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิม นั่นก็จะหมายถึงว่าที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเดียวกัน เฟสลัพท์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ จะให้ค่าที่ใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติมากกว่า เฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิม หรืออาจกล่าวได้ว่า เฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นมากกว่าเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิม และเรายังสรุปได้ว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้สามารถที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตได้สูงถึง $\pm 80^\circ$ โดยที่เฟสลัพท์ที่ได้ยังคงความเป็นเชิงเส้น เมื่อเทียบกับสัญญาณข่าวสาร โดยเราจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข่าวสาร กับเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่จากสมการ (5.19) ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ ไว้ในรูปที่ 5.3 ซึ่งพบว่าสัญญาณลัพท์ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดตั้งแต่ $\pm 15^\circ$ ถึง $\pm 80^\circ$ ได้จะแปรผันโดยตรงกับสัญญาณข่าวสารที่มีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง 1 โดยจะแตกต่างจากรูปที่ 4.3 ซึ่งเป็นรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข่าวสาร กับเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิม ตามสมการ (4.5) พบว่าสัญญาณลัพท์จะแปรผันโดยตรงกับสัญญาณข่าวสารที่มีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง 1 ในช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดไม่เกิน $\pm 45^\circ$ เท่านั้น



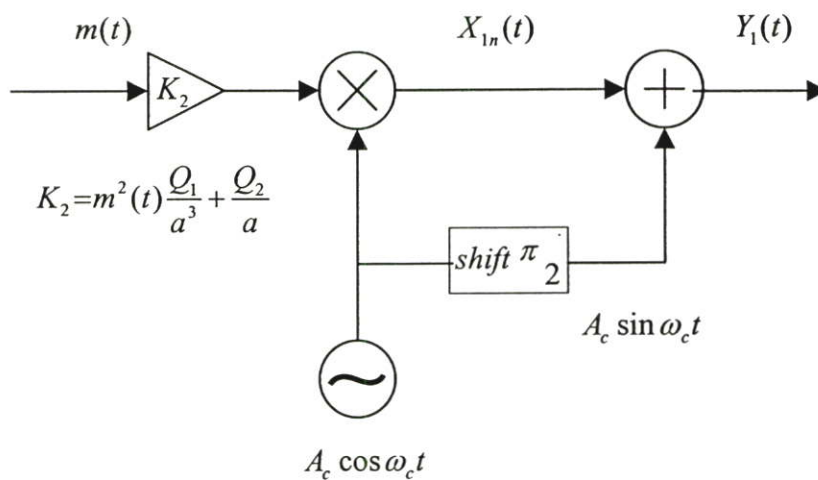
รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข่าวสาร กับเฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

5.5 การกำจัดวงจรกรองความถี่

ในหัวข้อ 5.3 นั้น เป็นการอธิบายถึงวิธีการขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดของการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมให้มีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยที่เฟสลัพท์ที่ได้ยังคงลักษณะความเป็นเชิงเส้นอยู่ และในหัวข้อนี้เป็นการอธิบายถึงวิธีการ พัฒนาการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์

แคบแบบเดิม ที่มีผลการตอบสนองของสัญญาณพัลส์ที่ต่ำซ้ำ และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ไม่ชัดเจน ผิดเพี้ยน โดยมีสาเหตุมาจากวงจรกรองความถี่ ให้เป็นการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ซึ่งนอกจากสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดให้มีค่าเพิ่มมากขึ้นแล้ว ยังให้สัญญาณพัลส์ที่มีผลการตอบสนองที่รวดเร็วยิ่งขึ้น และรูปร่างมีความชัดเจน ไม่ผิดเพี้ยน โดยวิธีการกำจัดวงจรกรองความถี่ออกจากโครงสร้างการมอดูเลตเฟสแบบเดิม

วิธีการก็คือทำการเขียนแบบการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมดังรูปที่ 5.4 ในรูปที่ 5.4 นี้จะพบว่ารูปนี้มีความคล้ายคลึงกับรูปที่ 4.1 เพียงแต่เราจะทำการเปลี่ยนค่า K_1 ในรูปที่ 4.1 เป็นค่า K_2 ซึ่งมีค่าดัง (5.25) นั่นเอง



รูปที่ 5.4 แสดงการมอดูเลตเฟสแบบใหม่

จากรูปที่ 5.4 พบว่าเมื่อนำสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่คูณกับค่า K_2 แล้วไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ $A_c \cos(\omega_c t)$ ก็จะทำให้ได้สัญญาณ $X_{1n}(t)$ ดังนี้

$$X_{1n}(t) = m(t)K_2 A_c \cos(\omega_c t) \quad (5.41)$$

และเมื่อนำ $X_{1n}(t)$ ไปรวมกับสัญญาณคลื่นพาห์ที่ถูกเลื่อนเฟสไป 90° จะได้

$$\left. \begin{aligned} Y_1(t) &= X_{1n}(t) + A_c \sin(\omega_c t) \\ &= m(t)K_2 A_c \cos(\omega_c t) + A_c \sin(\omega_c t) \\ &= \sqrt{[m(t)K_2 A_c]^2 + A_c^2} \times \sin\{\omega_c t + \tan^{-1}[m(t)K_2]\} \end{aligned} \right\} \quad (5.42)$$

จาก (5.42) พบว่าแอมพลิจูดของ $Y_1(t)$ จะไม่เป็นค่าคงที่ โดยจะแปรผันตามสัญญาณข่าวสาร ซึ่งขัดกับหลักการการมอดูเลตเฟส ดังนั้นถ้าเราสามารถนำส่วนกลับแอมพลิจูดของ $Y_1(t)$ สมมติว่าคือ $Y_2(t)$ คูณกลับเข้าไปใน (5.42) ก็จะทำให้แอมพลิจูดของ $Y_1(t)$ เป็นค่าคงที่ได้ โดยในที่นี้มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่ง $Y_2(t)$ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$Y_2(t) = \frac{1}{\sqrt{[m(t)K_2A_c]^2 + A_c^2}} \quad (5.43)$$

เมื่อแทน $K_2 = m^2(t)\frac{Q_1}{a^3} + \frac{Q_2}{a}$ ลงไปใน (5.43) แล้ว

$$Y_2(t) = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(m^3(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}\right)A_c\right]^2 + A_c^2}} \quad (5.44)$$

และเมื่อนำ $Y_2(t)$ นี้คูณกับ $Y_1(t)$ ก็จะได้เป็นสัญญาณ $X_4(t)$ ดังนี้

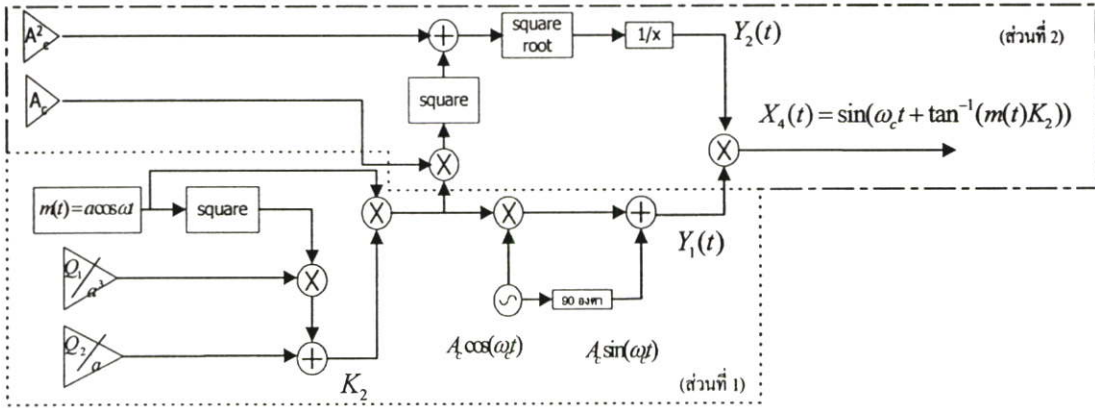
$$\left. \begin{aligned} X_4(t) &= Y_1(t) \times Y_2(t) \\ &= \frac{\sqrt{\left[\left(m^3(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}\right)A_c\right]^2 + A_c^2}}{\sqrt{\left[\left(m^3(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}\right)A_c\right]^2 + A_c^2}} \times \sin\left\{\omega_c t + \tan^{-1}\left[m^3(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}\right]\right\} \\ &= \sin\left\{\omega_c t + \tan^{-1}\left[m^3(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}\right]\right\} \end{aligned} \right\} (5.45)$$

จาก (5.45) ถ้าเราแทน $\phi_n(t) = \tan^{-1}\left[m^3(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}\right]$ ซึ่งเป็นสมการเฟสลัทพ์ซ์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ซึ่งได้ทำการขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้สูงถึง $\pm 80^\circ$ โดยที่เฟสลัทพ์ซ์ที่ได้ยังคงลักษณะความเป็นเชิงเส้นอยู่ ลงไปใน (5.45) จะได้สมการใหม่เป็น

$$X_4(t) = \sin[\omega_c t + \phi_n(t)] \quad (5.46)$$

นั่นคือเราจะสามารถได้การมอดูเลตเฟสแบบใหม่ ที่ไม่มีส่วนของวงจรรองความถี่ และสามารถขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้สูงถึง $\pm 80^\circ$ โดยที่เฟสลัทพ์ซ์ที่ได้ยังคงลักษณะความเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสลัทพ์ซ์ในอุดมคติ

ท้ายที่สุดเราสามารถเขียนแผนผังการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่ปราศจากตัวกรองความถี่ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งสามารถแยกการออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเป็นการมอดูเลตสัญญาณ ส่วนที่ 2 เป็นการกำจัดการแปรเปลี่ยนขนาดของสัญญาณกลับไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร หรือเป็นส่วนที่ทำให้การมอดูเลตแบบใหม่ไม่ต้องมีวงจรกรองความถี่



รูปที่ 5.5 แผนผังการมอดูเลตเฟสที่ปราศจากตัวกรองความถี่

นอกจากนี้เรายังทำการหาค่าดัชนีการมอดูเลต (β) ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ดังนี้

$$\beta = \phi_{\max} = ak_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_m} \quad (2.19)$$

และค่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณพีเอ็มคือ

$$\omega_i = \frac{d\theta_i}{dt} \quad (2.11)$$

และเฟสลัพธ์ชั่วขณะของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่คือ

$$\left. \begin{aligned} \theta_i &= \tan^{-1}[m(t)K_2] \\ &= \tan^{-1}\left[\frac{a^3 \cos^3(\omega t)Q_1}{a^3} + \frac{a \cos(\omega t)Q_2}{a}\right] \\ &= \tan^{-1}[\cos^3(\omega t)Q_1 + \cos(\omega t)Q_2] \end{aligned} \right\} \quad (5.47)$$

ดังนั้น

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \frac{d}{dt} \tan^{-1} [\cos^3(\omega t)Q_1 + \cos(\omega t)Q_2] \\ &= \frac{[-3\cos^2(\omega t)Q_1 \times \sin(\omega t)]\omega - [\sin(\omega t)\omega Q_2]}{\{1 + [\cos^3(\omega t)Q_1 + \cos(\omega t)Q_2]^2\}} \end{aligned} \right\} \quad (5.48)$$

เนื่องจาก $|\cos(\omega_m t)|$ และ $|\sin(\omega_m t)|$ มีค่ามากที่สุดเท่ากับ 1 ดังนั้นความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของสัญญาณพัลส์ที่เบี่ยงเบนไปจากความถี่ของคลื่นพาห้ ($\Delta\omega_p$) ก็คือ

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_p &= \frac{-3Q_1\omega - Q_2\omega}{1 + (Q_1 + Q_2)^2} \\ &= \frac{\omega(-3Q_1 - Q_2)}{1 + (Q_1 + Q_2)^2} \end{aligned} \right\} \quad (5.49)$$

ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (β) คือ

$$\beta = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_m} = \left[\frac{-3Q_1 - Q_2}{1 + (Q_1 + Q_2)^2} \right] \quad (5.50)$$

เมื่อแทนค่า Q_1 และ Q_2 ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆตามตารางที่ 5.1 ลงใน (5.50) จะได้ β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆดังนี้

β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	$15^\circ = 0.260$
β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	$30^\circ = 0.510$
β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	$45^\circ = 0.713$
β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	$60^\circ = 0.789$
β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	$75^\circ = 0.657$
β ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด	$80^\circ = 0.885$

และเราสามารถหาค่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณจาก (2.32) คือ

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + k) \quad \text{เรเดียน/วินาที} \quad (2.32)$$

เนื่องจาก β มีค่าน้อยดังนั้น $k = 1$ ในที่สุดแล้วจะได้แบนด์วิดท์ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่าง ๆ ดังนี้

BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $15^\circ = 2.52\omega_m$	เรเดียน/วินาที
BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $30^\circ = 3.02\omega_m$	เรเดียน/วินาที
BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $45^\circ = 3.43\omega_m$	เรเดียน/วินาที
BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $60^\circ = 3.58\omega_m$	เรเดียน/วินาที
BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $75^\circ = 3.31\omega_m$	เรเดียน/วินาที
BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $80^\circ = 3.77\omega_m$	เรเดียน/วินาที

จากค่า β และ BW ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆข้างต้น พบว่าสัญญาณพีเอ็มที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิมตามรูปที่ 5.1 นั้นจะเป็นสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบนั่นคือค่า β จะมีค่าน้อยๆ และแบนด์วิดท์ของสัญญาณอยู่ในย่านประมาณ 2-3 เท่าของความถี่ของสัญญาณข่าวสารเท่านั้น

5.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวิธีการปรับปรุงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบบแบบเดิมให้สามารถขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลต โดยให้มีค่ามากกว่า $\pm 45^\circ$ โดยที่เฟสแลตซ์ที่ได้ก็ยังคงความเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสแลตซ์ในอุดมคติมากที่สุด วิธีการนั้นก็คือทำให้สมการของเฟสแลตซ์อยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับ tangent ของสัญญาณข่าวสารที่ยกกำลังมากขึ้นซึ่งสมการเฟสแลตซ์ของการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ก็คือ $\phi_n(t) = \tan^{-1} [m^3(t)Q_1 + m(t)Q_2]$ หรือ $\phi_n(t) = \tan^{-1} [m(t)K_2]$ โดยที่ค่า K_2 นี้ก็คือค่าที่จะทำให้เฟสแลตซ์ที่ได้มีลักษณะเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสแลตซ์ในอุดมคติมากที่สุด ค่า K_2 นี้จะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณข่าวสารในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสองคือ $K_2 = m^2(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}$ โดยที่ a หมายถึงขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ส่วนค่า Q_1 และ Q_2 เป็นค่าคงที่ ซึ่งจะแตกต่างกันในแต่ละค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด นอกจากนี้ยังได้ทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่มากที่สุดของผลต่างระหว่างเฟสแลตซ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟส กับ เฟสแลตซ์ในอุดมคติ หรือค่า E_1 และค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของเฟสแลตซ์ทั้งสอง หรือค่า E_2 ทั้งการมอดูเลตเฟสแบบเดิม และแบบใหม่ เพื่อดูว่าเฟสแลตซ์ของการมอดูเลตเฟสแบบใด จะให้เฟสแลตซ์ที่เป็นเชิงเส้น หรือเข้าใกล้กับเฟสแลตซ์ในอุดมคติมากกว่า ซึ่งก็พบว่า ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเดียวกัน การมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะให้ค่าทั้ง E_1 และ E_2 น้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิม นั่นก็หมายความว่า การมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะให้ค่าเฟสแลตซ์

ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าใกล้เคียงกับเฟสลัพท์ในอุดมคติมากกว่า การมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบดั้งเดิม นอกจากนี้เรายังใช้ค่าร้อยละความแตกต่างของค่า E_1 และ E_2 เมื่อเทียบกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตเป็นตัวชี้วัดว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ นี้จะสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้เท่าไร ซึ่งจะกำหนดให้ร้อยละของ E_1 และ E_2 ดังกล่าวไม่เกิน 10 และ 0.3 ตามลำดับ ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้สูง $\pm 80^\circ$ ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่ามากกว่าการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม

และอีกประการหนึ่งที่ได้ทำการปรับปรุงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม ก็คือ การทำให้สัญญาณลัพท์ที่ได้มีผลการตอบสนองที่รวดเร็ว และรูปร่างของสัญญาณลัพท์ไม่ผิดเพี้ยน โดยวิธีการเลียนแบบการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม แต่เราจะทำการเปลี่ยนค่า K_1 เป็นค่า K_2 ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น หลังจากนั้นนำส่วนกลับแอมพลิจูดของสัญญาณลัพท์ที่ได้ คูณกลับเข้าไปในสัญญาณลัพท์นั้นอีกครั้งหนึ่ง จึงทำให้สัญญาณลัพท์สุดท้ายมีแอมพลิจูดเป็นค่าคงที่ ในที่นี้เท่ากับ 1 โดยที่ไม่ต้องใช้วงจรกรองความถี่ใดๆ เลย และจากผลของการปรับปรุงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมนั้น จะทำให้ได้การมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่สามารถขยายช่วงการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้สูงถึง $\pm 80^\circ$ โดยที่เฟสลัพท์ที่ได้ยังคงลักษณะเป็นเชิงเส้น และสัญญาณลัพท์ที่ได้มีผลการตอบสนองที่รวดเร็ว รูปร่างไม่ผิดเพี้ยน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีส่วนของวงจรกรองความถี่เข้ามาเกี่ยวข้อง และจากการหาค่าดัชนีการมอดูเลต (β) และแบนด์วิดท์ของสัญญาณลัพท์ที่ได้ พบว่าสัญญาณลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ มีแบนด์วิดท์อยู่ที่ย่านประมาณ 2-3 เท่าของความถี่ของสัญญาณข่าวสาร ดังนั้นสัญญาณลัพท์ที่ได้จึงเป็นสัญญาณพีเอ็มชนิดแบนด์แคบนั่นเอง

บทที่ 6

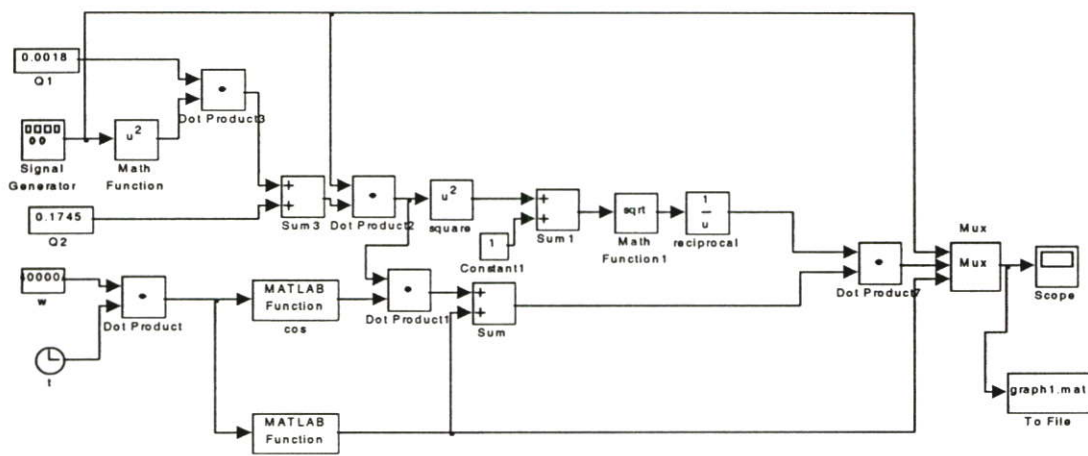
การทดลอง และผล

6.1 กล่าวนำ

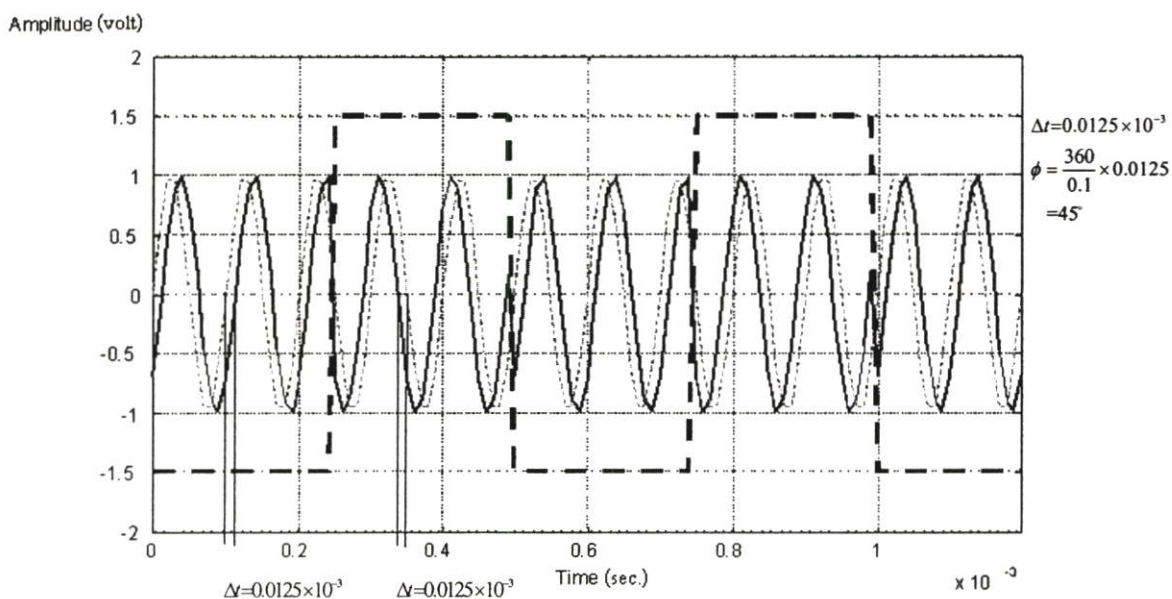
จากหลักการของการมอดูเลตแบบพราศจากตัวกรองความถี่ที่นำเสนอใหม่ในบทที่แล้วนั้นจะพบว่าเราสามารถทำการมอดูเลตได้โดยไม่จำกัดความถี่ทั้งสัญญาณข่าวสาร และคลื่นพาห้ แต่ทั้งนี้เนื่องจากขีดจำกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองนี้ (ความเร็วของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการทดลองเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกค่อนข้างต่ำ) จึงทำให้ต้องทำการทดลองที่สัญญาณข่าวสาร และคลื่นพาห้มีความถี่ต่ำ ในส่วนของการทดลองที่จะกล่าวถึงในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ส่วนแรกเป็นการทดลองโดยการทดลองเลียนแบบ (simulation) การทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม simulink ส่วนที่สองเป็นการทดลองเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ (interface) กับอุปกรณ์ภายนอกโดยใช้ D/A การ์ด ส่วนสุดท้ายเป็นการทดลองต่อวงจรจริง ซึ่งการทดลองในแต่ละส่วนก็จะทำการทดลองแตกต่างกันในรายละเอียดซึ่งขึ้นอยู่กับข้อจำกัด และความสะดวกในการทดลอง แต่ท้ายที่สุดแล้วผลการทดลองในทุกส่วนก็สนับสนุนหลักการใหม่ที่นำเสนอเป็นอย่างดี ในการทดลองทั้ง 3 ส่วนนี้จะกำหนดเฉพาะค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่เป็นบวกเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดทางด้านลบนั้นก็จะให้ผลในการทำงานเหมือนกัน

6.2 การเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม simulink

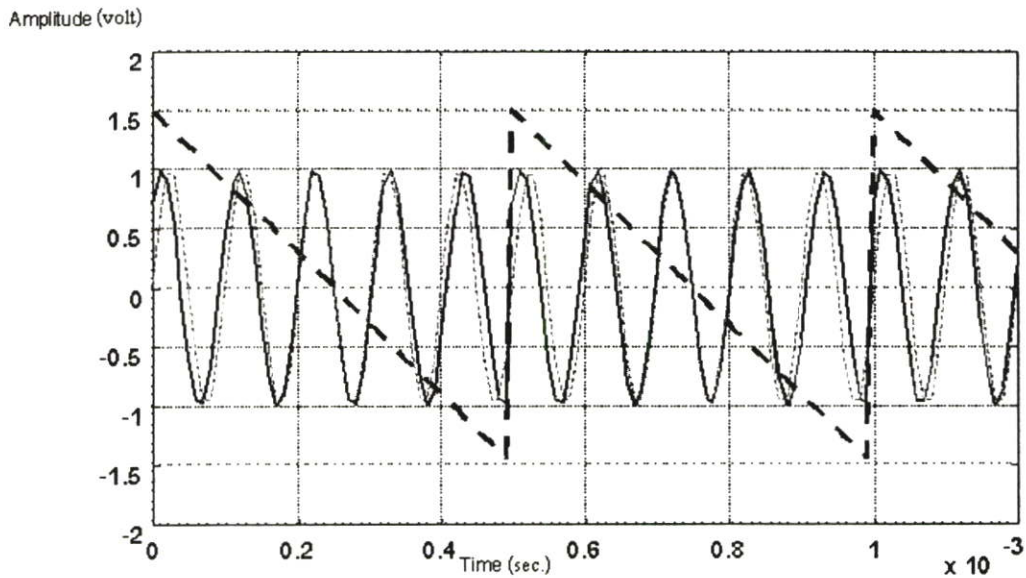
การทดลองในส่วนนี้ได้ใช้โปรแกรม simulink เป็นตัว simulation และในหัวข้อนี้ได้ทำการทดลองเปรียบเทียบสัญญาณข่าวสาร ($m(t)$) , สัญญาณคลื่นพาห้ ($\sin(\omega t)$) , สัญญาณผลลัพธ์ ($X_4(t)$) ที่ได้จากการมอดูเลต โดยจะทำการทดลองเมื่อสัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม , สัญญาณฟันเลื่อย และสัญญาณรูปไซน์ โดยสัญญาณข่าวสารมีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz และคลื่นพาห้มีความถี่ 10kHz . การทดลองจะกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่มุม $45^\circ, 60^\circ, 75^\circ$ ซึ่งแผนผังการเลียนแบบวงจรได้แสดงไว้ในรูป 6.1 และผลการทดลองได้แสดงดังรูปที่ 6.2 – 6.5 ซึ่งสัญญาณข่าวสารแทนด้วย — — — - คลื่นพาห้แทนด้วย ----- และสัญญาณลัพธ์แทนด้วย —————



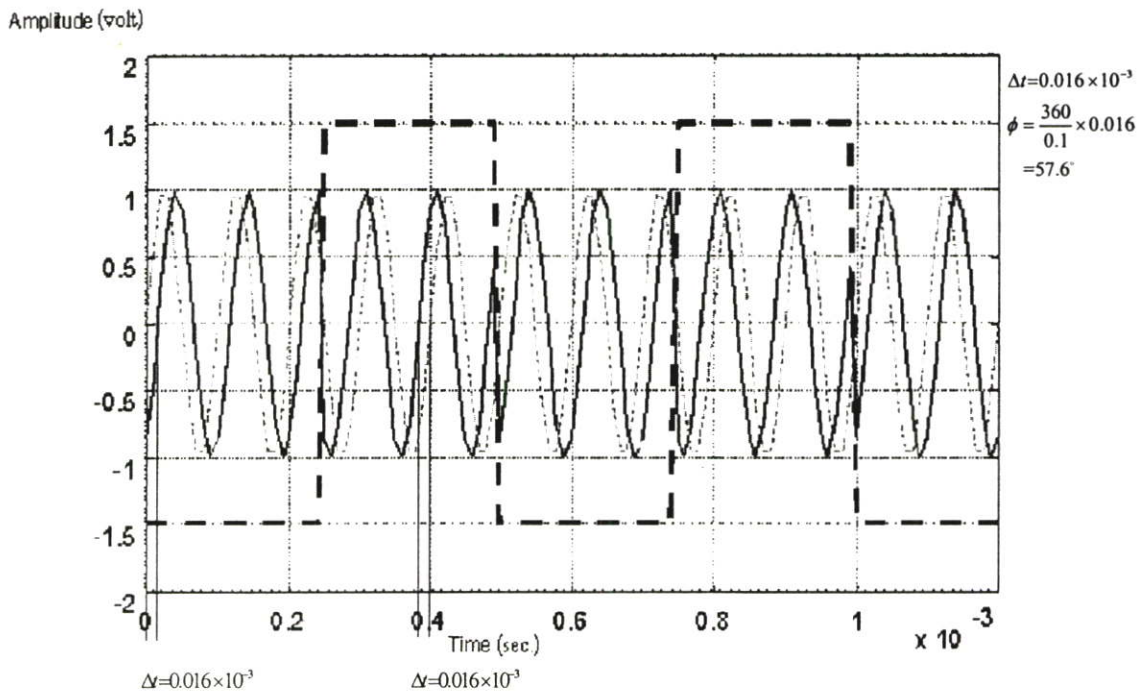
รูปที่ 6.1 แสดงแผนผังการเขียนแบบวงจรการมอดูเลตเฟสแบบใหม่โดยใช้โปรแกรม simulink



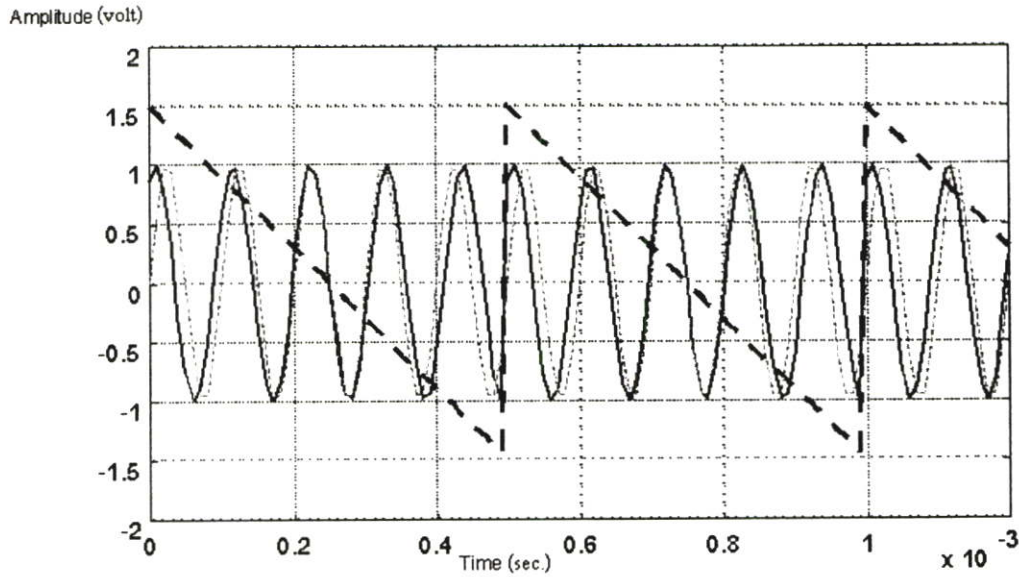
(ก) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมมีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz . และคลื่นพาห้มีความถี่ 10kHz . กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°



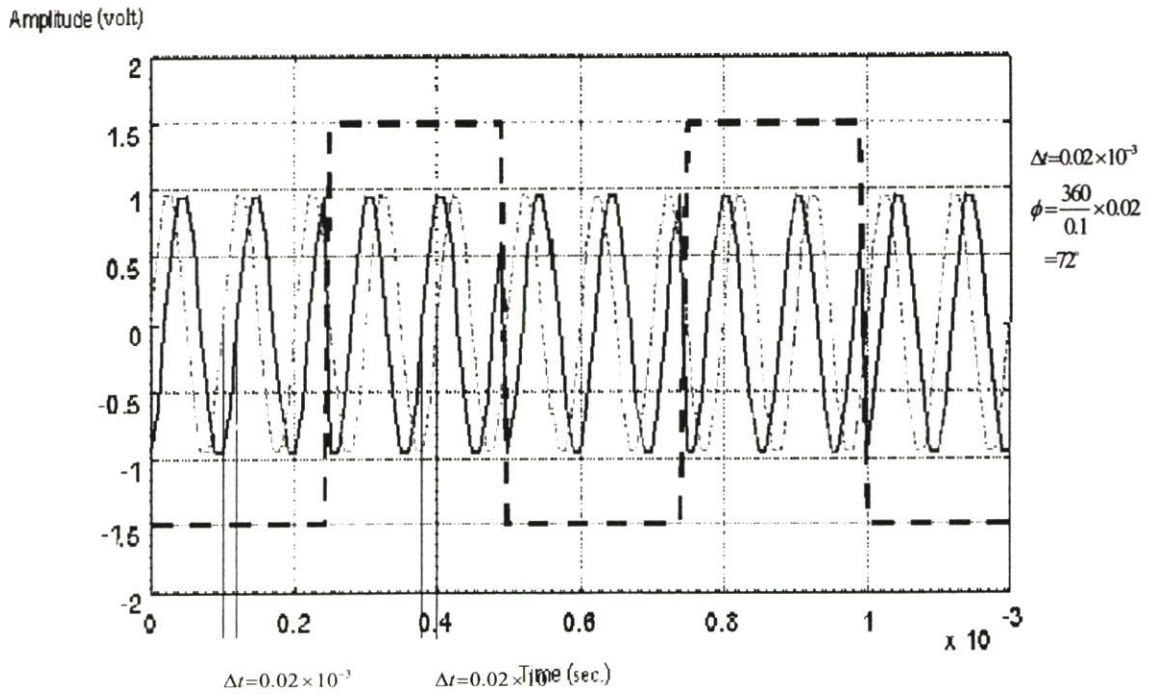
- (ข) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณฟันเลื่อยมีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{V}$ ความถี่ 2kHz และคลื่นพาห้มี ความถี่ 10kHz กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°



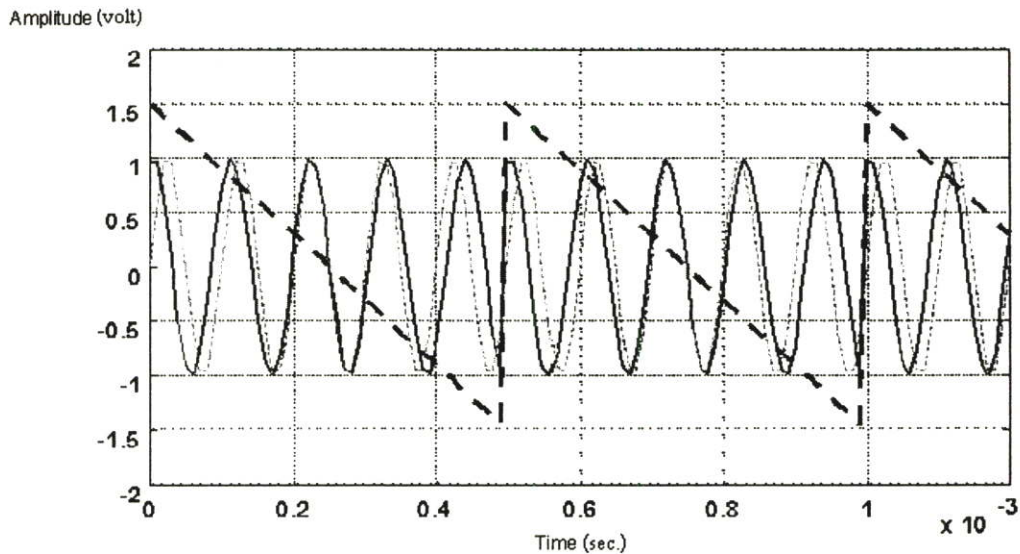
- (ค) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมมีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{V}$ ความถี่ 2kHz และคลื่นพาห้มี ความถี่ 10kHz กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°



(ง) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณฟันเลื่อยมีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz . และคลื่นพาห้มี ความถี่ 10kHz . กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°



(จ) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมมีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz . และคลื่นพาห้มี ความถี่ 10kHz . กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°



(จ) สัญญาณขาเข้าสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณฟันเลื่อยมีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz . และคลื่นพาห้มีความถี่ 10kHz . กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

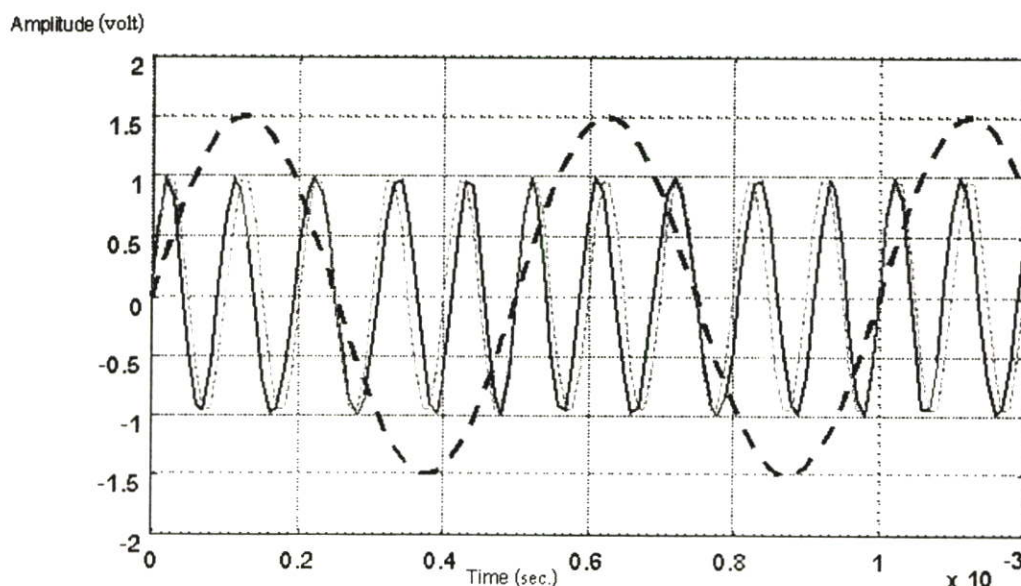
รูปที่ 6.2 แสดงผลการทดลองการเลี้ยวเบนวงจร โดยใช้โปรแกรม simulink เมื่อสัญญาณขาเข้าสารเป็นรูปสี่เหลี่ยม และฟันเลื่อย ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 เท่าของความถี่สัญญาณขาเข้าสาร

จากรูปที่ 6.2 (ก) , (ค) และ (จ) ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณขาเข้าสารที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม จะเห็นว่าเมื่อกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° , 60° และ 75° และเมื่อสัญญาณขาเข้าสารมีค่าเท่ากับ 1 เฟสของสัญญาณพัลส์จะนำเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ที่อยู่ประมาณ 45° , 57.6° และ 72° ตามลำดับ และเมื่อสัญญาณขาเข้าสารมีค่าเท่ากับ -1 เฟสของสัญญาณพัลส์จะตามเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ที่อยู่ประมาณ 45° , 57.6° และ 72° ตามลำดับเช่นกัน ดังนั้นจึงเห็นได้ว่าเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะเบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ใกล้เคียงกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดไว้ตั้งแต่ต้น นอกจากนี้ยังได้แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลอง ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลองเลียนแบบวงจร ที่สัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ 1 และ -1

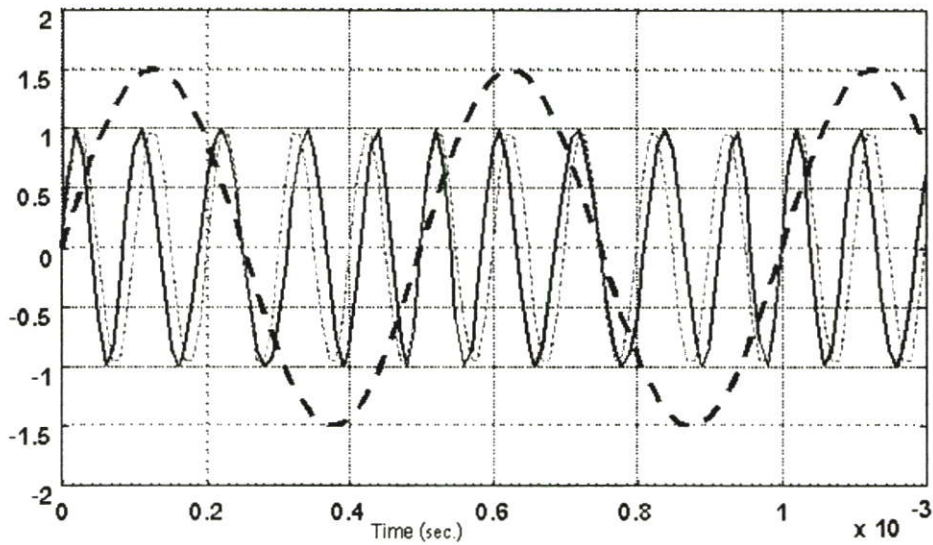
ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด	ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลอง	ร้อยละความแตกต่าง
45°	45°	0
60°	57.6°	4
75°	72°	4

และจากรูปที่ 6.2 (ก) - (ค) ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม และสัญญาณฟันเลื่อย จะพบว่า ณ ทุกเวลาที่สัญญาณข่าวสารมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด สัญญาณพัลส์ที่ถูกมอดูเลตแล้วก็จะมีการเปลี่ยนแปลงเฟส ณ เวลานั้น การเปลี่ยนแปลงเฟสพัลส์จะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดแต่ละครั้ง ดังจะเห็นได้ว่าที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดสูงๆ เช่น $60^\circ, 75^\circ$ จะสามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสพัลส์ได้ชัดเจนกว่าการมอดูเลตที่กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่ำๆ ต่อไปจะเป็นการแสดงผลการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณไซน์ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่าง และคลื่นพาห้มีขนาดเป็น 5 เท่า ของความถี่ของสัญญาณข่าวสาร



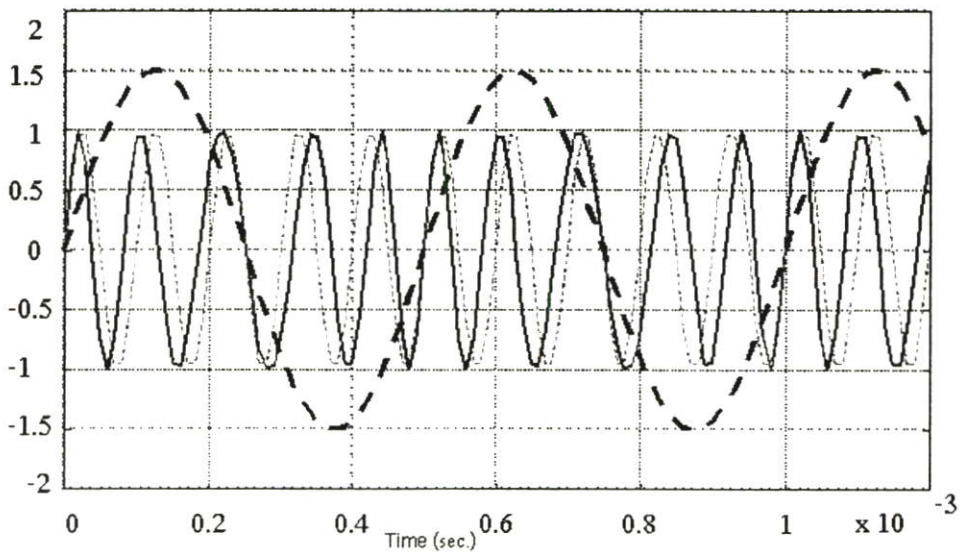
(ก) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณรูปไซน์มีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz และคลื่นพาห้มีความถี่ 10kHz กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

Amplitude (volt)



(ข) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณรูปไซน์มีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz . และคลื่นพหุมี ความถี่ 10kHz . กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°

Amplitude (volt)



(ค) สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณรูปไซน์มีแอมพลิจูด $\pm 1.5\text{v}$ ความถี่ 2kHz . และคลื่นพหุมี ความถี่ 10kHz . กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

รูปที่ 6.3 แสดงผลการทดลองการเลี้ยวเบนแบบวงจรร โดยใช้โปรแกรม simulink เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็น รูปไซน์ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่คลื่นพหุเป็น 5 เท่าของความถี่สัญญาณ ข่าวสาร

ในส่วนของรูปที่ 6.3 (ก)-(ค) เป็นการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตนั้นจะแตกต่างกันจากสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม หรือ ฟันเลื่อย นั่นคือสัญญาณพัลส์จะมีลักษณะเป็นลูกคลื่นที่มีความถี่ ความห่าง แยกต่างกันอย่างชัดเจนกับสัญญาณข่าวสาร แต่ความถี่ห่างของสัญญาณพัลส์จากการมอดูเลตนั้นจะเห็นได้อย่างชัดเจนขึ้นถ้าเรากำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตมีค่าสูงๆ ซึ่งนั่นก็หมายความว่าไม่ว่าสัญญาณข่าวสารจะมีลักษณะเป็นสัญญาณชนิดใดก็ตาม ถ้าเราสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตให้มีค่าสูงๆ มากขึ้นเท่าใด เราก็สามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงของพัลส์พัลส์ได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้นเท่านั้น นี่ก็เป็นข้อสนับสนุน และยืนยันให้เห็นได้ว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่นำเสนอนี้มีข้อดีว่าการมอดูเลตเฟสชนิดแบบแคบแบบเดิมที่สามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้เพียง $\pm 45^\circ$ เท่านั้น

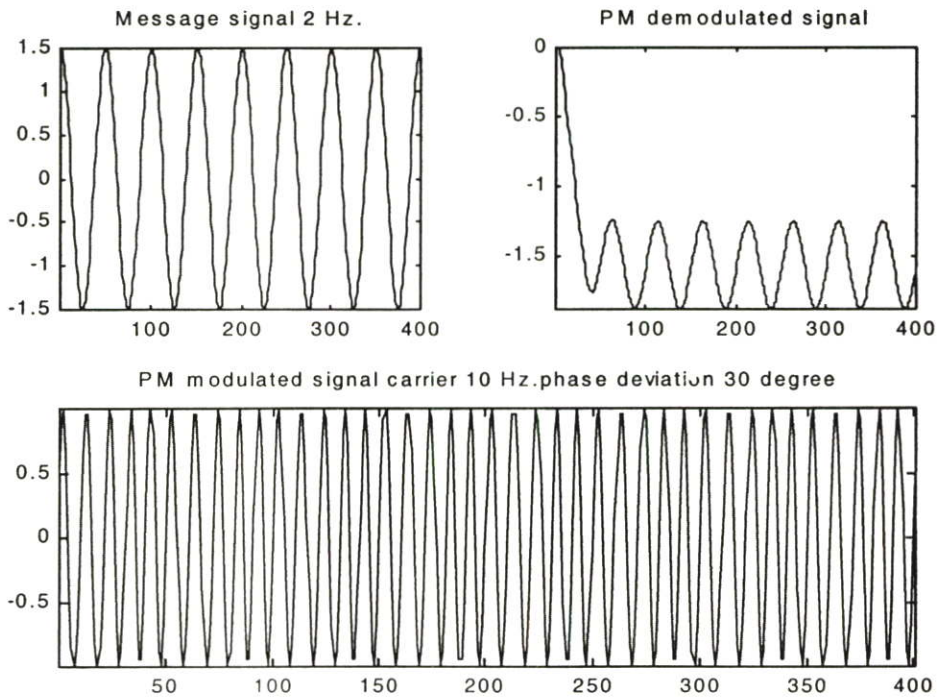
จากผลการทดลองการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณไซน์นั้น พบว่าลักษณะของสัญญาณพัลส์จะมีลักษณะคล้ายคลึงกับกับสัญญาณเอฟเอ็มมาก ดังนั้นเพื่อเป็นการยืนยันว่าสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารรูปไซน์นี้เป็นสัญญาณพีเอ็ม จึงได้ทำการคิมมอดูเลตสัญญาณพัลส์ดังกล่าว ด้วยวิธีเฟสล็อกแล้วตามด้วยวงจรอินทิเกรต โดยเขียนโปรแกรมการมอดูเลตเฟสด้วยหลักการใหม่ที่นำเสนอ และการคิมมอดูเลตเฟส ด้วยโปรแกรม MATLAB ดังได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.4 ซึ่งกำหนดให้สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณไซน์มีแอมพลิจูด $\pm 1.5v$ ความถี่ $2Hz$. คลื่นพาห้มีความถี่ $10 Hz$. โดยกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ และ 75° ผลการคิมมอดูเลตได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.5 (ก)-(ง) จากผลการคิมมอดูเลตเฟส พบว่าเราสามารถได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา แต่แอมพลิจูดมีค่าลดลง นั่นแสดงให้เห็นว่า สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้เป็นสัญญาณพีเอ็มโดยแท้จริง

```

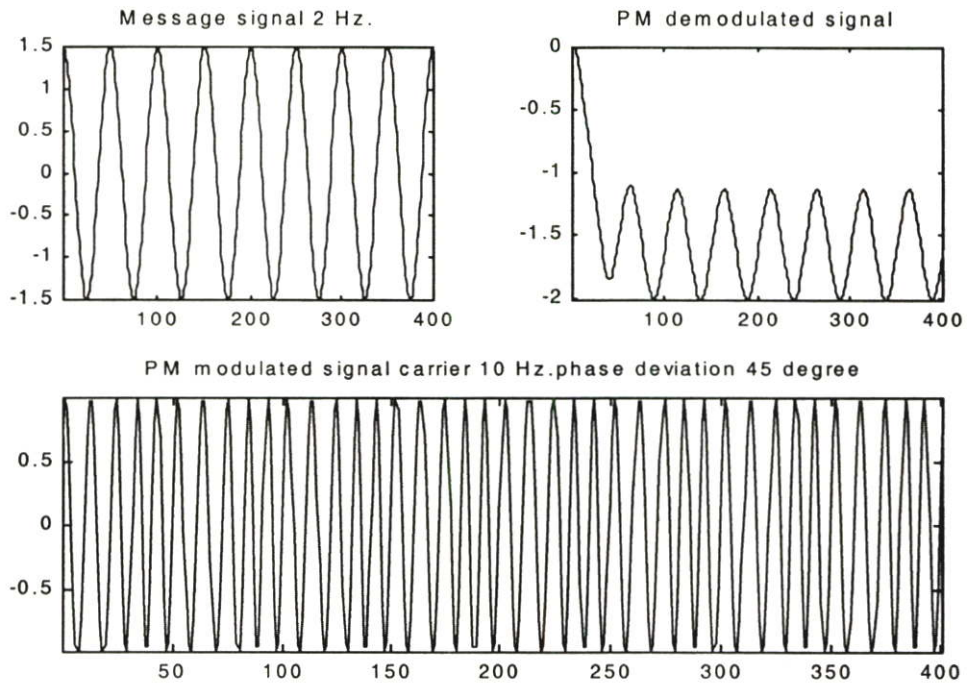
%frequency of sampling = 100
%frequency of carrier = 10 Hz.
fs=100;t=[0:400]/fs;fc=10;
%frequency of message = 10 Hz.
x1=sin(2*pi*t)
%define q1 and q2
q1= 2.1369;
q2= 1.0896;
%phase modulation without filter process
x2=(x1.^3*q1)+x1*q2;
x3=((x2.*cos(20*pi*t))+sin(20*pi*t));
x4=x3./sqrt((x2.^2)+1);
%phase demodulation process
x5=ademod(x4,fc,fs,'pm');
%display message , modulated and demodulated signal
subplot(2,2,1);
plot(x1);axis tight
title('Message signal 1 Hz.')
subplot(2,2,2);
plot(x5);axis tight
title('PM demodulated signal')
subplot(2,1,2);
plot(x4);axis tight
title('PM modulated signal carrier 10 Hz.phase deviation 75 degree')

```

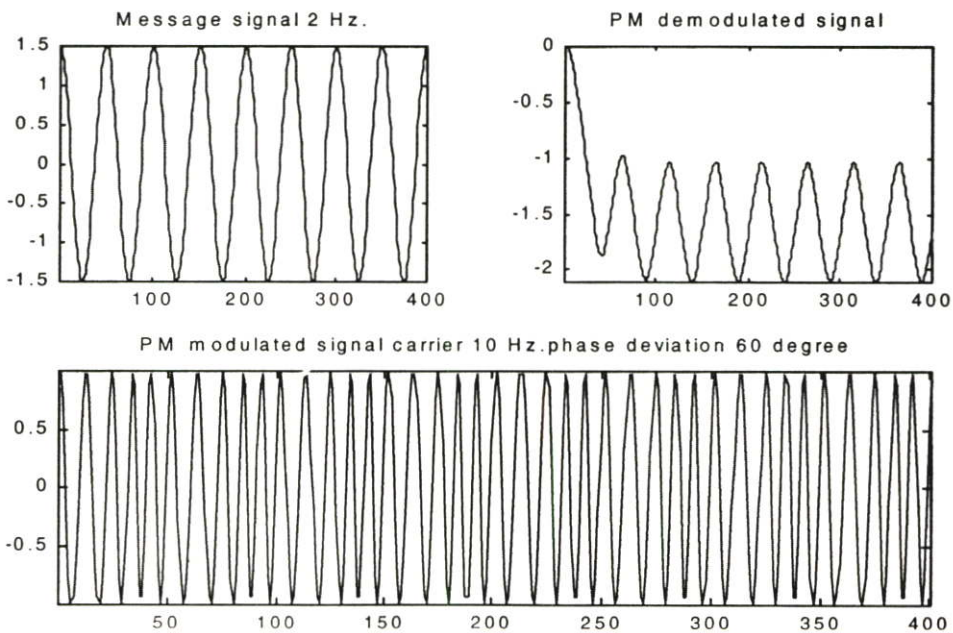
รูปที่ 6.4 โปรแกรมการมอดูเลตเฟส และการดีมอดูเลตเฟส



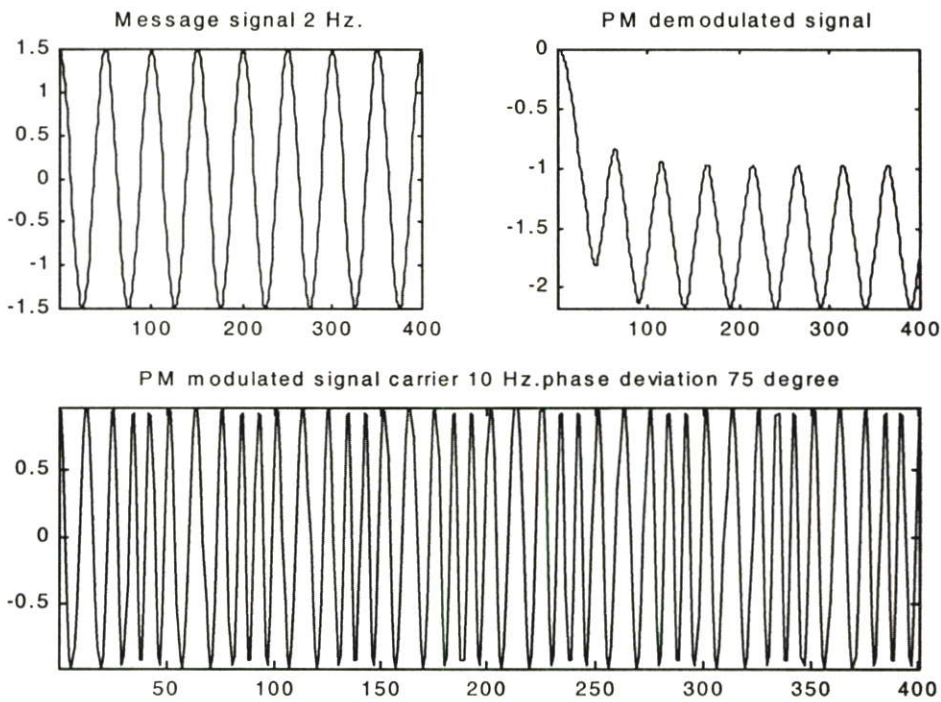
(ก) ผลการมอดูเลตเฟส และดีมอดูเลตเฟส ความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 เท่าของสัญญาณข่าวสาร กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°



(ข) ผลการมอดูเลตเฟส และดีมอดูเลตเฟส ความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 เท่าของสัญญาณข่าวสาร กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°



(ค) ผลการมอดูเลตเฟส และดีมอดูเลตเฟส ความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 เท่าของสัญญาณข่าวสาร กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°



(ง) ผลการมอดูเลตเฟส และดีมอดูเลตเฟส ความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 เท่าของสัญญาณข่าวสาร กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

รูปที่ 6.5 แสดงการมอดูเลตเฟสตามหลักการใหม่ และดีมอดูเลตเฟส ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

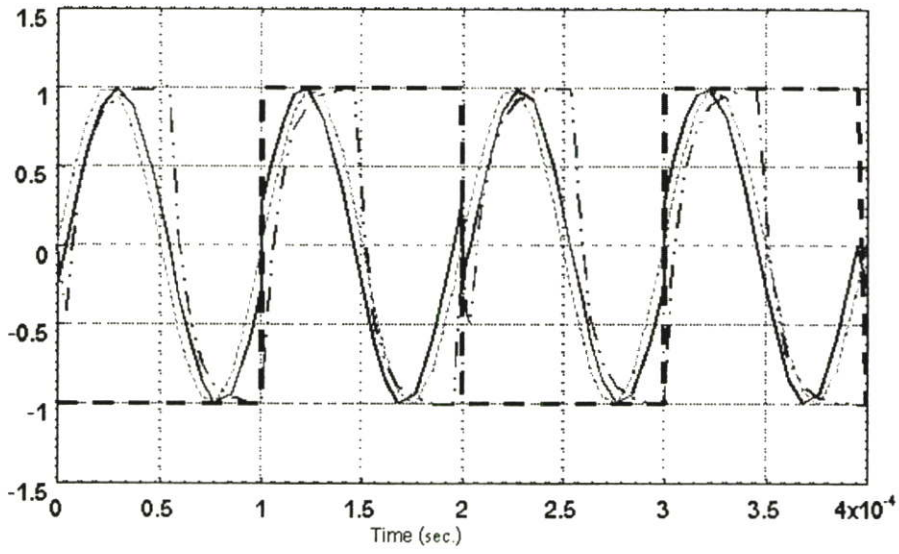
และเรายังได้ทำการเปรียบเทียบการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ กับการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคปแบบเดิม โดยเราจะทดลองที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15°, 30° และ 45° โดยสมมติให้สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 5kHz. และ ความถี่คลื่นพาห้เป็น 10kHz. ดังแสดงในรูปที่ 6.6 (ก)–(ค) ซึ่งสัญญาณข่าวสารแทนด้วย $-\ - -$.

คลื่นพาห้แทนด้วย

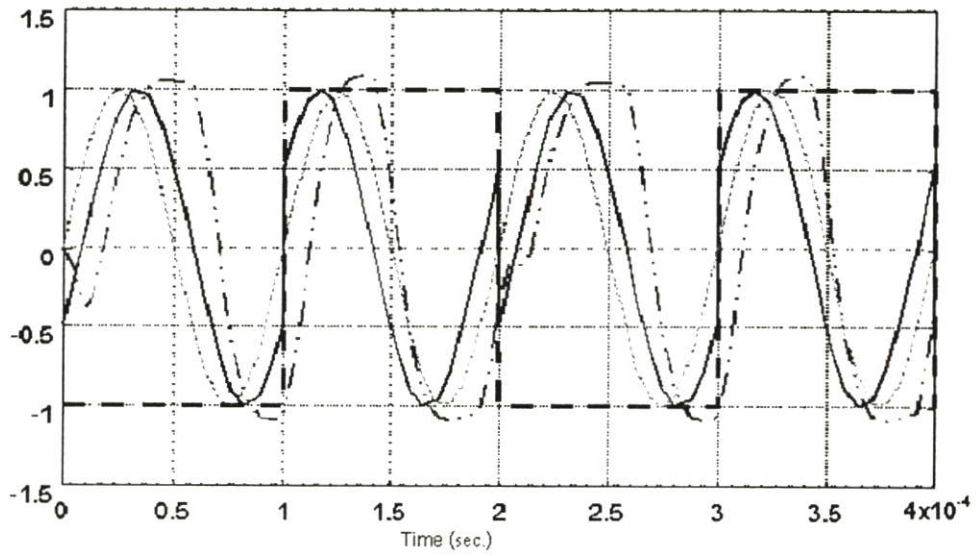
สัญญาณลัพธ์จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิมแทนด้วย $-\ - - - -$.

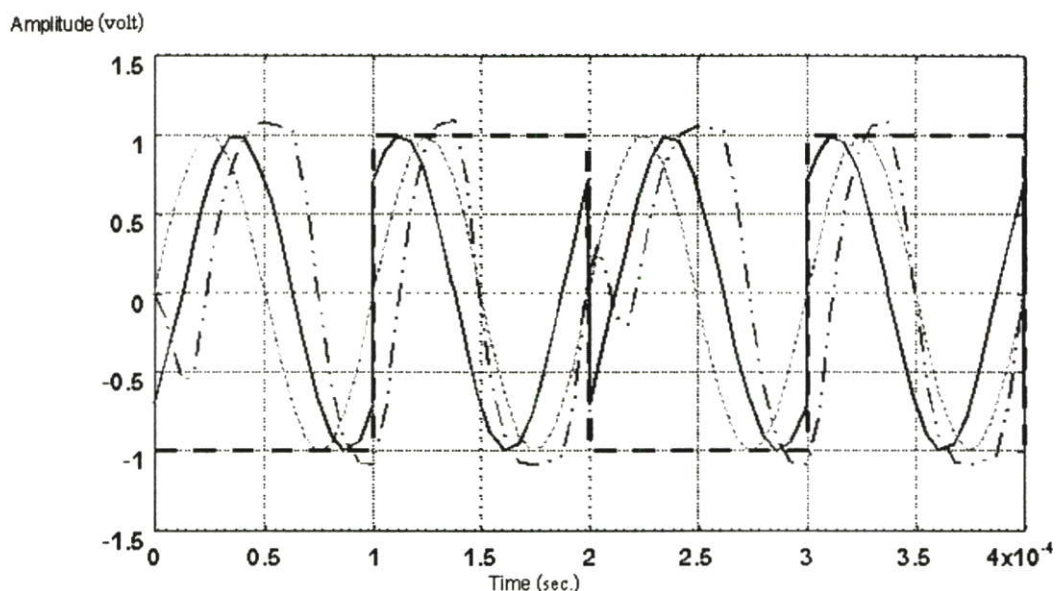
และสัญญาณลัพธ์จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่แทนด้วย _____

Amplitude (volt)

(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 15°

Amplitude (volt)

(ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°



(ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

รูปที่ 6.6 แสดงผลการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์จากการมอดูเลตเฟสแบบเดิม กับแบบใหม่ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ

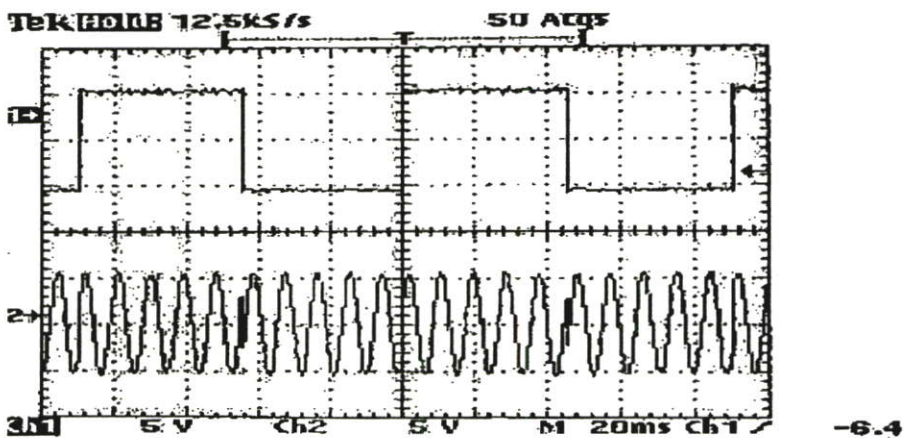
จากผลการทดลองพบว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบปราศจากตัวกรองความถี่นั้นจะให้ผลการตอบสนองทันที และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ชัดเจนกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิมซึ่งเป็นการมอดูเลตเฟสที่จำเป็นต้องมีตัวกรองความถี่ชนิดหนึ่ง

6.3 การทดลองเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอก (interface)

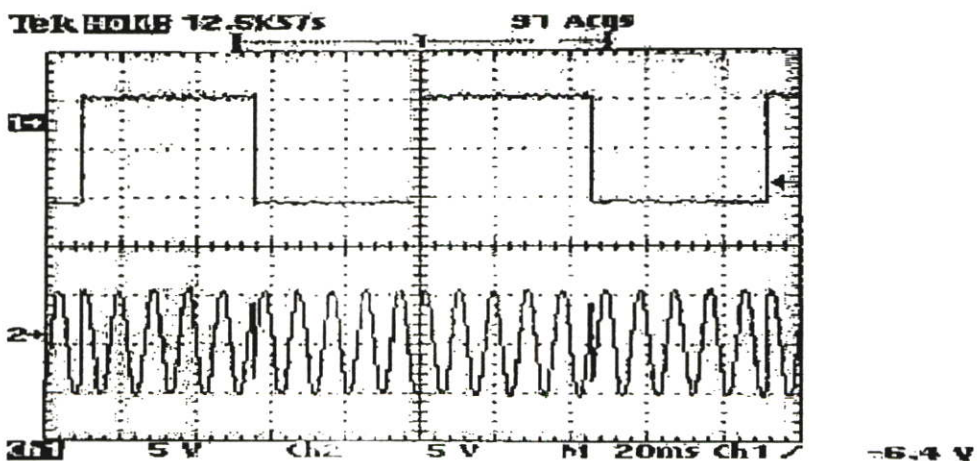
การทดลองในหัวข้อนี้เป็นการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งในที่นี้คือ จอแสดงผล (scope) โดยใช้ D/A การ์ด 8 บิต เบอร์ DAC 0800 มาตรฐานการเชื่อมต่อแบบ ISA BUS คอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการทดลองคือ pentium ความเร็วขนาดของหน่วยประมวลผลกลาง (CPU) 133 MHz. และโปรแกรมที่ใช้ควบคุมการทำงานของคอมพิวเตอร์ในการสร้างสัญญาณข่าวสาร และทำการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่น่าเสนอนั้นคือโปรแกรม ปาสคาล สำหรับ วินโดวส์ เวอร์ชัน 5 นอกจากนี้ยังมีส่วนของวงจรอินทิเกรต และวงจรแลตซ์ข้อมูล ซึ่งจะใช้ IC เบอร์ 74LS04 และ 74LS374 ตามลำดับ ซึ่งแผนผังของการทดลองในหัวข้อนี้แสดงดังภาคผนวก ก. การทดลองในหัวข้อนี้จะทำการทดลองที่ความถี่ต่ำกว่าการทดลองในหัวข้อที่แล้ว ทั้งนี้เนื่องขีดจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้มีความเร็วในการทำงานไม่สูง

นัก ส่วนขั้นตอนการทำงาน (flow chart) และ โปรแกรมที่ใช้ในการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ได้แสดงไว้ใน ภาคผนวก ข.

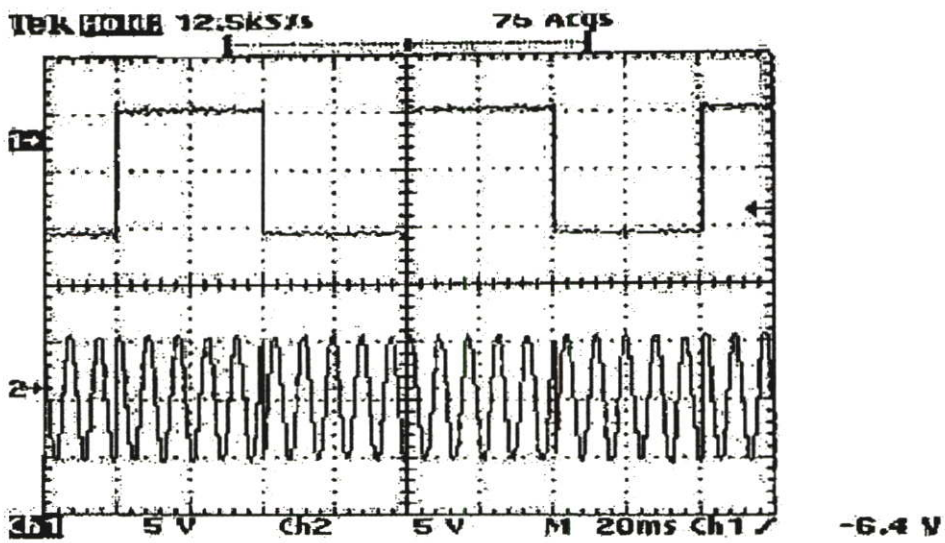
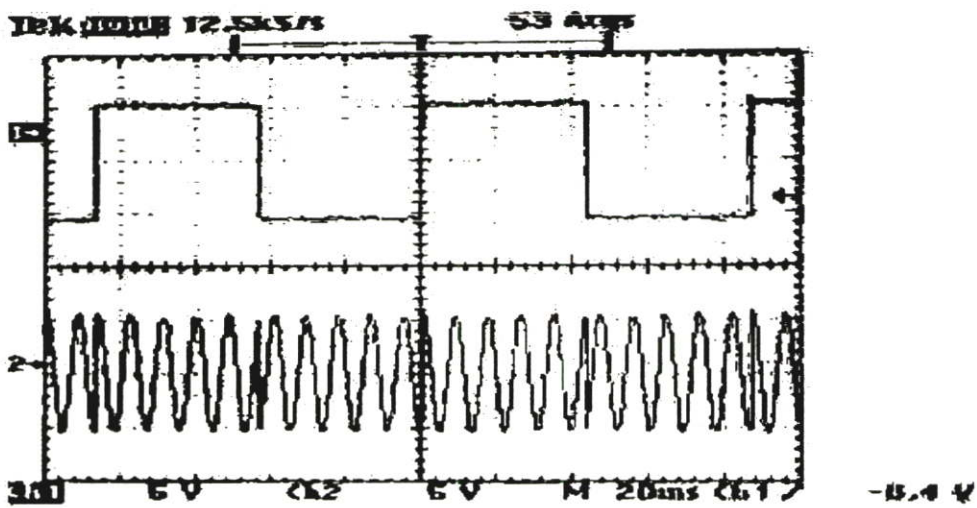
การทดลองส่วนนี้ได้ทำการเปรียบเทียบสัญญาณข่าวสาร ความถี่ 10Hz. แอมพลิจูด ± 1 รูปแบบต่างๆ อาทิเช่น สัญญาณสี่เหลี่ยม ,สัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณรูปไซน์ กับสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ$ โดยที่ความถี่คลื่นพาห้มีค่าเท่ากับ 100Hz. ซึ่งผลการทดลองได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.7-6.9 (ก)-(ง) โดยสัญญาณช่องแรก(บน) คือ สัญญาณข่าวสาร ส่วนสัญญาณช่องสอง(ล่าง) คือ สัญญาณพัลส์



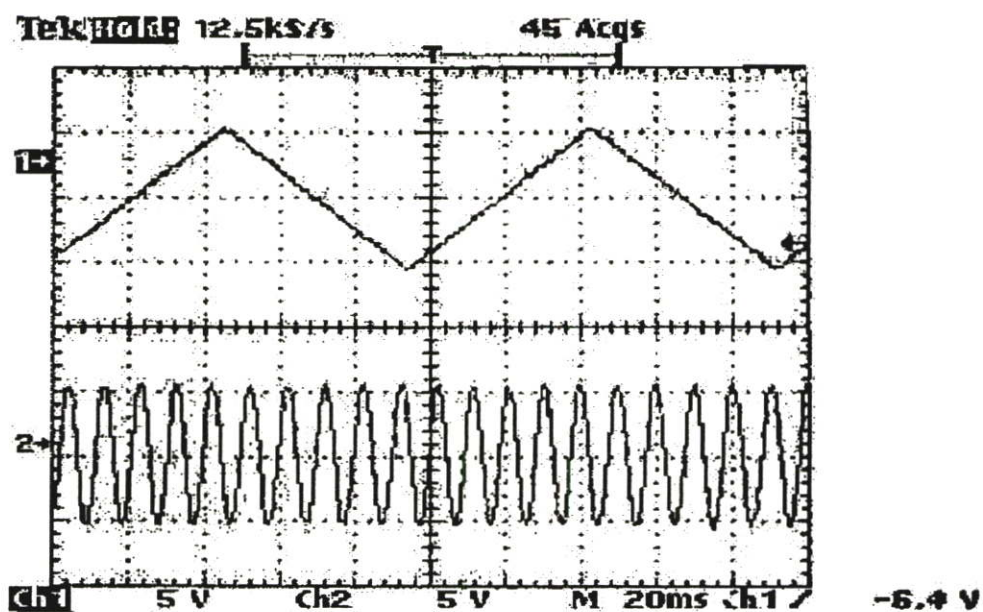
(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°



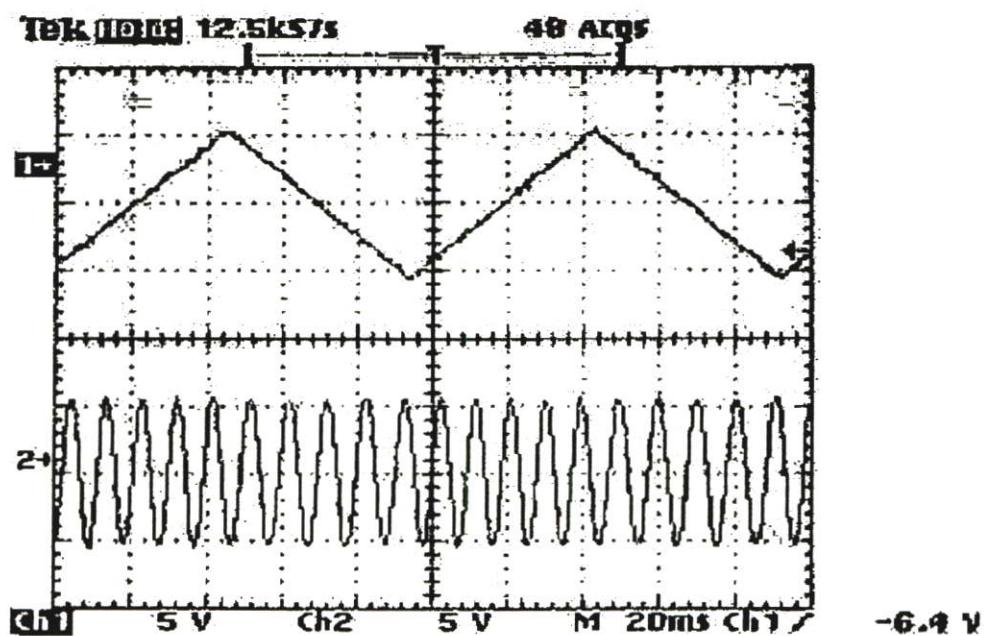
(ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

(ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60° (ง) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

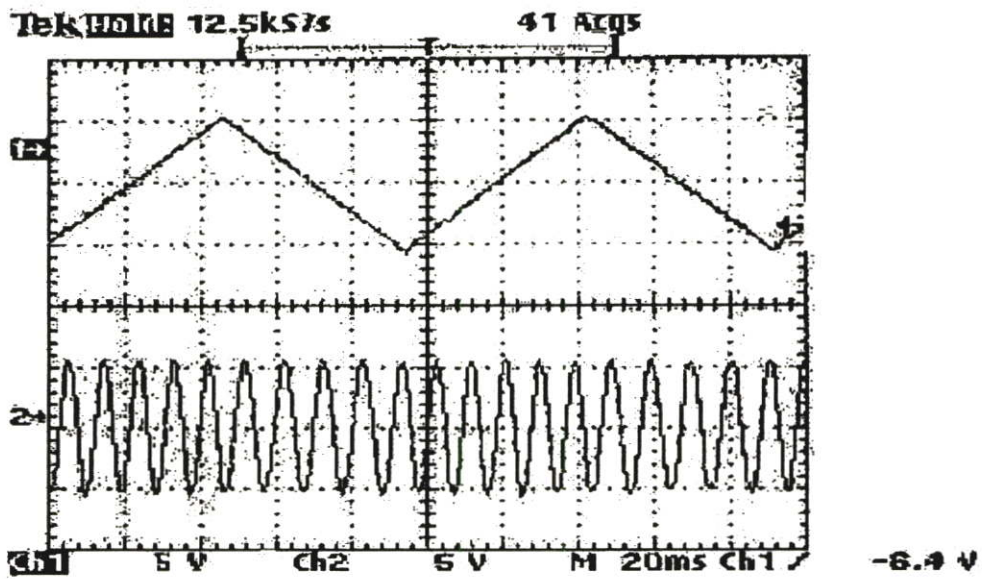
รูปที่ 6.7 แสดงผลการทดลองการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม คลื่นพามีความถี่เป็น 10 เท่าของสัญญาณข่าวสารที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ



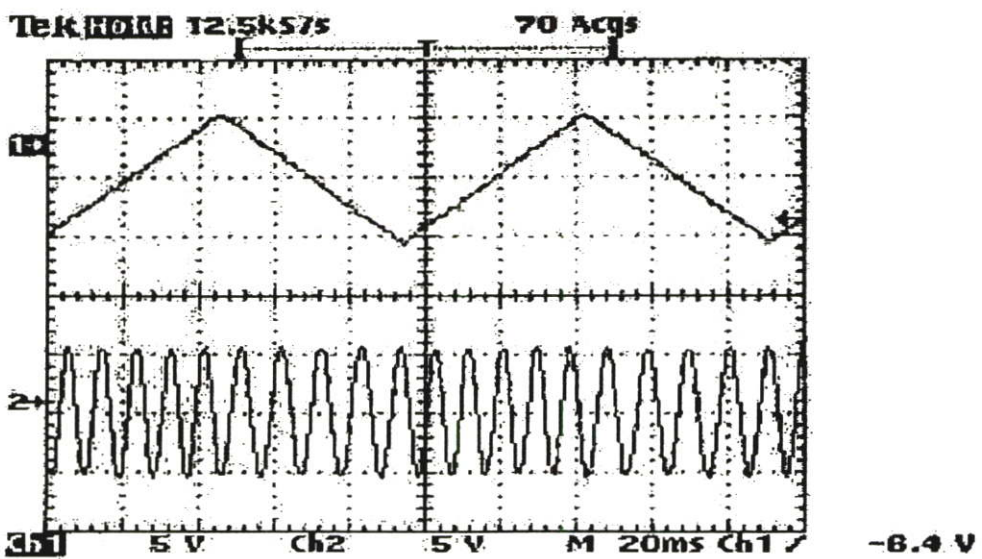
(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°



(ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

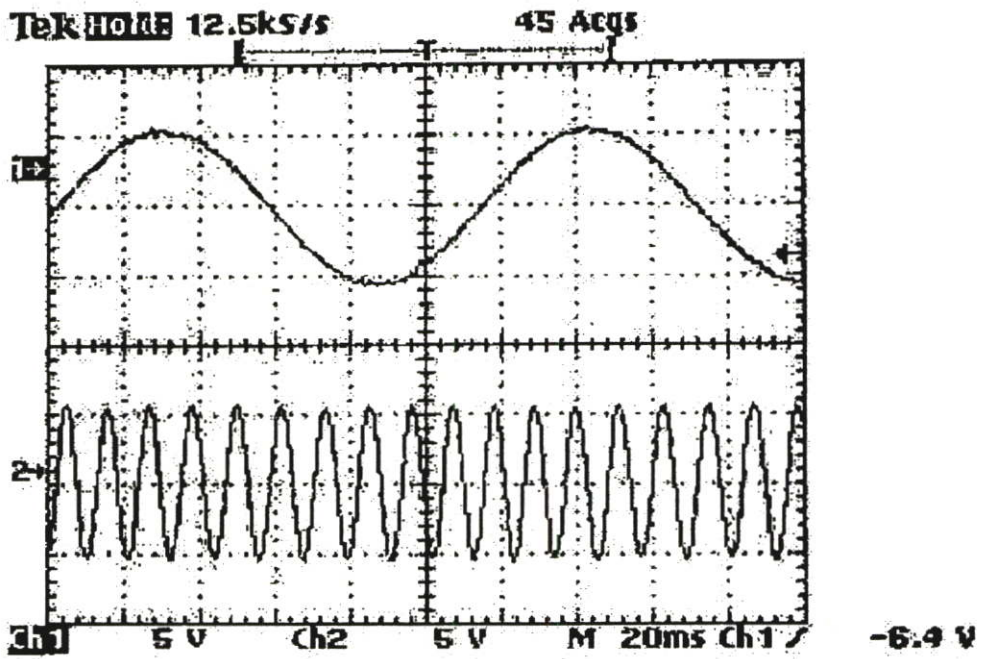


(ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°

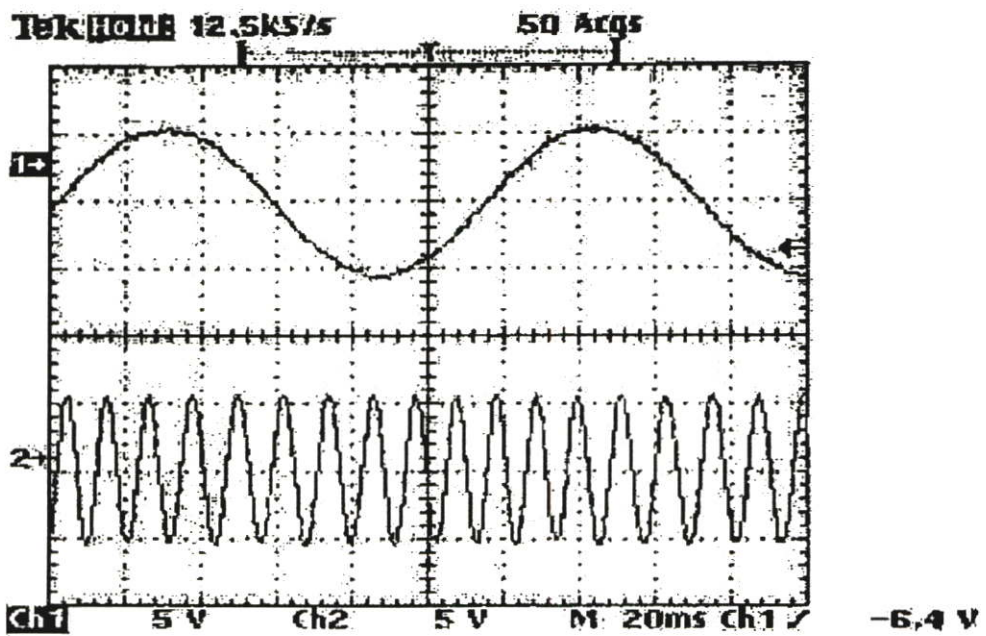


(ง) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

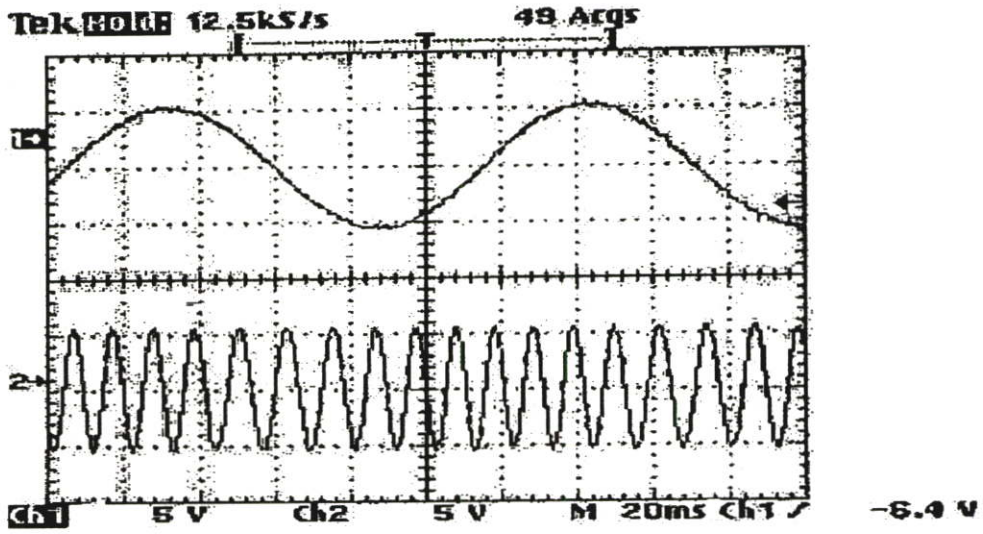
รูปที่ 6.8 แสดงผลการทดลองการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม คลื่นพามีความถี่เป็น 10 เท่าของสัญญาณข่าวสารที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ



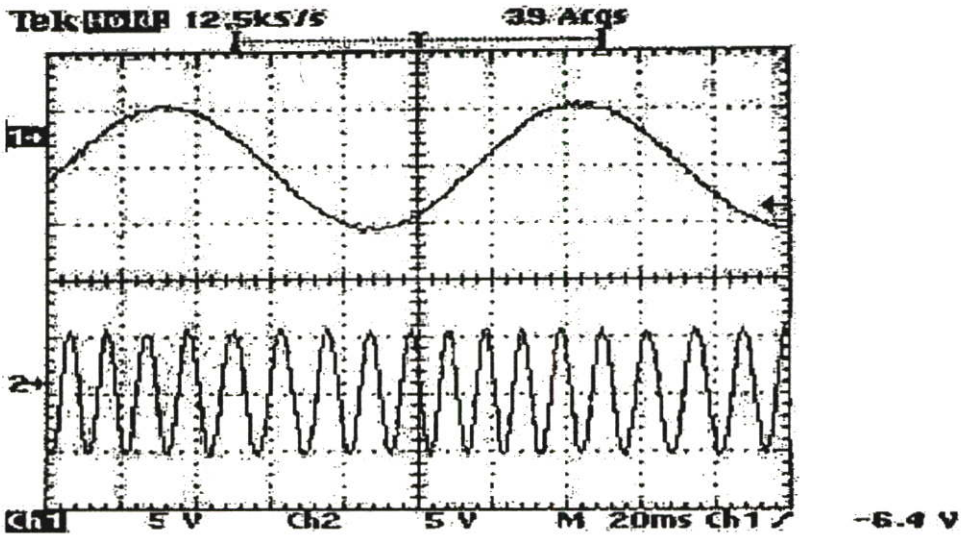
(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°



(ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°



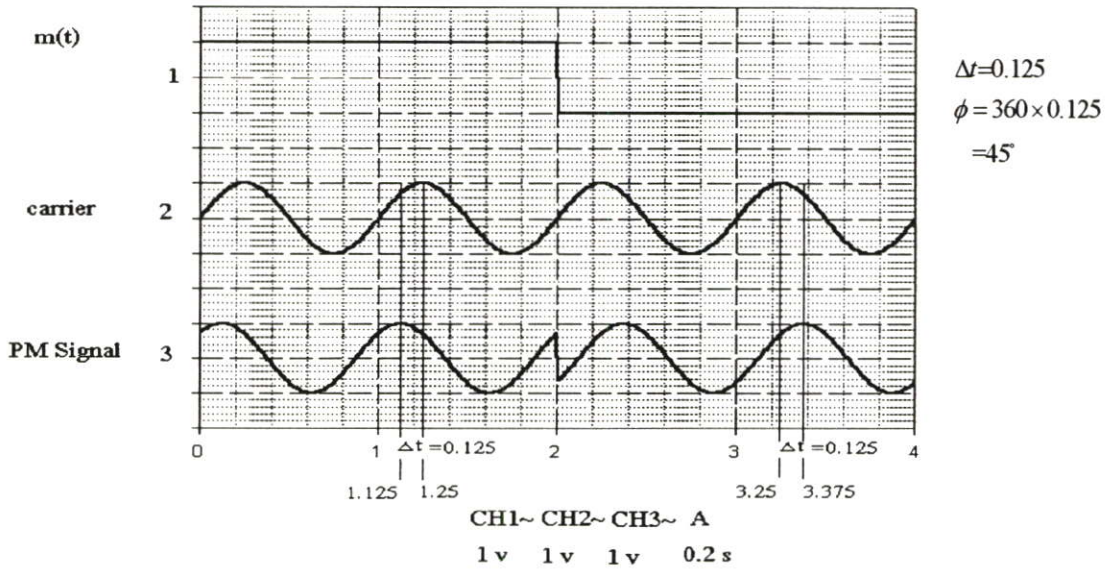
(ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°



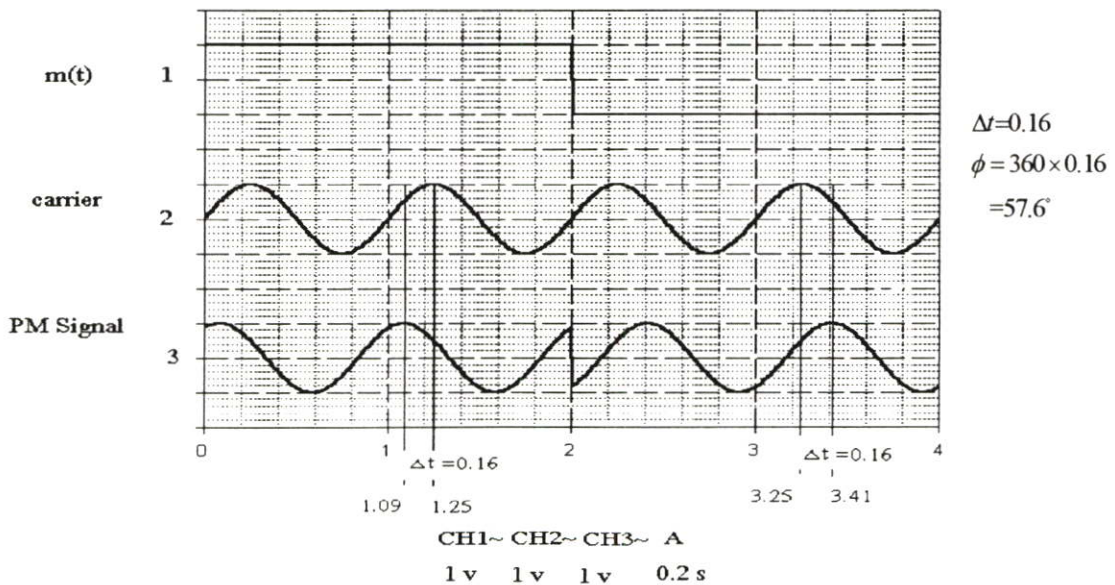
(ง) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

รูปที่ 6.9 แสดงผลการทดลองการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ คลื่นพามีความถี่เป็น 10 เท่าของสัญญาณข่าวสารที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่าง ๆ

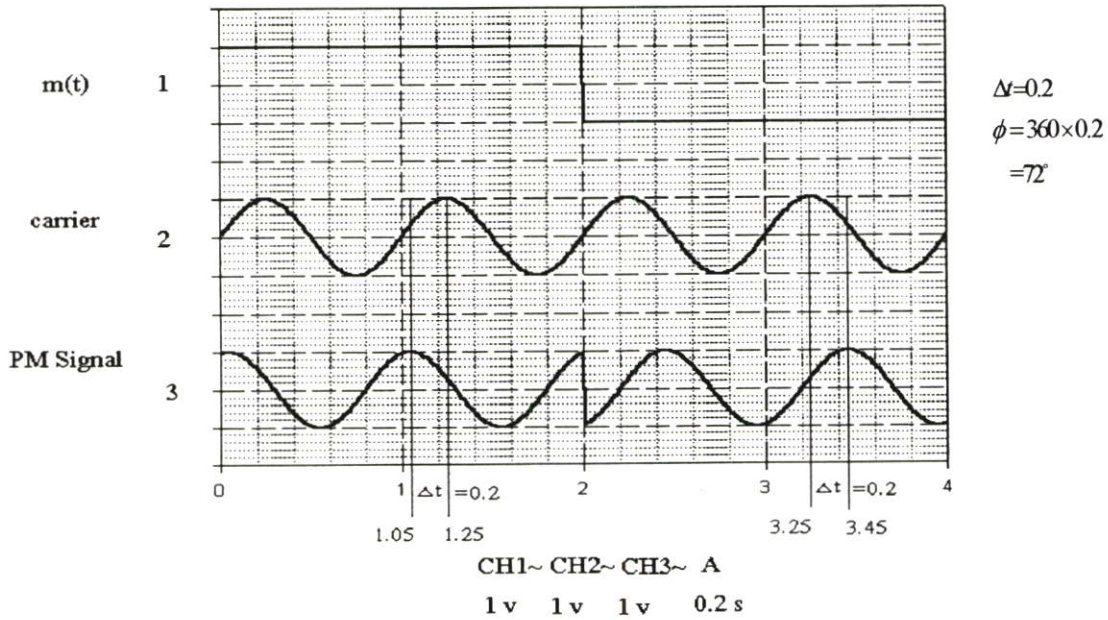
และเพื่อให้เห็นการเบี่ยงเบนของเฟสพัลส์ที่ได้เมื่อเทียบกับเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ เราจึงทำการทดลองมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ความถี่ 0.25Hz . ความถี่คลื่นพาห้เท่ากับ 75° ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $45^\circ, 60^\circ$ และ 75° ซึ่งผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 6.10 (ก)-(ค)



(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°



(ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°



(ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°

รูปที่ 6.10 แสดงการเบี่ยงเบนของเฟสลิฟท์ที่ได้เมื่อเทียบกับเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆของการทดลองเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์

จากรูปที่ 6.10 (ก) – (ค) จะเห็นว่าเมื่อกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° , 60° และ 75° และเมื่อสัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ 1 เฟสของสัญญาณลิฟท์จะนำเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อยู่ประมาณ 45° , 57.6° และ 72° ตามลำดับ และเมื่อสัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ -1 เฟสของสัญญาณลิฟท์จะตามเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อยู่ประมาณ 45° , 57.6° และ 72° ตามลำดับเช่นกัน ดังนั้นจึงเห็นได้ว่าเฟสลิฟท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะเบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใกล้เคียงกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดไว้ตั้งแต่ต้น นอกจากนี้ยังได้แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลอง ดังตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.2 แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลอง เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก ที่สัญญาณข่าวสารมีค่าเท่ากับ 1 และ -1

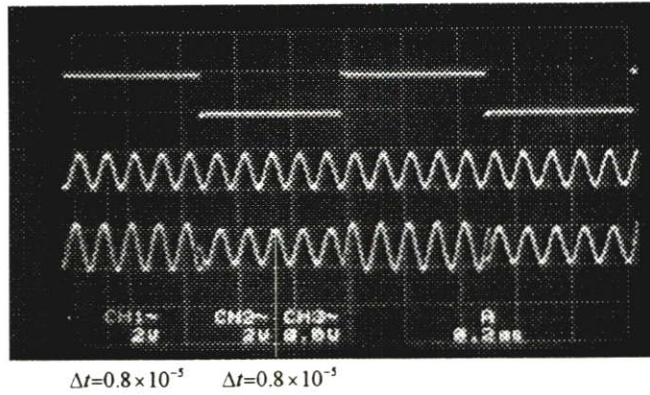
ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด	ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลอง	ร้อยละความแตกต่าง
45°	45°	0
60°	57.6°	4
75°	72°	4

จากการทดลองในหัวข้อนี้พบว่าผลการทดลองจะเป็นไปในลักษณะเดียวกันกับการทดลองเลียนแบบการทำงานของวงจรในหัวข้อที่แล้ว นั่นคือถ้าสัญญาณขาออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม เวลาใดที่สัญญาณขาออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตจะมีการเปลี่ยนแปลงเฟสให้เห็นด้วยเช่นกัน แต่ถ้าสัญญาณขาออสซิลเลเตอร์มีลักษณะเป็นรูปสามเหลี่ยม หรือรูปไซน์ สัญญาณพัลส์ที่ได้เป็นลูกคลื่นที่มีความถี่ ความห่างของลูกคลื่นแตกต่างกันขึ้นอยู่กับสัญญาณขาออสซิลเลเตอร์ แต่ไม่ว่าสัญญาณขาออสซิลเลเตอร์มีลักษณะเป็นสัญญาณชนิดใด ถ้ากำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดมีค่าสูงๆ ก็จะทำให้สามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสพัลส์ หรือความถี่ห่างของลูกคลื่น ของสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น

6.4 การต่อวงจรจริง

ในหัวข้อนี้เราจะต่อวงจรดังรูปที่ 5.5 โดยใช้ IC เบอร์ ICL8013 เป็นตัวคูณสัญญาณ หารสัญญาณ และถอดรอกที่สองของสัญญาณ และ IC เบอร์ LF351 เป็นตัวเลื่อนเฟส และ เป็นตัวบวกสัญญาณ โดยวงจรการทำงานแสดงดังแสดงแยกส่วนไว้ในภาคผนวก ค.

ในการทดลองจะทำการทดลองเหมือนกับการทดลองเลียนแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม simulink นั่นคือจะทำการทดลองเปรียบเทียบสัญญาณขาออสซิลเลเตอร์ ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม สัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณรูปไซน์ มีแอมพลิจูด $\pm 1\text{v}$ และความถี่ของคลื่นพาห์เท่ากับ 10kHz . และทำการทดลองเมื่อสัญญาณขาออสซิลเลเตอร์มีความถี่ 1kHz . ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด $30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ ส่วนที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75° ต้องทำการปรับเปลี่ยนวงจรไปจากเดิมซึ่งจะมีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากขีดจำกัดของ ICL8013 ที่เป็นตัวคูณสัญญาณนั้นสามารถรับสัญญาณอินพุตได้เพียงในช่วง $\pm 10\text{v}$ เท่านั้น ดังนั้นเราจึงทดลองเพียงแต่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดถึง 60° เท่านั้นซึ่งผลการทดลองที่ได้ก็เพียงพอที่จะสนับสนุนหลักการใหม่ที่นำเสนอ แต่ถ้าใช้ IC เบอร์อื่นๆที่สามารถรับสัญญาณอินพุตได้มากกว่า $\pm 10\text{v}$ ก็สามารถทดลองได้ถึง $\pm 75^\circ$ รูปที่ 6.11-6.13 (ก)-(ค) เป็นรูปแสดงผลการทดลองที่ได้ทำการต่อวงจรจริง โดยสัญญาณเส้นบน คือสัญญาณขาออสซิลเลเตอร์ สัญญาณเส้นกลาง คือสัญญาณคลื่นพาห์ และสัญญาณเส้นล่างสุด คือ สัญญาณพัลส์

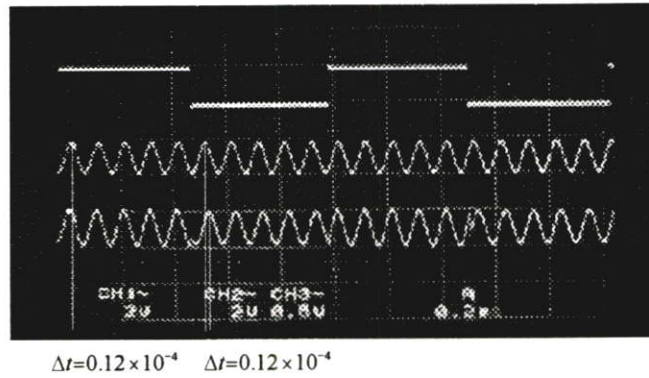


$$\Delta t = 0.8 \times 10^{-5}$$

$$\phi = \frac{360}{0.1 \times 10^{-3}} \times 0.8 \times 10^{-5}$$

$$= 28.8$$

(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°

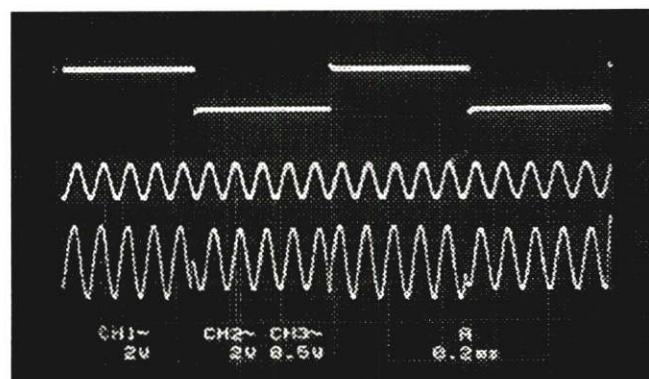


$$\Delta t = 0.12 \times 10^{-4}$$

$$\phi = \frac{360}{0.1 \times 10^{-3}} \times 0.12 \times 10^{-4}$$

$$= 45$$

(ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°



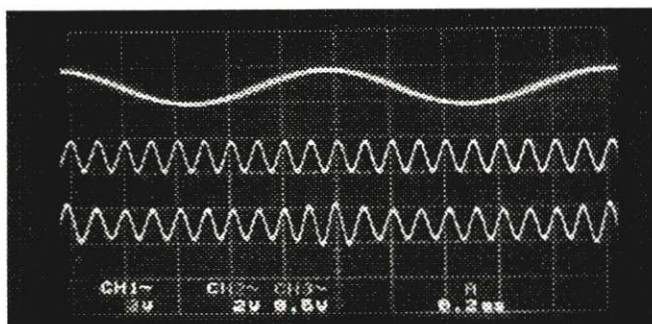
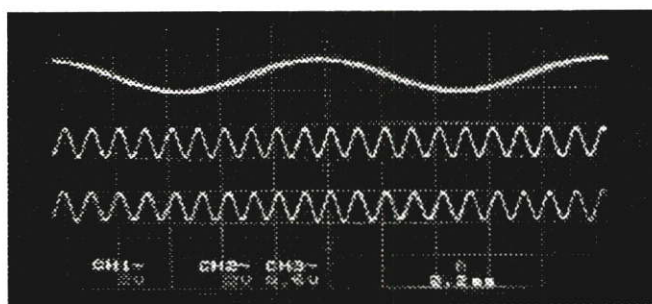
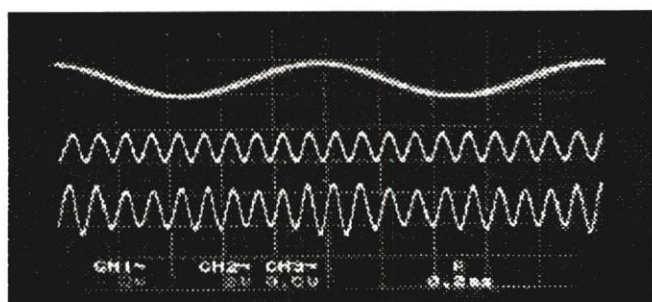
$$\Delta t = 0.15 \times 10^{-4}$$

$$\phi = \frac{360}{0.1 \times 10^{-3}} \times 0.15 \times 10^{-4}$$

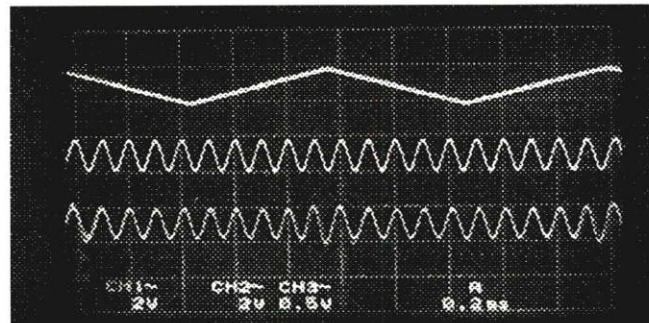
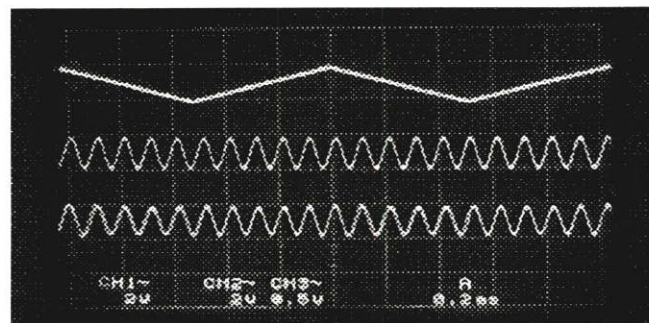
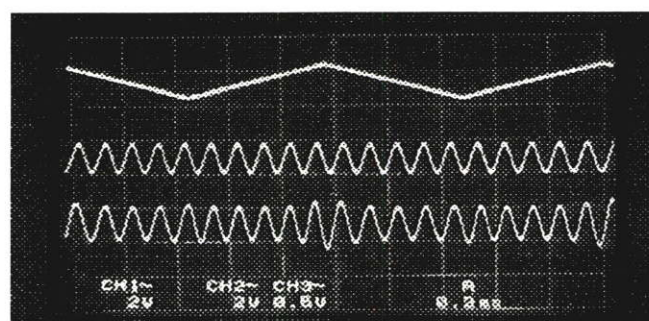
$$= 54$$

(ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°

รูปที่ 6.11 แสดงผลการทดลองเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร

(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30° (ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° (ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°

รูปที่ 6.12 แสดงผลการทดลองเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด
ต่างๆ และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร

(ก) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30° (ข) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° (ค) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60°

รูปที่ 6.13 แสดงผลการทดลองเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร

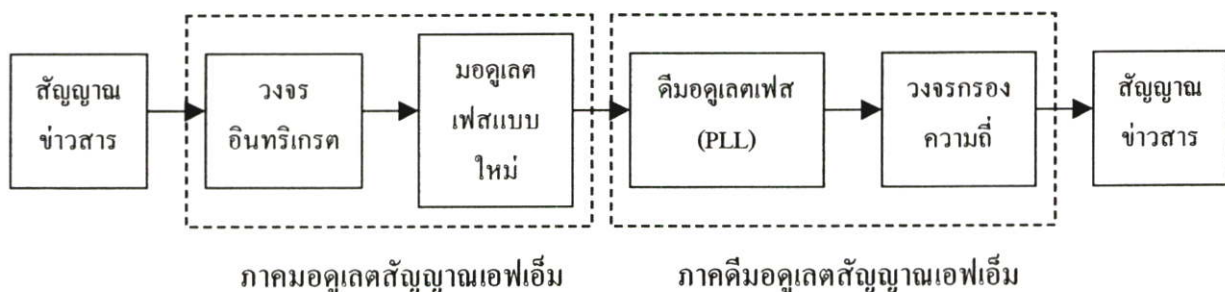
จากรูปที่ 6.11 (ก) – (ค) จะเห็นว่าเมื่อกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30° , 45° และ 60° และเมื่อสัญญาณขาเข้าสารมีค่าเท่ากับ 1 เฟสของสัญญาณลัพธ์จะนำเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อยู่ประมาณ 32.4° , 43° และ 54° ตามลำดับ และเมื่อสัญญาณขาเข้าสารมีค่าเท่ากับ -1 เฟสของสัญญาณลัพธ์จะตามเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อยู่ประมาณ 32.4° , 43° และ 54° ตามลำดับเช่นกัน ดังนั้นจึงเห็นได้ว่าเฟสลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะเบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ใกล้เคียงกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดไว้ตั้งแต่ต้น นอกจากนี้ยังได้แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลอง ดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 แสดงร้อยละความแตกต่างของค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด กับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลองต่อวงจรจริง ที่สัญญาณขาเข้าสารมีค่าเท่ากับ 1 และ -1

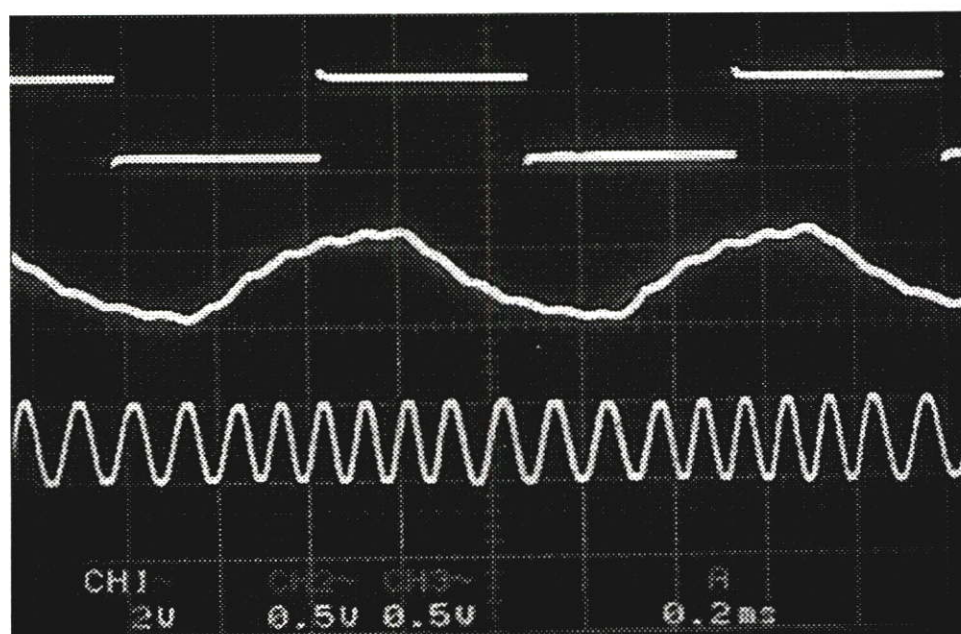
ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนด	ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้จากการทดลอง	ร้อยละความแตกต่าง
30°	32.4°	4.0
45°	43°	4.4
60°	54°	10

ผลการทดลองในการต่อวงจรจริงก็ให้ผลไปในทำนองเดียวกันกับการทดลองเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ และการเขียนแบบวงจร ในหัวข้อที่ผ่านมานั้นจะพบว่าถ้าสัญญาณขาเข้าสารเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม หรือสัญญาณฟันเลื่อย สัญญาณลัพธ์ที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงเฟส ณ เวลาที่สัญญาณขาเข้าสารมีการเปลี่ยนแปลง ความชัดเจนของเฟสลัพธ์ที่เปลี่ยนแปลงนั้นขึ้นอยู่กับข้อกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดจากผลการทดลอง พบว่าที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่มีค่ามาก จะสามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสลัพธ์ได้ชัดเจนกว่าค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่มีค่าน้อย ในส่วนของสัญญาณขาเข้าสารที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณรูปไซน์ สัญญาณลัพธ์จะมีลักษณะเช่นเดียวกันคือจะมีลักษณะเป็นลูกคลื่น ที่มีความถี่ และความห่าง ขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้าสาร และความถี่ ความห่างของลูกคลื่นนี้จะเห็นได้อย่างชัดเจนยิ่งขึ้น เมื่อกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตครั้งนั้นมีค่าสูงขึ้นจะพบได้จากผลการทดลอง และยังพบว่าค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดของเฟสของสัญญาณลัพธ์เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณ $\sin(\omega t)$ ที่เป็นคลื่นพาห์นั้นมีค่าใกล้เคียงกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ได้กำหนดไว้ในกรณีการมอดูเลตแต่ละครั้งด้วย

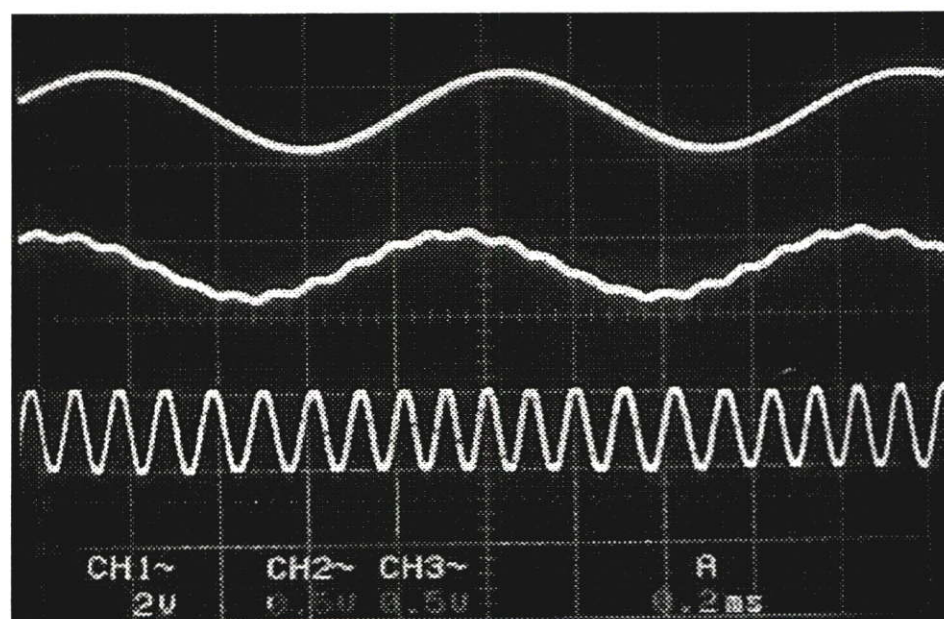
นอกจากนี้ยังได้ทำการคิมอดูเลตสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตเฟสตามหลักการใหม่ที่น่าเสนอ เพื่อยืนยันว่าหลักการที่น่าเสนอนี้ให้ผลเป็นการมอดูเลตเฟสอย่างแท้จริง และสามารถคิมอดูเลตนำสัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้ เนื่องจากวิธีการคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยตรงนั้นยังไม่ค่อยมีวิธีการที่แพร่หลายมากนัก โดยส่วนใหญ่จะประยุกต์มาจากการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มซึ่งมีวิธีการที่หลากหลายกว่า โดยเพิ่มวงจรอินทริเกรตเข้าไปในส่วนท้ายของวงจร หรืออีกวิธีหนึ่งก็คือเราอาจจะแปลงสัญญาณพีเอ็มเป็นสัญญาณเอฟเอ็มก่อน แล้วจึงทำการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีการจะแปลงสัญญาณพีเอ็มเป็นสัญญาณเอฟเอ็มโดยการอินทริเกรตสัญญาณข่าวสารก่อน แล้วจึงทำการมอดูเลตเฟสตามหลักการใหม่ที่น่าเสนอ หลังจากนั้นจึงทำการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่ได้ด้วยวิธีการเฟสล็อกกลุ๊ป โดยใช้ไอซีสำเร็จรูป LM565 ดังรูปที่ 6.14 ทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ไชน่ สามเหลี่ยม และฟันเลื่อย ที่ความถี่ 1 kHz. สัญญาณคลื่นพหุมีความถี่ 10 kHz. กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตเท่ากับ 60° ผลการทดลองได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.15 (ก)-(ง) โดยที่สัญญาณเส้นบนเป็นสัญญาณข่าวสารก่อนทำการมอดูเลต สัญญาณเส้นกลางเป็นสัญญาณหลังจากการคิมอดูเลตแล้ว และสัญญาณเส้นสุดท้ายเป็นสัญญาณเอฟเอ็มที่แปลงมาจากสัญญาณพีเอ็ม ซึ่งจากผลการทดลองพบว่าเราสามารถจะคิมอดูเลตสัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้ นั่นก็หมายความว่าสัญญาณลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสที่น่าเสนอใหม่เป็นสัญญาณพีเอ็มโดยแท้จริง



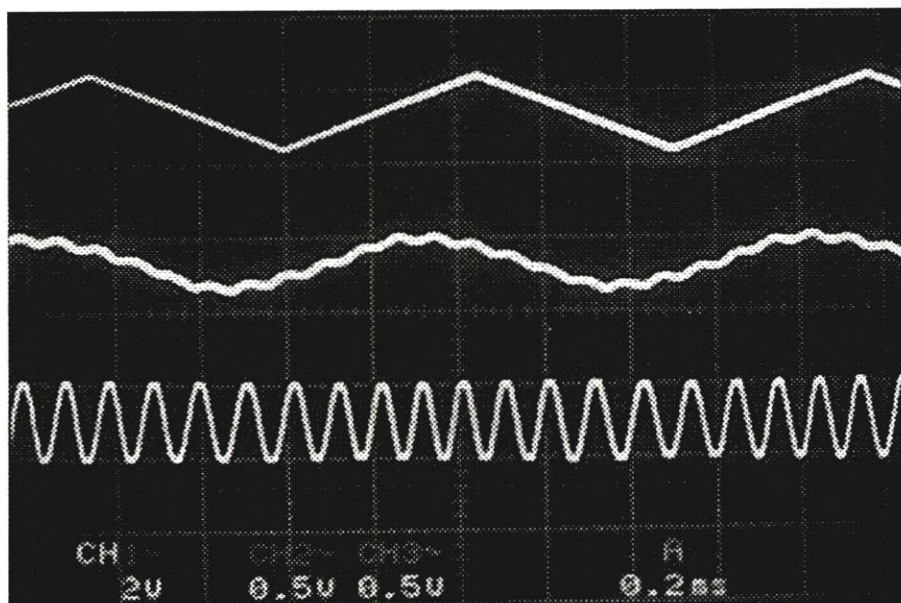
รูปที่ 6.14 ขั้นตอนการคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยการแปลงเป็นสัญญาณเอฟเอ็ม



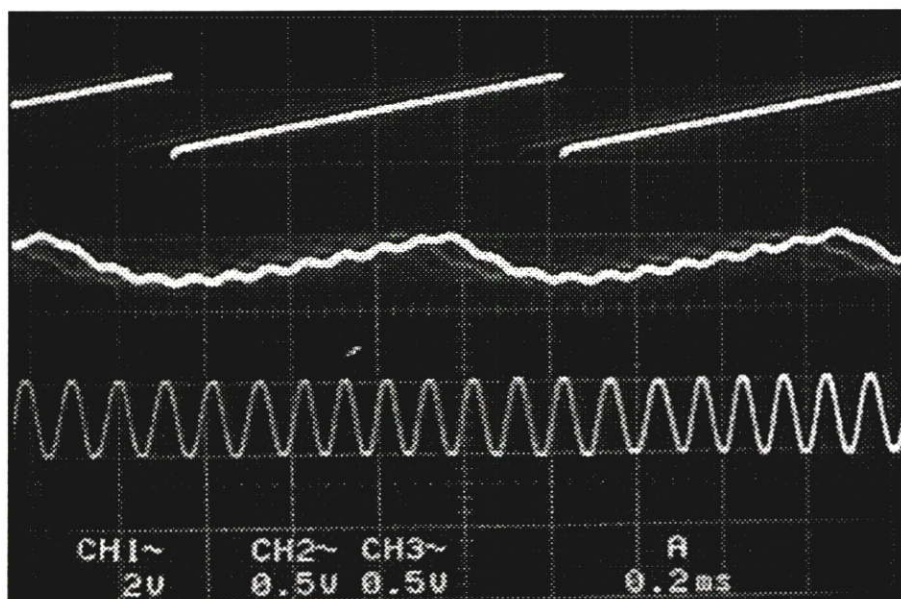
(ก) คีมอคูเลตสัญญาณข่าวสารสี่เหลี่ยม



(ข) คีมอคูเลตสัญญาณข่าวสารรูปไซน์



(ค) คีมอคูเลตสัญญาณข่าวสารสามเหลี่ยม



(ง) คีมอคูเลตสัญญาณข่าวสารฟันเลื่อย

รูปที่ 6.15 แสดงผลการคีมอคูเลตเฟสเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปต่างๆ ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 60° และความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 10 เท่าของความถี่สัญญาณข่าวสาร

6.5 บทสรุป

จากการทดลองเพื่อทดสอบสมมติฐาน หรือหลักการที่ได้นำเสนอนั้น จะพบว่าการทดลองทั้ง 3 ส่วนนั้น ผลการทดลองที่ได้จะสนับสนุนหลักการที่เสนอได้เป็นอย่างดี นั่นคือเราสามารถได้การมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่ไม่จำเป็นต้องมีตัวกรองความถี่ และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ ยังให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วกว่า และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ชัดเจนกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิม และการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ยังสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตได้มากกว่า ซึ่งจะมีผลดีตรงที่ถ้ากำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตยิ่งมากเท่าไร ก็จะสามารถยังเห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสพัลส์ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น และจากการตรวจสอบค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลต กับเฟสของสัญญาณพัลส์ที่เบี่ยงเบนสูงสุด ไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห่นั้นมีค่าใกล้เคียงกัน นอกจากนี้เรายังสามารถจะคืนมอดูเลตสัญญาณข่าวสารกลับมาได้จากสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่นำเสนอ นั่นก็เป็นการยืนยันว่า สัญญาณพัลส์ที่ได้เป็นสัญญาณพีเอ็ม โดยแท้จริง

บทที่ 7

สรุปผล และเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่ไม่จำเป็นต้องมีตัวกรองความถี่ใดๆ เพื่อทำหน้าที่กำจัดกาการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณพัลส์ไปตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร และเนื่องจากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ไม่มีส่วนของวงจรกรองความถี่ จึงทำให้ไม่มีปัญหาของผลตอบสนองที่ล่าช้าของวงจร และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ผิดเพี้ยน ไม่ชัดเจน การมอดูเลตเฟสแบบใหม่ได้พัฒนาจากการมอดูเลตชนิดแบนด์แคบ ที่สามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลตได้เพียง $\pm 45^\circ$ เท่านั้น แต่การมอดูเลตแบบใหม่นี้สามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ถึง $\pm 80^\circ$ ซึ่งจะมีผลทำให้สามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตได้ชัดเจนกว่าการมอดูเลตเฟสที่สามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ค่าน้อยๆ และนอกจากนี้ค่าเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตแบบใหม่นี้จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าเฟสพัลส์ในอุดมคติมากกว่า การมอดูเลตเฟสเดิม โดยดูได้จากค่าสัมประสิทธิ์สูงสุดของผลต่างของค่าเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเทียบกับเฟสพัลส์ในอุดมคติ (E_1) กับค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองของผลต่างของค่าเฟสพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเทียบกับเฟสพัลส์ในอุดมคติ (E_2) ซึ่งการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะมีค่า E_1 และ E_2 น้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิม ณ ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเดียวกัน ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดทำเนื้อหาออกเป็น 7 บทได้แก่ บทที่ 1 บทนำ ในบทนี้ได้กล่าวถึงความจำเป็นมา ความสำคัญ ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ รวมถึงสมมติฐานทางทฤษฎี และแนวคิดที่ใช้ และขอบเขตของการวิจัย และท้ายที่สุดคือขั้นตอนของการศึกษา ในส่วนของบทที่ 2 เป็นบทของการมอดูเลตเชิงมุม ในบทนี้จะเป็นการอธิบายพื้นฐานของระบบสื่อสาร ความหมายและประเภทของการมอดูเลตชนิดต่างๆ และรวมถึงการอธิบายหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตเฟส การสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ และแบนด์กว้างทั้งโดยทางอ้อม และโดยตรง นอกจากนี้ยังอธิบายถึงการมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยตรง คือวิธีการทำอนุพันธ์วงจร และการมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มโดยอ้อม กล่าวคือวิธีเฟสล็อกกลูบ วิธีการตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ บทที่ 3 เป็นการอธิบายของหลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่ ประเภทของตัวกรองความถี่ เช่น วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงเน็ตเวิร์กฟังก์ชัน ที่ใช้ในการออกแบบ เพื่อให้วงจรกรองความถี่ใดๆ มีผลตอบสนองตรงตามคุณสมบัติที่ควรจะเป็นของวงจรกรองความถี่นั้นๆ ผลตอบสนองของเน็ตเวิร์กฟังก์ชันต่อความถี่ที่สำคัญได้แก่ ผลตอบสนองทางขนาด เฟส และความล่าช้ากลุ่ม โดยผลตอบสนองสองชนิดแรก เน็ตเวิร์กฟังก์ชัน โดยทั่วไปสามารถเขียนอยู่ในรูปของสมการโพลิโนเมียล

ส่วนความล่าช้ากลุ่มนั้นสามารถพิจารณาอยู่ในโดเมนของเวลาโดยแสดงให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ตอนท้ายของบทนี้ได้กล่าวถึงคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ ชนิดต่างๆที่นิยมใช้กัน เช่น คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท เชบีเชฟ อิลิปติก และเบสเซล ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะชี้ให้เห็นว่าเมื่อวงจรใดๆก็ตาม ถ้ามีส่วนประกอบของวงจรกรองความถี่แล้วนั้นย่อมจะประสบปัญหาในการเลือกใช้วงจรกรองความถี่ที่เหมาะสมกับลักษณะงาน ให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว หรือมีคุณสมบัติตรงตามอุดมคติมากที่สุด ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีวงจรกรองความถี่ชนิดใดที่ให้ผลทางปฏิบัติได้ตรงตามทฤษฎีอย่างเที่ยงตรงแน่นอน ในส่วนของบทที่ 4 เป็นบทที่อธิบายถึงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบ หรือการมอดูเลตเฟสแบบที่มีตัวกรองความถี่เป็นส่วนประกอบ ซึ่งในที่นี้ก็คือ limiter-bandpass filter โดยในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของตัวกรองชนิดนี้ไว้ด้วย ในบทนี้ได้กล่าวถึงวิธีการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด โดยพบว่าค่า K_1 จะเป็นตัวกำหนด ว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิมนี จะให้เฟสลัพธ์เบี่ยงเบนไปจากเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ได้สูงสุดกี่องศา และยังพบว่าถ้าเราต้องการเฟสลัพธ์ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสลัพธ์ในอุดมคติมากที่สุดนั้น เราจะต้องกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ไม่เกิน $\pm 45^\circ$ เท่านั้น และท้ายของบทนี้ได้แสดงรูปผลการทดลองโดยการเขียนแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม simulink เพื่อให้เห็นสัญญาณลัพธ์ที่ได้หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ ซึ่งเราจะพบว่าสัญญาณลัพธ์ที่ได้ มีผลการตอบสนองที่ล่าช้า และรูปร่างของสัญญาณลัพธ์ที่ผิดเพี้ยนไม่ชัดเจน บทที่ 5 กล่าวถึงวิธีการปรับปรุงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมให้สามารถขยายช่วงของการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดในการมอดูเลต โดยให้มีค่ามากกว่า $\pm 45^\circ$ โดยที่เฟสลัพธ์ที่ได้ก็ยังคงความเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสลัพธ์ในอุดมคติที่สุด วิธีการนั้นก็คือทำให้สมการของเฟสลัพธ์อยู่ในรูปของฟังก์ชันส่วนกลับ tangent ของสัญญาณข่าวสารที่ยกกำลังมากขึ้น ก็คือ $\phi_n(t) = \tan^{-1} [m^3(t)Q_1 + m(t)Q_2]$ หรือ $\phi_n(t) = \tan^{-1} [m(t)K_2]$ โดยที่ค่า K_2 นี้ก็คือค่าที่จะทำให้เฟสลัพธ์ที่ได้มีลักษณะเป็นเชิงเส้น หรือใกล้เคียงกับเฟสลัพธ์ในอุดมคติมากที่สุด ค่า K_2 นี้จะมีความสัมพันธ์ กับ สัญญาณข่าวสาร ในรูปของสมการโพลีโนเมียลยกกำลังสองคือ $K_2 = m^2(t)\frac{Q_1}{a^3} + m(t)\frac{Q_2}{a}$ โดยที่ a หมายถึงขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ส่วนค่า Q_1 และ Q_2 เป็นค่าคงที่ ซึ่งจะแตกต่างกันในแต่ละค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด นอกจากนี้ยังได้ทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่มากที่สุดของผลต่างระหว่างเฟสลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟส กับ เฟสลัพธ์ในอุดมคติ หรือค่า E_1 และค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของเฟสลัพธ์ทั้งสอง หรือค่า E_2 ซึ่งก็พบว่า ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเดียวกัน การมอดูเลตเฟสแบบใหม่จะให้ค่าทั้ง E_1 และ E_2 น้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิม นั่นก็หมายถึงว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะให้ค่าเฟสลัพธ์ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้น หรือมีค่าใกล้เคียงกับเฟสลัพธ์ในอุดมคติมากกว่า การมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบดั้งเดิม นี้เรายังใช้คำร้อยละ

ความแตกต่างของค่า E_1 และ E_2 เมื่อเทียบกับค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่กำหนดในการมอดูเลตเป็นตัวชี้วัดว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ นี้จะสามารถกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้เท่าไร ซึ่งจะกำหนดให้ร้อยละของ E_1 และ E_2 ดังกล่าวไม่เกิน 10 และ 0.3 ตามลำดับ ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้จะกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ถึง $\pm 80^\circ$ ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่ามากกว่าการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม และได้ทำการปรับปรุงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม ก็คือ การทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้มีผลการตอบสนองที่รวดเร็ว และรูปร่างของสัญญาณพัลส์ไม่ผิดเพี้ยน โดยวิธีการเลียนแบบการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิม แต่เราจะทำการเปลี่ยนค่า K_1 เป็นค่า K_2 ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น หลังจากนั้นนำส่วนกลับแอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ที่ได้ คูณกลับเข้าไปในสัญญาณพัลส์นั้นอีกครั้งหนึ่ง จึงทำให้สัญญาณพัลส์สุดท้ายมีแอมพลิจูดเป็นค่าคงที่ ในที่นี้เท่ากับ 1 โดยที่ไม่ต้องใช้วงจรกรองความถี่ใดๆ เลย และจากผลของการปรับปรุงการมอดูเลตเฟสชนิดแบนด์แคบแบบเดิมนั้น จะทำให้ได้การมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่สามารถขยายช่วงการกำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้สูงถึง $\pm 80^\circ$ โดยที่พัลส์พัลส์ที่ได้ยังคงลักษณะเป็นเชิงเส้น และสัญญาณพัลส์ที่ได้มีผลการตอบสนองที่รวดเร็ว รูปร่างไม่ผิดเพี้ยน และจากการหาค่าดัชนีการมอดูเลต (β) และแบนด์วิดธ์ของสัญญาณพัลส์ที่ได้ พบว่าสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้ เป็นสัญญาณพีเอ็มชนิดแบนด์แคบในส่วนของบทที่ 6 เป็นบทของการทดลอง และผลการทดลอง ซึ่งในบทนี้จะแบ่งการทดลองออกเป็น 3 ส่วน คือการทดลองโดยการเลียนแบบวงจรทั้งการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ และการมอดูเลตเฟสแบบเดิม โดยใช้โปรแกรม simulink การทดลองโดยการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอก (interface) และการทดลองต่อวงจรจริง ซึ่งทั้ง 3 ส่วนได้ทดลองสมมติให้สัญญาณข่าวสารมีรูปร่างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม สัญญาณสามเหลี่ยม สัญญาณฟันเลื่อย และสัญญาณรูปไซน์ ที่มีความถี่ต่างๆ กัน และทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห่ที่มีความถี่สูงกว่าเป็น 5 และ 10 เท่า ของความถี่ของสัญญาณข่าวสาร ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆ ซึ่งผลการทดลองทั้ง 3 ส่วน ได้ยืนยัน และสนับสนุนหลักการที่ได้นำเสนอใหม่เป็นอย่างดี แต่อย่างไรก็ตามวงจรการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่นำเสนอนี้ยังมีข้อบกพร่องในเรื่องของการใช้วงจรคูณจำนวนมาก ซึ่งจะทำความยุ่งยาก และอาจจะก่อให้เกิดข้อผิดพลาดในการต่อวงจรอยู่บ้าง แต่ถ้าในอนาคตถ้ามีการพัฒนา ปรับปรุงวงจรคูณสัญญาณให้มีการใช้งานที่สะดวกขึ้นกว่านี้ วงจรการมอดูเลตเฟสแบบใหม่ที่นำเสนอนี้ก็ น่าจะมีความสะดวกในการนำมาใช้งานมากกว่านี้

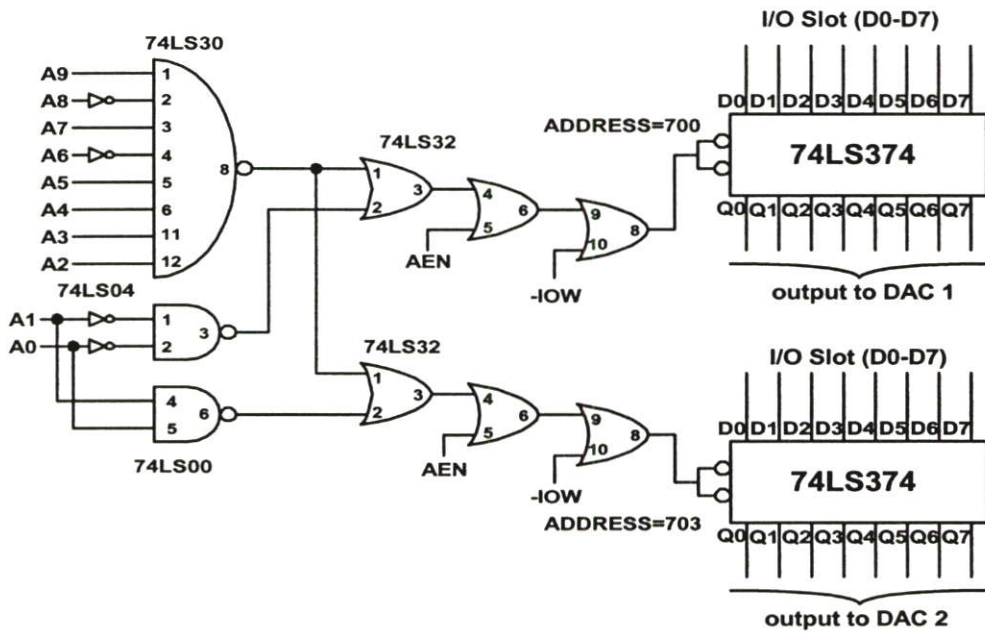
เอกสารอ้างอิง

- [1] วิวัฒน์ กิรานนท์. วิศวกรรมการสื่อสาร Communication Engineering. กรุงเทพฯ : อักษรสยามการพิมพ์. 2540.
- [2] Janghan Kim. "A Phase Modulator with Variable Maximum Phase Deviation." IEEE trans. on commun., vol.41,no.10,Oct.1993. pp. 1425-1428.
- [3] C.L. Ruthroff., W.F. Bodtmann. "A New Phase Modulator." IEEE trans. on commun., vol.COM-25, June1977. pp. 602-604.
- [4] S.A. Kassam., T.L. Lim. "An improved phase modulator with low nonlinear distortion." IEEE trans. on commun., vol.COM-28, Jan1980. pp. 111-115.
- [5] ฉัตรชัย สุมาลย์. การสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์ และระบบเครือข่าย. กรุงเทพฯ : ด้านสุทธาการพิมพ์. 2521.
- [6] ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ. พื้นฐานระบบสื่อสารแอนะล็อก. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2545.
- [7] ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคลการ. หลักการระบบสื่อสาร. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด(มหาชน). 2539.
- [8] C. Brillton Rorabaugh. Communications Formulas & Algorithms : for system Analysis and Design. New York : Mc Graw-Hill. 1990.
- [9] B.P. Lathi. Modern Digital and Analog Communication system . 2nd Ed. : Holt, Rinehart and Winston, Inc. 1983.
- [10] D.E. Johnson. Introduction to filter theory. New Jersey : Prentice-Hall. 1976.
- [11] Harry Y.F. Lam. Analog and digital filter. New Jersey : Prentice-Hall. 1979.
- [12] F. Kuo. Network Analysis and Synthesis. 2nd Ed. New York : John Wiley. 1976.
- [13] G.C. Temes, S.K. Mitra. Modern filter Theory and Design. New York : John Wiley & sons, Inc. 1973.
- [14] A. Budak. Passive and Active Network Analysis and Synthesis. : Houghton Mifflin Company. 1974.
- [15] V. Valkenburg. Analog filter Design. New York : Holt Saunders. 1982.

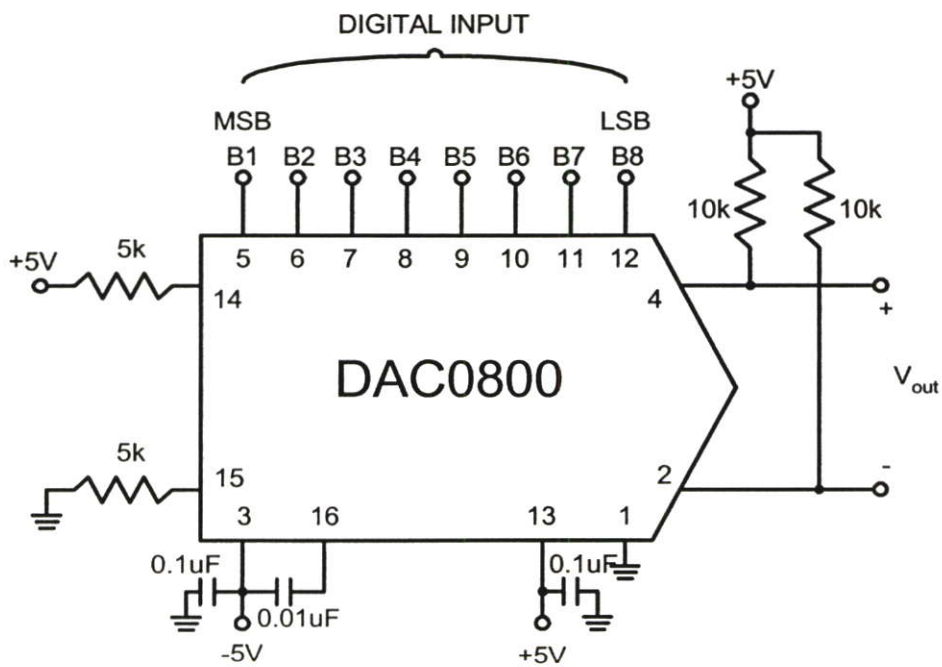
- [16] G.C. Temes, J.W. Lapatra. **Introduction to circuit synthesis and design.** New York : Mc Graw-Hill. 1977.
- [17] George Szentirmai. "Computer-Aided Filter design." IEEE Press. Inc. 1973.
- [18] Louis Weinberg. **Network Analysis & Synthesis.** New York : Mc Graw-Hill. 1962.
- [19] H.J Zverev. **Handbook of filter Synthesis.** : Wiley. 1967.
- [20] Lawrence P. Huelsman. **Active and Passive analog Filter Design : An Introduction.** New York : Mc Graw-Hill. 1993.
- [21] Paul M. Chirlian. **Signals and Filters.** New York : Van Nostrand Reinhold. 1994.
- [22] สรชัย พิศาลบุตร. **สถิติเพื่อการวิเคราะห์ และการวิจัย.** กรุงเทพฯ : ศูนย์ส่งเสริมวิชาการ. 2528.

ภาคผนวก ก.

แผนผังการทดลองเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์



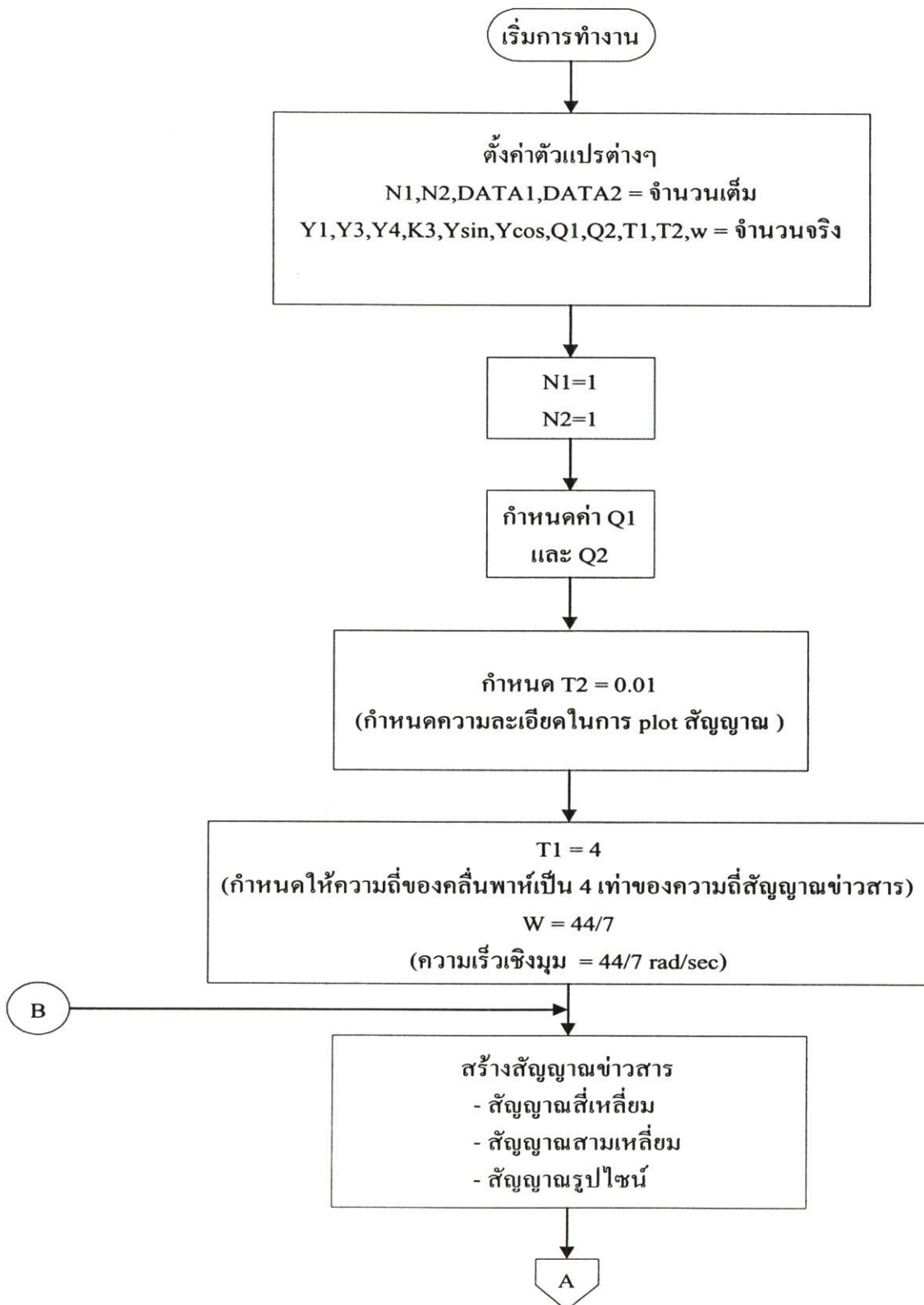
วงจรเลือกบอร์ดและแลตซ์ข้อมูล

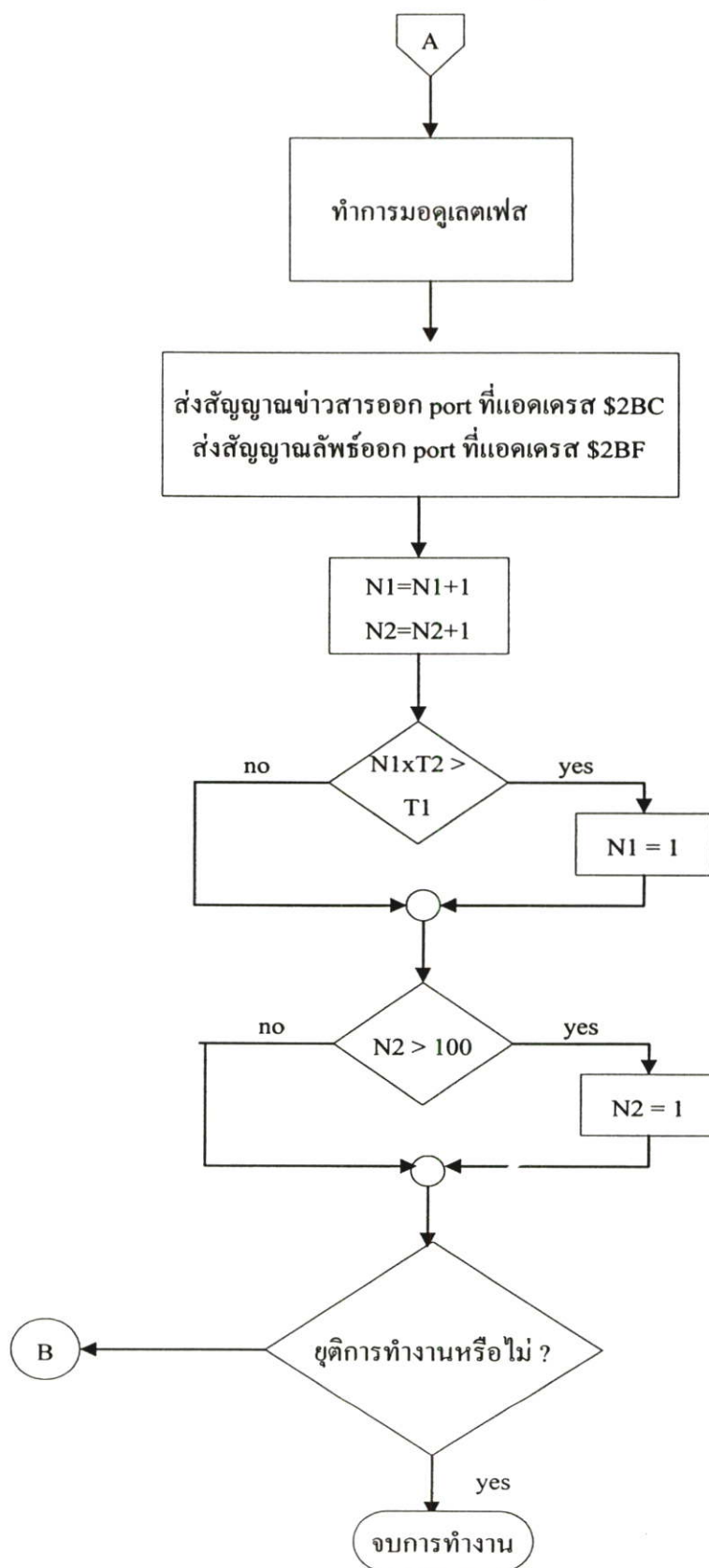


วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอะนาลอก

ภาคผนวก ข.

**Flow Chart และโปรแกรมปาสคาลที่ใช้ในการควบคุมการเชื่อมต่อ
อุปกรณ์ภายนอกกับคอมพิวเตอร์**





โปรแกรมมอดูเลตเฟสสัญญาณข่าวสารรูปสี่เหลี่ยม

```

PROGRAM PMOD75;
USES DOS,CRT;
VAR KEY          : BOOLEAN;
    CH           : CHAR;
    N1,N2,DATA1,DATA2 : INTEGER;
    Y1,Y3,Y4,K3,YSIN,YCOS,Q1,Q2,T1,T2,W : REAL;
BEGIN {MAIN}
  CLRSCR;
  N1 := 1;
  N2 := 1;
  Q1 := 2.1011;
  Q2 := 1.1132;
  T2 := 0.01;
  T1 := 4;
  W := 44/7;
  WRITELN('PRESS ESC TO EXIT');
  REPEAT
    CH := #00;
    IF (N1*T2) < (T1/2) THEN Y1 := 1 ELSE Y1 := -1;
    YSIN := SIN(W*N2*T2);
    YCOS := COS(W*N2*T2);
    K3 := (Y1*Y1*Q1)+Q2;
    Y3 := (((Y1*K3)*YCOS)+YSIN);
    Y4 := 1/SQRT(SQR(Y1*K3)+1);
    DATA1 := ROUND((70*Y1)+127.5);
    DATA2 := ROUND((70*Y3*Y4)+127.5);
    DELAY(0);
    PORT[$2BC] := DATA1;
    PORT[$2BF] := DATA2;
    N1 := N1+1;
    N2 := N2+1;
    IF (N1*T2) > T1 THEN N1 := 1;
    IF N2 > 100 THEN N2 := 1;
    KEY := KEYPRESSED;
    IF KEY = TRUE THEN CH := READKEY;
  UNTIL CH = #27;
END.

```

โปรแกรมมอดูเลตเฟสสัญญาณข่าวสารรูปไซน์

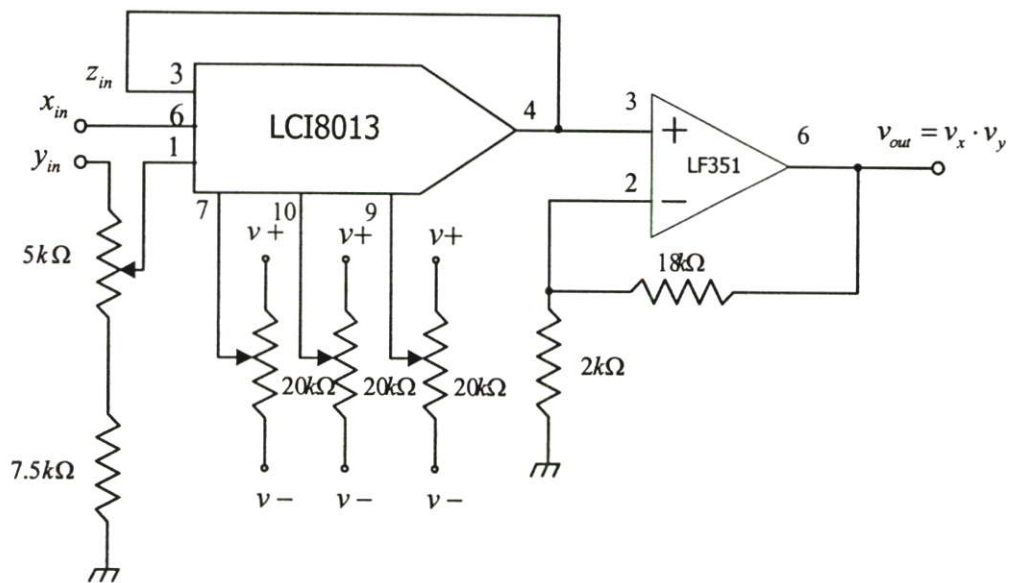
```

PROGRAM SIN75;
USES DOS,CRT;
VAR KEY          : BOOLEAN;
    CH           : CHAR;
    N1,N2,DATA1,DATA2 : INTEGER;
    Y1,Y3,Y4,K3,YSIN,YCOS,Q1,Q2,T1,T2,W : REAL;
BEGIN {MAIN}
  CLRSCR;
  N1 := 1;
  N2 := 1;
  Q1 := 2.1011;
  Q2 := 1.1132;
  T2 := 0.01;
  T1 := 0.001;
  W := 44/7;
  WRITELN('PRESS ESC TO EXIT');
  REPEAT
    CH := #00;
    Y1 := SIN(W*N1*T1);
    YSIN := SIN(W*N2*T2);
    YCOS := COS(W*N2*T2);
    K3 := (Y1*Y1*Q1)+Q2;
    Y3 := (((Y1*K3)*YCOS)+YSIN);
    Y4 := 1/SQRT(SQR(Y1*K3)+1);
    DATA1 := ROUND((70*Y1)+127.5);
    DATA2 := ROUND((70*Y3*Y4)+127.5);
    DELAY(0);
    PORT[$2BC] := DATA1;
    PORT[$2BF] := DATA2;
    N1 := N1+1;
    N2 := N2+1;
    IF N1 > 1000 THEN N1 := 1;
    IF N2 > 100 THEN N2 := 1;
    KEY := KEYPRESSED;
    IF KEY = TRUE THEN CH := READKEY;
  UNTIL CH = #27;
END.

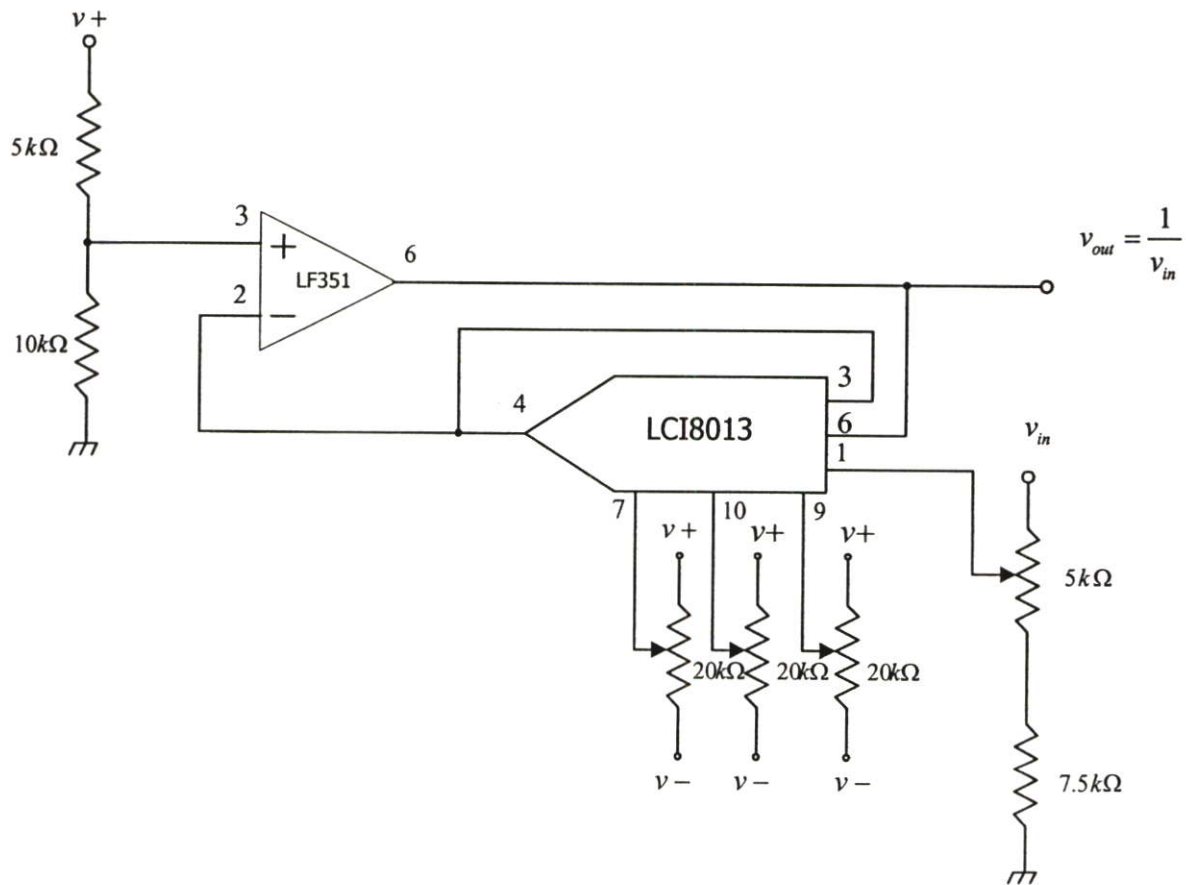
```

ภาคผนวก ค.

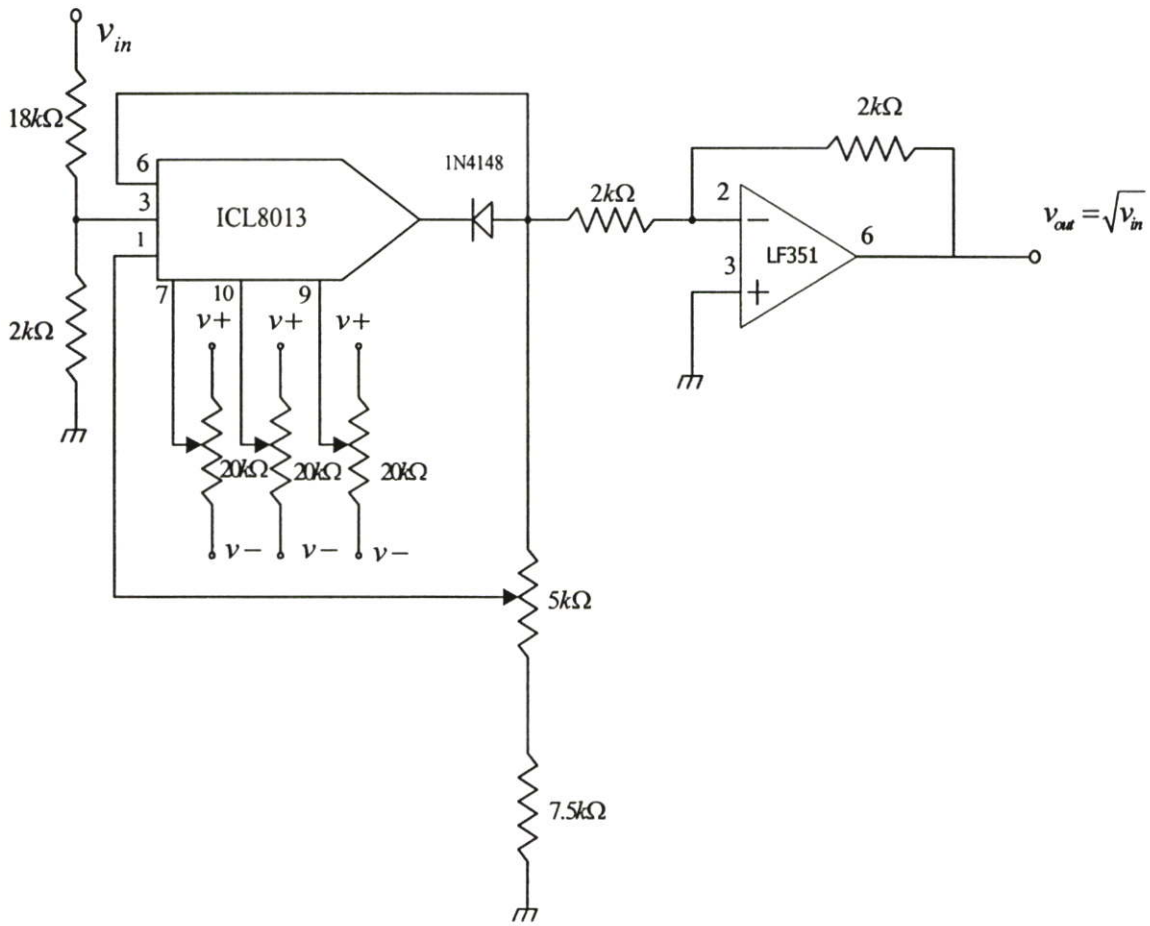
วงจรการทดลองต่อวงจรจริงแยกแต่ละส่วน



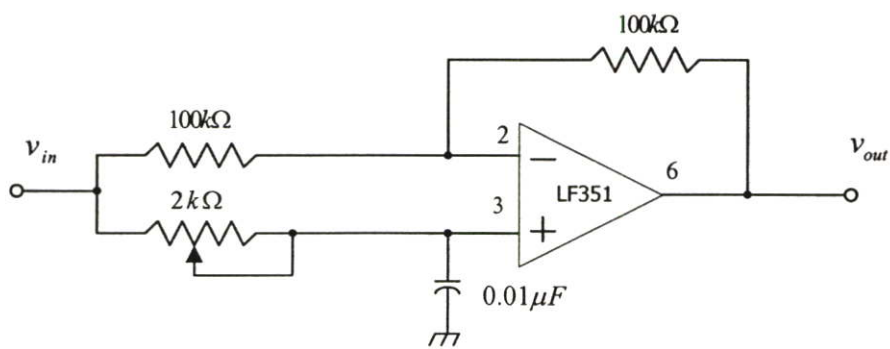
วงจรคูณสัญญาณ



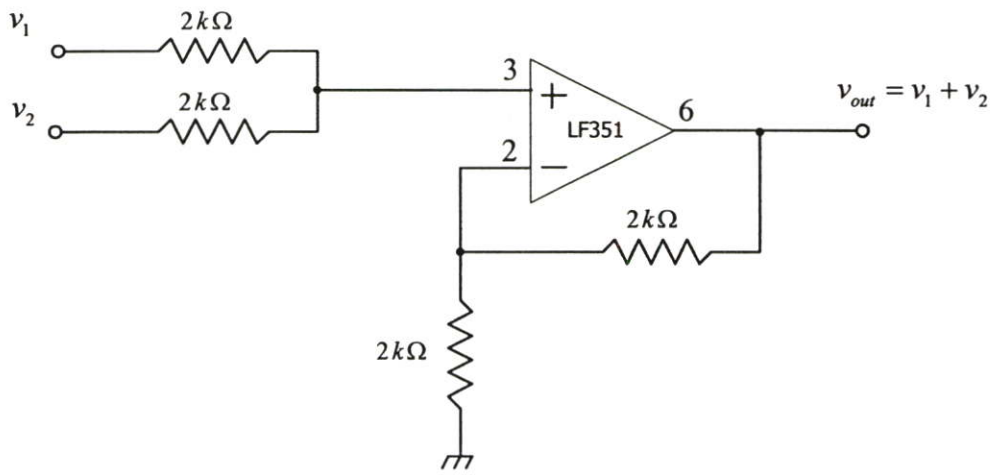
วงจรถ่ายสัญญาณ



วงจรถอดครากที่สอง



วงจรถัดเฟส



วงจรรวมสัญญาณ

ภาคผนวก ง.

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1.	การประยุกต์วิธีไฟไนท์เอลิเมนต์รูปทรงสี่เหลี่ยมสำหรับปัญหาการไหลของของไหลและการถ่ายเทความร้อน	1
	ภาสกร เวสสะโกศล จารุวัตร เจริญสุข	
2.	คุณสมบัติทางสถิติของสารหล่อลื่นที่มีของแข็งเป็นส่วนประกอบโดยใช้แบร์ริงรูปร่างรี ชนิดสั้นมากที่มีสภาวะฟิล์มหนา	7
	สิทธิชัย ผูกพันธุ์ มงคล มงคลวงศ์โรจน์	
3.	การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุม PID และ PIDA ที่ออกแบบด้วยวิธี CDM สำหรับพลาเนตอันดับสาม	13
	สุเทพ ภาควคณา วิจิตร กิณเรศ เตชา พวงดาวเรือง รัตนา จันทร์เมือง ไชโย ธรรมรัตน์	
4.	วิธีการบำบัดน้ำเสียในโรงงานอุตสาหกรรมที่มีโลหะหนักด้วยระบบไฟฟ้า โดยใช้หลักการอิเล็กโทรลิซิส	19
	ศิริโรจน์ เกตุแก้ว ประภาส ไพรสวรรณา ภาสกร ภูิชัย	
5.	การใช้คอมพิวเตอร์เพื่อแสดงคุณลักษณะการกระจายแสงของโคมไฟถนนโดยอาศัยข้อมูลจาก IES File	25
	ชายชาญ โพธิ์สาร ชัย ชมภูอินทิว อานันท์วัฒน์ คุณากร นิตศน์ ฤกษ์ณจินดา ศุภี บรรจงจิตร	
6.	เครื่องต้นแบบสำหรับการทดสอบแรงดันสูงความถี่สูง	30
	ศักดิ์ชัย ตริรัตน์พิจารณ์ ศิริวัฒน์ โพธิ์เวชกุล	
7.	การวิเคราะห์การไหลของกำลังฮาร์มอนิกในในระบบเอซี-ดีซี	36
	สิบลักษณ์ สุวรรณภูมิ ศิริวัฒน์ โพธิ์เวชกุล	
8.	การวิเคราะห์โหลดโพลาร์ ด้วยวิธีฟาสต์ดีคิปปเบิล โดยใช้เทคนิคสเปซเมตริกซ์ และการแยกส่วนย่อยโดยใช้แมทแลบ	42
	พรสิน ชัยศิริพงศ์ มณฑล สิลลาจินดาไกรฤกษ์	
9.	การติดตั้งกับดักฟ้าผ่าในตำแหน่งที่เหมาะสมในระบบแรงดันไฟฟ้าระดับปานกลาง	48
	ยุวลักษณ์ พัฒนาศิลา มณฑล สิลลาจินดาไกรฤกษ์	
10.	การควบคุมเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกระตุ่นสองทาง	54
	พิเชษฐ ฉัตรพาน ประเสริฐ สอระสัน วิจิตร กิณเรศ	
11.	เทคนิคการประมาณสเปกตรัมแบบออน-ไลน์ เพื่อวัดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้วิธี แมกซ์ิมัม เอนโทรปี	60
	อภิชัย พุทธิฤกษ์กุล ชาญวิทย์ ตั้งสิริารกุล วิจิตร กิณเรศ	
12.	ผลลัพธ์การเลียนแบบเชิงเลขของระยะการติดตั้งอุปกรณ์จัดเสิร์ฟในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันต่ำ	66
	สุรพล บุญจันทร์ สนธยา เมื่อน้อย กอบชัย เดชหาญ	
13.	การศึกษาการใช้เน็ตเวิร์กอัลกอริทึมเพื่อการค้นคืนสารสนเทศจาก WWW	72
	เอื้อน ปิ่นเงิน ไพฑูรย์ ศรีนิล	
14.	การวัดความซับซ้อนของซอฟต์แวร์จากโครงสร้างควบคุมการไหลและข้อมูลควบคุมการไหล	78
	นิภาพร ประภาศิริ เอื้อน ปิ่นเงิน	
15.	การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำนายผลลัพธ์ของคำสั่งทางแยกแบบไดนามิก	84
	พัชรินทร์ กลิ่นช้อน จักรพันธ์ วชิรภานนท์ บรรจง ปิยะธำรง	
16.	การประยุกต์ใช้ ATuM Management Information Base และ Simple Network Management Protocol เพื่อการจัดการ	90
	เครือข่าย ATM	
	สหะ ดันอังสนากุล กอบชัย เดชหาญ	
17.	การออกแบบระบบเครือข่ายส่วนตัวเสมือน เพื่อตรวจสอบการทำงาน	96
	วิโรจน์ จงชนะชววัฒน์ กอบชัย เดชหาญ	
18.	การมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong โดยปราศจากตัวกรองความถี่	102
	จันทร์เพ็ญ จันทร์คุณภาส ปราโมทย์ วาดเขียน	
19.	การออกแบบระบบเผ้าตรวจพื้นที่ระยะไกล	108
	ขวัญชัย มีสะอาด นภัทร สระเอี่ยม กอบชัย เดชหาญ	
20.	การสร้างตัวกรองความถี่ชนิดแบนแคบโดยใช้คาลมานฟิลเตอร์บนตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	114
	พยง เดชอยู่ สุรพันธ์ ยิ้มมั่น กอบชัย เดชหาญ	
21.	การออกแบบและสร้างตัวกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนโดยใช้ FPGA	120
	วัชร ภัคมาตร์ กอบชัย เดชหาญ	
22.	วงจรมีทริกเกอร์แบบทรานเซียนลแซททุเลชั่น	126
	ศิริวัฒน์ ลิ้มไพบูลย์ กอบชัย เดชหาญ วิชญ์ กอพิย์คินทร์	
23.	วงจรถานสคอนดักแตนท์ที่ช่วงอินพุทปฏิบัติงานเป็นแบบเรล-ทู-เรล	131
	สมเกียรติ เปรื่องพรานทอง กอบชัย เดชหาญ	
24.	วงจรรีจันท์เรเตอร์คลาสเอบีโดยใช้เทคนิคของสวิตช์กระแสสำหรับแรงดันไฟต่ำและทำงานที่ความเร็วสูง	136
	รังสิมันต์ สิทธิกร ประเศศวร ภูมิบุญ	

การมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong โดยปราศจากตัวกรองความถี่

Armstrong Phase Modulator Without Filter

จันทร์เพ็ญ จันทร์คุณภาส ปราโมทย์ วาดเขียน

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ชื่อกิตติย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่เป็นเชิงเส้น โดยปราศจากตัวกรองความถี่ ซึ่งนอกจากให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็วกว่าวงจรที่มีตัวกรองความถี่ในอดีตแล้วยังลดปัญหาปรากฏของสัญญาณพัลส์ที่ผิดเพี้ยนไปหลังจากผ่านตัวกรองความถี่ และเฟสพัลส์ที่ได้จะไม่แปรเปลี่ยนไปตามความถี่ของคลื่นพาห้ การมอดูเลตเฟสแบบใหม่นี้เป็นการมอดูเลตเฟสที่สามารถปรับเปลี่ยนค่าเฟสเบี่ยงเบนได้สูงสุดถึง $\pm 75^\circ$ หรือประมาณ $\pm 0.42\pi$ โดยที่การมอดูเลตเฟสแบบนี้มีส่วนที่กำจัดปัญหาการแปรเปลี่ยนขนาดของสัญญาณพัลส์ไปตามสัญญาณข่าวสาร หรือทำให้ขนาดของสัญญาณพัลส์มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งเป็นส่วนที่ทำให้การมอดูเลตเฟสแบบนี้ไม่มีความจำเป็นต้องใช้ตัวกรองความถี่ นอกจากนี้ค่าความผิดพลาดสูงสุดของเฟสพัลส์ รวมทั้งค่า Mean Square ของการผิดพลาดที่ได้จากการมอดูเลตเฟสใหม่นี้จะมีค่าน้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบเดิมเมื่อเทียบกับเฟสในอุดมคติ

Abstract

This paper proposes the Armstrong linear phase modulator without a filter. The results show that the response time of the proposed modulator is faster than the previous circuits with filter. It also reduces the distortion of output signal shape which is caused by the filter and the output phase does not vary with the carrier frequency. The maximum phase deviation of this new phase modulator can be extended up to $\pm 75^\circ$ or $\pm 0.42\pi$. This modulation has a part which eliminates the variation of output signal amplitude by input signal or make the output signal amplitude equal to 1. So this new phase modulator does not require the filter. Moreover, the maximum phase error and mean square values of the phase distortion of the proposed modulator are less than the other types phase modulator when compared with an ideal phase.

1. บทนำ

การมอดูเลตแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิม [1] ที่สามารถปรับเปลี่ยนค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ $\pm 45^\circ$ หรือ $\pm 0.25\pi$ ดังรูปที่ 1 สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลตเฟสจะมีการแปรเปลี่ยนขนาดของสัญญาณพัลส์ไปตามสัญญาณข่าวสาร จึงมีความจำเป็นต้องใช้ส่วนที่ทำหน้าที่กำจัดการแปรเปลี่ยนดังกล่าว นั่นก็คือส่วนของ

Limiter-Bandpass Filter ซึ่งส่วนนี้เองที่ทำให้ผลตอบสนองของการมอดูเลตมีความล่าช้า ดังนั้นในบทความนี้จะนำเสนอการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่มีความจำเป็นต้องมีส่วนของ Limiter- Bandpass Filter หรือตัวกรองความถี่ใดๆเลยเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่รวดเร็วยิ่งขึ้น

และถ้า

$$\phi_3(t) = \tan^{-1}(m(t)K_3) \quad (9)$$

ดังนั้น

$$Y_3(t) = \sqrt{(m(t)K_3)^2 + 1} \sin(\omega t + \phi_3(t)) \quad (10)$$

จากส่วนที่ 2 ของวงจร

$$Y_4(t) = \frac{1}{\sqrt{(m(t)K_3)^2 + 1}} \quad (11)$$

และ

$$X_3(t) = Y_3(t) \cdot Y_4(t) \quad (12)$$

ดังนั้นในที่สุด

$$X_3(t) = \sin(\omega t + \phi_3(t)) \quad (13)$$

เมื่อ $m(t)$ หมายถึง สัญญาณข่าวสารมีค่าตั้งแต่ -1 ถึง 1

- $\phi_3(t)$ " เฟสลัพท์ที่ได้จากการมอดูเลต
- Q_1, Q_2 และ K_3 " ค่าคงที่
- $X_3(t)$ " สัญญาณลัพท์ที่ได้

ถ้าต้องการให้เฟสลัพท์มีลักษณะเป็นเชิงเส้นที่คี่นั้น ค่าเฟสลัพท์ที่ได้ต้องใกล้เคียงเฟสลัพท์ในอุดมคติมากที่สุด ซึ่งสมการเฟสลัพท์ในอุดมคติคือ $\phi_L(m(t)) = \phi_{max} \cdot m(t)$ โดยที่ ϕ_{max} คือค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ต้องการ และนั่นก็คือจากสมการ (8) ค่า $m(t)K_3$ จะต้องมีค่าใกล้เคียง $\tan(m(t)\phi_{max})$ มากที่สุด ดังนั้นจึงต้องหาความสัมพันธ์ระหว่างค่า $m(t)K_3$ กับ $\tan(m(t)\phi_{max})$ จากสมการต่อไปนี้

ถ้าต้องการให้

$$m(t)K_3 = \tan(m(t)\phi_{max}) \quad (14)$$

หรือ

$$K_3 = \frac{\tan(m(t)\phi_{max})}{m(t)} \quad (15)$$

ทำการ plot กราฟระหว่าง $\frac{\tan(m(t)\phi_{max})}{m(t)}$ กับค่า

$m(t)$ แล้วใช้วิธี Regression เบื้องต้น เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{\tan(m(t)\phi_{max})}{m(t)}$ กับค่า $m(t)$ ว่ามีสม

การเป็นอย่างไร ซึ่งในที่สุดเราจะได้

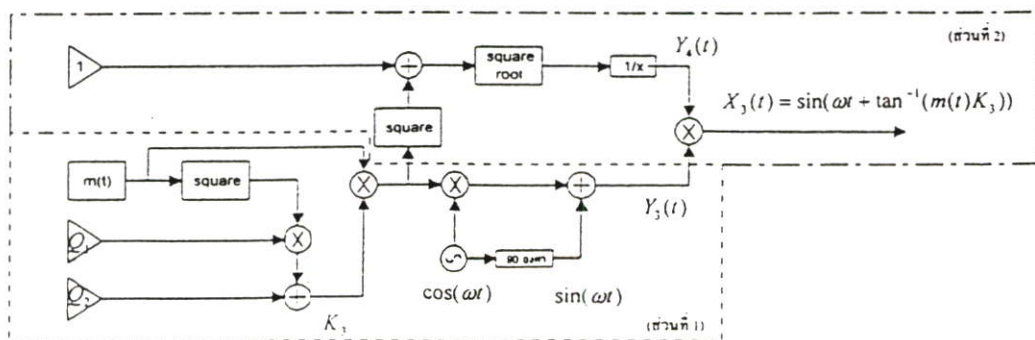
$$\frac{\tan(m(t)\phi_{max})}{m(t)} = m(t)^2 Q + Q \quad (16)$$

ซึ่งนั่นก็คือ

$$K_3 = m(t)^2 Q + Q \quad (17)$$

โดยที่ Q_1 และ Q_2 ณ. ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดต่างๆได้ แสดงไว้ในตารางที่ 1

จากสมการ (9) จะเห็นว่าค่าเฟสลัพท์ที่ได้จะขึ้นอยู่กับสัญญาณข่าวสารและค่าคงที่เท่านั้น จึงทำให้การมอดูเลตเฟสแบบนี้ไม่ผันแปรไปตามคลื่นพาหะ และจากสมการที่ (10) สัญญาณ $Y_3(t)$ ที่ได้นั้นจะเป็นสัญญาณที่มีองค์ประกอบความถี่เดียว และสมการ (13) แสดงให้เห็นว่าเราสามารถกำจัดการแปรเปลี่ยนขนาดไปตามสัญญาณข่าวสารของสัญญาณลัพท์ได้โดยไม่ต้องมีตัวกรองความถี่



รูปที่ 2 การมอดูเลตเฟสที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่

วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 18 ฉบับที่ 2 มิถุนายน 2544

ตารางที่ 1 แสดงค่า Q_1 และ Q_2 สำหรับการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่ใช่ตัวกรองความถี่

	ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดที่ต้องการ (องศา)				
	75	60	45	30	22.5
Q_1	2.1011	0.6478	0.2098	0.0533	0.0214
Q_2	1.1132	1.0134	0.7797	0.5230	0.3926

๕

ถ้าเฟสพัลส์ในอุดมคติที่มีค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเป็น ϕ_{max} ซึ่งมีค่าจำกัดอยู่ที่ π มีสมการเป็น

$$\phi(m(t)) = \phi_{max} \cdot m(t) \tag{17}$$

และถ้าไม่คำนึงถึงการขึ้นอยู่กับเวลาของเฟสพัลส์ที่ได้จากสมการที่ (9) เราก็สามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของเฟสพัลส์ที่ได้จากมอดูเลตเฟสใหม่เมื่อเทียบกับเฟสพัลส์ในอุดมคติได้จากสมการ

$$E_1 = |\phi(m) - \phi_{max} \cdot m| \quad [degree] \tag{18}$$

$$E_2 = \int_{-1}^1 (\phi(m) - \phi_{max} \cdot m)^2 \cdot \frac{1}{2} dm \quad [rad^2] \tag{19}$$

เมื่อ E_1 คือ ค่าความผิดพลาดสูงสุดของเฟสพัลส์เมื่อเทียบกับค่าเฟสอุดมคติที่อธิบายไว้ใน [2]
 E_2 คือ ค่า Mean Square ของความผิดพลาดที่ได้อธิบายไว้ใน [3] ซึ่งแสดงไว้ในตารางที่ 2

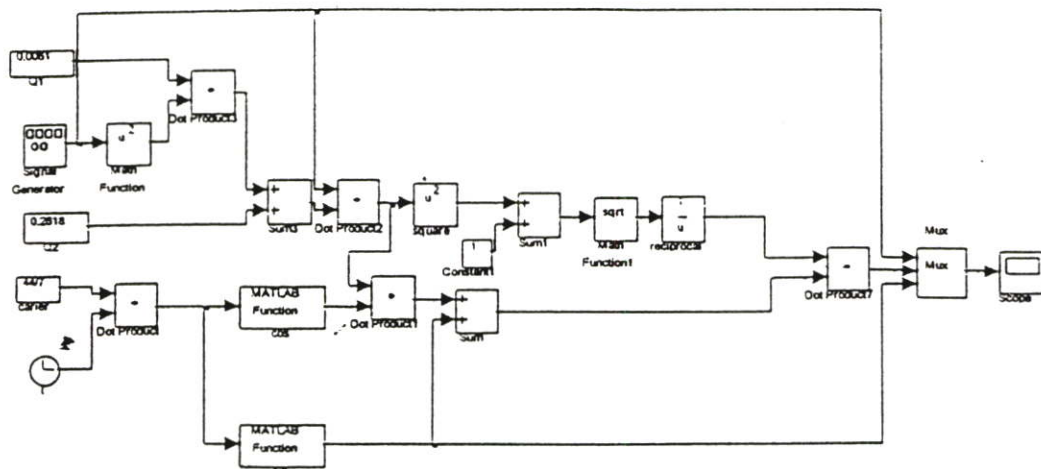
ตารางที่ 2 ตารางแสดงการเปรียบเทียบค่า E_1 และ E_2 ของการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิม

องศา	การมอดูเลตเฟสใหม่		Armstrong ชนิดดั้งเดิม [4]	
	E_1	E_2	E_1	E_2
75	3.81	0.137×10^{-3}	-	-
60	1.05	0.875×10^{-4}	-	-
45	3.02×10^{-1}	0.419×10^{-3}	$K_1=1.00$ 4.07	$K_1=1.00$ 0.260×10^{-2}
30	4.52×10^{-2}	0.707×10^{-7}	$K_1=0.58$ 1.12	$K_1=0.58$ 0.195×10^{-3}
22.5	1.04×10^{-2}	0.492×10^{-8}	$K_1=0.41$ 4.59×10^{-1}	$K_1=0.41$ 0.331×10^{-4}

จากตารางจะเห็นว่าเมื่อเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดของเฟสพัลส์กับค่าเฟสอุดมคติทั้งค่า E_1 และ E_2 ณ.ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดเดียวกัน การมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่ใช่ตัวกรองความถี่จะมีค่าน้อยกว่า แต่จะมีค่าเฟสที่สามารถเบี่ยงเบนได้สูงสุดมากกว่าการมอดูเลตแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิม

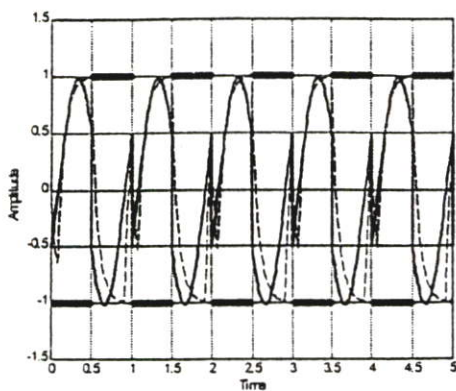
3. การทดลองและผล

ได้ทำการทดลองโดยการเขียนแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม Simulink การมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ใหม่ที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่ดังแสดงใน รูปที่ 3



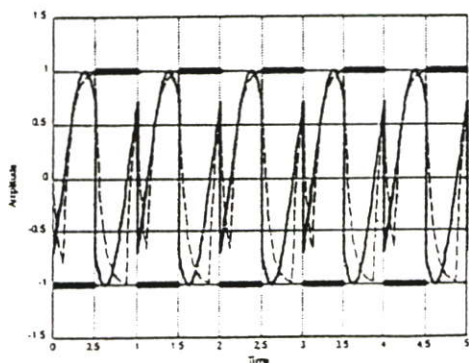
รูปที่ 3 แสดงการเขียนแบบวงจรมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่

รูปที่ 4 แสดงผลการเปรียบเทียบผลการตอบสนองของการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่ $X_3(t)$ กับการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิม $X_1(t)$ โดยใช้ตัวกรองความถี่แบบ Butterworth ลำดับที่ 1 $\omega_c = \frac{44}{7} \text{ rad/sec}$ รูปที่ 4(a) เปรียบเทียบที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° รูปที่ 4(b) เปรียบเทียบที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30° ซึ่งเห็นว่าทุกค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดนั้นการมอดูเลตเฟสแบบที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่ จะให้ผลการตอบสนองทันทีและรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ได้สามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงได้ชัดเจนกว่า และมีความผิดเพี้ยนน้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิมซึ่งเป็นการมอดูเลตเฟสที่มีตัวกรองความถี่



4(b)

- = การมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่
- = การมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิม
- = $(m(t))$ ความถี่ = 1 Hz.



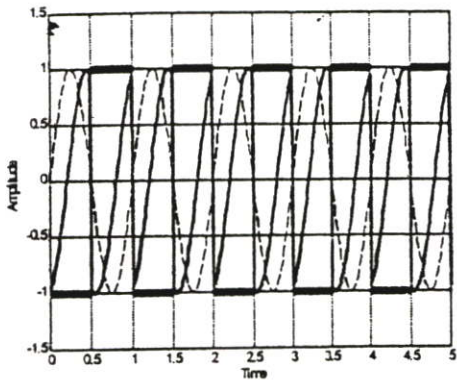
4(a)

รูปที่ 4 แสดงผลการเปรียบเทียบผลการตอบสนองของการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่ กับการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิม

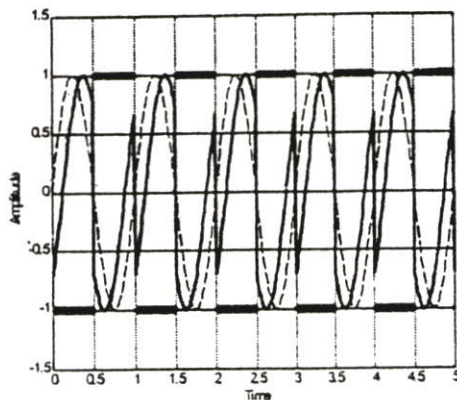
4(a) ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

4(b) ที่ค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 30°

รูปที่ 5 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่ความถี่ 1 Hz. มีค่า -1 และ 1, สัญญาณ $\sin(\omega t)$ โดยที่ $\omega = \frac{44}{7} \text{ rad/sec}$ และสัญญาณพัลส์ $X_3(t)$ รูปที่ 5 (a) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75° รูปที่ 5 (b) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45° ซึ่งเห็นว่าสัญญาณพัลส์ $X_3(t)$ มีเฟสเบี่ยงเบนไปจากสัญญาณ $\sin(\omega t)$ 75° และ 45° และการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณพัลส์ $X_3(t)$ ณ เวลาที่สัญญาณข่าวสารมีการเปลี่ยนแปลงเป็น 146° และ 90° ตามลำดับ



5(a)



5(b)

— = $X_3(t)$ - - - $\sin(\omega t)$ — ($m(t)$)

รูปที่ 5 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณข่าวสาร $m(t)$, สัญญาณ $\sin(\omega t)$ และสัญญาณพัลส์ $X_3(t)$
 5(a) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 75°
 5(b) กำหนดค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุด 45°

4. สรุปผล

จากผลการทดลองการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ที่ไม่ต้องใช้ตัวกรองความถี่นี้ นอกจากสามารถแก้ปัญหาการแปรเปลี่ยนขนาดของสัญญาณพัลส์ไปตามสัญญาณข่าวสารแล้วยังให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วกว่า และสัญญาณพัลส์ที่ได้มีรูปร่างผิดเพี้ยนน้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบที่มีตัวกรองความถี่ ซึ่งนั่นก็เพราะเราสามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสพัลส์ที่ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถปรับเปลี่ยนค่าเฟสเบี่ยงเบนสูงสุดได้ถึง $\pm 75^\circ$ ซึ่งมากกว่าการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิม ค่าเฟสพัลส์ที่ได้จะไม่แปรตามความถี่ของคลื่นพาห์ และมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีโดยพิจารณาจากค่าความผิดพลาดของเฟสพัลส์ และค่า Mean Square ของการผิดพลาดเมื่อเทียบกับค่าเฟสในอุดมคติที่มีค่าน้อยกว่าการมอดูเลตเฟสแบบ Armstrong ชนิดดั้งเดิมซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบที่มีตัวกรองความถี่ชนิดหนึ่ง

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] E.H. Armstrong, "A method of reducing disturbances in radio signalling by a system of frequency modulation," Proc.IRE, vol.24, pp.689-740, May 1936
- [2] C.L. Ruthroff and W. F. Bodtmann, "A new phase modulator," IEEE Trans. Commun., vol. COM- 25, pp.602-604, June 1977.
- [3] S.A Kassam and T.L.Lim, "An improved phase modulator with low nonlinear distortion," IEEE Trans.Commun., vol.COM-28, pp.111-115, Jan 1980.
- [4] J. Kim,"A Phase Modulator with Variable Maximum Phase Deviation," IEEE Trans. Commun., vol.41, pp.1425-1428, Oct. 1993

ประวัติผู้เขียน

นางจันทร์เพ็ญ จันทรकुณาภาส (สกุลเดิม อิมโพนุลย์) เกิดเมื่อวันที่ 19 กุมภาพันธ์ 2511 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาฟิสิกส์ จากมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ วิทยาเขต พิษณุโลก ปีการศึกษา 2532

เป็นพนักงานรัฐวิสาหกิจ ในตำแหน่งนายช่าง 3 สังกัดกองวางแผนวิศวกรรมกราฟฟิค องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย เมื่อปี พ.ศ. 2535 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งนักวิทยาศาสตร์ 7 สังกัดกองคาดคะเนกราฟฟิค ส่วนกองวางแผนวิศวกรรมกราฟฟิค องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย