

เครื่องแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณดิจิทัล

Digital Correlator Based on DSP



โดย

นาย ศุภชัย สิ้นละม่อม

นาย สิริพงษ์ อภิไธยนนท์

นาย อรรถพล ศิริโยธินันท์



ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมึก.....

เลขทะเบียน..... 32605

วัน, เดือน, ปี..... 16 พ.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณดิจิทัล
Digital Correlator Based on DSP



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

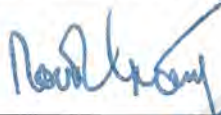
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณดิจิทัล

Digital Correlator Based on DSP

ผู้จัดทำ

- | | | |
|-----------------|----------------|----------|
| 1. นาย ศุภชัย | สินละม่อม | 38014510 |
| 2. นาย สิริพงษ์ | อภิไธยนนท์ | 38014565 |
| 3. นาย อรรถพล | ศิริโยธิพันธุ์ | 38014629 |



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. กอบชัย เศรษฐาญ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณดิจิทัล

Digital Correlator Based on DSP

โดย	1. นาย สุภชัย สีนละม่อม	38014510
	2. นาย สิริพงษ์ อภิไชนนท์	38014565
	3. นาย อรรถพล สิริโยธิพันธุ์	38014629

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาการหาความสัมพันธ์ของสัญญาณและนำไปประยุกต์เพื่อสร้างอุปกรณ์ "Digital Correlator Based on DSP" โดยในโครงการจะใช้เครื่องส่งและรับสัญญาณแบบ 4 PSK ซึ่งมีอัตราเร็ว 10 kbps.

Abstract

This project studies about the correlation of signals and applies the method in designing the "Digital Correlator Based on DSP". The project is a 4 PSK transceiver designed to transmit and receive data accurately at the rate of 10 kbps.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้าที่
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	2
2.1 นิยามของ Correlation	2
2.2 การมอดูเลทแบบ PSK (Phase Shift Keying)	4
2.3 หลักการ COHERENT DETECTION	5
2.4 การซิงโครไนซ์ของสัญญาณ	6
2.5 หลักสำคัญในการพิจารณาการสื่อสารในระบบดิจิทัล	8
2.6 MATCH FILTER	14
2.7 SUBOPTIMUM FILTER	14
2.8 INTEGRATOR AND DUMP	15
2.9 อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	16
2.10 หลักการ PN-SEQUENCE	16
2.11 วงจรเลื่อนเฟส	18
2.12 วงจร Band Pass Filter (BPF)	19
2.13 The Phase-Locked Loop	23
2.14 วงจร Comparator	24
2.15 วงจร Binary Phase Shift Keying(BPSK)	25
2.16 วงจร Inverting Amplifier	26
2.17 วงจร Summing Amplifier	26
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	29
3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพาหะ 10 kHz	29
3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณนำร่อง 80 kHz	29
3.3 วงจร Bandpass Filter 10 และ 80 kHz	30
3.4 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	31
3.5 BPSK Generator	32
3.6 วงจร Summing	33
3.7 วงจรกู่สัญญาณ Pulse 80 kHz	33
3.8 วงจรกู่สัญญาณพาหะ 10 kHz	34
3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณ $\cos(\omega_c t + \theta)$ 4 สัญญาณ	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้าที่
3.10 วงจร Comparator	35
3.11 วงจรเปลี่ยนสัญญาณ Cosine 1 คาบให้เป็น Data 8 บิต	35
3.12 วงจร Exclusive nor	36
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	41
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	51
หนังสืออ้างอิง	52



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

	หน้าที่
รูปที่ 2.1 แสดงการAutocorrelation ของสัญญาณ	2
รูปที่ 2.2 แสดงการCrosscorrelation ของสัญญาณ	3
รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแบบ PSK	4
รูปที่ 2.4 แสดงขั้นตอนการมอดูเลทสัญญาณแบบ 4 PSK	5
รูปที่ 2.5 ภาคส่งและภาครับของการCoherent Detection	6
(ก) แสดงภาคส่งของการ Coherent Detection	
(ข) แสดงภาครับของการ Coherent Detection	
รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุท และ เอาท์พุทของระบบ	7
รูปที่ 2.7 แสดงกระบวนการตัดสินใจสัญญาณ	9
รูปที่ 2.8 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจร Match Filter	11
รูปที่ 2.9 แสดงภาครับ Detect สัญญาณ	12
รูปที่ 2.10 กราฟความน่าจะเป็นในการรับข้อมูลผิดพลาดระหว่างสัญญาณ Orthogonal และ antipodal	13
รูปที่ 2.11 แสดงเครื่องรับแบบ Match Filter	14
รูปที่ 2.12 แสดงเครื่องรับแบบ Correlation	14
รูปที่ 2.13 แสดงวงจร Suboptimum	15
รูปที่ 2.14 แสดงวงจร Integrator-Dump	15
รูปที่ 2.15 แสดงขั้นตอน	16
รูปที่ 2.16 แสดงค่าของเอาท์พุทของวงจร PN-Sequence	17
รูปที่ 2.17 วงจรเลื่อนเฟส	18
รูปที่ 2.18 แสดงวงจร wide band pass filter	19
รูปที่ 2.19 วงจร Positive Feedback Band-Pass Filter	20
รูปที่ 2.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง K parameter เทียบกับความถี่	21
รูปที่ 2.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานเทียบกับ K parameter	22
เมื่อ a) $Q = 30$ b) $Q = 40$	
รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของ Phase Locked Loop	23
รูปที่ 2.23 Phase Locked Loop stereo Demodulator	24
รูปที่ 2.24 a) Noninverting comparator b) เมื่อ V_{ref} มีค่าบวก c) เมื่อ V_{ref} มีค่าลบ	25
รูปที่ 2.25 แสดงวงจร BPSK	25
รูปที่ 2.26 วงจร Inverting Amplifier	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้าที่
รูปที่ 2.27 วงจร Summing Amplifier	26
รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณพาหะ 10 kHz.	29
รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณนำร่อง 80 kHz.	30
รูปที่ 3.5 แสดงวงจร Band pass filter 10 kHz.	31
รูปที่ 3.6 แสดงวงจร Band pass filter 80 kHz.	31
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	32
รูปที่ 3.8 แสดงวงจร BPSK ที่ใช้ในการทดลอง	32
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Summing ที่ใช้ในการทดลอง	33
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรกึ่งสัญญาณ Pulse 80 kHz.	34
รูปที่ 3.11 แสดงวงจร Comparator ที่ใช้ในการทดลอง	35
รูปที่ 3.12 แสดงการเปลี่ยนจากสัญญาณ cosine 1 คาบ เป็น Data 8 บิต	36
รูปที่ 3.13 ค่า Auto correlation ของ ข้อมูล 11100001	37
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรทางด้านภาคส่ง	38
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรทางด้านภาครับ	39
รูปที่ 4.2 (ต่อ)แสดงวงจรทางด้านภาครับ	40
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณ Pulse 80 kHz ผ่าน BPF 80 kHz ได้สัญญาณ Sine 80 kHz	41
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณ Pulse 10 kHz ผ่าน BPF 10 kHz ได้สัญญาณ Sine 10 kHz	41
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณ Sine 10 kHz เทียบกับสัญญาณ Cos 10 kHz	42
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณ Pulse 20 kHz เทียบกับข้อมูลที่ออกจาก 74165 ที่มีค่า 11011000	42
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ Cos เมื่อกำหนดข้อมูลเป็น 11011000	43
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณ Pulse 20 kHz เทียบกับข้อมูลที่ออกจาก 74165 ที่มีค่า 01110111	43
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ Cos เมื่อกำหนดข้อมูลเป็น 01110111	44
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ QPSK ร่วมกับสัญญาณนำร่อง 80 kHz	44
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณ QPSK ร่วมกับสัญญาณนำร่อง 80 kHz ผ่าน BPF 80 kHz	45
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณนำร่อง 80 kHz ผ่าน PLL จะได้สัญญาณ Pulse 80 kHz	45
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t+45^\circ)$	46
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t+135^\circ)$	46
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t+225^\circ)$	47
รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t+315^\circ)$	47
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t+45^\circ)$	48
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t+135^\circ)$	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้าที่
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณ QPSK ผ่านวงจร Comparator	49
รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณ QPSK ผ่านวงจร Comparator เทียบกับ สัญญาณ $\text{Cos}(\omega_c t + 45^\circ)$ เมื่อผ่านวงจร Comparator	49
รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณ QPSK ผ่านวงจร Comparator เทียบกับ สัญญาณ $\text{Cos}(\omega_c t + 135^\circ)$ เมื่อผ่านวงจร Comparator	50
รูปที่ 4.22 แสดงข้อมูลที่ส่งจากภาคส่งเทียบกับข้อมูลที่ภาครับได้	50



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

โครงการงาน Digital Correlator Based on DSP เป็นโครงการที่ว่าด้วยการหาความสัมพันธ์ของสัญญาณ โดยใช้หลักการ Correlation ซึ่งในปัจจุบันได้มีการนำหลักการนี้มาใช้ในระบบ CDMA (Code Division Multiplex Access) กล่าวคือ เมื่อภาครับได้รับสัญญาณแล้ว สัญญาณก็จะถูก demodulate ให้กลับเป็นสัญญาณ Baseband พร้อมกับการถอดรหัสด้วย PN-Sequence ซึ่งหน้าที่ที่สำคัญของ PN-Sequence จะช่วยในการพิจารณา Correlation

นอกจากนี้เครื่อง Digital Correlator ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์อื่นๆ ได้อีกมากมาย เช่น Radar จะช่วยในการระบุตำแหน่งและแยกแยะวัตถุ หรือในชุดเครื่องเสียง ก็จะใช้ Correlator ในการปรับแต่งเสียง เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 นิยามของ Correlation

“การหาความสัมพันธ์ของสัญญาณ 2 สัญญาณ โดยที่สัญญาณหนึ่งจะถูกห่น่วงไว้ด้วยค่าเวลาหนึ่งๆ ทั้งนี้สัญญาณทั้งสองอาจจะเป็นสัญญาณชนิดเดียวกัน หรือ ต่างชนิดกันก็ได้”

Autocorrelation เป็นการหาความสัมพันธ์ของสัญญาณชนิดเดียวกัน 2 สัญญาณ แต่สัญญาณหนึ่งจะถูกห่น่วงเวลาไว้ ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$h(t - t_0) = \alpha \{ \delta(t_0 - t) \} \quad (2.1)$$

ถ้ากำหนดให้ $X(t) = A \sin \omega t$; $X(t + \tau) = A \sin \omega(t + \tau)$

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi} \int_{-T}^T A \sin \omega t A \sin[\omega(t + \tau)] dt \quad (2.2)$$

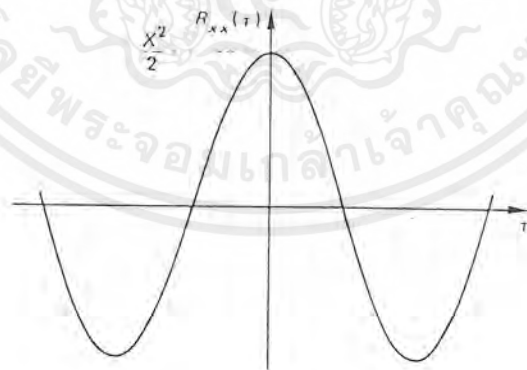
$$R_{xx}(\tau) = A^2 \frac{\cos \omega \tau}{2} \quad (2.3)$$

แต่ถ้ากำหนดให้ $\tau=0$ จะได้ว่า

$$R_{xx}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi} \int_{-T}^T X^2(t) dt \quad (2.4)$$

$$R_{xx}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E^2}{2\pi} \int_{-T}^T dt \quad (2.5)$$

$$R_{xx}(0) = E^2 \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.1 แสดงการ Autocorrelation ของสัญญาณ

จากรูปจะพบว่าเมื่อ $\tau=0$ แล้วจะได้ว่าการหา Autocorrelation ระหว่างสัญญาณก็คือ ค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณ (Mean Square Value) นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติบางประการที่น่าสนใจ

1. การหา Autocorrelation ของสัญญาณ เมื่อ $\tau=0$ จะมีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณ (Mean Square Value)
2. ถ้าสัญญาณที่นำมาหา Autocorrelation มีค่าเฉลี่ยของสัญญาณไม่เท่ากับ 0 แล้วจะได้ว่าค่า Autocorrelation ของสัญญาณก็จะไม่เท่ากับ 0
3. สมการของ Autocorrelation มักจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันคู่

$$\text{โดย } R_{xx}(k) = R_{xx}(-k)$$

4. การ Autocorrelation ของสัญญาณจะมีค่ามากที่สุด เมื่อ $\tau=0$

$$\text{โดย } R_{xx}(0) \geq R_{xx}(-k)$$

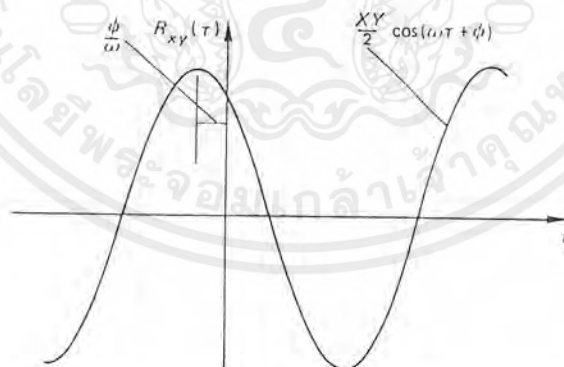
Crosscorrelation เป็นการหาความสัมพันธ์ของสัญญาณต่างชนิดกัน 2 สัญญาณ และสัญญาณหนึ่งจะถูกหน่วงเวลาไว้ ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T X(t)Y(t+\tau)dt \quad (2.7)$$

ถ้ากำหนดให้ $X(t) = A \sin \omega t; Y(t+\tau) = B \sin[\omega(t+\tau) + \phi]$

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T A \sin \omega t B \sin[\omega(t+\tau) + \phi] dt \quad (2.8)$$

$$R_{xy}(\tau) = \frac{AB}{2} \cos(\omega\tau + \phi) \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.2 แสดงการ Crosscorrelation ของสัญญาณ

จากรูปจะพบว่าสัญญาณทั้งสองนั้นจะเกิดการ Correlate กัน เมื่อ $\tau = -\phi/\omega + n/f$

คุณสมบัติบางประการที่น่าสนใจ

1. Crosscorrelation ไม่เป็นฟังก์ชันคู่ เหมือนในกรณีของ Autocorrelation
2. $R_{xy}(k) = R_{yx}(-k)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ค่าที่มากที่สุดของการ Crosscorrelation ไม่จำเป็นต้องเกิดที่ $\tau=0$ เสมอไป

2.2 การมอดูเลตแบบ PSK (Phase Shift Keying)

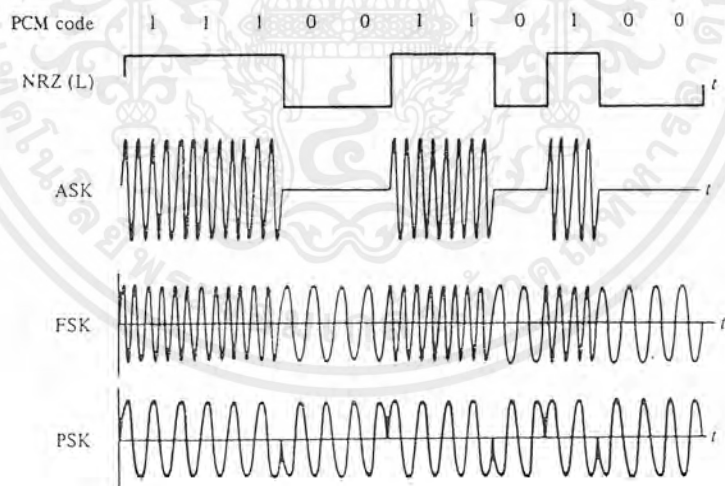
การนำคลื่นสัญญาณเบสแบนด์ที่มีความถี่ต่ำมาทำการมอดูเลตทางเฟสกับคลื่นพาหะ เป็นผลให้เฟสของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$P(t) = \text{Cos}\left[\omega_c t + \theta + \left\{S(t) \frac{\Delta\phi}{2}\right\}\right] \quad (2.10)$$

โดยที่ $\Delta\phi = \frac{2\pi}{n}$; ค่าผลต่างเฟสระหว่างสัญญาณข้างเคียง

$S(t)$ = จำนวนระดับสัญญาณเบสแบนด์

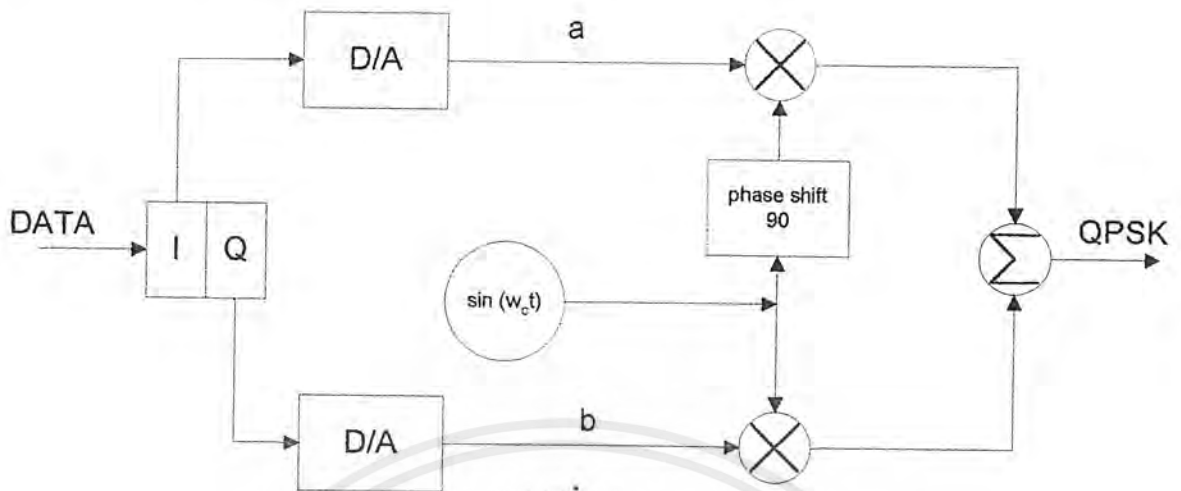
n = จำนวนเฟส (ในกรณีของ 4 PSK จะได้ $n = 4$)



รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบ PSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนในการ modulate แบบ 4 PSK



รูปที่ 2.4 แสดงขั้นตอนการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4 PSK

เมื่อมีข้อมูล "1" และ "0" เข้ามาก็จะถูกนำไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาหะที่ถูกสร้างจากออสซิลเลเตอร์ คลื่นพาหะที่ถูกสร้างขึ้นนี้จะอยู่ในรูปของสัญญาณ sine อีกส่วนหนึ่งจะถูกนำไปผ่านวงจร Phase Shifter 90 องศา ทำให้ได้สัญญาณ cosine หลังจากนั้นนำข้อมูลที่จะใช้ในการส่งมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาหะทั้งสอง โดยถ้าข้อมูลที่นำมามอดูเลตเป็น "1" สัญญาณพาหะจะมีเฟสคงเดิม แต่ถ้าข้อมูลที่นำมามอดูเลตเป็น "0" เฟสของสัญญาณพาหะจะกลับเฟสจากเดิม 180 องศา หลังจากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจากทั้งสองช่องสัญญาณมารวมกันก็จะได้สัญญาณแบบ 4 PSK ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยสมการดังนี้

$$A\cos(\omega t + \theta) = A\cos\theta\cos\omega t - A\sin\theta\sin\omega t$$

$$\text{กำหนดให้ } a = A\cos\theta$$

$$b = -A\sin\theta$$

$$A\cos(\omega t + \theta) = a\cos\omega t - b\sin\omega t$$

จะได้ว่า

$$A = [a^2 + b^2]^{1/2}$$

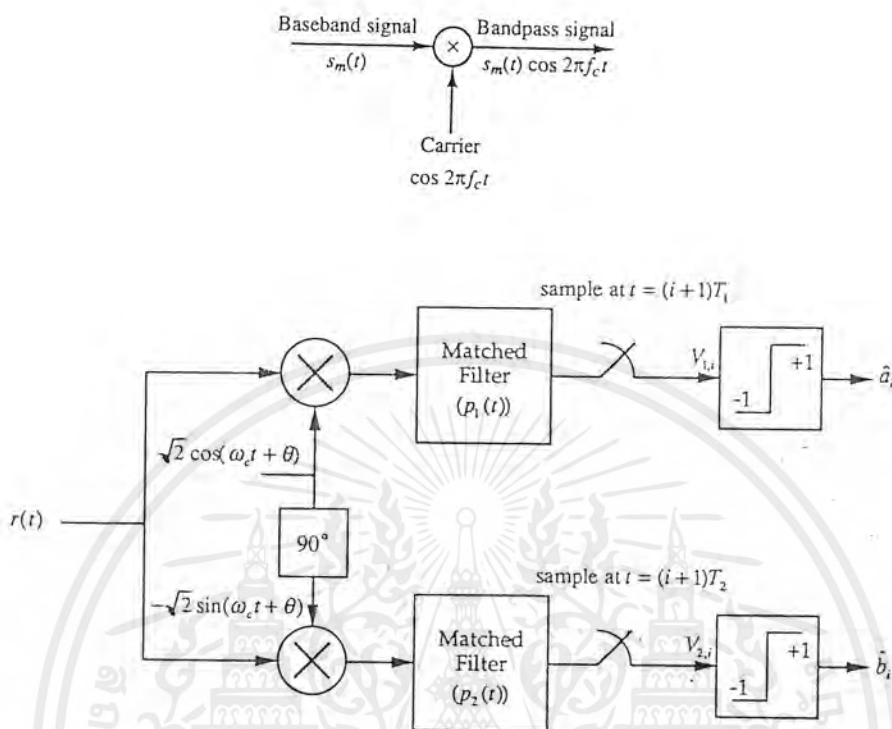
$$\theta = \tan^{-1}(-b/a)$$

2.3 หลักการ COHERENT DETECTION

เป็นการ detect สัญญาณ โดยใช้สัญญาณอ้างอิงเปรียบเทียบกับสัญญาณที่รับเข้ามา แล้วทำการ detect หาความแตกต่างระหว่างสัญญาณทั้งสองนั้น โดยทางด้านการส่งจะทำการมอดูเลตสัญญาณที่จะใช้ในการส่งกับสัญญาณคลื่นพาหะ ส่วนทางด้านรับเมื่อรับสัญญาณได้แล้วก็จะนำสัญญาณมาทำการคูณด้วยคลื่นพาหะ เพื่อให้ได้สัญญาณในแบนด์มูลฐานกลับคืนมา แล้วจึงนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจร match filter และขบวนการในการตัดสินใจสัญญาณ โดยในกรณีของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4 PSK นี้ค่าที่เหมาะสมในการตัดสินใจสัญญาณ (Threshold) จะมีค่าเท่ากับ 0



รูปที่ 2.5 ภาคส่งและภาครับของการ Coherent Detection

- ก) แสดงภาคส่งของการ Coherent Detection
- ข) แสดงภาครับของการ Coherent Detection

2.4 การซิงโครไนซ์ของสัญญาณ

การซิงโครไนซ์ของสัญญาณจะมีความจำเป็นในการ detect สัญญาณแบบ Coherent เพราะจะทำให้ทางภาครับสามารถที่จะรับสัญญาณจากทางด้านส่งได้อย่างถูกต้อง การซิงโครไนซ์สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ

1. การซิงโครไนซ์ของสัญญาณในส่วนของสายส่ง
2. การซิงโครไนซ์ของสัญญาณในส่วนของระบบ

นอกจากนี้การซิงโครไนซ์ของสัญญาณในส่วนของสายส่งยังสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ

1. Bit Synchronization

นิยมใช้ Clock Pulse เป็นสัญญาณควบคุมการส่งและรับข้อมูลชนิดบิตต่อบิต ซึ่งทางด้านรับก็จะมียังวงจรสร้าง Clock Pulse ขึ้นใหม่โดยอาศัย Pulse ที่ส่งมาจากด้านส่ง ดังนั้นจะทำให้กระบวนการรับข้อมูลเป็นไปอย่างถูกต้องและแม่นยำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Frame Synchronization

เป็นสัญญาณที่ทางด้านส่งจะสร้างและส่งไปพร้อมกับข้อมูล เพื่อบอกให้ทางด้านรับทราบ ว่าจุดเริ่มต้นของเฟรมข้อมูลอยู่ที่ใด

ส่วนการซิงโครไนซ์ของสัญญาณในส่วนของระบบนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดคือ

1. Master-Slave Synchronization

เป็นวิธีการที่จะกำหนดให้สถานีหนึ่งเป็นสถานี master ซึ่งจะทำหน้าที่จ่ายสัญญาณ Clock ไปยังสถานีอื่นๆ เรียกว่า สถานี slave แต่ก็มีข้อเสียคือ ถ้าใช้จ่ายสูง และสัญญาณ Clock ที่ส่งไปมักจะถูกรบกวนจนทำให้เกิดการผิดพลาดได้

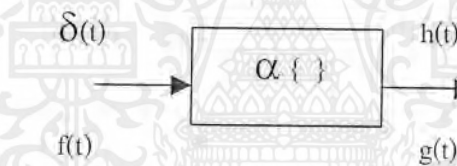
2. Reference Synchronization

วิธีการนี้จะใช้สัญญาณพิเศษที่กำหนดขึ้นเพื่อใช้ในการซิงโครไนซ์โดยเฉพาะ

3. Independent Synchronization

วิธีการนี้จะใช้ออสซิลเลเตอร์ที่มีความไวสูงติดตั้งไว้ในแต่ละสถานีอย่างอิสระ (โดยพิจารณาว่าทุกสถานีจะมีสัญญาณ Clock ที่มีความถี่เท่ากัน) แต่วิธีนี้สามารถใช้ได้ในบางระบบเท่านั้น

ระบบเชิงเส้น



รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และ เอาท์พุทของระบบ

จากรูป ระบบนี้มีสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์หนึ่งหน่วย ($\delta(t)$) และ $h(t)$ เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ สามารถเขียนเป็นสมการแทนความสัมพันธ์ได้

$$h(t) = \alpha \{ \delta(t) \} \quad (2.13)$$

$$g(t) = \alpha \{ f(t) \} \quad (2.14)$$

จากคุณสมบัติของ Time invariant จะได้

$$h(t - t_0) = \alpha \{ \delta(t_0 - t) \} \quad (2.15)$$

จากสมการผลตอบสนองอิมพัลส์จะได้

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t_0) \delta(t - t_0) dt_0 \quad (2.16)$$

แทนสมการที่ 2.16 ลงในสมการที่ 2.14 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g(t) = \alpha \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} f(t_0) \delta(t - t_0) dt_0 \right\} \quad (2.17)$$

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t_0) \alpha \{ \delta(t - t_0) \} dt_0 \quad (2.18)$$

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t_0) h(t - t_0) dt_0 \quad (2.19)$$

เมื่อแทน $t_0 = t$ จะได้

$$g(t) = f(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (2.20)$$

สมการที่ 2.20 เรียกว่า convolution ซึ่งจะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการหาความสัมพันธ์ของสัญญาณมากกว่า สมการที่ 2.13

2.5 หลักสำคัญในการพิจารณาการสื่อสารในระบบดิจิทัล

1. พิจารณาในกรณีที่การ modulation เป็นแบบเชิงเส้นเท่านั้น สามารถแทนสมการที่ใช้ในการส่งได้ด้วยสมการ

$$X(t) = R_c [A_m(t) e^{j\omega_c t}] \quad (2.21)$$

โดยที่ $A =$ แอมพลิจูด

$f_c = \omega_c / 2\pi$; (ความถี่คลื่นพาหะ) มีหน่วยเป็น Hz

2. สัญญาณรบกวนที่ใช้ในระบบจะเป็นแบบ AGWN (Additive, White and Gaussian Noise) โดยมี Power Spectrum Density (PSD) เท่ากับ $N/2$
3. เฟสและความถี่ของสัญญาณพาหะที่รับได้ที่เครื่องรับจะต้องมีค่าที่แม่นยำ
4. คาบของสัญญาณในแต่ละ Symbol จะต้องถูก detect ได้อย่างถูกต้องทางด้านรับ

การ detect สัญญาณ

ในกรณีของสัญญาณ analog การตัดสินใจเลือกจุดในการ detect สัญญาณจะใช้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณ ต่อ สัญญาณรบกวน (SNR) เป็นเกณฑ์ในการพิจารณา ในขณะที่สัญญาณ digital นั้นจะคำนึงถึงความถูกต้องของสัญญาณที่ได้รับ เพราะฉะนั้นจึงใช้ค่าความน่าจะเป็นในการเกิดการผิดพลาดในการรับข้อมูล (Probability of Error) เป็นเกณฑ์ในการเลือกจุด detect สัญญาณ

ในการ detect สัญญาณนั้น ถ้าต้องการให้มีความถูกต้องมากที่สุดก็จำเป็นที่จะต้องทำการ detect สัญญาณ ณ ตำแหน่งที่มีแอมพลิจูดสูงสุด แต่ในการส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับนั้นมันจะมีการรบกวนจากสิ่งต่างๆ เข้ามารบกวนสัญญาณทำให้สัญญาณมีรูปร่างเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

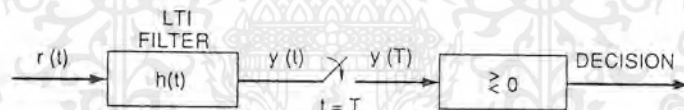
ไปในลักษณะต่างๆ เช่น ทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าลดลง เป็นผลให้การ detect สัญญาณ อาจเกิดการผิดพลาดได้ เพราะฉะนั้นเราจึงจะใช้ค่าของความน่าจะเป็นในการเกิดการผิดพลาด (Probability of Error) ในการพิจารณาการรับสัญญาณ digital

2.6 MATCH FILTER

จากหัวข้อที่ผ่านมาทำให้ทราบว่า จุดสำคัญในการ detect สัญญาณก็คือ การเลือกจุดที่แอมพลิจูดของสัญญาณมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวน ณ จุดที่จะทำการ detect สัญญาณ ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาอุปกรณ์ที่จะเข้ามาช่วยทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่เดียวกันก็จะทำให้ค่า RMS ของสัญญาณรบกวนมีค่าลดลงด้วยซึ่งจะทำให้การ detect สัญญาณทำได้ง่ายขึ้น เรียกอุปกรณ์ชนิดนี้ว่า “Match Filter” หรือ “Optimum Filter”

เงื่อนไขในการสร้าง Filter

ในระบบเชิงเส้นนั้นสัญญาณเอาต์พุตของระบบเชิงเส้นใน โดเมนความถี่เรียกว่า Spectrum จะมีค่าเท่ากับผลคูณระหว่างสัญญาณอินพุต และผลตอบสนองเชิงความถี่ ดังนั้นในการสร้าง Match Filter ก็จะต้องมีการกำหนดผลตอบสนองความถี่ให้เหมาะสมด้วย



รูปที่ 2.7 แสดงกระบวนการตัดสินใจสัญญาณ

จากรูปสามารถเขียนสมการแทนความสัมพันธ์ได้ว่า

$$F(\omega) = G(\omega)H(\omega) \quad (2.22)$$

Take Inverse Fourier สมการที่ 2.22 จะได้

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)H(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2.23)$$

จากสมการ variance ;

$$\sigma^2 = n^2(t) - (n(t))^2 \quad (2.24)$$

แต่เนื่องจาก $n(t) = 0$ ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณรบกวนที่ใช้เป็นแบบ Gaussian ซึ่งจะทำให้ค่าเฉลี่ยของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0 นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta^2 = n^2(t) \text{ (ค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน)} \quad (2.25)$$

จะได้ว่า

$$\delta^2 = n^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega \quad (2.26)$$

โดยที่ $S(\omega)$ = Power Spectrum Density ของสัญญาณรบกวน

ถ้าเราสมมติให้ที่เวลา t_0 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่ามากที่สุด ในขณะที่ค่า RMS ของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยที่สุด เราจะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์นี้

โดยกำหนดให้

Λ = อัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณเอาท์พุท ต่อ ค่า RMS ของสัญญาณรบกวน

$$\Lambda^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) H(\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (2.27)$$

จากอสมการของ Schwarz;

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} Z_1(\omega) Z_2(\omega) d\omega \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |Z_1(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |Z_2(\omega)|^2 d\omega$$

จะพบว่าเทอมทางซ้ายของสมการจะมีค่ามากที่สุด ก็ต่อเมื่อ $Z_1(\omega)$ และ $Z_2(\omega)$ เป็น conjugate ซึ่งกันและกัน ($Z_1(\omega) = kZ_2^*(\omega)$)

$$\Lambda^2 \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|G(\omega)|^2}{S(\omega)} d\omega \quad (2.28)$$

$$Z_1(\omega) = H(\omega) \sqrt{S(\omega)} \quad (2.29)$$

$$Z_2(\omega) = k \left\{ \frac{G(\omega) e^{j\omega t_0}}{\sqrt{S(\omega)}} \right\} \quad (2.30)$$

$$Z_1(\omega) = kZ_2^*(\omega) \quad (2.31)$$

$$H(\omega) \sqrt{S(\omega)} = k \left\{ \frac{G(\omega) e^{j\omega t_0}}{\sqrt{S(\omega)}} \right\}^* \quad (2.32)$$

$$H(\omega) \Big|_{opt} = \frac{kG(-\omega) e^{j\omega t_0}}{S(\omega)} \quad (2.33)$$

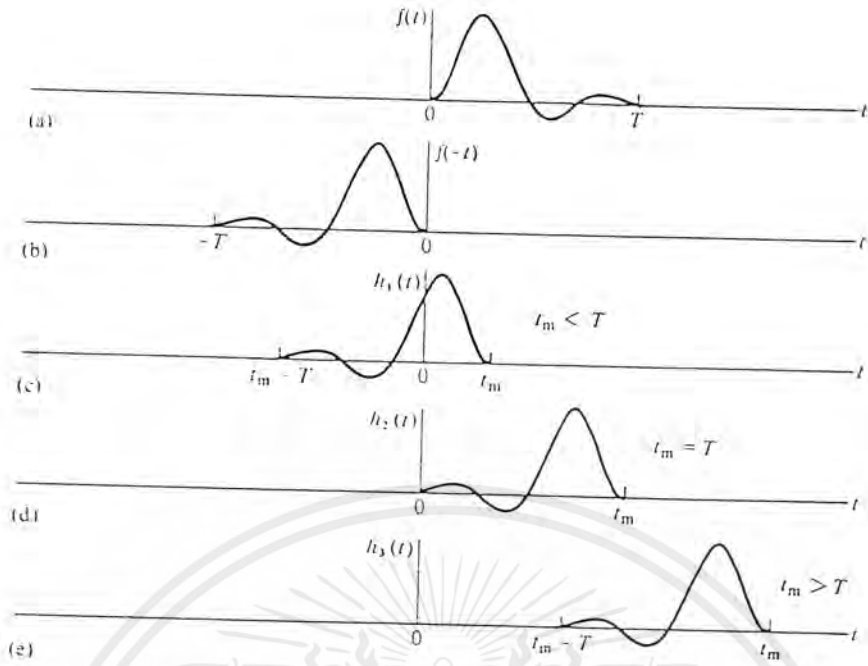
สมการที่ 2.33 คือ ผลตอบสนองของ filter

เนื่องจากสัญญาณรบกวนจะเป็นแบบ AWGN ซึ่งมี Power Spectrum Density เท่ากับ $\frac{N}{2}$

$$H(\omega) \Big|_{opt} = \frac{2kG(-\omega) e^{j\omega t_0}}{N} \quad (2.34)$$

$$h(t) \Big|_{opt} = \frac{2kg(t_0 - t)}{N} \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจร Match Filter

จะพบว่าสัญญาณ $g(t_0-t)$ จะถูกพิจารณาเป็น 3 กรณีคือ

1. เมื่อ $t_0 < T$ จะมีส่วนของสัญญาณบางส่วนปรากฏอยู่ ณ เวลา $t < 0$ ซึ่งเราจะไม่สามารถสร้างสัญญาณนี้ขึ้นได้ในทางปฏิบัติ
2. เมื่อ $t_0 = T$ และ $t_0 > T$ จะไม่มีส่วนของสัญญาณปรากฏอยู่ ณ เวลา $t < 0$ ทำให้เวลาพิจารณาจะพิจารณาเฉพาะ 2 กรณีนี้เท่านั้น

โดยทั่วไปนิยมที่จะใช้ในกรณีของ $t_0 = T$ เพราะว่าจะมีการ detect สัญญาณทุกๆ T (คาบของสัญญาณ) โดยไม่ต้องรอเวลาที่ถูกหน่วงออกไป เหมือนในกรณีของ $t_0 > T$

ในกรณีของ $t_0 = T$ จะได้ผลตอบสนองและสัญญาณเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ

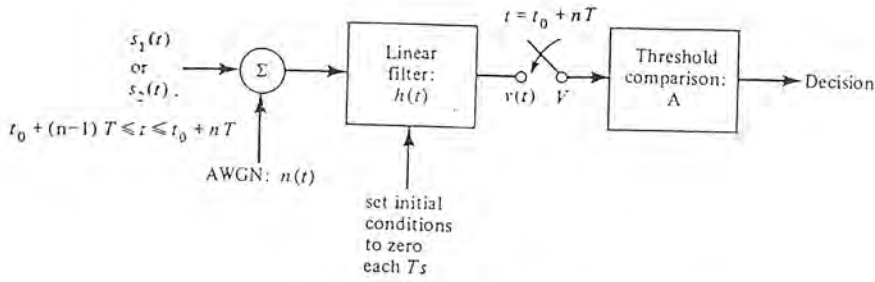
$$H(\omega) = \frac{2kG(-\omega)e^{-j\omega T}}{N} \quad (2.36)$$

$$F(\omega) = \frac{2kG(-\omega)e^{-j\omega T}G(\omega)}{N} \quad (2.37)$$

$$F(\omega) = \frac{2k|G(\omega)|^2 e^{-j\omega T}}{N} \quad (2.38)$$

เมื่อทำการสร้างเงื่อนไขของ Filter เป็นที่เรียบร้อยแล้ว ก็จะต้องทำการพิจารณาหาความน่าจะเป็นในการเกิดการผิดพลาด (Probability of Error)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แสดงภาครับ Detect สัญญาณ

จากรูป พิจารณาสัญญาณเอาท์พุทที่ออกจากส่วนของ correlator

$$f(KT) = \int_0^T V_1^2(t) dt - \int_0^T V_1(t)V_0(t) dt \quad \text{เมื่อสัญญาณที่ส่งเป็น } V_1(t) \quad (2.39)$$

$$f(KT) = -\int_0^T V_0^2(t) dt + \int_0^T V_1(t)V_0(t) dt \quad \text{เมื่อสัญญาณที่ส่งเป็น } V_0(t) \quad (2.40)$$

โดยที่พจน์ของ $\int_0^T V_1^2(t) dt$ และ $\int_0^T V_0^2(t) dt$ จะมีค่าในเชิงพลังงานเท่ากับ E_{s_1} และ E_{s_0} ตามลำดับ

ส่วนในเทอมของ $\int_0^T V_1(t)V_0(t) dt$ สามารถเขียนเป็นสมการที่สัมพันธ์กับค่า Correlation Coefficient (ρ) ได้ดังนี้

$$\rho = \frac{\int_0^T V_1(t)V_0(t) dt}{\sqrt{E_{s_1} E_{s_0}}} \quad (2.41)$$

แทนค่าลงในสมการ 2.39 และ 2.40 จะได้

$$f(KT) = E_{s_1} - \rho\sqrt{E_{s_1} E_{s_0}} \quad (2.42)$$

$$f(KT) = -E_{s_0} + \rho\sqrt{E_{s_1} E_{s_0}} \quad (2.43)$$

นำสมการที่ 2.41-2.43) จะได้

$$\Delta V = E_{s_1} + E_{s_0} - 2\rho\sqrt{E_{s_1} E_{s_0}} \quad (2.44)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{N}{2}} (\Delta V) \quad (2.45)$$

$$\Lambda = \frac{\Delta V}{\sigma} = \left[\frac{2}{N_0} (E_{s_1} + E_{s_0} - 2\rho\sqrt{E_{s_1} E_{s_0}}) \right]^{1/2} \quad (2.46)$$

$$\Lambda = 2\sqrt{\frac{E_s}{N}} (1 - \rho) \quad (2.47)$$

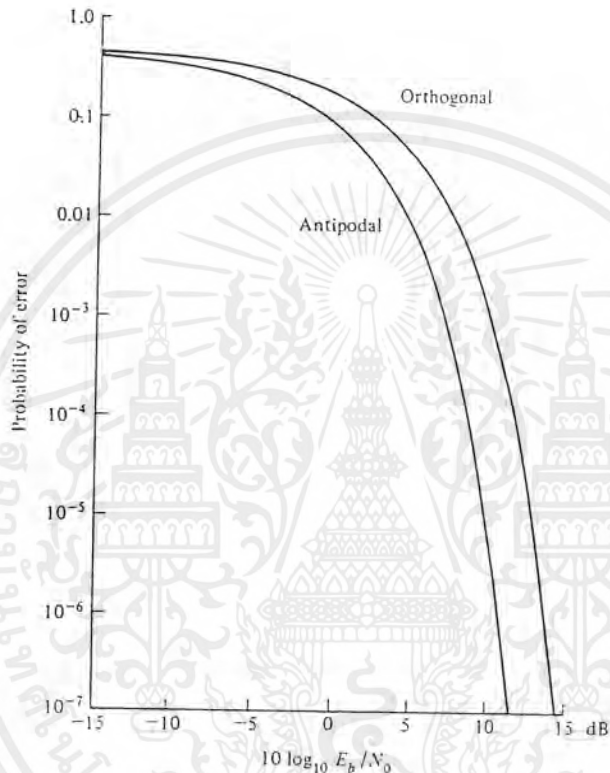
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาในเชิงสถิติ ค่า ρ ของสัญญาณ Orthogonal จะมีค่าเท่ากับ 0 ในขณะที่สัญญาณแบบ Antipodal จะมีค่า ρ เท่ากับ -1

$$P_e = Q(\Lambda) \quad (2.48)$$

จากสมการจะพบว่าถ้า ρ ยิ่งมีค่ามาก ก็จะทำให้ค่า Λ มีค่าน้อยลง แต่ก็ทำให้ค่าความน่าจะเป็นในการเกิดการผิดพลาดมีค่ามากขึ้นด้วย

สรุป สัญญาณแบบ Orthogonal จะมี P_e มากกว่าสัญญาณแบบ Antipodal



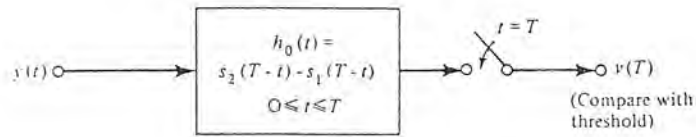
รูปที่ 2.10 กราฟความน่าจะเป็นในการรับข้อมูลผิดพลาดระหว่างสัญญาณ Orthogonal และ antipodal

สรุป

ในการสร้าง Match Filter ขึ้นเพื่อการ detect สัญญาณทางด้านรับนั้นจำเป็นที่จะต้องเริ่มจากการสร้างเงื่อนไขของ Filter ขึ้นก่อนเพื่อทำการหาค่าผลตอบสนอง หลังจากนั้นก็คำนวณหาค่าความน่าจะเป็นในการเกิดการผิดพลาด ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าพลังงานของพัลส์ และค่า RMS ของสัญญาณรบกวนเท่านั้น ทำให้เราสามารถเลือกใช้สัญญาณพัลส์แบบใดในการส่งก็ได้ซึ่งจะมีผลดีในการพิจารณาเรื่องของ Bandwidth และ Inter Symbol Interference (ISI) ด้วย

ในหัวข้อที่ผ่านมาจะเป็นการพิจารณาในแกนความถี่ ส่วนในหัวข้อนี้จะเป็นการพิจารณาในแกนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แสดงเครื่องรับแบบ Match Filter

จากสมการที่

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \tag{2.49}$$

$$h(t) = g(t_0 - t) \tag{2.50}$$

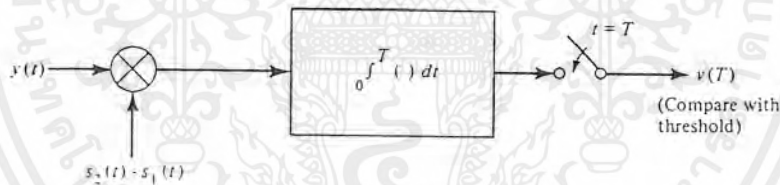
$$h(t - \tau) = g(T - t + \tau) \tag{2.51}$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)g(T - t + \tau)d\tau \tag{2.52}$$

$$y(T) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)g(\tau)d\tau \tag{2.53}$$

$$y(T) = \int_0^T x(\tau)g(\tau)d\tau \tag{2.54}$$

โดย $y(T)$ คือค่าเอาท์พุทของสัญญาณที่เวลา T และจากสมการ.....สามารถเขียนเป็น Block Diagram ได้ดังรูป



รูปที่ 2.12 แสดงเครื่องรับแบบ Correlation

2.7 SUBOPTIMUM FILTER

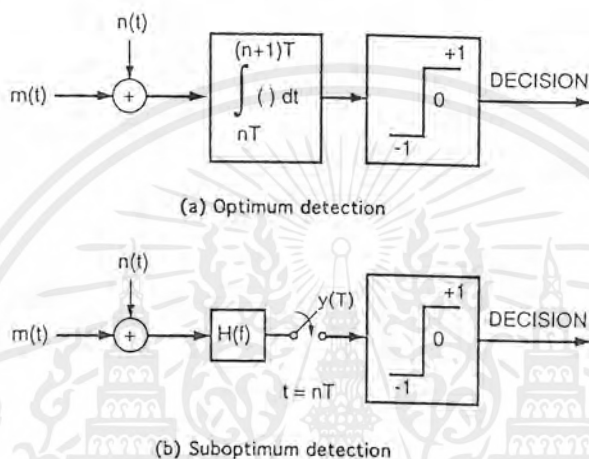
ในการออกแบบวงจรกรองความถี่นั้น สิ่งสำคัญก็คือการสร้างเงื่อนไขที่เหมาะสมเพื่อที่จะทำให้ค่าของ P_c น้อยที่สุด แต่ในกรณีของ Suboptimum จะทำการออกแบบเพื่อให้ได้ค่า Λ มีค่าใกล้เคียงกับ Λ_{max} เพื่อให้ได้ค่า P_c มีค่าที่น้อยที่สุดเท่านั้น

วงจรง่าย ๆ ที่สามารถนำมาใช้เป็นวงจร Suboptimum Filter ได้แก่ วงจร RC แต่การใช้วงจร RC ก็มีข้อเสียบางประการเช่น การเกิด ISI เป็นต้น

ตารางเปรียบเทียบค่า RC และผลของ ISI ที่เกิด และค่าของ Λ

ค่าของ RC	ISI(dB)	Λ (dB)
$T_0/1.26$	-11	-0.9
$T_0/2.3$	-20	-1.55
$T_0/3.43$	-30	-2.63

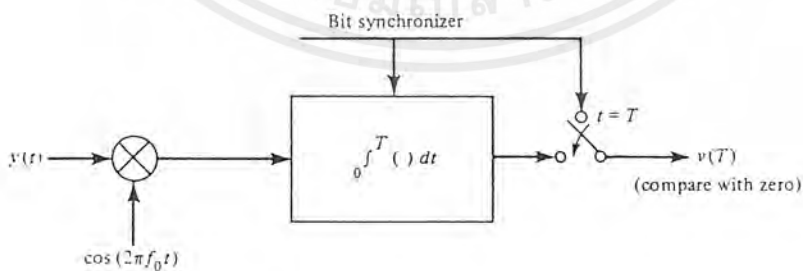
สรุปได้ว่า ยิ่งค่าของ RC มีค่าลดลง ก็จะทำให้ค่าของ ISI ลดลงด้วย แต่ก็ทำให้ค่า Λ มีค่าลดลงเช่นกัน เป็นผลให้ค่าความน่าจะเป็นในการเกิดการผิดพลาดมีค่าสูงขึ้นด้วย



รูปที่ 2.13 แสดงวงจร Suboptimum

2.8 INTEGRATOR AND DUMP

เป็นวงจรย่อยที่ทำหน้าที่คล้ายประจุให้กับตัว Capacitor ใน Filter หลังจากการตัดสินใจสัญญาณเสร็จเพื่อลดค่าของ ISI ลงซึ่งจะให้ไม่ต้องลดค่าของ RC ลงทำให้ค่าความน่าจะเป็นในการเกิดการผิดพลาดไม่เพิ่มขึ้นอีกด้วย



รูปที่ 2.14 แสดงวงจร Integrator-Dump

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

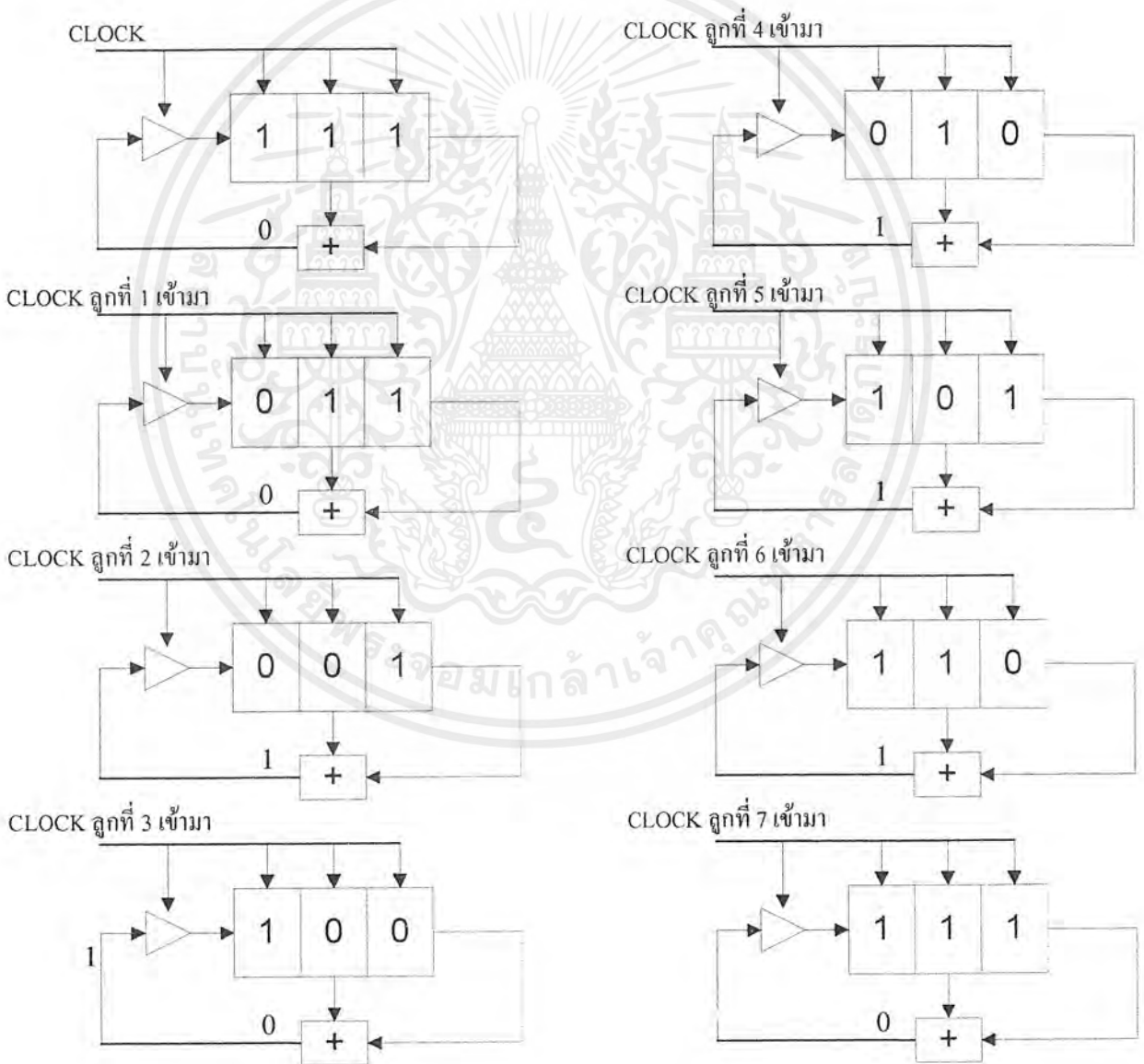
2.9 อัตราส่วนของสัญญาณ ต่อ สัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio)

เป็นค่าดัชนีที่ใช้ในการแสดงคุณภาพของสัญญาณว่าถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนมากน้อยเพียงใด แต่ไม่สามารถใช้แสดงให้รู้ถึงความถี่ของระบบได้ ค่า SNR นี้จะใช้สำหรับสัญญาณในระบบ analog เท่านั้น ไม่สามารถใช้กับระบบ digital สามารถเขียนสมการแทนความสัมพันธ์ได้ว่า

$$\frac{S}{N} = \frac{S^2(t)}{N^2(t)} \tag{2.55}$$

$$\frac{S}{N} |_{dB} = 20 \log\left(\frac{S}{N}\right) \tag{2.56}$$

2.10 หลักการ PN-SEQUENCE



รูปที่ 2.15 แสดงขั้นตอน

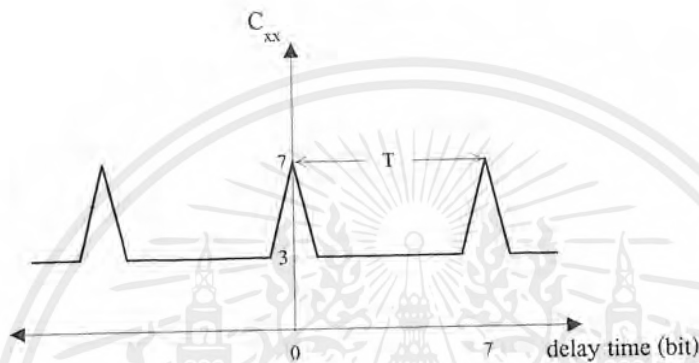
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป ถ้ากำหนดให้สัญญาณเริ่มแรกเป็น 111 เมื่อผ่านเข้าวงจร PN-Sequence แล้วเอาที่พุดค่าแรก จะมีค่าเท่ากับ 110 และจะมีค่าเป็น 100, 001, 010, 101, 011 และ 111 ตามลำดับ โดยจะสังเกตได้ว่า ค่าของเอาต์พุตจะมีทั้งหมด 7 ค่า ก่อนที่จะวนกลับมาสู่ค่าแรกซึ่งเราจะสามารถเขียนสมการแทนตามสัมพันธ์ระหว่างจำนวนบิต และ ค่าเอาต์พุตได้ดังนี้

$$N = 2^n - 1$$

N = จำนวนเอาต์พุต

n = จำนวนบิต



รูปที่ 2.16 แสดงค่าของเอาต์พุตของวงจร PN-Sequence

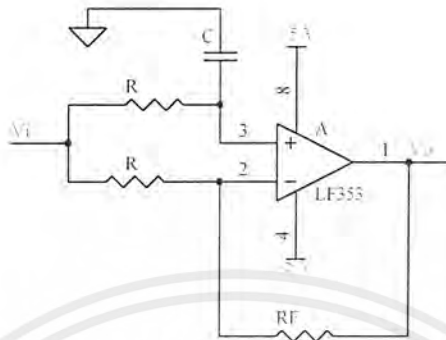
หลักการ PN-Sequence กับ Digital Correlator

ในโครงการงาน Digital Correlator Based on DSP นี้จะอาศัยหลักการของ PN-Sequence มาใช้เพื่อสร้างอุปกรณ์ขึ้น

จากหัวข้อที่ผ่านมาจะพบว่าค่าเอาต์พุตที่ได้นั้นจะมีค่าไม่แน่นอน แต่จะมีค่าสูงสุดเพียง 1 ค่าเท่านั้น และช่วงระยะเวลาที่ค่าเอาต์พุตของสัญญาณมีค่าสูงสุดก็จะมีค่าคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.16 จากหลักการดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับหลักการ Correlate ของสัญญาณได้ เพราะว่าการหาความสัมพันธ์ของสัญญาณนั้นก็จะมีจุดที่ Correlate กันมากที่สุด และห่างกันในระยะเวลาที่คงที่(คาบของสัญญาณ) ดังแสดงในรูปที่ 2.1

2.11 วงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟสเป็นวงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตหรือเป็นการหน่วงเวลาสัญญาณอินพุตให้ช้าลง ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรเลื่อนเฟส

จากรูปที่ 2.17 เมื่อกำหนดให้ค่าของ $R_1 = R_F$ จะได้สมการ output voltage (V_o) ได้ดังต่อไปนี้

$$V_o = \frac{-V_{in} + \frac{-jX_c}{R} V_{in(2)}}{R - jX_c} \quad (2.57)$$

โดยที่ $-j = 1/j$

$$X_c = 1/2\pi f_c$$

f = ความถี่ที่จะใช้ในการ Shift

แทนค่าของ $-j$ และ X_c จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$V_o = V_i \left(-1 + \frac{2}{j2\pi fRC - 1} \right) \quad (2.58)$$

$$V_o = \frac{1 - j2\pi fRC}{1 - j2\pi fRC}$$

$$V_i = \frac{1 - j2\pi fRC}{1 - j2\pi fRC}$$

สามารถคำนวณหาค่าของมุม วงจรเลื่อนเฟสได้จากสมการ

$$\phi = -2 \tan^{-1}(2\pi fRC) \quad (2.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 วงจร Band Pass Filter (BPF)

วงจร BPF สามารถแบ่งได้ 2 ชนิดคือ wide band pass และ narrow band pass filter โดยสามารถดูได้จากค่า Quality factor (Q) ถ้าค่า Q น้อยกว่า 10 เรียกว่าวงจร wide band pass filter และถ้าค่า Q มากกว่า 10 เรียกว่า narrow band pass filter สามารถหาค่า Q ได้จากสมการ

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}}$$

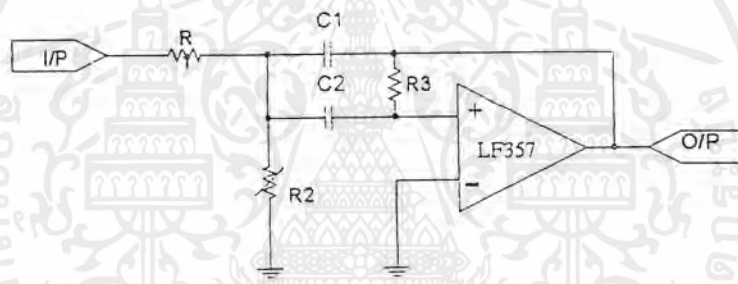
$$= \frac{f_0}{f_H - f_L}$$

โดยที่ f_0 คือ ความถี่กึ่งกลาง

BW คือ แบนวิท

สำหรับ wide band filter สามารถหา ความถี่กึ่งกลางได้จากสมการ

$$f_0 = \sqrt{f_H f_L}$$



รูปที่ 2.18 แสดงวงจร wide band pass filter

วงจร filter ชนิดนี้จะมีค่าแรงดันสูงสุด (v_{max}) อยู่ที่ความถี่หนึ่งซึ่งเราเรียกว่าความถี่ รีโซแนนซ์ (f_0) และจุดที่เอาท์พุทโวลเตจมีค่า $0.707 V_{max}$ นั้นจะมี 2 ค่าเรียกว่า high cutoff frequency (f_H, f_L) และช่วงระหว่างความถี่ f_H และ f_L เรียกว่าแบนวิทซ์ (B)

$$B = f_H - f_L$$

จากวงจรจะเห็นว่าใช้ op-amp เพียงตัวเดียวโดยต่อแบบ multiple feedback โดยทั่วไปในการออกแบบ wide band เราสามารถหาความสัมพันธ์ของ f_0 กับ Q ซึ่งมีสมการดังนี้ในการออกแบบ จะกำหนด $C_1, C_2 = C$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C A_F}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_0 C (2Q^2 - A_F)}$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ A_f เป็นเกณฑ์ความถี่กลางหาได้จากสมการ

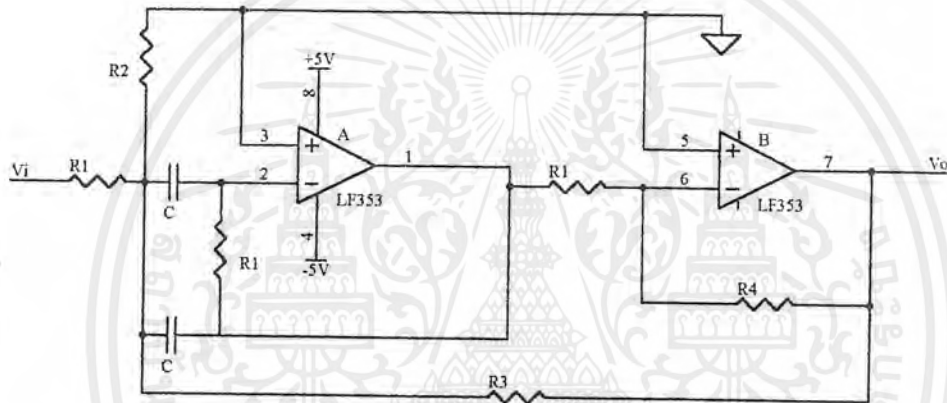
$$A_f = \frac{R_2}{2R_1}$$

ดังนั้น $A_f < 2Q^2$

จากวงจรในรูปสามารถเปลี่ยนค่าความถี่กลาง f_0 ไปเป็น f_0' ได้โดยไม่ต้องเปลี่ยนแกนและแบนด์วิทใหม่ แต่ทำการเปลี่ยนค่า R_2 ไปเป็น R_2' ซึ่ง R_2' หาได้จาก

$$R_2' = R_2 \frac{[f_0']^2}{[f_0]^2}$$

สำหรับวงจร band pass filter แบบ narrow band pass filter คือค่า Q มากกว่า 10 อาจใช้วงจรแบบ Positive Feedback Band-Pass Filter

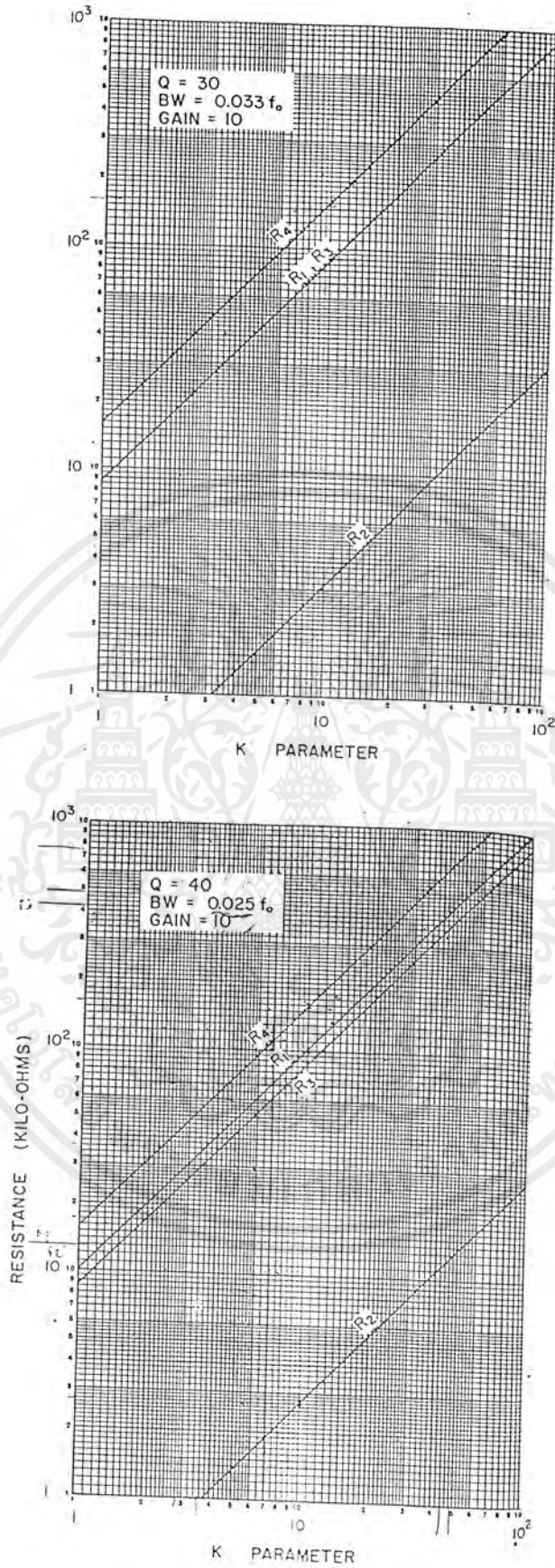


รูปที่ 2.19 วงจร Positive Feedback Band-Pass Filter

สำหรับการออกแบบจะกำหนดความถี่ที่ต้องการ กำหนดค่า Q หรือ BW และเกณฑ์ที่ต้องการขั้นตอนในการออกแบบมีดังนี้

1. เลือกค่า C และหาค่า K จากรูปที่ 2.20
2. ใช้ค่า K ที่หาได้จากข้อ 1 มาหาค่าความต้านทานจากรูปที่ 2.21 ซึ่งค่าความต้านทานนี้จะขึ้นอยู่กับค่า Q, BW และเกณฑ์ที่เรากำหนด
3. เลือกค่าความต้านทานให้ตรงตามกราฟแล้วทำการสร้างวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



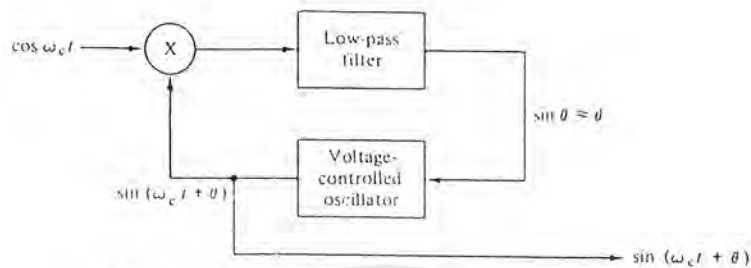
รูปที่ 2.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานเทียบกับ K parameter เมื่อ

a) $Q = 30$ b) $Q = 40$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 The Phase - Locked Loop

ปัญหาที่เกิดขึ้นในการติดต่อสื่อสารคือ การ Synchronize ของสัญญาณการใช้ Narrow Band-pass Filter ที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้ เราเรียกวิธีการนี้ว่า Phase-Locked Loop (PLL)



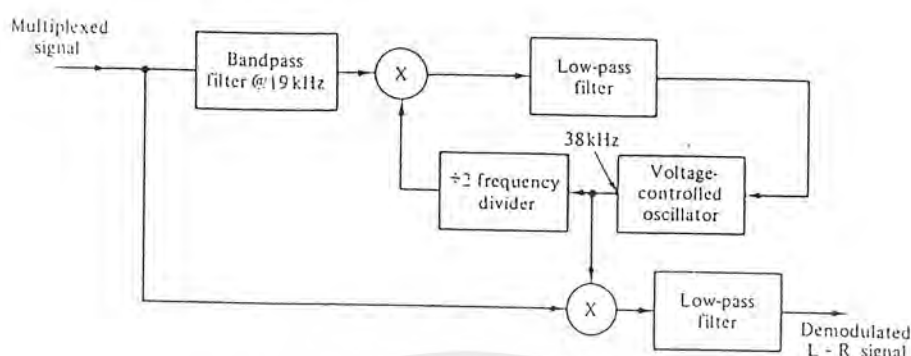
รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของ Phase Locked Loop

หลักพื้นฐานโดยทั่วไปประกอบไปด้วย Signal Multiplier (Balance Modulator) Low-pass Filter และ Voltage Controlled Oscillator (VCO) ดังแสดงในรูปที่ 2.22 วิธีการนั้นเริ่มจาก VCO จะ generate ความถี่ที่มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณที่เข้ามาคือ $\cos \omega_c t$ เราทำการ modulate สัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกัน สัญญาณที่ได้ในช่วงความถี่ต่ำนั้นจะอยู่ในรูปผลต่างเฟส ระหว่างสัญญาณที่เข้ามา กับสัญญาณ Output จาก VCO จะเห็นได้ว่าผลต่างเฟสที่ได้จะมีขนาดน้อยลงในแต่ละครั้ง ทำให้เราได้สัญญาณที่ Synchronize กัน

ช่วง Bandwidth ของ Phase - Locked Loop นั้นถูกควบคุมโดย Low-pass Filter ที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีขนาดเล็กได้ ในทางปฏิบัตินั้น เราสามารถทำได้เพียงส่วนหนึ่งเท่านั้น เพราะถ้าสัญญาณมีช่วง Bandwidth ที่แคบเกินไป จะไม่สามารถกำหนดสัญญาณได้ ในระบบ Phase - Locked Loop นั้นจะใช้ไม่ได้กับสัญญาณที่ไม่เป็น non - linear เพราะเราไม่สามารถทำการกำหนดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่อง

Phase - Locked Loop ที่ใช้ในระบบสื่อสารนั้นมีมากมายหลายรูปแบบที่ใช้งานเราจะได้กล่าวถึงต่อไป เมื่อพิจารณารูปที่ 2.23 จะแสดง Block Diagram ของระบบการ Demodulation ของ Stereo Multiplexing จะสังเกตเห็นได้ว่าใช้วงจรหารความถี่ของสัญญาณที่ออกจาก VCO เทคนิคเราจะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



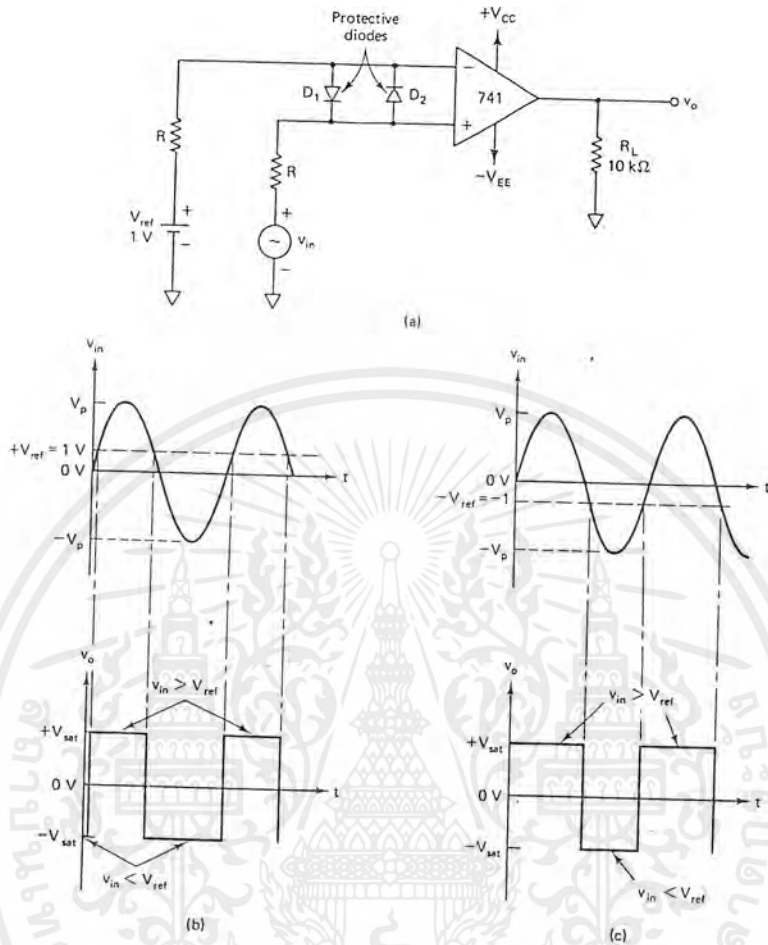
รูปที่ 2.23 Phase Locked Loop stereo Demodulator

จากที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นคือ การทำให้เกิดการ Synchronize นั้นมีหลายวิธีการด้วยกัน ขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งาน โดยหลักการทั่วไปนั้นเป็นการป้อนกลับความถี่ ในระบบการป้อนกลับนั้นจะประกอบด้วยส่วนที่เป็น Forward และ Reverse โดยมากจะเป็นการป้อนกลับแบบ ลบ

2.14 วงจร Comparator

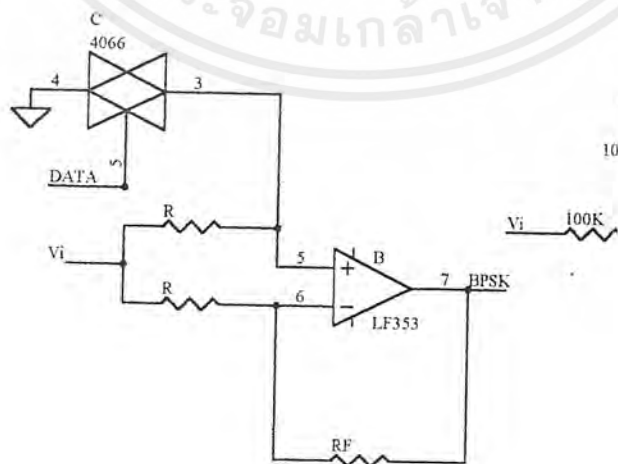
จากรูปที่ 2.24 (a) แสดงวงจรออปแอมป์ที่ทำเป็น Comparator โดยกำหนดค่า V_{ref} เป็น I V. เข้าที่ขั้วลบของออปแอมป์ และสัญญาณอินพุตเข้าที่ขั้วบวกของออปแอมป์ วงจรนี้เรียกว่า Noninverting comparator หลักการทำงานของวงจรคือ ถ้าสัญญาณอินพุตมีค่ามากกว่าค่า V_{ref} จะได้อเอาต์พุตโวลต์เทจมีค่าเท่ากับ $+V_{sat}$ (ประมาณ $+V_{cc}$) และถ้าสัญญาณอินพุตมีค่าน้อยกว่าค่า V_{ref} จะได้อเอาต์พุตโวลต์เทจมีค่าเท่ากับ $-V_{sat}$ (ประมาณ $-V_{EE}$) ดังรูปที่ ... (b,c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 a) Noninverting comparator b) เมื่อ V_{ref} มีค่าบวก c) เมื่อ V_{ref} มีค่าลบ

2.15 วงจร Binary Phase Shift Keying (BPSK)



รูปที่ 2.25 แสดงวงจร BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

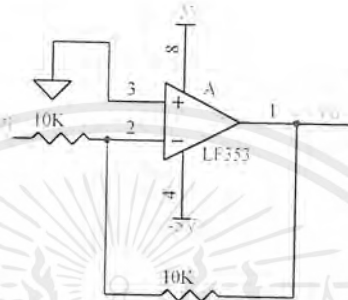
จากรูปที่ 2.25 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณ BPSK เราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรได้ดังนี้
กรณีข้อมูลเป็น “1”

$$V_o = -\cos(\omega_c t) \quad \text{จะเข้ารหัสมุม 180 องศา}$$

กรณีข้อมูลเป็น “0”

$$V_o = \cos(\omega_c t) \quad \text{จะเข้ารหัสมุม 0 องศา}$$

2.16 วงจร Inverting Amplifier



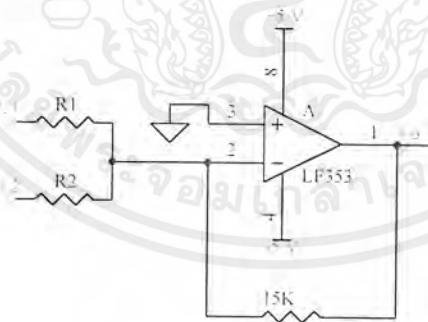
รูปที่ 2.26 วงจร Inverting Amplifier

$$\frac{0-V_{in}}{R_E} + \frac{0-V_o}{R_F} = 0$$

$$\frac{-V_{in}}{R_E} = \frac{V_o}{R_F}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{R_F}{R_E}$$

2.17 วงจร Summing Amplifier



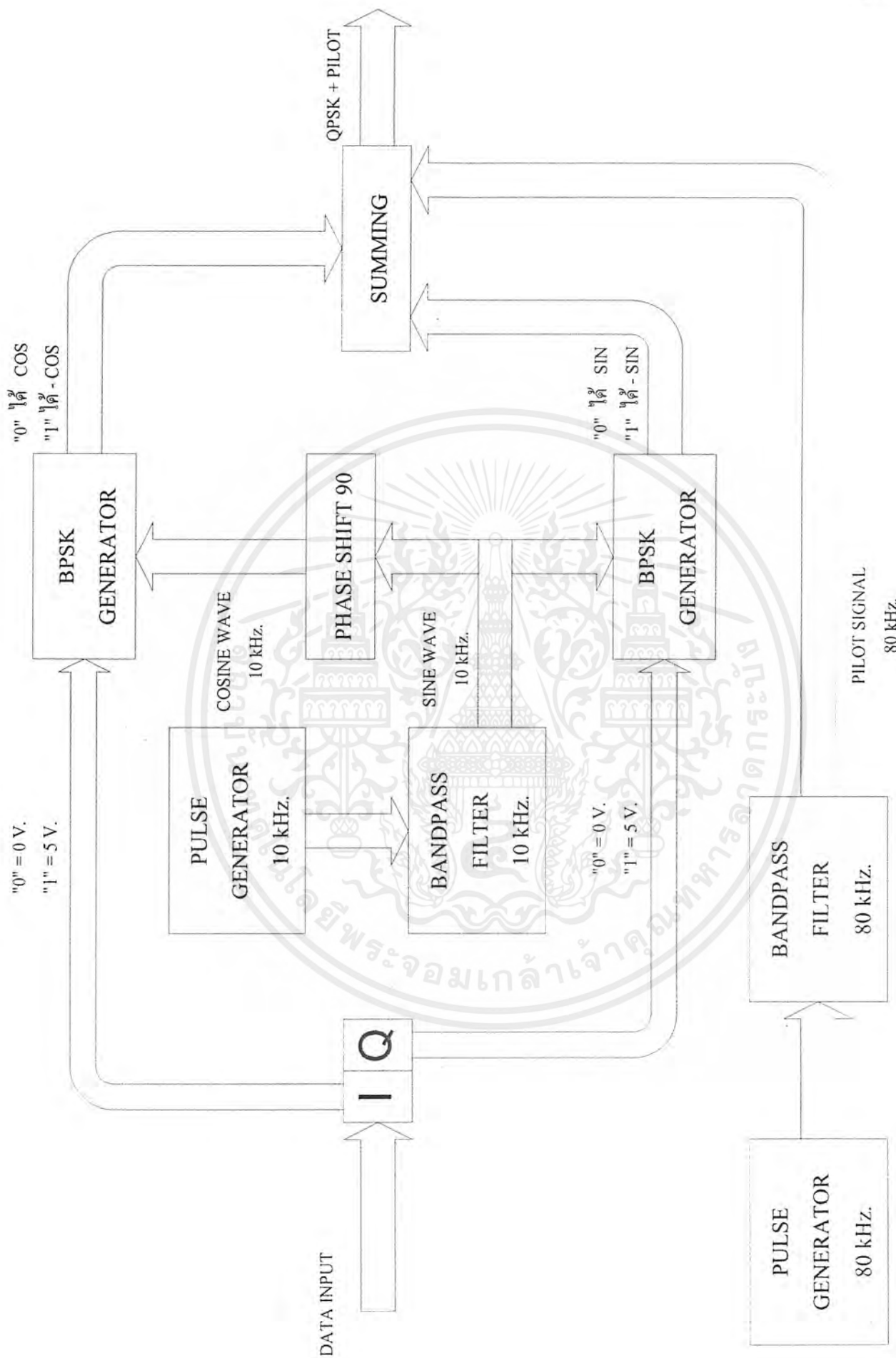
รูปที่ 2.27 วงจร Summing Amplifier

$$\frac{0-V_1}{R_1} + \frac{0-V_2}{R_2} + \dots + \frac{0-V_N}{R_N} + \frac{0-V_o}{R_F} = 0$$

$$V_o = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_N}{R_N} \right)$$

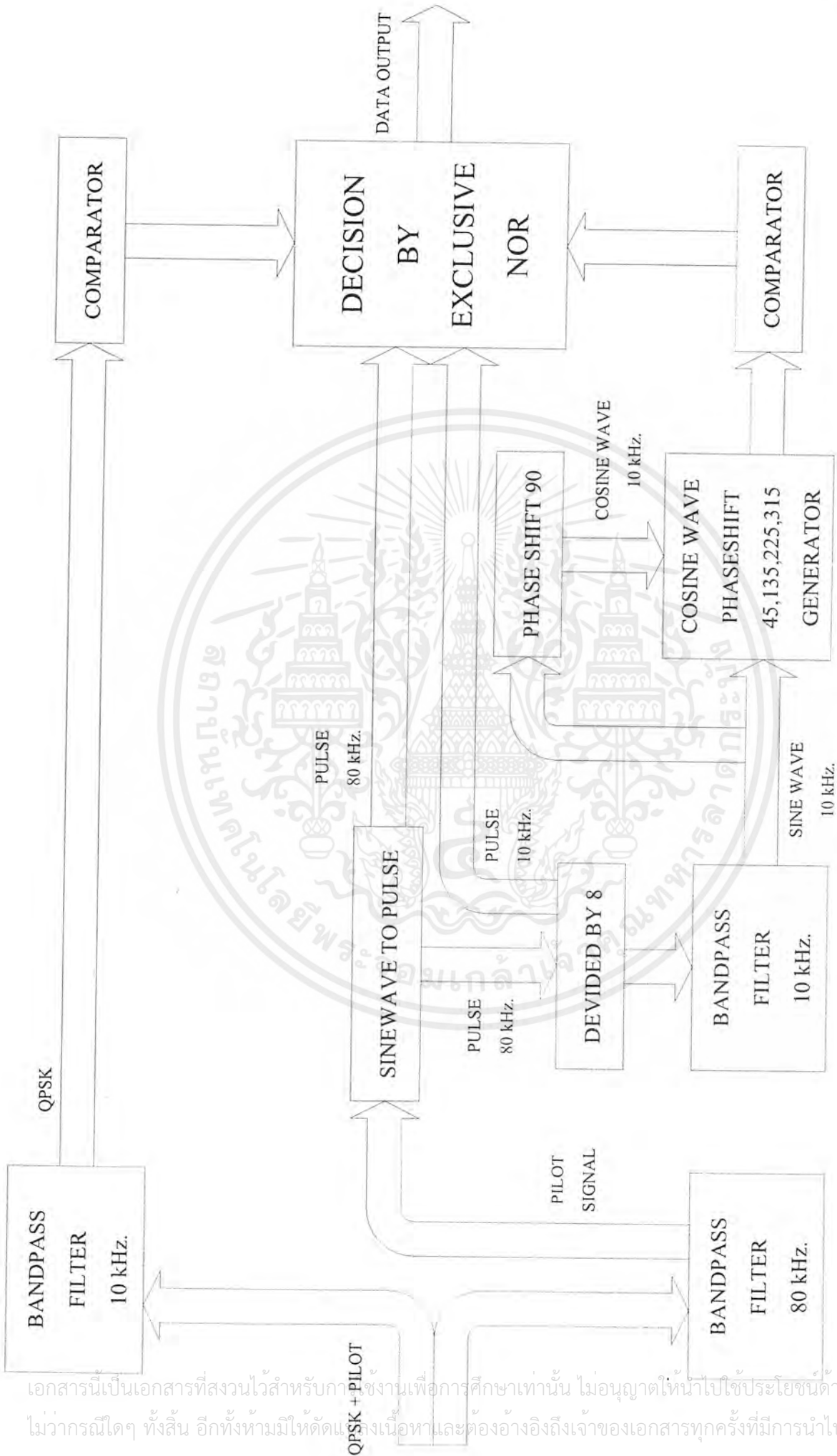
ถ้าในการออกแบบให้ $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$
จะได้ $V_o = -\frac{R_F}{R} (V_1 + V_2 + \dots + V_N)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 Block Diagram ทางต้นส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 Block Diagram ทางตัวรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

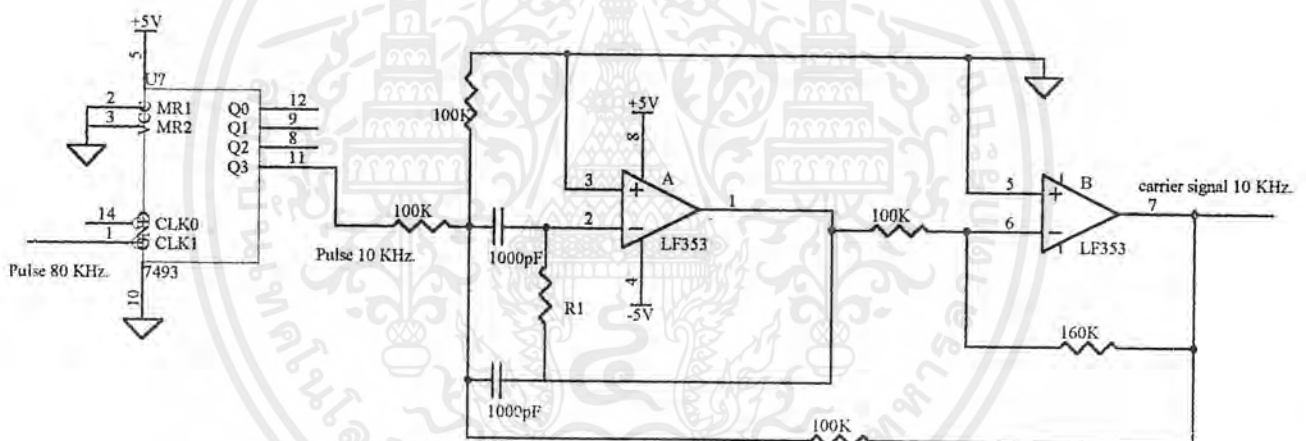
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

โครงสร้างทางด้านภาคส่ง

3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ พาหะ 10 kHz.

ในการกำเนิดสัญญาณพาหะเพื่อใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ QPSK เราจะสร้างโดยการสร้างสัญญาณ Clock 80 kHz. โดยใช้ PLL ในภาคของ VCO หลังจากนั้นเราจะทำการหารความถี่จาก Pulse 80 kHz. ให้เหลือ 10 kHz. แล้วผ่านวงจร Band pass filter (BPF) ที่มีความถี่กลาง 10 kHz.. เพื่อสร้างสัญญาณ sine 10 kHz. โดยใช้หลักการที่ สัญญาณ Pulse ความถี่ f ประกอบด้วยสัญญาณ sine ที่มี Harmonic เป็น $f, 3f, 5f, 7f \dots$ หลังจากนั้นก็ผ่านวงจร phase shift เพื่อเลื่อนเฟสของสัญญาณ sine ที่ได้ให้ตรงกับสัญญาณ Pulse 10 kHz. ก่อนผ่าน BPF รูปวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.3

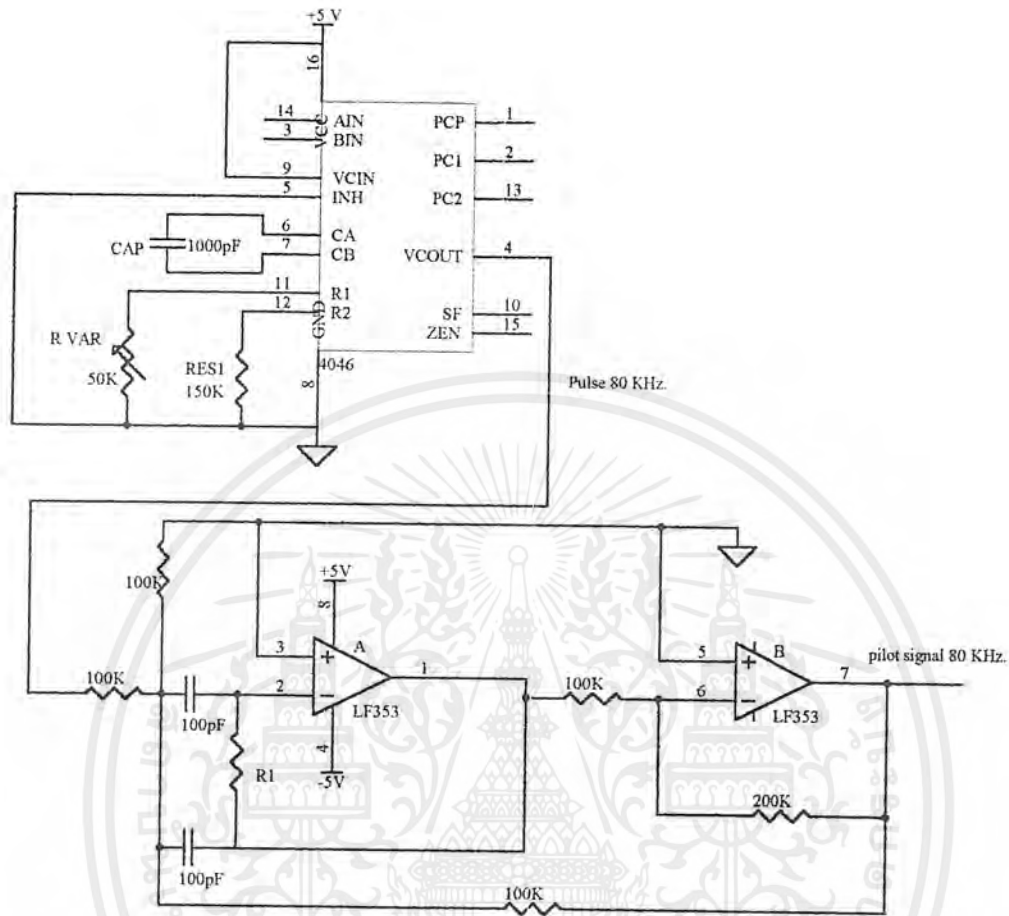


รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณพาหะ 10 kHz.

3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณนำร่อง 80 kHz.

ในการกำเนิดสัญญาณนำร่องรวมไปกับสัญญาณพาหะเพื่อใช้ในการ Recovery สัญญาณ Clock ให้ซิงโครนัสกับทางด้านส่ง เราจะสร้างโดยการสร้างสัญญาณ Clock 80 kHz. โดยใช้ PLL ในภาคของ VCO แล้วผ่านวงจร Band pass filter (BPF) ที่มีความถี่กลาง 80 kHz.. เพื่อสร้างสัญญาณ sine 80 kHz. โดยใช้หลักการเกี่ยวกับการสร้างสัญญาณพาหะ หลังจากนั้นก็ผ่านวงจร phase shift เพื่อเลื่อนเฟสของสัญญาณ sine ที่ได้ให้ตรงกับสัญญาณ Pulse 80 kHz. ก่อนผ่าน BPF รูปวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณนำร่อง 80 kHz.

3.3 วงจร Band pass filter 10 และ 80 kHz.

วงจร Band pass filter แบบ narrow band filter ในการออกแบบใช้วงจร Positive Feedback Band – Pass Filter เมื่อกำหนดค่า Q และ f_0 สามารถทำการออกแบบได้โดย

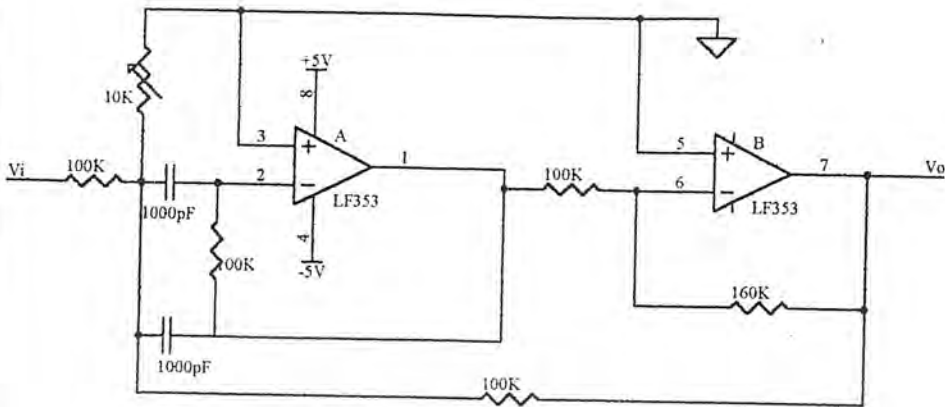
(1) เมื่อกำหนด $Q = 30$, $f_0 = 10k$

จากรูปที่ 2.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง K parameter เทียบกับความถี่ เมื่อ $f_0 = 10k$ เลือกค่า $C = 0.001 \mu F$ ได้ค่า $K = 10$ จากรูปที่ 2.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานเทียบกับ K parameter เมื่อกำหนด $K = 10$ จะได้ $R_1, R_3 = 90k$, $R_2 = 3k$, $R_4 = 160k$

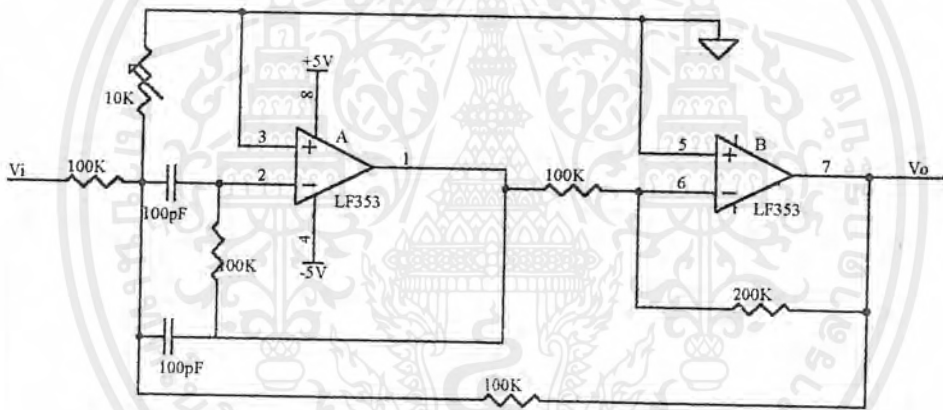
(2) เมื่อกำหนด $Q = 30$, $f_0 = 80k$

จากรูปที่ 2.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง K parameter เทียบกับความถี่ เมื่อ $f_0 = 80k$ เลือกค่า $C = 100 \text{ pF}$ ได้ค่า $K = 12$ จากรูปที่ 2.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานเทียบกับ K parameter เมื่อกำหนด $K = 12$ จะได้ $R_1, R_3 = 110k$, $R_2 = 4k$, $R_4 = 200k$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจร Band pass filter 10 kHz.



รูปที่ 3.6 แสดงวงจร Band pass filter 80 kHz.

3.4 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

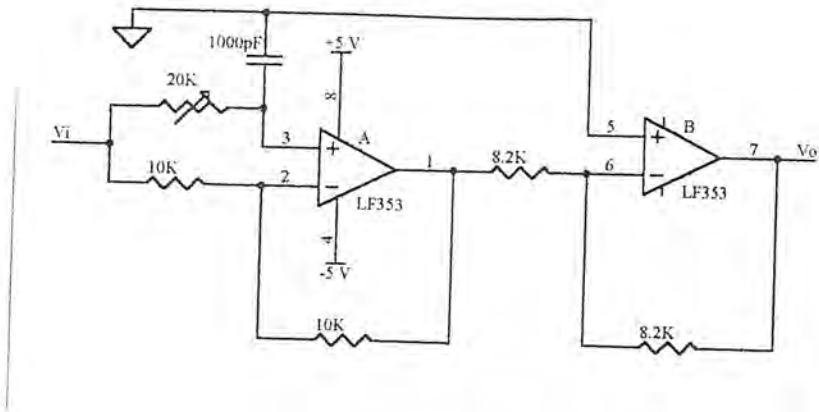
จากหัวข้อในบทที่ 2 เรื่องวงจรเลื่อนเฟส เราสามารถนำมาหาค่าอุปกรณ์ในการสร้างวงจรเลื่อนเฟส 90 องศาได้โดยทำการเลื่อนเฟสไป 270 องศา แล้วทำการใช้วงจร Inverting Amplifier กลับเฟส 180 องศาอีกครั้งหนึ่ง โดยกำหนดค่า ตัวเก็บประจุ และค่าของความถี่ที่ต้องการในการสร้างวงจรเลื่อนเฟส 270 องศาจากสมการที่ ---

$$R = 1 / 2\pi fC$$

กำหนดค่า $f = 10 \text{ kHz}$. กำหนดค่า $C = 1000 \text{ pF}$

$$R = 1 / (2\pi * 10 * 10^3 * 1000 * 10^{-12})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

3.5 BPSK Generator

เนื่องจากสัญญาณ QPSK สร้างจากการนำสัญญาณ sine และสัญญาณ cosine มาทำการบวกกันจะสามารถสรุปได้ดังนี้

$$(-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t) / \sqrt{2} = \cos(\omega_c t + 45)$$

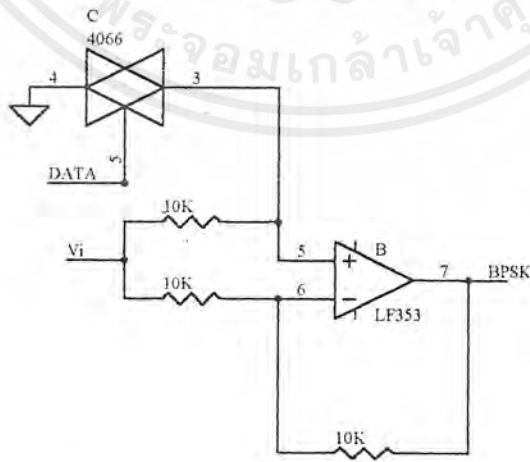
$$(-\sin\omega_c t - \cos\omega_c t) / \sqrt{2} = \cos(\omega_c t + 135)$$

$$(\sin\omega_c t - \cos\omega_c t) / \sqrt{2} = \cos(\omega_c t + 225)$$

$$(\sin\omega_c t + \cos\omega_c t) / \sqrt{2} = \cos(\omega_c t + 315)$$

ดังนั้นเราจะสร้างวงจร BPSK เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 180 องศา คือ sin กับ -sin และ cos กับ -cos โดยใช้ Data เป็นตัวควบคุม (Data จาก register I จะควบคุมสัญญาณ cos ส่วน Data จาก register Q จะควบคุมสัญญาณ sin) แล้วนำไปสัญญาณที่ได้จาก BPSK ทั้งสองส่วนไปเข้าในวงจรรวมสัญญาณ วงจร BPSK ที่ใช้ในการทดลองแสดงได้ดังรูปที่

3.8



รูปที่ 3.8 แสดงวงจร BPSK ที่ใช้ในการทดลอง

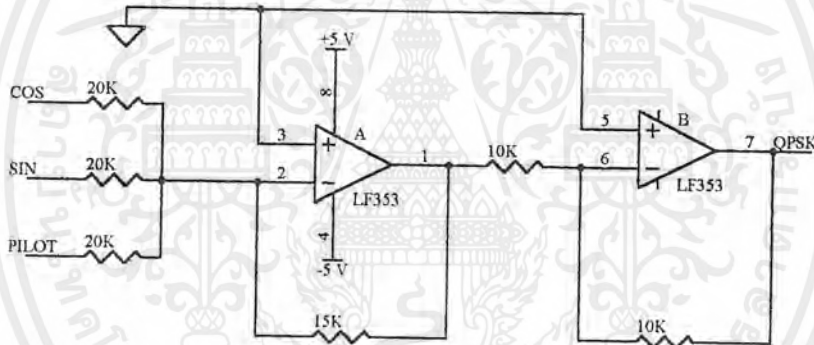
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับตารางแสดงค่ามมเฟสทั้ง 4 แบบแสดงได้ดังนี้

I	Q	มมเฟส(องศา)
0	1	45
1	1	135
1	0	225
0	0	315

3.6 วงจร Summing

เราจะใช้วงจร Summing ในการรวมสัญญาณ QPSK และสัญญาณนำร่องเข้าด้วยกันแสดงวงจรที่ทำการทดลองได้ดังรูปที่ 3.9 จะเห็นได้ว่าจะต่อส่วนของวงจร Inverting เข้าไปด้วยเพราะวงจร Summing เป็นแบบ inverting



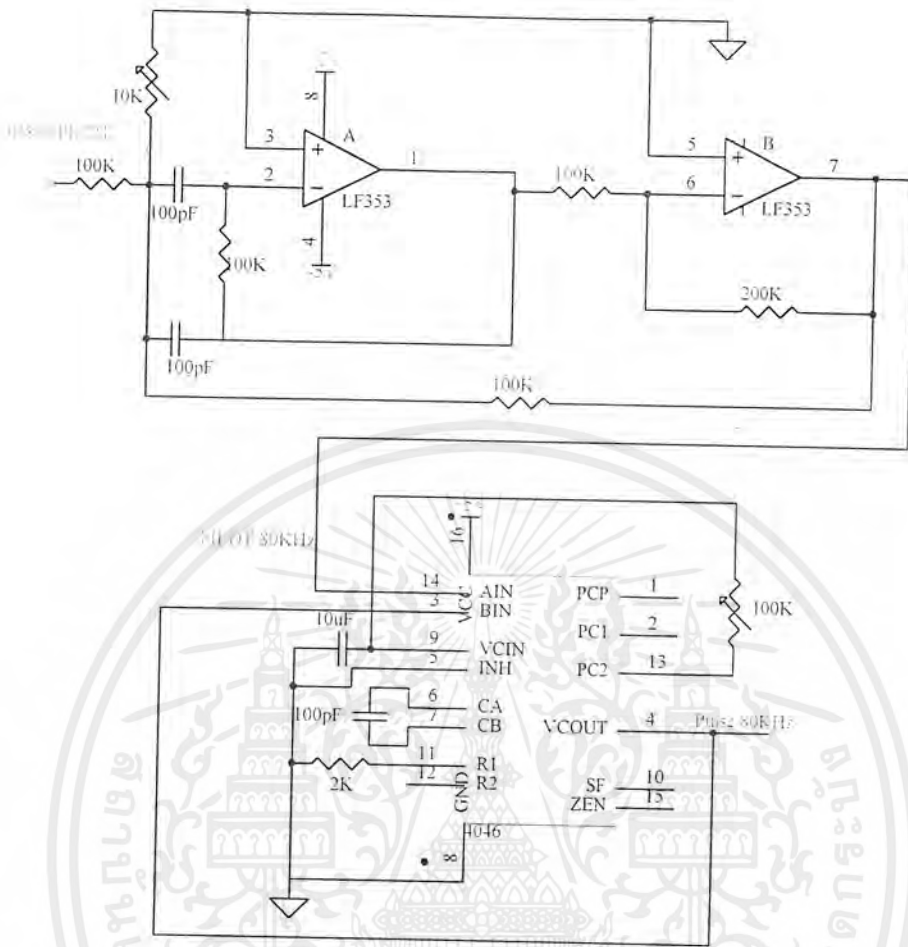
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Summing ที่ใช้ในการทดลอง

โครงสร้างทางภาครับ

3.7 วงจรกู้สัญญาณ Pulse 80 kHz.

สัญญาณที่รับได้จากทางด้านส่งจะประกอบไปด้วยสัญญาณ QPSK และสัญญาณนำร่อง เราจะใช้วงจร Band pass filter ความถี่กลาง 80 kHz. ในการกู้สัญญาณนำร่อง แล้วนำสัญญาณนำร่องไบแอสไฟดิซึเข้าให้สัญญาณนำร่องอยู่เหนือกราวด์ นำสัญญาณที่ได้ไปควบคุมวงจร PLL เพื่อสร้างสัญญาณ Pulse 80 kHz. ออกมาแสดงได้ดังรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณ Pulse 80 kHz.

3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณพาหะ 10 kHz.

นำสัญญาณ Pulse 80 kHz. ไปผ่านวงจรความถี่ให้เหลือ 10 kHz. แล้วผ่านวงจร Band pass filter ความถี่กลาง 10kHz. จะได้สัญญาณพาหะ 10 kHz. ออกมา แล้วนำไปผ่านวงจร phase shift เพื่อให้มีเฟสตรงกับสัญญาณนำร่องเพื่อไปใช้ในการสร้างสัญญาณเปรียบเทียบต่อไป รูปวงจรมีลักษณะเหมือนวงจรกำเนิดสัญญาณพาหะ 10 kHz. ทางด้านส่ง

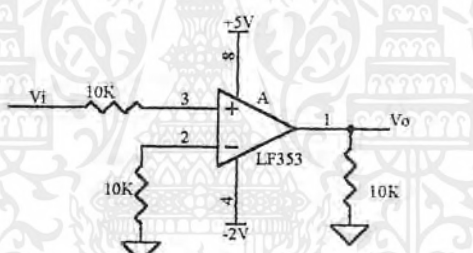
3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณ $\cos(\omega_c t + \theta)$ 4 สัญญาณ

เนื่องจากการ Digital Correlator โดยใช้หลักการ Correlator ของ PN Sequence โดยใช้ Exclusive nor ในการเปรียบเทียบสัญญาณ ในโครงงานเราจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณ QPSK ที่รับเข้ามากับสัญญาณ $\cos(\omega_c t + \theta)$ เมื่อมุม θ มีค่า 45, 135, 225, 315 องศาเราจึงต้องสร้างวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณดังกล่าว ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเราสัญญาณพาหะมาได้ เราจะนำสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดสัญญาณดังกล่าว ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเรารู้สัญญาณพาหะมาได้ เราจะนำสัญญาณ \sin ที่ได้ ไปผ่านวงจร phase shift 90 องศา จะได้สัญญาณ \cosine นำสัญญาณทั้งสองไปผ่านวงจร inverting จะได้สัญญาณ $-\sin$ และ $-\cos$ นำสัญญาณทั้งสองไปผ่านวงจร Summing เพื่อสร้างสัญญาณ $\cos(\omega_c t + \theta)$ ทั้งสี่มุมเฟส

3.10 วงจร Comparator

สัญญาณทั้ง 5 รูปคือสัญญาณ QPSK และ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + \theta)$ เมื่อมุม θ มีค่า 45 , 135 , 225 , 315 องศา เป็นสัญญาณอานาล็อก เราจะใช้วงจร Comparator ในการเสมือนว่าเปลี่ยนจากสัญญาณอานาล็อก เป็นสัญญาณที่มีระดับ 0 กับ 5V. โดยวงจรที่ทำการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่าที่ขา 4 ของไอซี LF 353 จะจ่ายด้วยไฟ -2 V เพื่อสัญญาณเอาต์พุตที่มีอินพุตมีค่าต่ำกว่า 0 มีค่าเข้าใกล้ 0 V. ซึ่งสามารถนำไปใช้กับไอซีทีทีแอลได้



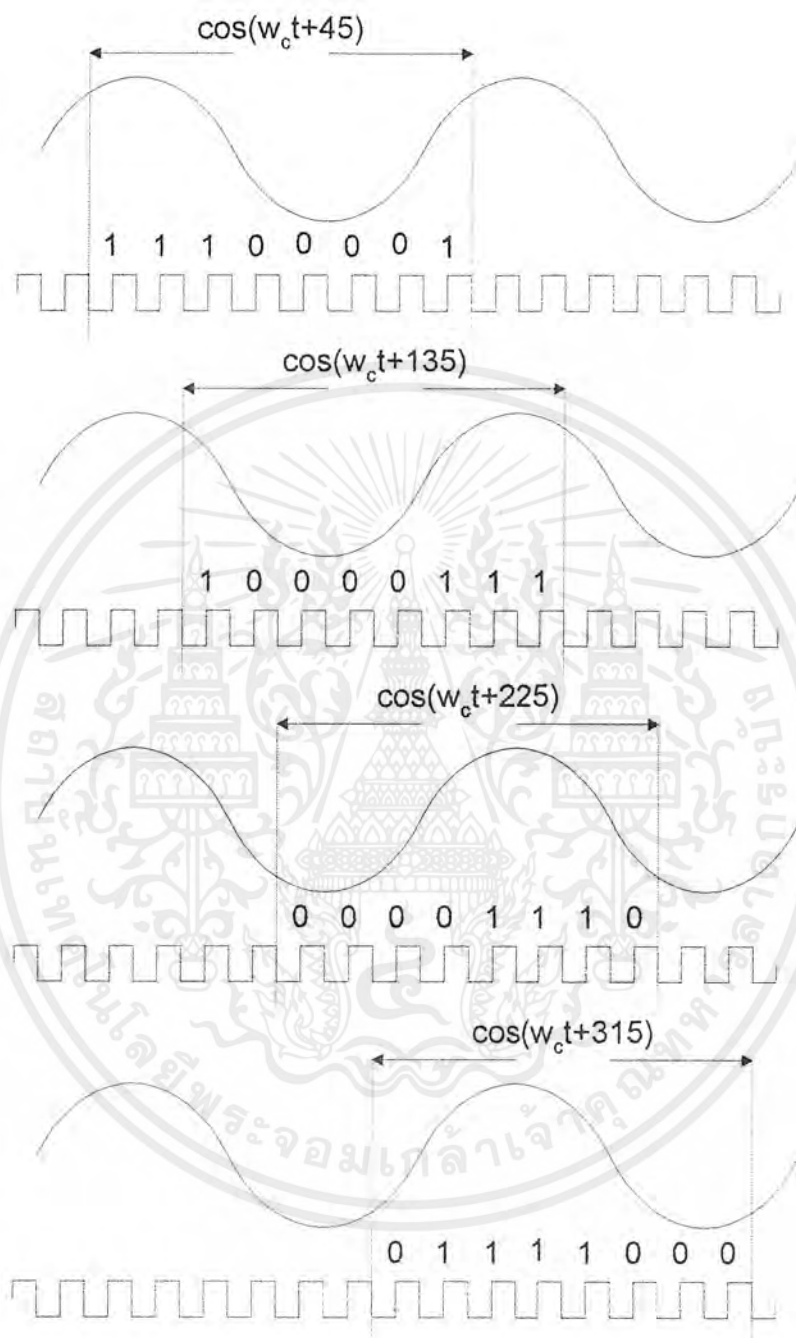
รูปที่ 3.11 แสดงวงจร Comparator ที่ใช้ในการทดลอง

3.11 วงจรเปลี่ยนสัญญาณ cosine 1 คาบให้เป็น Data 8 บิต

เมื่อทำการนำสัญญาณทั้ง 5 ชนิดผ่านวงจร Comparator สัญญาณที่ได้นำไปเข้า D FlipFlop ที่มีควมถี่ clock เป็น 8 เท่าของความถี่ของสัญญาณพาหะ จะได้ว่าเมื่อมีสัญญาณ cosine เข้ามา 1 คาบ จะได้ข้อมูล 8 บิต เพื่อใช้ในการ Exclusive or ต่อไป เช่น สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 45)$ 1 คาบ เมื่อทำการทริกด้วย clock 8 ลูกจะได้ข้อมูลที่ออกจาก D Flipflop แบบ Serial in Parallel out เป็น 11100001 แล้วนำไป Exclusive or เพื่อเปรียบเทียบต่อไป สำหรับก่ามุมเฟสอื่น ๆ แสดงได้ดังรูปที่

3.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

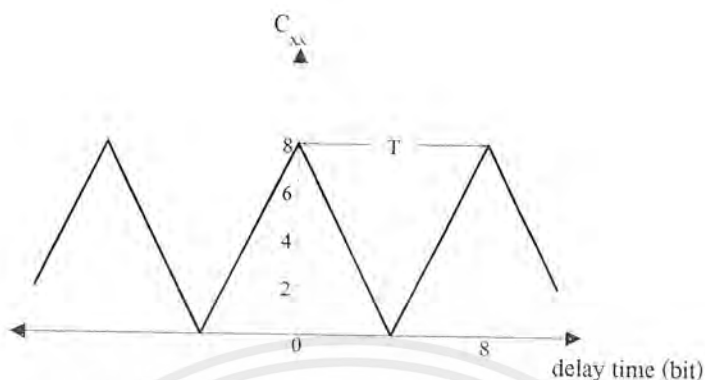


รูปที่ 3.12 แสดงการเปลี่ยนจากสัญญาณ cosine 1 คาบ เป็น Data 8 บิต

3.12 วงจร Exclusive nor

จากข้อมูลที่ออกจาก D Flipflop แบบ Serial in Parallel out สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 45)$ 1 คาบ เมื่อทำการทริกด้วย clock 8 ลูกจะได้ ข้อมูลเป็น 11100001 ถ้านำข้อมูลนี้มาหาค่า Auto correlation เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

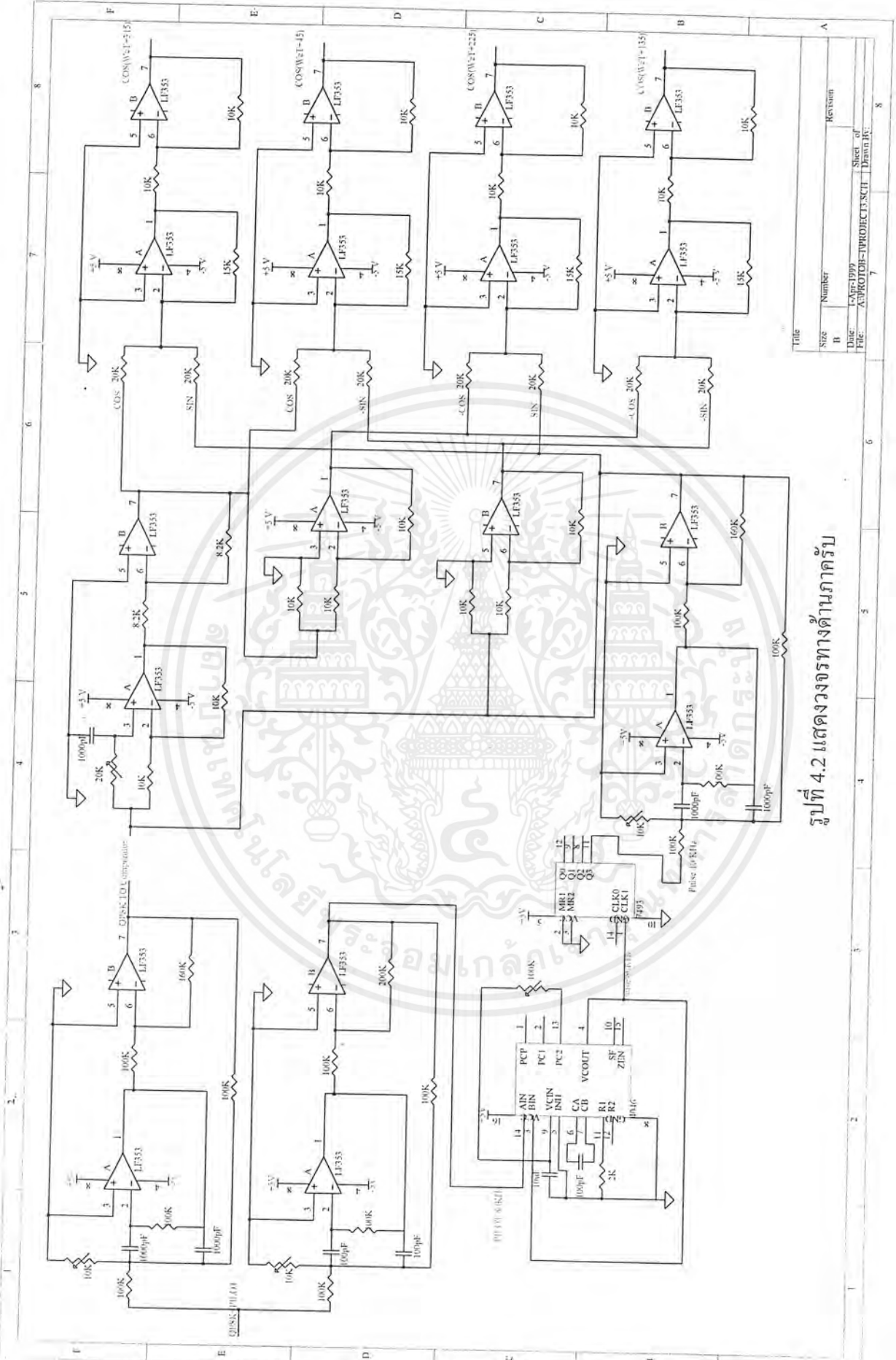
โดยใช้หลักการการหาค่า Auto correlation ของ PN sequence ดังที่ได้กล่าวในบทที่ 2 จะได้กราฟ ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 ค่า Auto correlation ของ ข้อมูล 11100001

จากกราฟจะเห็นว่าได้ค่า Correlation สูงสุดที่ delay time เท่ากับ 0 และจะมีค่า delay time สูงสุดครั้งต่อไปเมื่อผ่านไป 1 คาบ ทำการนำค่าที่ได้จากการนำสัญญาณ QPSK ผ่าน Comparator ผ่าน D Flipflop แบบ Serial in Parallel out ไปเปรียบกับโดยใช้ Exclusive nor กับสัญญาณ $\cos(\omega_c t + \theta)$ เมื่อ $\theta = 45, 135, 225, 315$ ผ่าน Comparator ผ่าน D Flipflop แบบ Serial in Parallel out โดยเอาที่พหุที่ได้จะมีค่าสูงสุดเพียงค่าเดียว (1111111) จึงนำไปตัดสินใจได้ว่าถ้าที่เอาที่พหุที่ออกจาก Exclusive or ชุดใดมีค่าเป็น 11111111 จะได้ว่า Data ที่ส่งมาจากทางด้านรับตรงกับค่านั้น เช่น ถ้าเอาที่พหุที่ออกจาก Exclusive or มีค่าเป็น 11111111 ที่ ชุดของ $\cos(\omega_c t + 45)$ จะได้ Data ที่ส่งมาจากทางด้านส่งเป็น $I = 0$ และ $Q = 1$ และจะได้ว่าถ้านำข้อมูลออกจาก Exclusive or แต่ละบิตมาเข้า NAND Gate จะมีเพียงชุดเดียวคือชุดที่มีเอาที่พหุเป็น 11111111 ที่จะเอาที่พหุที่ออกจาก NAND Gate เป็น 0 ส่วนกรณีอื่นจะออก 1 หมด เราจะนำเอาที่พหุที่ออกจาก NAND GATE ทั้งสี่ชุดไปเขียนวงจร logic เพื่อหาผลลัพธ์ต่อไป

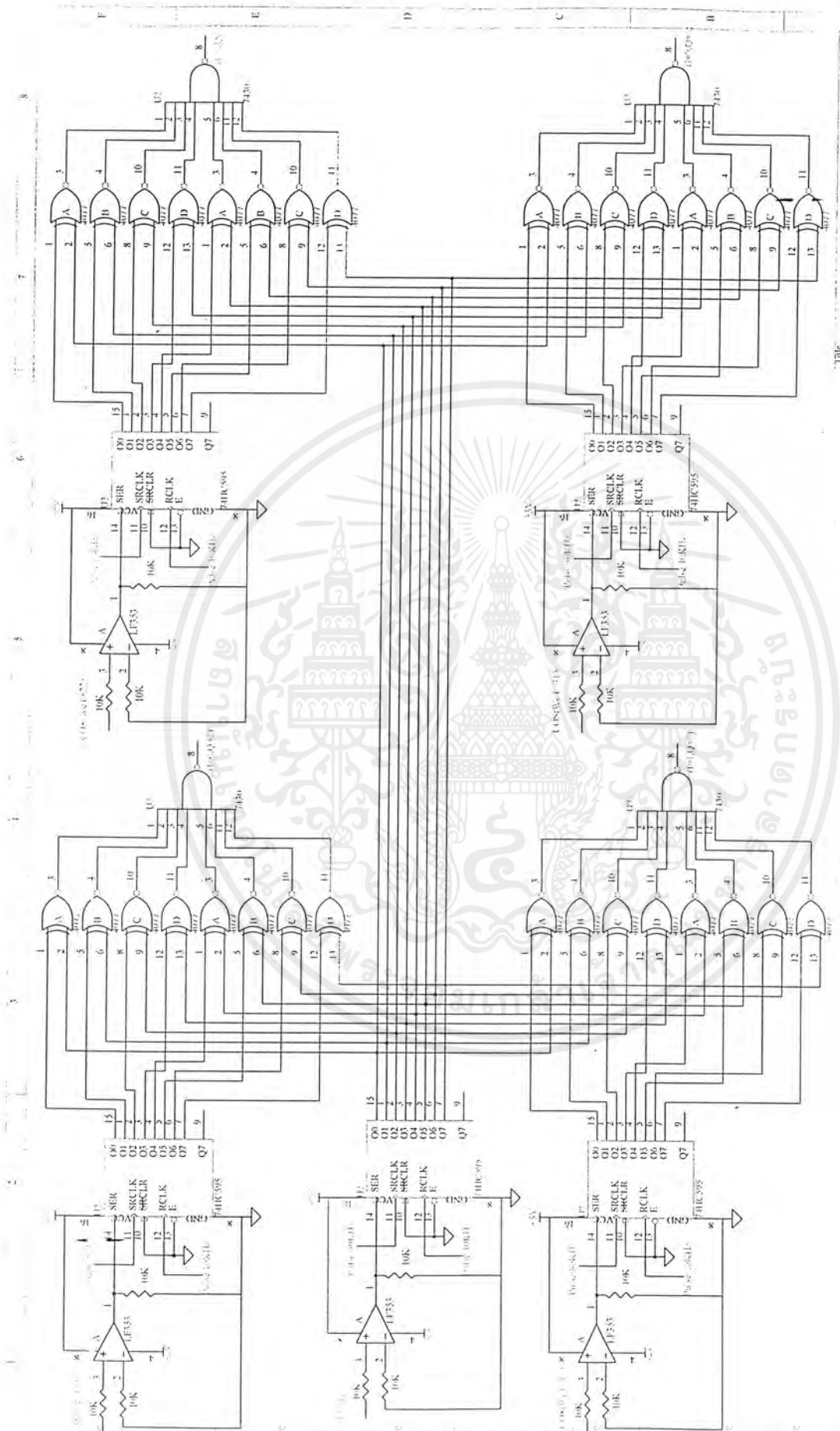
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรทางด้านภาครับ

Title	Revision
Size	B
Number	7
Date	Apr-1999
File	ANPROT08-PROJECT\CCH
Sheet of	8
Drawn by	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



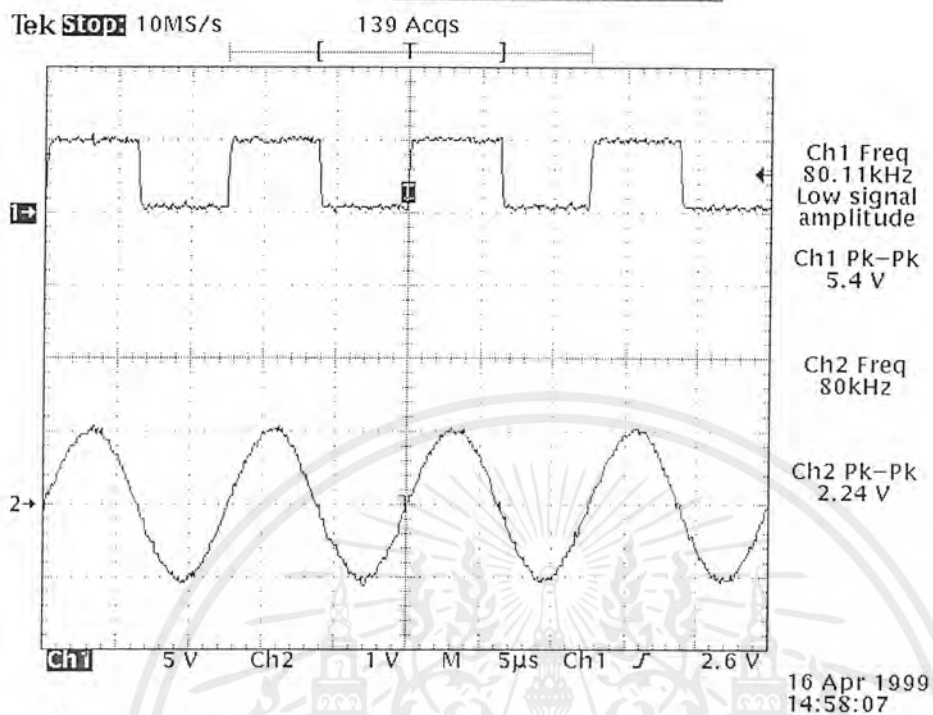
รูปที่ 4.2 (ต่อ)แสดงวงจรทางคานภาครับ

Title	Revision
Size	Number
Date	Sheet of
File	PROJECT-PROJECT-PLAN.B

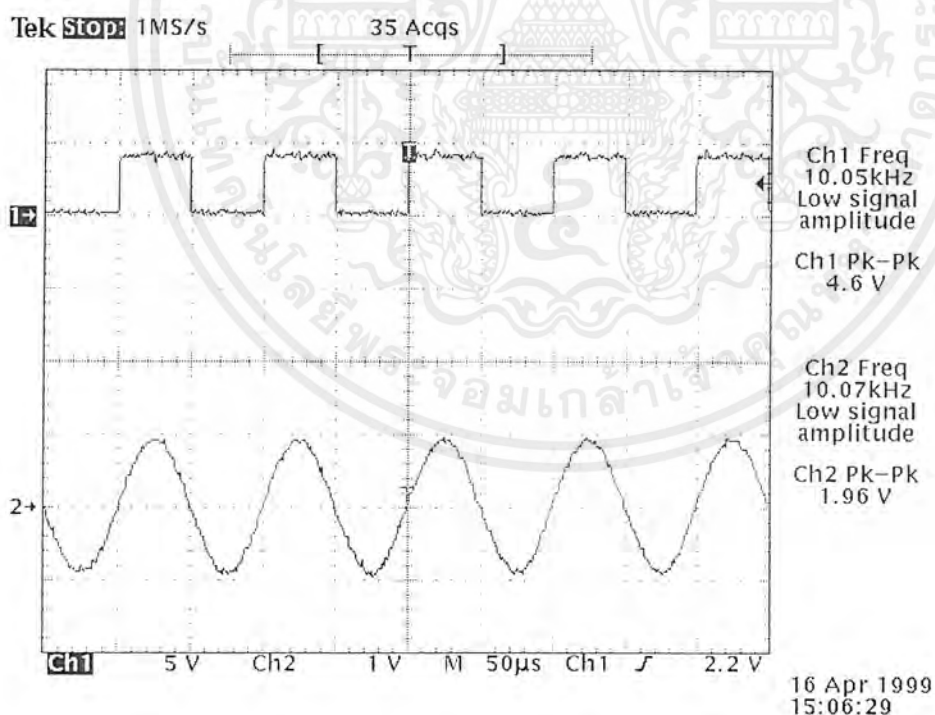
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น | ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น | อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

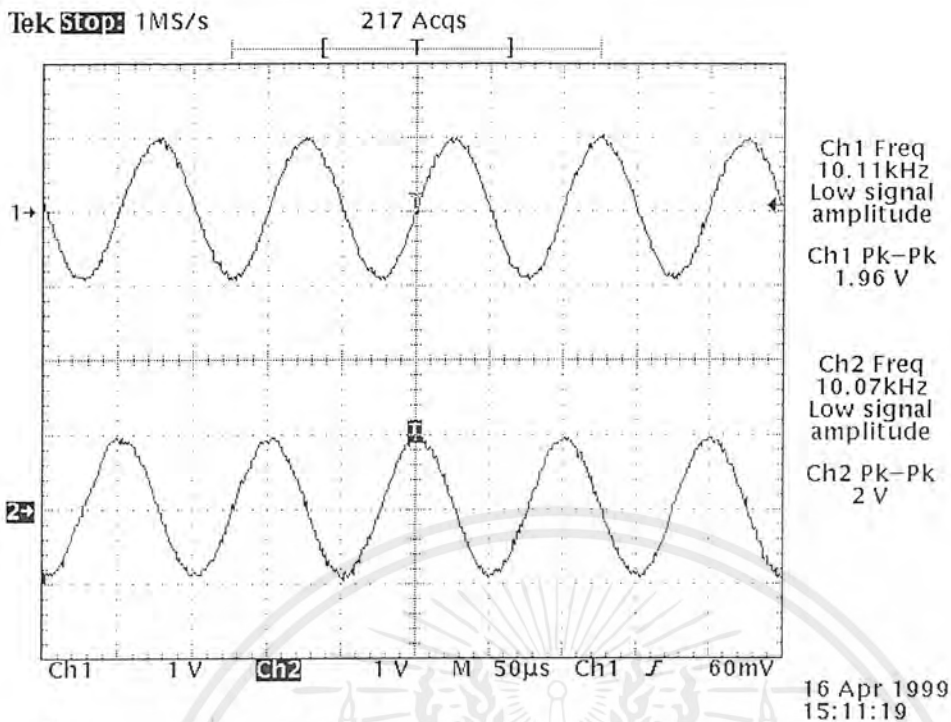


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณ Pulse 80 kHz ผ่าน BPF 80 kHz ได้สัญญาณ Sine 80 kHz

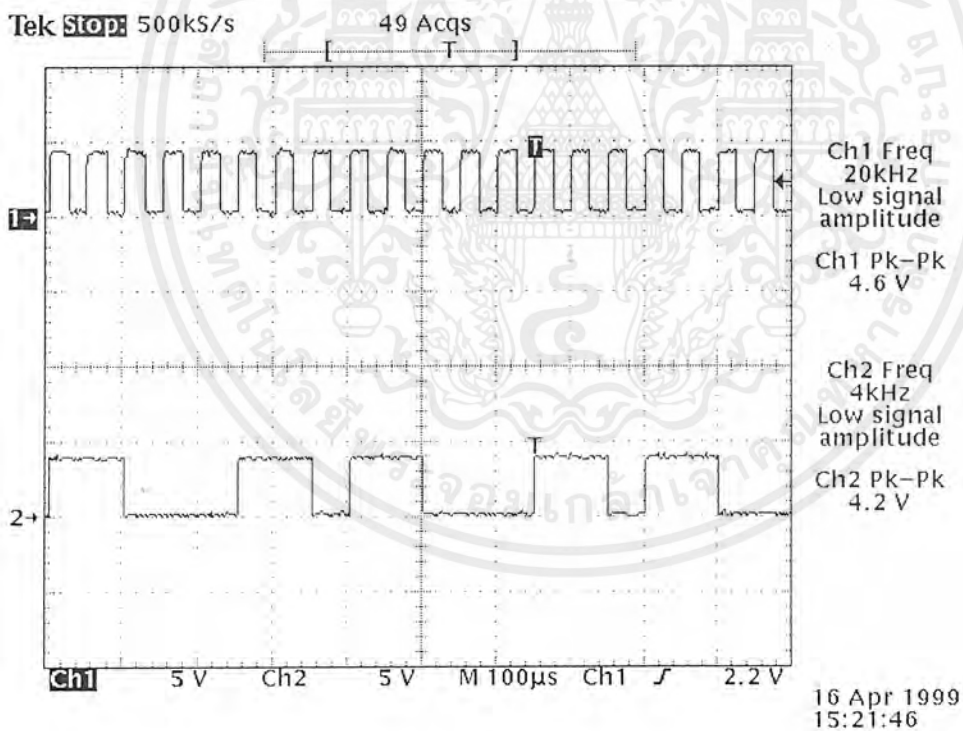


รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณ Pulse 10 kHz ผ่าน BPF 10 kHz ได้สัญญาณ Sine 10 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

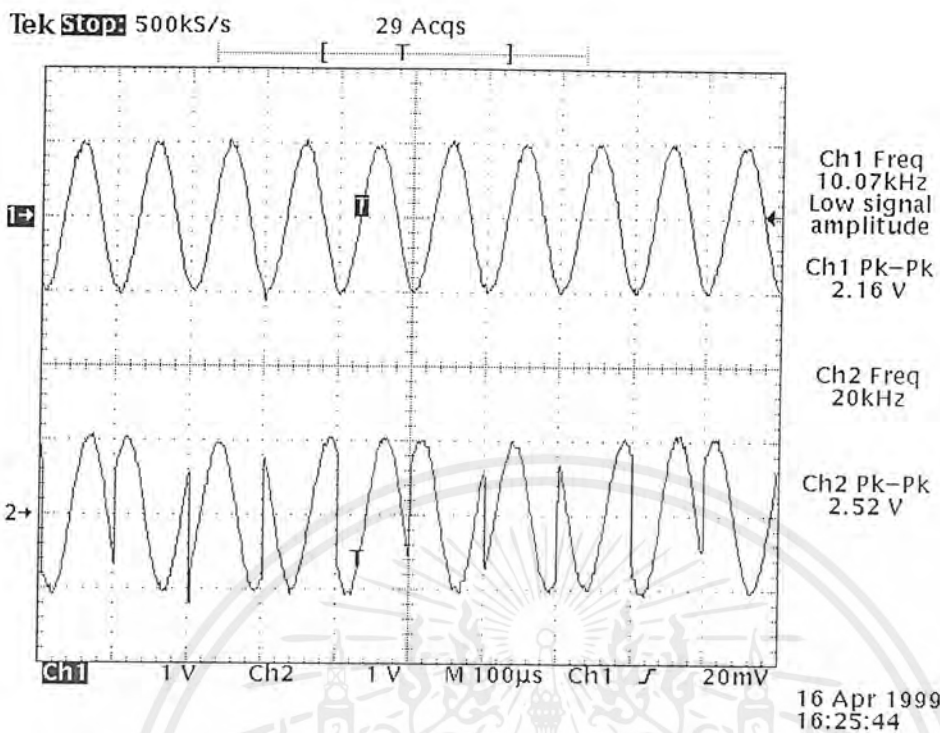


รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณ Sine 10 kHz เทียบกับสัญญาณ Cos 10 kHz

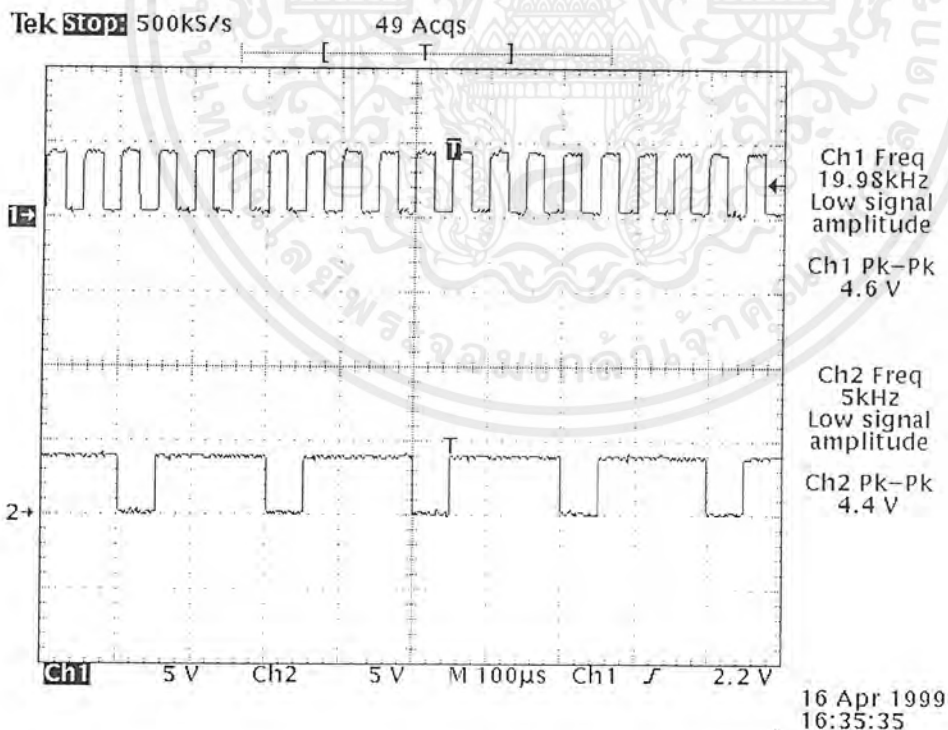


รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณ Pulse 20 kHz เทียบกับข้อมูลที่ออกจาก 74165 ที่มีค่า 11011000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

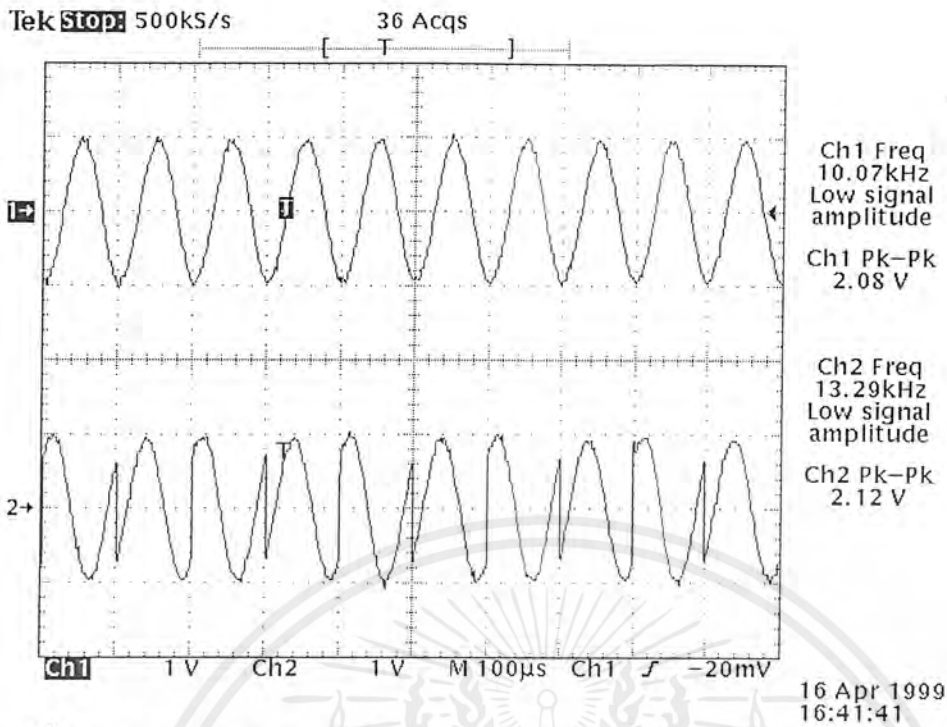


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ Cos เมื่อกำหนดข้อมูลเป็น 11011000

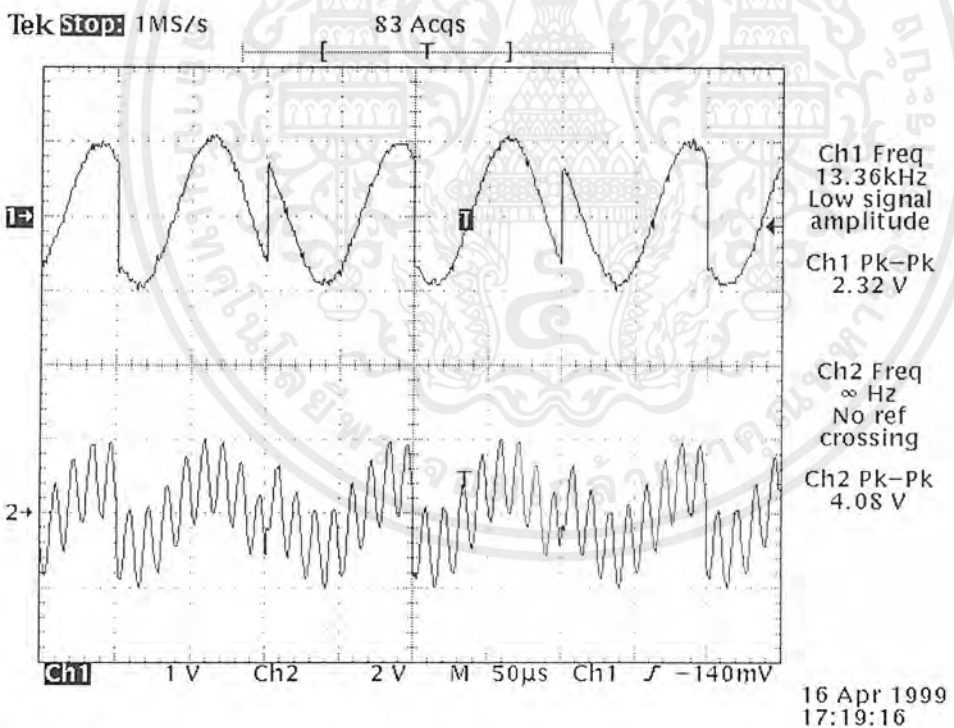


รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณ Pulse 20 kHz เทียบกับข้อมูลที่ออกจาก 74165 ที่มีค่า 01110111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

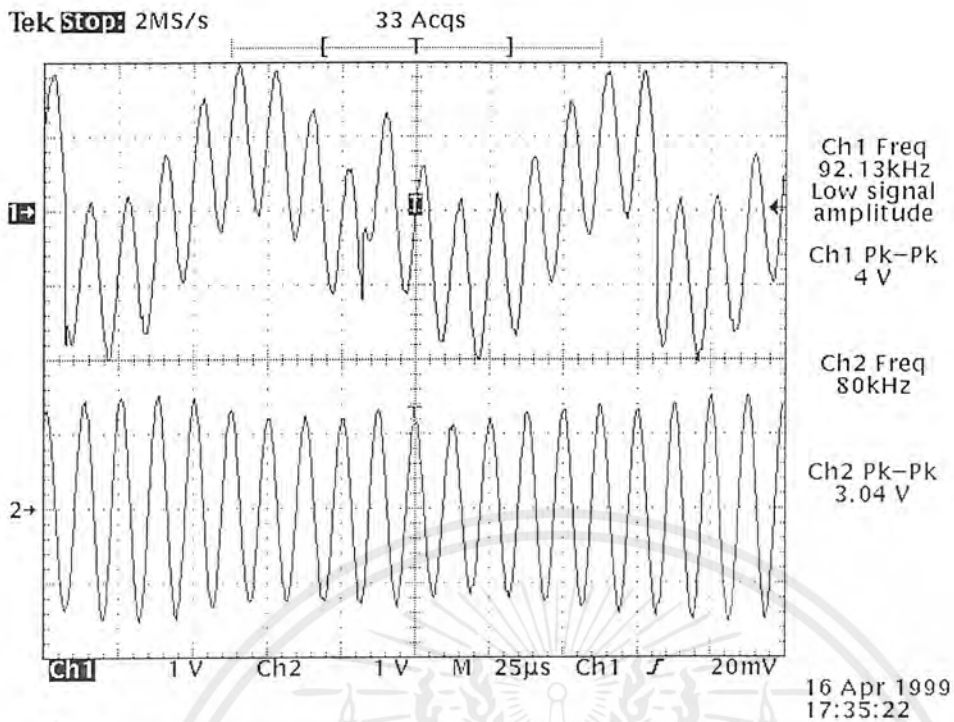


รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ Cos เมื่อกำหนดข้อมูลเป็น 01110111

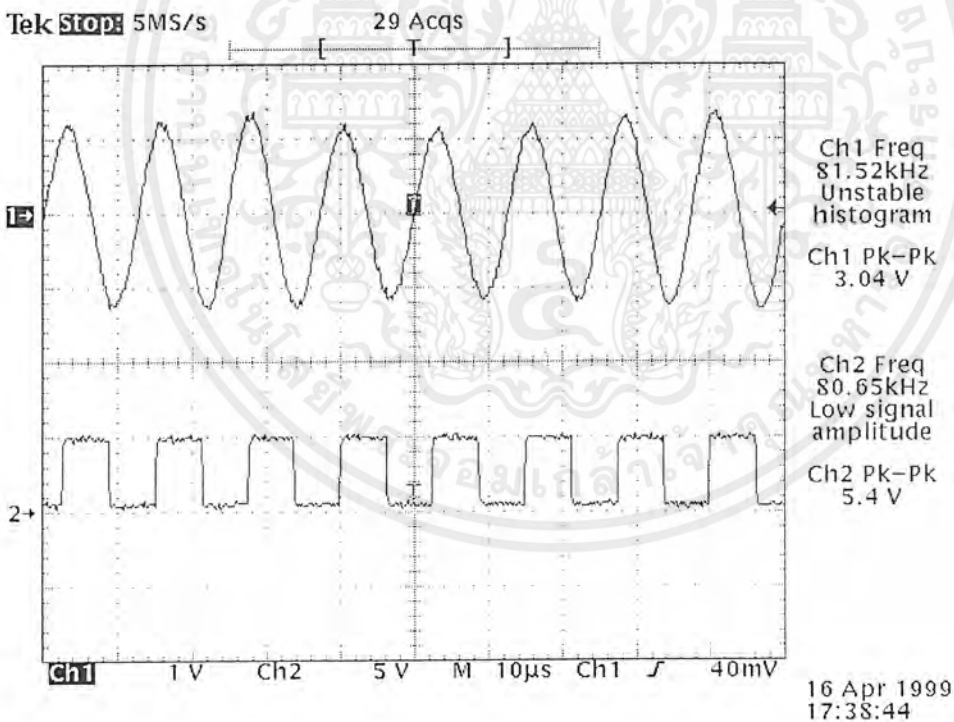


รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ QPSK รวมกับสัญญาณนำร่อง 80 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

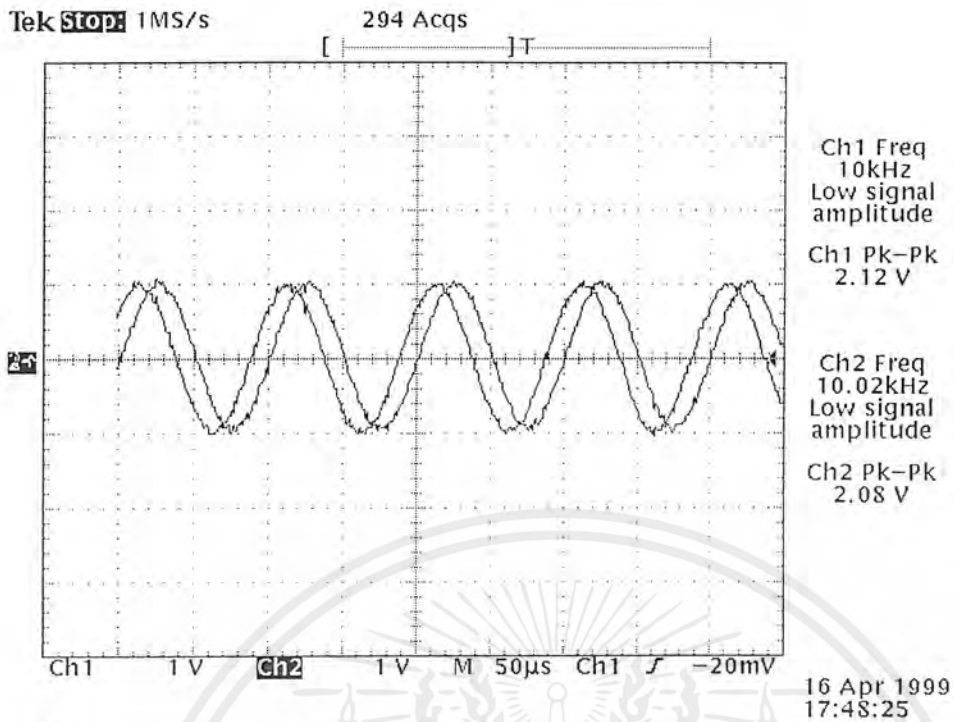


รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณ QPSK รวมกับสัญญาณนำร่อง 80 kHz ผ่าน BPF 80 kHz

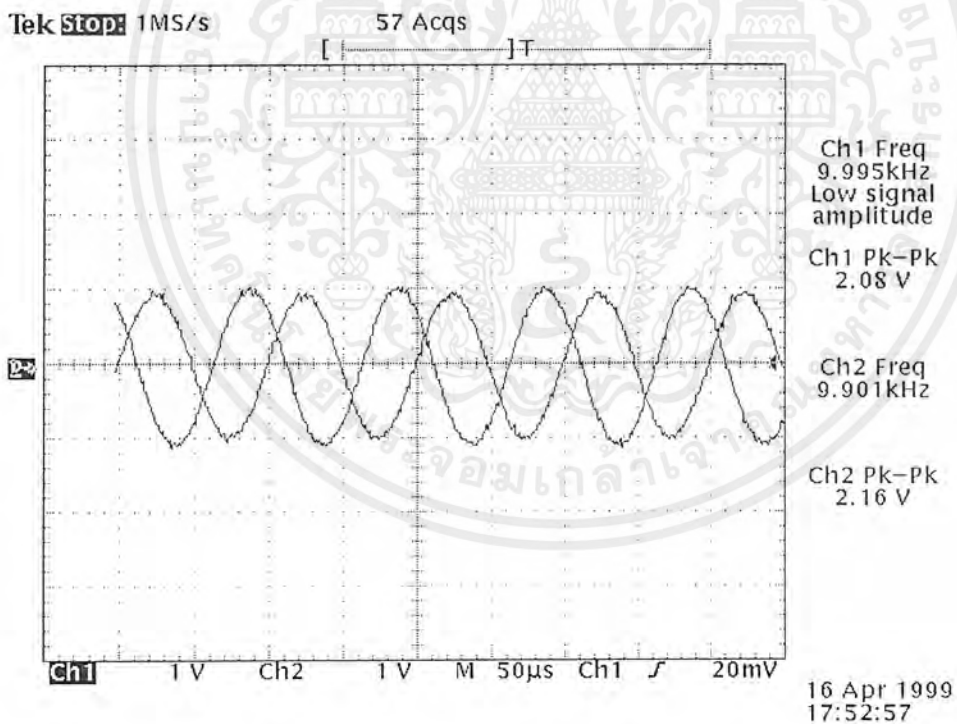


รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณนำร่อง 80 kHz ผ่าน PLL จะได้สัญญาณ Pulse 80 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

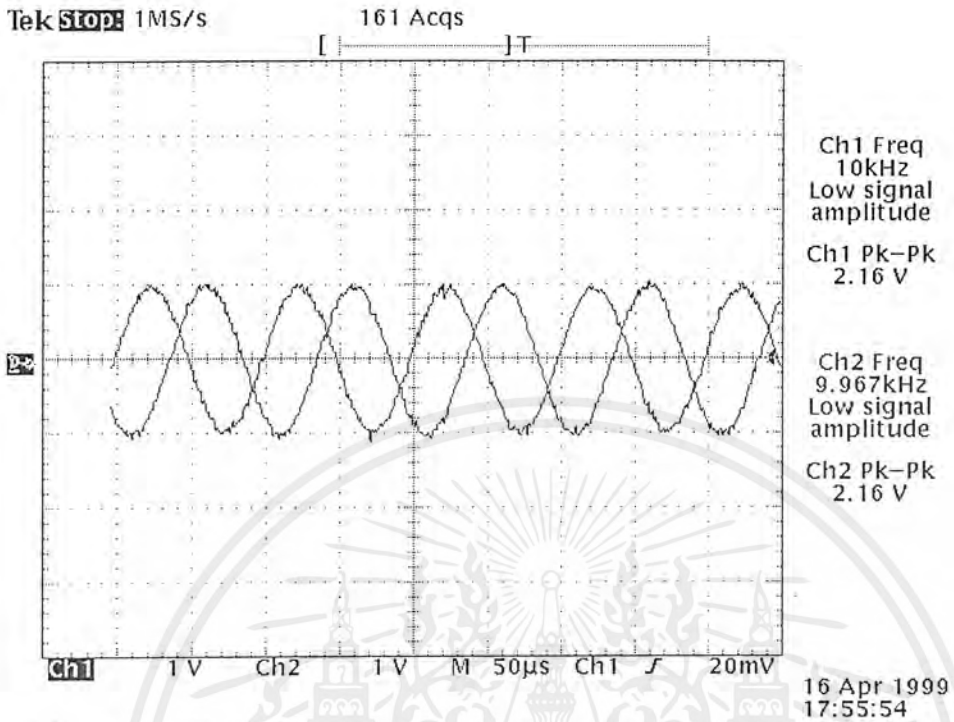


รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 45^\circ)$

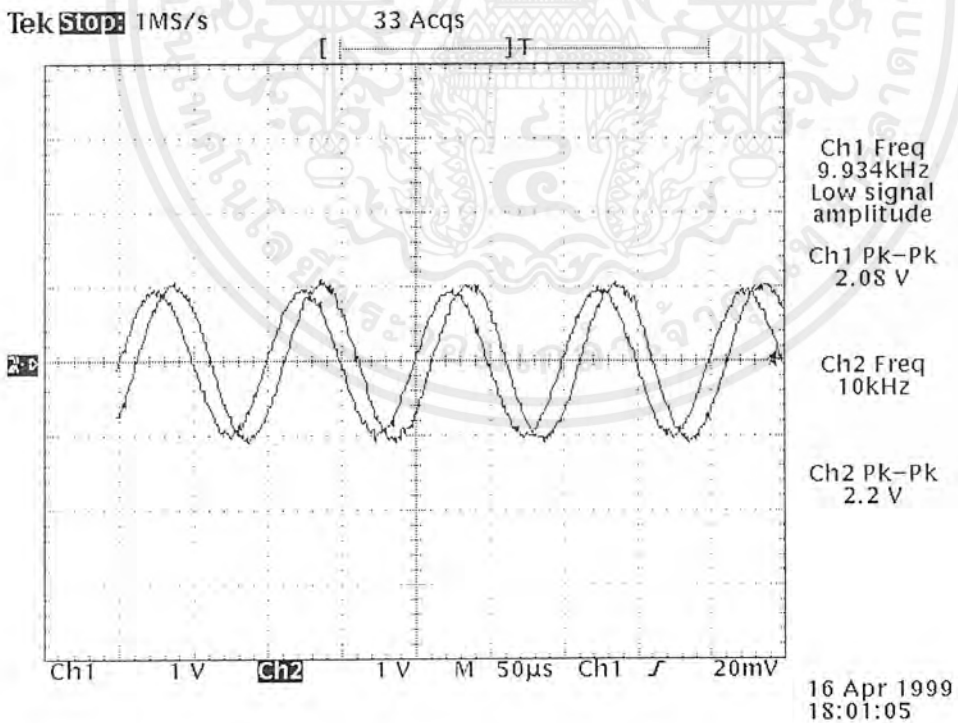


รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 135^\circ)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

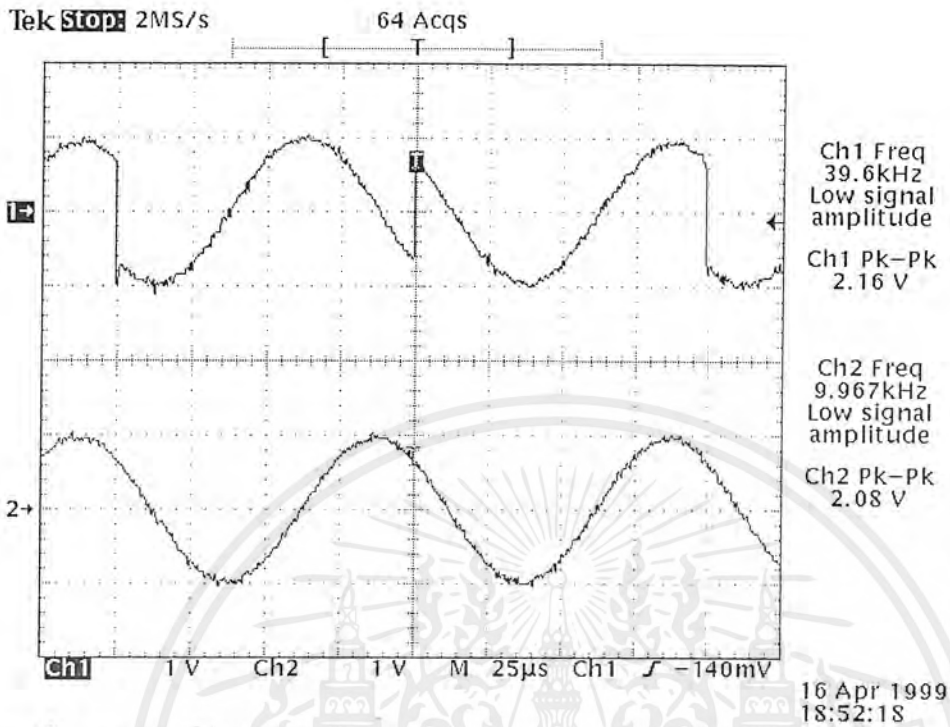


รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 225^\circ)$

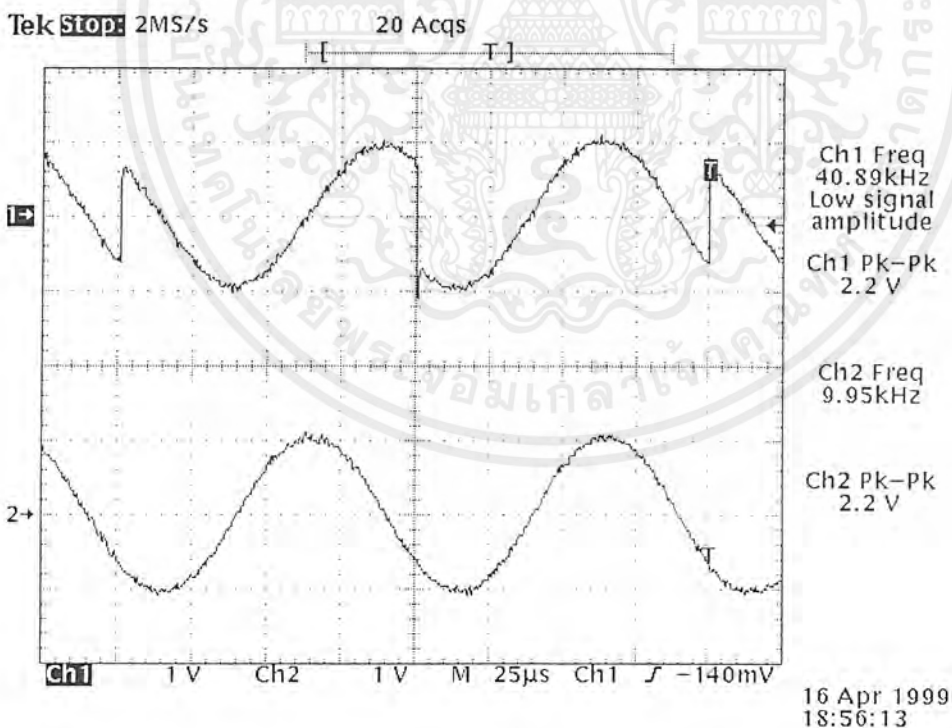


รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 315^\circ)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

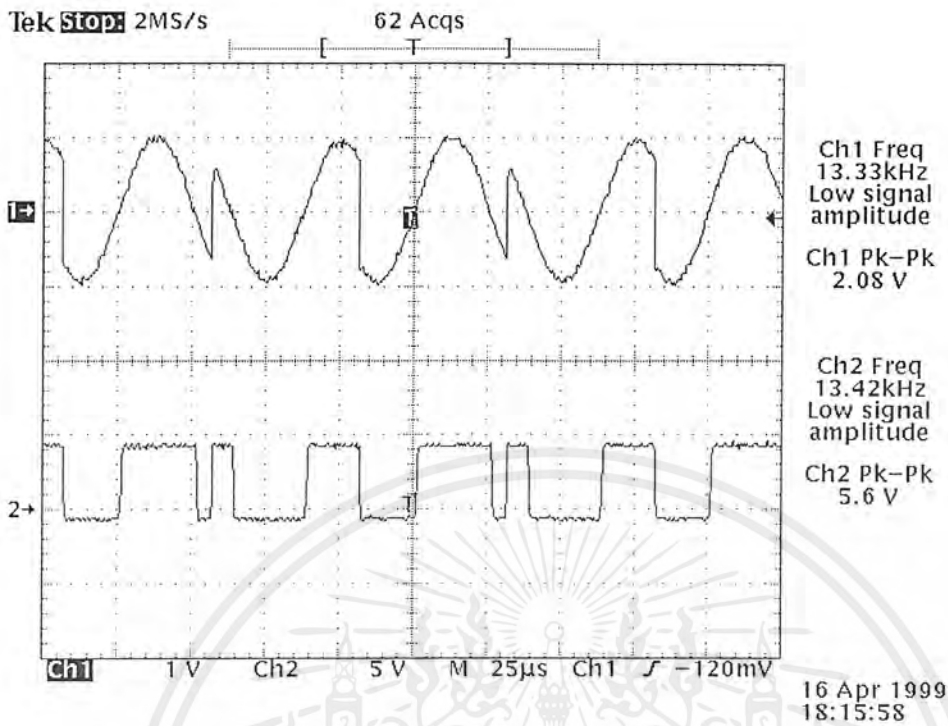


รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 45^\circ)$

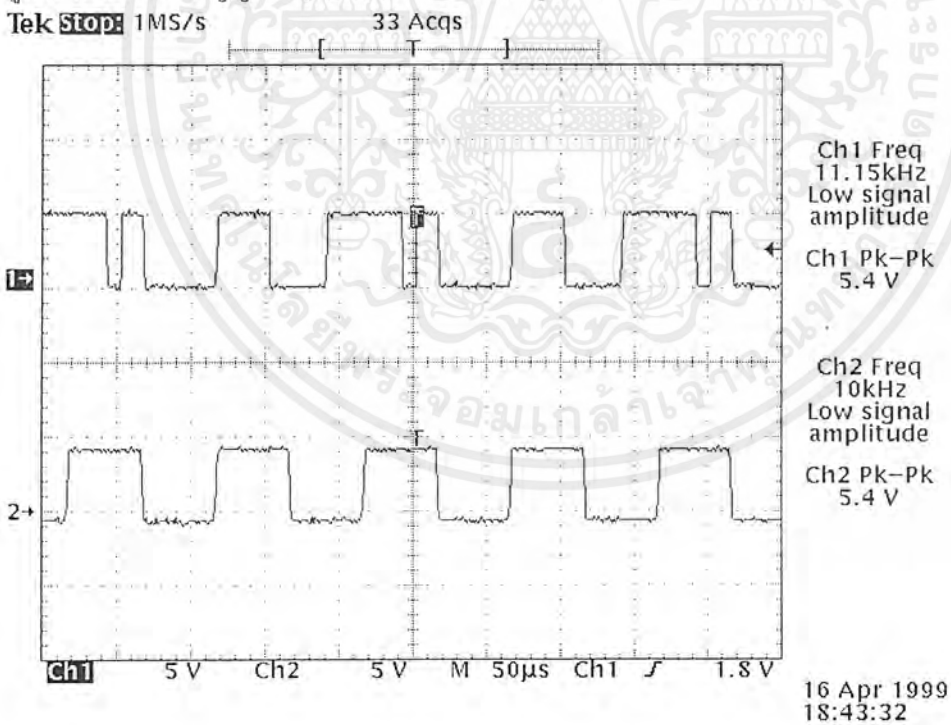


รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณ QPSK เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 135^\circ)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

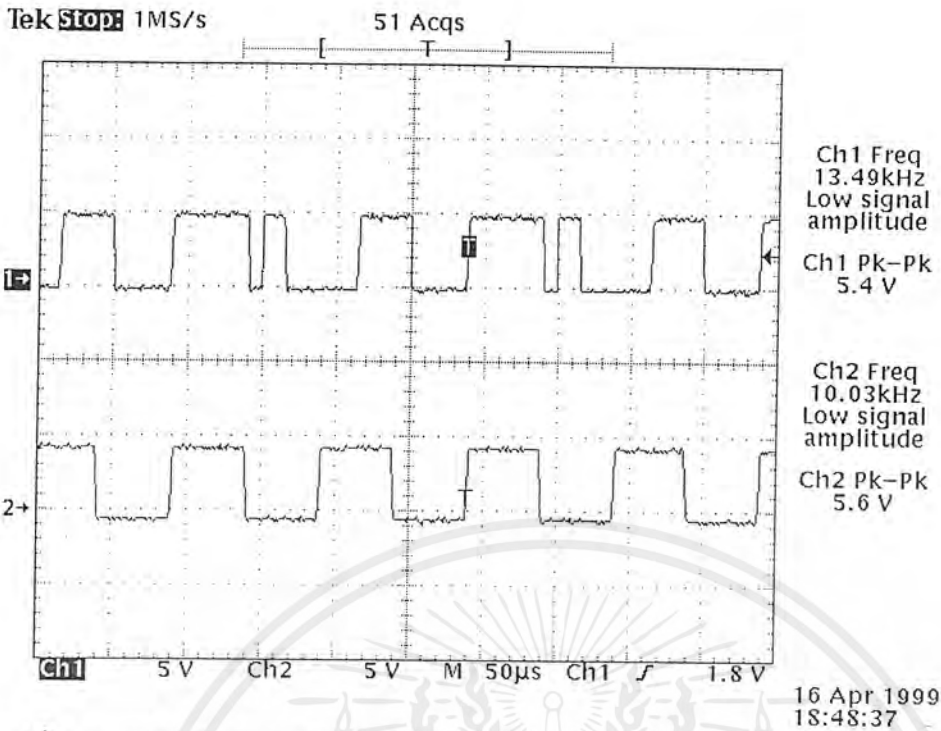


รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณ QPSK ผ่านวงจร Comparator

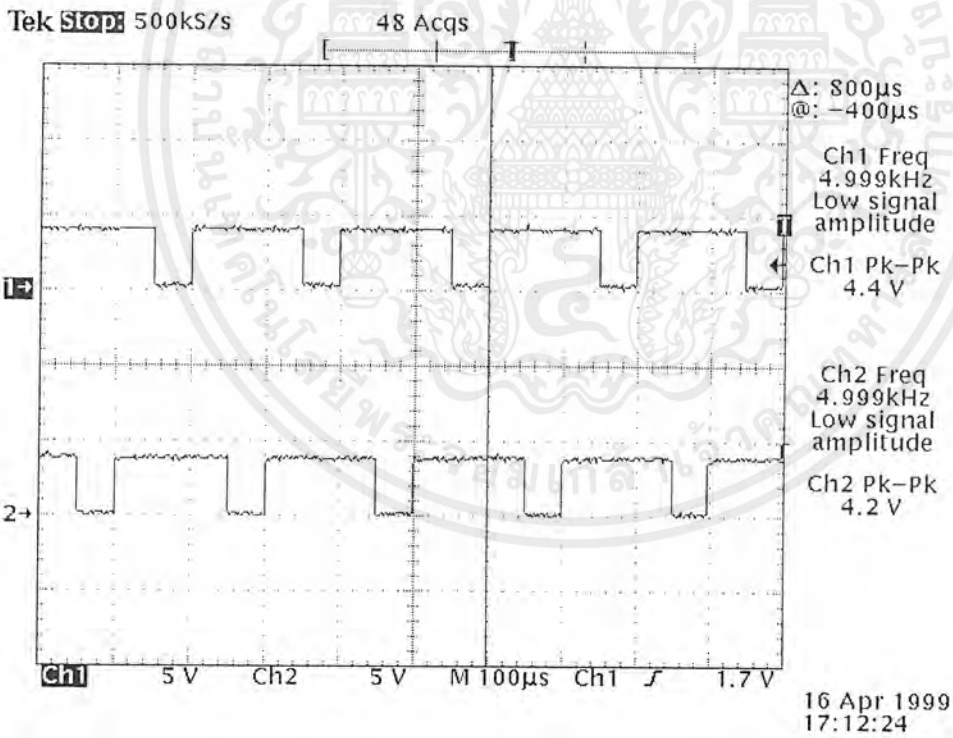


รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณ QPSK ผ่านวงจร Comparator เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 45^\circ)$ เมื่อผ่าน วงจร Comparator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณ QPSK ผ่านวงจร Comparator เทียบกับ สัญญาณ $\cos(\omega_c t + 135^\circ)$ เมื่อผ่านวงจร Comparator



รูปที่ 4.22 แสดงข้อมูลที่ส่งจากภาคส่งเทียบกับข้อมูลที่ภาครับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

โครงการนี้เป็นการศึกษาการหาความสัมพันธ์ของสัญญาณแบบดิจิทัล เพื่อที่จะทำการแยกสัญญาณซึ่งจะมีหลักการต่างจากสัญญาณอนาล็อก กล่าวคือ ในระบบของสัญญาณอนาล็อกนั้นจะเริ่มจากการคำนวณและสร้างวงจร Filter และ Threshold Comparator มาใช้ในการพิจารณา แต่ในระบบดิจิทัลนั้นเราสามารถเลือกใช้วิธีใดก็ได้ที่เหมาะสมมาใช้ในการพิจารณา และ การพิจารณาค่า Auto Correlator ของ PN-Sequences ก็เป็นวิธีการที่เลือกใช้ในโครงการ โดยมีหลักการง่ายๆว่า ถ้า PN-Sequences ของทางด้านส่งและรับมีค่าเหมือนกัน จะได้ค่า Auto correlation ค่าสูงสุด ทำให้เราสามารถแยกสัญญาณออกจากสัญญาณรบกวนได้ในทางตรงกันข้ามถ้า PN-Sequences ของทางด้านส่งและรับ มีค่าต่างกัน ก็จะไม่ได้อัตราค่า Auto correlation ที่สูงสุดจะทำให้ไม่สามารถแยกสัญญาณออกจากสัญญาณรบกวนได้

การสรุปโครงสร้างแต่ละส่วน

ทางภาคส่ง

- 1 สัญญาณที่ออกจาก Band pass Filter (BPF) 10 kHz. จะมีเฟสไม่ตรงกับสัญญาณ clock 80 kHz. เราจึงใช้วงจรเลื่อนเฟสช่วยในการเลื่อนเฟสให้ตรงกัน
- 2 ในการเปลี่ยนสัญญาณ pulse ให้เป็นสัญญาณ sine โดยใช้ BPF ถ้าใช้ BPF เพียงชุดเดียวสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะยังไม่ดีนักเราจึงต่อ BPF เข้าไปอีกชุดหนึ่งจะได้สัญญาณ sine ที่มีความคมมากยิ่งขึ้น

ทางภาครับ

- 1 ในการเปลี่ยนสัญญาณ sine เป็นสัญญาณ pulse โดยใช้ Phase Locked Loop สัญญาณ sine ทางอินพุทจะต้องถูกไบแอสด้วย DC เสียก่อน จึงสามารถทำให้วงจร Phase Locked Loop ทำงานได้และสัญญาณที่ได้จะมีเฟสไม่ตรงกับด้านส่ง. เราจึงใช้วงจรเลื่อนเฟสช่วยในการเลื่อนเฟสให้ตรงกัน
- 2 ในการใช้วงจร Comparator เราจะต้องป้อนไฟลบให้มีค่า 2 V เพื่อให้จุด Saturate ทางด้านลบมีค่าพอที่จะใช้กับวงจรดิจิทัลได้
- 3 Sensitivity ของวงจร Comparator มีความสำคัญมาก ถ้ายิ่ง Sensitivity มากจะทำให้สัญญาณที่ออกจากวงจร Comparator มีลักษณะใกล้เคียงกับอุดมคติ ทำให้ดีเทคข้อมูลได้อย่างถูกต้อง
- 4 ข้อมูลที่ทางด้านรับรับได้จะมี delay time ไป 2 บิท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Marvin K.S. and Sami M.H. and William C.L., "Digital Communication Techniques Signal and Detection", Prentice Hall International, USA, 1995.
2. Ferrel G.S., "Introduction to Communication Systems", Addison-Wesley Publishing Company, USA, 1997.
3. Rodger E.Z. and Roger L.P., "Digital Communication and Spread Spectrum Systems", Macmillan Publishing Company, USA, 1985.
4. Proakis J.G. and Salehi M., "Communication System Engineering", Prentice Hall International, USA, 1994.
5. วิวัฒน์ กิรานนท์, "วิศวกรรมการสื่อสาร", อักษรสยามการพิมพ์, กรุงเทพฯ, 1997.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้