



**การแพร่กระจายสัญญาณดิจิทัลของสัญญาณเอฟเอ็ม
โดยใช้โมเด็มคีคิวบีเอสเค**



**ภาควิชา ทัศนिकอุตสาหกรรม สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

รฟ.
ค4ก
๒๗๗๙

เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ณี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนใช้

028764

ปีการศึกษา 2533

การแพร่กระจายสัญญาณดิจิตอลในช่องสัญญาณเอฟเอ็ม

โดยไซโมเต็มตือควีพีเอสเค

โดย

ธีรวัฒน์	วีรเกียรติสุนทร	323512
ประพจน์	ชีพันธ์	323516
สมศักดิ์	บรรณาทรกุล	323530

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ กฤตากร กล่อมการ

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

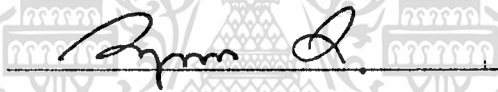
ภาควิชาเทคโนโลยีอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่องการแพร่กระจายสัญญาณดิจิทัลในห้องสัญญาณเอฟเอ็มโดยใช้โมเด็มดีวีพีเอสเค

ผู้จัดทำ

- 1 นายธีรวัฒน์ วิจารณ์ 32.3512
- 2 นายประพจน์ ชีพพันธ์ 32.3516
- 3 นายสมศักดิ์ นรนาถตระกูล 32.3530



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ)



กรรมการ

(ผศ.ดร. กนก เจนเจริญวงศ์เวช)



กรรมการ

(อาจารย์ อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล)

การแพร่กระจายสัญญาณดิจิตอลในช่องสัญญาณเอฟเอ็ม
โดยใช้โมเด็มชนิดดีอีควีเอสเค

ธีรวัฒน์ วีรเกียรติสุนทร

ประพนธ์ ชัยพันธ์

สมศักดิ์ นรนาถตระกูล

อ.กฤตากร กล่อมการ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

ในการส่งข้อมูลโดยการกระจายสัญญาณแบบดิจิตอลเป็นวิธีใหม่ ซึ่งได้ถูกพัฒนาขึ้น
ข้อดีของวิธีนี้ คือ สามารถชิงโครในช้ดีเทคชั่นได้อย่างมีเสถียรภาพ สามารถแทรกถึงผ่านตัว
กลางอากาศได้ มีการกระจายออกจากแถบต่ำ และมีความรวดเร็วสูง ในการส่งข้อมูล
ซึ่งโมเด็มชนิดดีอีควีเอสเคนี้ได้พัฒนาขึ้นจาก โมเด็มดีอีพีเอสเค และโมเด็มคิวพีเอสเค
การใช้งานของโมเด็มชนิดนี้สามารถประยุกต์ใช้กับระบบ แลขนาดเล็ก และระบบสื่อสาร
ข้อมูลผ่านดาวเทียม

A HIGH PERFORMANCE FOR F.M DIGITAL BROADCASTING DEQPSK MODEM

TEERAWAT WEERAKIADSOONTORN

PRAPOJ CHIPAT

SOMSAK NORANARTTARKUN

KITDAKORN KLOMKARN ADVISOR

1990

ABSTRACT

A NEW METHOD FOR TRANSMITTING DATA THROUGH F.M DIGITAL BROADCASTING HAS BEEN. THE ADVANTAGES OF THIS METHOD ARE STABLE SYNCHRONIZATION DETECTION, TRACKING THROUGH SPACE MEDIA, LOWER OUT-OF BAND RADIATED AND HIGH SPEED DATA TRANSMISSION. HIGH PERFORMANCE F.M DIGITAL BROADCASTING DEQPSK MODEMS HAVE ALSO BEEN DEVELOPED FROM DEPSK AND QPSK MODEMS. SMALL LOCAL AREA NETWORKS (SMALL LANS) AND SATELLITE COMMUNICATION ARE APPLICATION FOR THIS METHOD.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 ระบบการส่งสัญญาณแบบแบนด์	2
2.2 ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณซิงโครนัสแบบแรมดัม	4
2.2.1 ที่มาของสเปกตรัมสัญญาณไบนารีแบบแบนด์	4
2.2.2 หัวข้อการนำไปใช้งานของสมการสเปกตรัมสัญญาณไบนารีแบบแบนด์	10
2.2.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ NRZ	11
2.3 ระบบของสัญญาณแบบแบนด์ที่จำกัดแถบ	15
2.3.1 ช่องสัญญาณ "บริตวอลล์" ในอุดมคติ	15
2.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบและเปรียบเทียบ	18
2.3.3 สเปกตรัมของแรมดัมและข้อมูล PRBS	23
2.3.4 พื้นฐานของอายุโคออร์เนชัน	28
2.4 ทฤษฎีของไนควิสต์	30
2.4.1 ทฤษฎีของแบนด์วิดท์ต่ำสุดของไนควิสต์	30
2.4.2 ทฤษฎีสมาตราของไนควิสต์	31
2.4.3 ทฤษฎีการส่งที่ปราศจากจิตเตอร์และการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ของไนควิสต์	35
2.4.4 ทฤษฎีการส่งสัญญาณที่เป็นหลักของการปราศจาก ISI	40
2.5 โคอีเรนซ์และดีเฟอเรนซ์ เชียลโคอีเรนซ์ของระบบไบนารีเฟลซิงคียิ่ง	43
2.5.1 การทำงานและหลักการพื้นฐานของ BPSK DEBPSK และ DBPSK โมเด็ม	43
2.5.2 ประสิทธิภาพสเปกตรัมและสเปกตรัมของระบบ BPSK	48
2.6 เครื่องรับออปติมัมสำหรับการคิโมดูลิตสัญญาณไบนารี	49
2.6.1 โมเดลและที่มาของสมรรถนะของระบบการส่งไบนารี	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์อื่นใดเป็นการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7	ไนควิสต์และแมทซ์ฟิลเตอร์(คอร์รีเลชั่น)ทางด้านรับ	60
2.8	P _s สมรรถนะของระบบไบนารีโคอีเรนซ์ PSK	63
2.8.1	ความสัมพันธ์ระหว่าง E _b /N ₀ และ C/N	65
2.9	ระบบโคอีเรนซ์และดิฟเฟอเรนซ์เฟสโคอีเรนซ์ควอดโคโรเฟส	69
2.9.1	รายละเอียดของ QPSK DEQPSK และ DQPSK โมเด็ม	69
2.9.2	สเปกตรัมและประสิทธิภาพสเปกตรัมของโมเด็มแบบ QPSK	78
2.9.3	ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสมรรถนะของเครื่องรับ แบบ QPSK	80
2.10	ทฤษฎีการลีดคิมิตในคออสทาสลูป	91
2.11	การจำกัดการลีดคิมิตผลในเฟสลีดคิมิต	115
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	
3.1	การออกแบบและการสร้างเฟสลีดคิมิต	126
3.2	การออกแบบโลว์พาสฟิลเตอร์แบบบัสเตอร์เวอคร์	128
3.3	การหาที่มาของส่วนการคูณ	130
3.4	บล็อคไดอะแกรมและวงจรจริงของโมเด็ม DEQPSK	134
3.4.1	บล็อคไดอะแกรมและวงจรจริงทางภาคส่งของโมเด็ม DEQPSK	134
3.4.2	บล็อคไดอะแกรมและวงจรจริงทางภาครับของโมเด็ม DEQPSK	144
บทที่ 4	การทดลองและสรุปผลการทดลอง	149
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	หนังสืออ้างอิง	

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันการใช้สายโทรศัพท์เป็นตัวกลางเพื่อการสื่อสารข้อมูลภายในประเทศยังมีขีดจำกัดอยู่มากโดยเฉพาะในด้านความเร็ว เพราะผลที่เกิดจากแถบความถี่ของระบบเสียงโทรศัพท์ การส่งทางเฟส ที่ก่อให้เกิดปัญหาในการส่งข้อมูลภายในสายโทรศัพท์โดยเฉพาะการผสมคลื่นทางเฟส ดังนั้นในการทดลองครั้งนี้จึงขอเสนอโมเด็มแบบ ดิจิตอลพีเอสเค ด้วยอัตราข้อมูลขนาด 48 kbps รับส่งผ่านช่องสัญญาณแอฟเอ็มที่มีความถี่คลื่นพาห้อยู่ 76 kHz ตามมาตรฐาน CCITT V.35 ทำการทดลองโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตทางเฟส

ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีเบื้องต้นของ การมอดูเลตทางเฟสซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- (1) ไบนารีเฟสซีฟคีย์อิง (BPSK) ซึ่งเป็นเทคนิคพื้นฐานของการมอดูเลตทางเฟส โดยใช้สัญญาณ NRZ แบบสัมพันธ์กับสัญญาณคลื่นพาห้เพื่อให้เฟสเกิดการเปลี่ยนแปลง
- (2) ดิฟเฟอเรนซ์ซีลไบนารีเฟสซีฟคีย์อิง (DBPSK) ใช้หลักการของไบนารีเฟสซีฟคีย์อิง แล้วยังเพิ่มดิฟเฟอเรนซ์ซีลในการตีมอดูเลตเพื่อแก้ไขความผิดพลาดทางเฟส
- (3) ควอดตราเจอร์เฟสซีฟคีย์อิง เทคนิคการมอดูเลตแบบนี้เกิดจากการรวมกันของไบนารีเฟสซีฟคีย์อิงผลทำให้เกิดเฟสที่ต่างกัน 4 เฟส

บทที่ 3 เนื้อหาในส่วนนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบและการสร้างตัวต้นแบบ บล็อกไดอะแกรม และวงจรทั้งหมดรวมเรียกว่าโมเด็ม

บทที่ 4 ในบทนี้ได้กล่าวถึงผลของการทดลองและการทดสอบสมรรถนะของเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นทั้งหมด

บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์ผลการทดลองในบทนี้ได้กล่าวถึงข้อดีและข้อเสียที่ได้รับของตัวเครื่องต้นแบบทั้งหมด

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1) ระบบการส่งสัญญาณเบสแบนด์
(BASEBAND TRANSMISSION SYSTEMS)

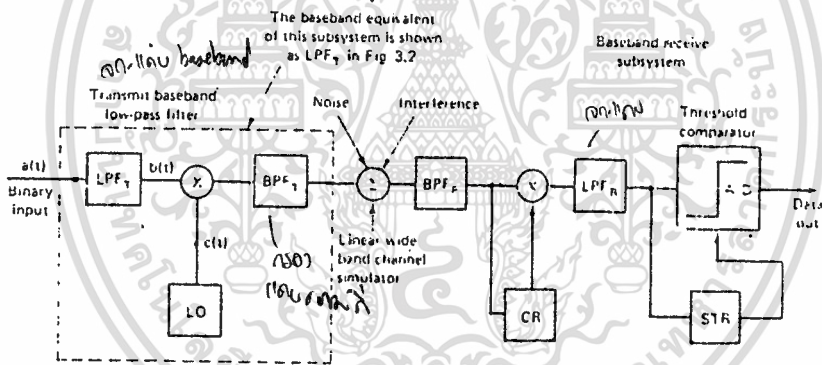
พื้นฐานการส่งข้อมูลแบบดิจิทัลและการส่งข้อมูลไบนารีแบบเบสแบนด์

บทนี้จะครอบคลุมความรู้และเทคนิคที่เป็นส่วนสำคัญ ในการศึกษาาระบบการมอดูเลตแบบดิจิทัล ในการหาที่มาของความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (power spectrum density, PSD) ของสัญญาณไบนารี การศึกษาผลของการจำกัดแถบ (bandlimit) และและอายุไดอะแกรม (eye-diagram) และส่วนสำคัญที่สุดคือ ทฤษฎีของไนควิสต์สำหรับการส่งที่อิสระจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (interference intersymbol, ISI) และความสัมพันธ์ของการส่งเคราะห์ฟิลเตอร์และเทคนิคการอิควอลไลเซชัน และ P_u ซึ่งเป็นความน่าจะเป็นของสมรรถนะความผิดพลาดในสัญญาณรบกวนที่เป็นไวท์เกาส์เซียน

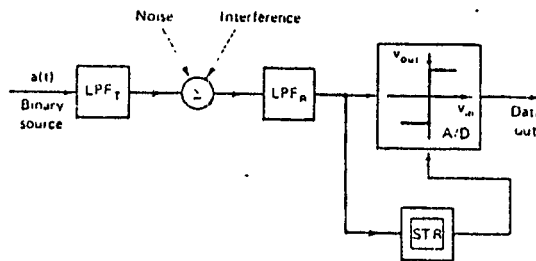
เราศึกษาเฉพาะระบบสัญญาณไบนารีแบบเบสแบนด์นั้นคือระบบที่มีเพียงสัญญาณ 2 ระดับ ระบบสัญญาณไบนารีจะมีประสิทธิภาพกำลังมากและประสิทธิภาพของสเปกตรัมน้อยกว่าระบบมัลติสเตต (multi state) M-ary ประสิทธิภาพสเปกตรัม (spectrum efficiency) ในเทอมของการส่งแสดงในหน่วยบิตต่อวินาทีต่อเฮิร์ต (bit/H_z) ปริมาณกันอร์มอลไลเซชันเป็นพารามิเตอร์ของระบบ ถ้าอัตราข้อมูล (data rate) = 10 Mb/s ส่งในช่องสัญญาณที่กว้าง 6 MHz ประสิทธิภาพสเปกตรัมคือ 10 Mb/s ต่อ 6 MHz หรือ 6.17 b/s/Hz

การศึกษาาระบบดิจิทัลมอดูเลชันแบบโคอีโรเจนซ์ ทำโดยการเปรียบเทียบกับสัญญาณเบสแบนด์ของระบบการมอดูเลต ซึ่งบล็อกไดอะแกรมของโมเด็มแบบไบนารีแสดงในรูป 2.1 และการลวมมูลของโมเด็มแสดงในรูป 2.2 $c(t)$ คือสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ $L(t)$ ที่คูณกับ $b(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณเบสแบนด์แบบจำกัดแถบ การคูณนี้เป็นกระบวนการมอดูเลชัน เมื่อสัญญาณเบสแบนด์ส่งไปที่วงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF_T) เป็นการจำกัดแถบของสเปกตรัมสัญญาณไบนารี $a(t)$ นั่นคือการปริมอดูเลชันฟิลเตอร์ (pre-modulation filter) อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณส่งมาที่วงจรกรองแถบความถี่ (BPF_T) เป็นส่วนประกอบ ในการจำกัดแถบของสัญญาณโสมมอดูเลชัน (postmodulation) ที่ซิมเพลเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(simulator) ของช่องสัญญาณแถบกว้าง (wide band) แบบเชิงเส้นจะเทียบเคียงกับระบบสัญญาณรบกวนแบนด์พาสฟิลเตอร์จะกำจัดสัญญาณรบกวนและการรบกวนจากภายนอกออกนอกแถบไป ระบบของวงจรถักคลื่นพาห้ (carrier recovery) จะสร้างรูปคลื่นพาห้ที่บริสุทธิ์ขึ้นใหม่จากการรับคลื่นพาห้ที่มอดูเลตมาแล้วทำการคูณที่เครื่องรับ ตามด้วยการรับสัญญาณของวงจรรองความถี่ต่ำ (LPF_R) เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลต การมอดูเลตด้วยสัญญาณจำกัดแถบจะป้อนให้กับส่วนเปรียบเทียบเทรลโวลด์และถูกผ่านไปยังการกู้สัญญาณนาฬิกา (recovery clock) ซึ่งถูกสร้างเป็นวงจรถักสัญญาณเวลา (symbol timing recovery, STR) คุณลักษณะการส่งของฟิลเตอร์และช่องสัญญาณที่ส่งอย่างสมบูรณ์ อธิบายในเทอมการตอบสนองทางขนาดและเฟสตามลำดับ เทอมของฟิลเตอร์และช่องสัญญาณอาจจะใช้สลับกันในระบบการส่งสัญญาณไบนารีเทอมสัญญาณเคอิมหน่วยเป็นนิท และเทอมอัตราสัญลักษณ์ (f_m) เท่ากับอัตราเร็วของข้อมูล (f_b) นั่นคือ $f_m = f_b$ (สังเกตว่าจะเป็นจริงเพียงในการส่งระบบสัญญาณไบนารีเท่านั้น เพราะระบบอื่นสัญลักษณ์จะประกอบด้วยหลายนิท)



รูปที่ 2.1 Block diagram of a coherent modulator-demodulator (modem) LO, local oscillator; LPF_T, low-pass filter (transmitter); BPF_T, bandpass filter (transmitter); BPF_R, bandpass filter (receiver); CR, carrier-recovery circuit; LPF_R, low-pass filter (receiver); STR, symbol timing-recovery circuit; A/D, one-bit analog-to-digital converter (threshold comparator).



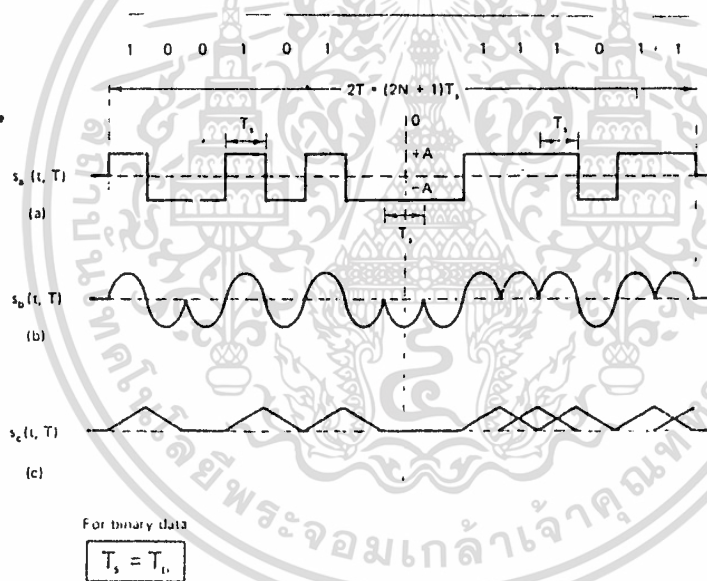
รูปที่ 2.2 Equivalent baseband model of the coherent modem, shown in Fig. 3.1.

2.2) ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเชิงโคจรันแบบแรนดัม

(SPECTRAL DENSITY OF RANDOM SYNCHRONOUS SIGNAL , PSD)

PSD ของสัญญาณไบนารีแบบแรนดัมได้พิสูจน์ไว้ในหัวข้อ 2.2.1 แล้ว ให้ข้อมูลเป็นเชิงโคจรันนั้นคือการตัดศูนย์เกิดขึ้นเพียงที่จำนวนเต็มคูณกับช่วงเวลาสัญลักษณ์ (symbol interval, T_s) ถึงแม้ที่มาจะยุ่งยากแต่ก็เป็นพื้นฐานสำคัญในการคำนวณสเปกตรัมของ PSK และ MSK และ ระบบควอดตาเจอร์ (quadrature) อื่นๆ

ในรูป 2.3 ส่วนของฟังก์ชัน $s(t, T)$ ของสัญญาณแรนดัมเชิงโคจรันทำให้เห็นผลถึงการนำไปใช้งานของสัญญาณทั้งโอเวอร์แล็ปและไมโอเวอร์แล็ป ส่วนของสัญญาณที่ยังไมโอเวอร์แล็ปหรืออินชอร์ต (in short) "สัญลักษณ์" จำกัดที่ช่วงเวลา (time slot, T) สัญลักษณ์โอเวอร์แล็ปมีหน่วยเป็นช่วงเวลาสัญลักษณ์ (T_s) เป็นช่วงเวลาของสัญลักษณ์ที่ติดกัน ตัวอย่างของสัญลักษณ์ที่โอเวอร์แล็ปและไมโอเวอร์แล็ปแสดงในรูป 2.3



รูปที่ 2-3 Synchronous nonoverlapping and overlapping binary baseband data streams. (a) NRZ-nonoverlapping; (b) nonoverlapping; (c) overlapping.

2.2.1 ที่มาของสเปกตรัมสัญญาณไบนารีแบบเบสแบนด์

(Derivation of the Baseband Spectrum of Binary Signals)

ให้ $s(t, T)$ ที่แสดงในรูป 2.3 เป็นส่วนที่โดนตัดไปของสัญญาณเชิงโคจรันแบบแรนดัมเราสมมติว่า $s(t, T)$ อยู่นอกช่วงเวลา $-T < t < T$ ซึ่ง $2T = (2N+1)T_s$ และ N เป็นจำนวนเต็ม ส่วนนี้ประกอบด้วยลำดับของพัลส์ $s_u(t)$ และ $s_v(t)$

$s_1(t)$ ที่ส่งอินพุต 1 ไปมีความน่าจะเป็น p
 $s_2(t)$ ที่ส่งอินพุต 0 ไป มีความน่าจะเป็น $1-p$ ดังนั้น

$$s(t, T) = \sum_{n=-N}^N s_n(t) \tag{2.1}$$

ซึ่ง

$$s_n(t) = \begin{cases} s_1(t - nT_s) & \text{with probability } p \\ s_2(t - nT_s) & \text{with probability } 1 - p \end{cases} \tag{2.2}$$

เราแยก $s(t, T)$ เป็นส่วนๆ จะได้ส่วนสเปกตรัมที่ต่อเนื่องและสเปกตรัมกำลังแบบดิสครีต (discrete)

$$s(t, T) = \underbrace{u(t, T)}_{\text{leads to continuous power spectrum}} + \underbrace{v(t, T)}_{\text{leads to discrete power spectrum}}$$

(2.3)

ให้ฟังก์ชัน $u(t, T)$ และ $v(t, T)$ คือ

$$u(t, T) = \sum_{n=-N}^N u_n(t) = \sum_{n=-N}^N a_n [g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)] \tag{2.4}$$

$$v(t, T) = \sum_{n=-N}^N [pg_1(t - nT_s) + (1-p)g_2(t - nT_s)] \tag{2.5}$$

ซึ่ง

$$a_n = \begin{cases} 1-p & \text{with prob. } p \\ -p & \text{with prob. } 1-p \end{cases} \tag{2.6}$$

หัวข้อนี้จะใช้ $s(t, T)$ โดยการแทนจากสมการ (2.3) และ (2.6)

การพิสูจน์ โดยพิจารณาทางขวาของสมการ (2.4) และ (2.5) ทำเป็นอนุกรม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของผลรวม $u(t, T)$ และ $v(t, T)$ โดยการแทรกอนุกรมเหล่านี้ (สมการ 2.4 และ 2.5 ในสมการ 2.3) เราจะได้ $s(t, T)$

$$\begin{aligned} & \sum_{n=-N}^N a_n [g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)] + \sum_{n=-N}^N [pg_1(t - nT_s) + (1-p)g_2(t - nT_s)] \\ & = \sum_{n=-N}^N [(a_n + p)g_1(t - nT_s) + (-a_n + 1 - p)g_2(t - nT_s)] \end{aligned} \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.6) เราจะได้

$$a_n = \begin{cases} 1-p & \text{with prob. } p \\ -p & \text{with prob. } 1-p \end{cases} \quad \text{and} \quad -a_n = \begin{cases} -(1-p) & \text{with prob. } p \\ -(-p) & \text{with prob. } 1-p \end{cases}$$

ดังนั้นลัมประสิทธิ์ของ $(a_n + p)$ และ $(-a_n + 1 - p)$ ในสมการ 2.7 คือ

$$(a_n + p) = \begin{cases} 1 & \text{with prob. } p \\ 0 & \text{with prob. } 1-p \end{cases} \quad (-a_n + 1 - p) = \begin{cases} 0 & \text{with prob. } p \\ 1 & \text{with prob. } 1-p \end{cases}$$

สมการทางขวาของสมการ 2.7 คือ

$$\begin{aligned} & \sum_{n=-N}^N \begin{pmatrix} 1 & \text{with prob. } p \\ 0 & \text{with prob. } 1-p \end{pmatrix} g_1(t - nT_s) \\ & + \sum_{n=-N}^N \begin{pmatrix} 0 & \text{with prob. } p \\ 1 & \text{with prob. } 1-p \end{pmatrix} g_2(t - nT_s) \end{aligned} \quad (2.8)$$

โดยการเห็นด้วยเห็นว่าสมการที่แล้วเหมือนกับสมการ 2.1 และ 2.2 ดังนั้น

$$u(t, T) + v(t, T) = \sum_{n=-N}^N s_n(t) = s(t, T) \quad (2.9)$$

การแสดง PSD ของสัญญาณ $u(t, T)$ จะพิสูจน์ด้วย $w_u(f)$ จะแสดงโดยสมการของฟูเรียร์ทรานฟอร์ม $z_1(t)$ และ $z_2(t)$ เป็นสัญญาณที่อิสระต่อกัน ฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญญาณ $u(t, T)$ คือ

$$U(f, T) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t, T) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.10)$$

และอินเวอร์สฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญญาณ $u(t, T)$ คือ

$$u(t, T) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f, T) e^{j2\pi ft} df \quad (2.11)$$

โดยใช้ทฤษฎีพาสเซอร์วอล ค่าเฉลี่ยกำลังสอง (mean square) ของสัญญาณที่โดนตัดไปคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{2T} \int_{-T}^T u^2(t, T) dt = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t, T) dt = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{\infty} |U(f, T)|^2 df \quad (2.12)$$

$$= \int_0^{\infty} \frac{|U(f, T)|^2}{T} df = \int_0^{\infty} w_u(f, T) df \quad (2.13)$$

ซึ่ง $w_u(f, T)$ คือ

$$w_u(f, T) = \frac{|U(f, T)|^2}{T} \quad (2.14)$$

ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ คือ

$$u(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} u(t, T) \quad (2.15)$$

จะจำกัดค่าของ $w_u(f, T)$ ซึ่ง T เกือบจะเป็นอนันต์ ค่าลิมิตจะไม่ใช่กรณีที่มากที่สุด ค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิลของ $|U(f, T)|^2$ จะพิสูจน์ด้วยและจากนั้น เราจะได้ค่าลิมิตซึ่งใช้ทฤษฎีสถิติทางการสื่อสารในกระบวนการเออร์годิก (ergodic process) ค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิลของ $w_u(f)$ เท่ากับค่าเฉลี่ยของเวลา ดังนั้น ค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิลของ $w_u(f)$ แทนใน PSD สัญญาณ $S(f)$ เท่ากับ $\lim_{T \rightarrow \infty} w_u(f, T)$

$$w_u(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E\{|U(f, T)|^2\}}{T} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E\{|U(f, T)|^2\}}{(2N+1)T/2} \quad (2.16)$$

ซึ่ง $E\{\dots\}$ แทนค่าคาดหวังของอาร์กิวเมนต์ (argument) เราจะพิสูจน์ $w_u(f)$ ด้วยฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญญาณ $u(t, T)$ คือ

$$\begin{aligned} U(f, T) &= \sum_{n=-N}^N \int_{-\infty}^{\infty} a_n [g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)] e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sum_{n=-N}^N a_n e^{-j2\pi nT_s f} [G_1(f) - G_2(f)] \end{aligned} \quad (2.17)$$

ซึ่ง

$$G_k(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_k(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad k = 1, 2 \quad (2.18)$$

ค่ากำลังสองของค่าสมบรณ์ของฟูเรียร์ทรานฟอร์ม $U(f, T)$ คือ

$$\begin{aligned} |U(f, T)|^2 &= U(f, T) U^*(f, T) \\ &= \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N a_m a_n e^{j2\pi(m-n)T_s f} [G_1(f) - G_2(f)][G_1^*(f) - G_2^*(f)] \\ &= |G_1(f) - G_2(f)|^2 \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N a_m a_n e^{j2\pi(m-n)T_s f} \end{aligned} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง "*" แสดงสัญลักษณ์คอมเพล็กซ์คอนจูเกต
 จะได้ค่าคาดหวัง (expected value) ของ $|U(f, T)|^2$ สังเกตว่าสมการ 2.19 a_m
 และ a_n คือตัวแปรแรนดัม ดังนั้น เพียงพอที่จะประเมินค่าคาดหวังของ a_m และ a_n ซึ่ง
 $m = n$ จากสมการ 2.6 จะได้

$$a_n^2 = \begin{cases} (1-p)^2 & \text{with prob. } f_1(a_n) = p \\ p^2 & \text{with prob. } f_2(a_n) = 1-p \end{cases} \quad (2.20)$$

ค่าคาดหวังของ a_n^2 ที่กรณี $m = n$ คือ

$$E[a_n^2] = \sum_k a_k^2 f_k(a_n) = (1-p)^2 p + p^2(1-p) = p(1-p) \quad (2.21)$$

ซึ่ง $f_k(a_n)$ คือฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของตัวแปรแรนดัม a_n กรณี $m=n$
 สมการ 2.6 ที่ใช้คำนวณค่า $E\{a_m a_n^* \}$ ในกรณี a_m และ a_n แทนตัวแปรแรนดัมที่อิสระ
 ต่อกัน ดังนั้น

$$a_m a_n = \begin{cases} (1-p)^2 & \text{with joint prob. } f_1(a_m, a_n) = p^2 \\ p^2 & \text{with joint prob. } f_2(a_m, a_n) = (1-p)^2 \\ -p(1-p) & \text{with joint prob. } f_3(a_m, a_n) = 2p(1-p) \end{cases} \quad (2.22)$$

และ

นั่นคือ

$$E[a_m a_n] = \sum_{k=1}^3 a_k f_k(a_m, a_n) \\ = (1-p)^2 p^2 + p^2(1-p)^2 + [-p(1-p)] 2p(1-p) = 0 \\ E[a_m a_n] = 0 \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.19), (2.21) และ (2.23) จะได้

$$E\{|U(f, T)|^2\} = G_1(f) - G_2(f)^2 \sum_{n=-N}^N p(1-p) \\ = (2N+1)p(1-p)[G_1(f) - G_2(f)^2] \quad (2.24)$$

PSD ที่ต่อเนื่อง (continuous power spectral density) ของ $u(t)$ ที่ได้จากสม.
 การ 2.16 และ 2.24 คือ

$$w_u(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E\{|U(f, T)|^2\}}{(2N+1)T/2} \\ = 2p(1-p)f_c [G_1(f) - G_2(f)^2] \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สังเกตว่า ส่วนที่ต่อเนื่องของสเปกตรัมเป็นสัดส่วนโดยตรง กับความแตกต่างของ
 ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มของสัญญาณพัลส์สองสัญญาณ คือ $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ ทำการพิสูจน์ส่วน
 ดิสครีทของสเปกตรัมตามค่า $v(t, T)$ สมการ 2.3 จากสมการ 2.5 พิสูจน์ได้ว่า
 $v(t, -T) = v(t)$; นั่นคือ $v(t)$ เป็นฟังก์ชันคาบเวลามีคาบเวลา $T = 1/f$ การ
 ขยายอนุกรมฟูเรียร์ของ $v(t)$ ได้ดังนี้

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p g_1(t - nT) + (1-p) g_2(t - nT)$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m e^{j2\pi m f t} = c_0 + \sum_{m=1}^{\infty} (c_m e^{j2\pi m f t} + c_m^* e^{-j2\pi m f t}) \quad (2.26)$$

ซึ่ง

$$c_m = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j2\pi m f t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} p g_1(t - nT) + (1-p) g_2(t - nT) dt$$

$$= f \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-nT}^{-nT+T} [p g_1(t) + (1-p) g_2(t)] e^{-j2\pi m f t} dt$$

$$= f \int_{-\infty}^{\infty} [p g_1(t) + (1-p) g_2(t)] e^{-j2\pi m f t} dt$$

$$= f [p G_1(mf) + (1-p) G_2(mf)] \quad (2.27)$$

จากสมการ (2.26) จะเห็นว่า $v(t)$ ประกอบด้วยเทอมคงที่ (ส่วนประกอบทาง dc) และ
 อนุกรมอาร์โมนิคส์ของ f ซึ่งเป็นความถี่ของสัญญาณขนาดสูงสุด (peak) ของอาร์โมนิค
 เหล่านี้คือ $2|c_m|$ และกำลังเฉลี่ยที่นอร์มอลไลซ์ด้วยอิมพีแดนซ์ 1 โอห์มคือ

$$\{2|c_m|/\sqrt{2}\}^2 = 2|c_m|^2$$

ความหนาแน่นสเปกตรัมที่สมบูรณ์ $w(f)$ ของข้อมูล $s(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} s(t, T)$
 $= \lim_{T \rightarrow \infty} [u(t, T) + v(t, T)]$ จากสมการ 2.25 ถึง 2.27 จะได้

continuous	dc term and harmonics	
↓	↓	
$w_c(f)$	$w_1(f)$	
$w_s(f) = w_c(f) + w_1(f)$		
$= 2f p(1-p) G_1(f) - G_2(f) ^2$		← continuous spectrum
$+ f^2 [p G_1(0) + (1-p) G_2(0)]^2 \delta(f)$		← dc component
$+ 2f^2 \sum_{m=1}^{\infty} p G_1(mf) $		← harmonics
$+ (1-p) G_2(mf)^2 \delta(f - mf)$		

(2.28)

2.2.2 หัวข้อและการนำไปใช้งานของสมการสเปกตรัมสัญญาณไบนารีแบบเบสแบนด์ (Summary and Application of the Baseband Spectral Equation of Binary Signals)

สมการ PSD มีการนำไปใช้บ่อยๆ หัวข้อทอมและสัญลักษณ์ให้ตามสมการ(2.28)

คือ $f_m =$ ความถี่ของสัญญาณ = อัตราสัญลักษณ์ (ในระบบไบนารีอัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับอัตราสัญลักษณ์ $f_b = f_m$)

$T_m = 1/f_m =$ ระยะห่างสัญลักษณ์ (กรณีพัลส์ไม่โอเวอร์แลปกัน)

$w_m(f) =$ ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสัญญาณ (รวมทั้งส่วนประกอบต่อเนื่องและดิสครีตสเปกตรัม)

$w_{u,m}(f) =$ ส่วนประกอบต่อเนื่องของสเปกตรัมกำลัง

$w_{d,m}(f) =$ ส่วนดิสครีตของสเปกตรัมกำลัง จะรวมทอม dc ด้วย

$G_1(f) =$ ฟังก์ชันฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญลักษณ์ $s_1(t)$

$G_2(f) =$ ฟังก์ชันฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญลักษณ์ $s_2(t)$

$m =$ จำนวนเต็ม (1, 2, 3,)

$p =$ ความน่าจะเป็นของการเกิดสัญลักษณ์ $s_1(t)$

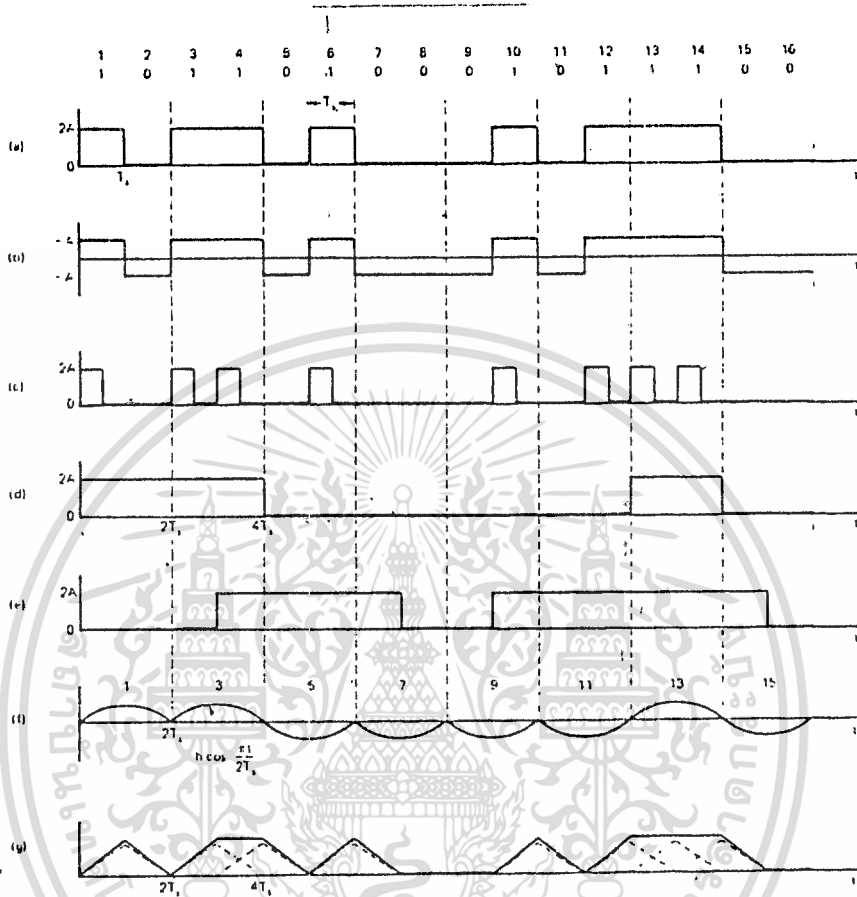
$1-p =$ ความน่าจะเป็นของการเกิดสัญลักษณ์ $s_2(t)$

รูป 2.4 จำนวนของคลื่นเบสแบนด์ที่แสดงคือสัญญาณ NRZ ที่ไม่มีส่วนประกอบทาง dc ใช้ในการส่งสัญญาณเบสแบนด์ และระบบที่มีมอดูเลต สัญญาณ NRZ ใช้ในจุดประสงค์การซิงโครไนซ์ สัญญาณ NRZ (d) และ (e) ใช้ในระบบมอดูเลตแบบควอดตราเจอร์

สัญญาณ (d) เลือกจำนวนบิตในลำดับของ NRZ และโวลต์ค่าแรงดันของบิตเหล่านี้ผ่านช่วงเวลา ระหว่างสัญลักษณ์ สัญญาณ (e) มีลักษณะคล้ายๆกันคือจำนวนบิตคู่ของสตรีม (e) โวลต์ที่ช่วงเวลาของ 2 บิต ส่วนอิลิเมนต์ของสัญญาณ $\pm h \cos(\pi t/T_m)$ ใช้ในระบบมอดูเลต MSK พัลส์ที่โอเวอร์แลปรวมอยู่ในรูป 2.4 สมการ 2.28 ไม่จำเป็นต้องพัลส์ที่ไม่โอเวอร์แลป อิลิเมนต์ของสัญญาณที่อิสระต่อกันของพัลส์โอเวอร์แลปแสดงด้วยเส้นประ ผลลัพธ์ของสัญญาณที่ได้แสดงด้วยเส้นเต็ม รูป 2.4 ใช้ในระบบมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์

ส่วนประกอบดิสครีตสเปกตรัมแทนด้วยจำนวนเต็มคูณกับความถี่ของสัญญาณ $f_m = 1/T_m$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญญาณ $G_1(f)$ และ $G_2(f)$ (ดูสมการ 2.28) ฮาร์โมนิคของ f_c ที่หายไปจะไม่ใช่ส่วนประกอบดิสครีทสเปกตรัมในสเปกตรัม



รูปที่ 2.4 Time-domain representation of various baseband waveforms. (a) NRZ (with dc comp.), (b) NRZ (without dc), (c) RZ with dc, (d) 1/2 rate NRZ; (e) 1/2 rate NRZ; (f) 1/2 rate MSK element; (g) overlapping pulses. Dashed line, individual overlapping pulses; solid line, resulting wave.

2.2.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ NRZ

(Spectral Density of NRZ Signals)

สมการ 2.28 นำไปใช้กับสัญญาณไบนารีได้มากมาย พิสูจน์หาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ NRZ ที่มีความน่าจะเป็นของการเกิดบิต 0 และ 1 เท่ากัน (equiprobable balanced)

สถานะของสัญญาณที่มีความน่าจะเป็นของการบิต 0 และ 1 ทำโดยวงจรสแควร์เวฟรูป 2.4(a) และ (b) จากตัวอย่างฟังก์ชันของขบวนการเรנד้อมสำหรับอิลิเมนต์ของสัญญาณ NRZ แบบสมดุลคือ

$$g_1(t) = \begin{cases} +A \text{ volts} & -\frac{T_s}{2} < t \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 \text{ volts} & \text{elsewhere} \end{cases}$$

$$g_2(t) = \begin{cases} -A \text{ volts} & -\frac{T_s}{2} < t \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 \text{ volts} & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.29)$$

และ

$$p = 1 - p = 0.5 \quad (2.30)$$

จากสมการ 2.18 $G_k(f)$

$$G_1(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} Ae^{-j2\pi ft} dt$$

$$= \frac{A}{-j2\pi f} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{-j2\pi ft} d(-j2\pi ft)$$

$$= \frac{A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) \quad (2.31)$$

$$G_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} (-A)e^{-j2\pi ft} dt = \frac{-A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) \quad (2.32)$$

เนื่องจาก $G_1(f) = -G_2(f)$ แสดงว่า $G_1(f=0) = G_1(0) = -G_2(f=0) = -G_2(0)$ ที่จำนวนเต็มคูณกับความถี่ของสัญญาณ ($f = mf_s$) จะได้ว่า

$$G_1(f = mf_s) = \frac{A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) = \frac{A}{\pi mf_s} \sin(\pi mf_s T_s)$$

$$= \frac{A}{\pi mf_s} \sin(\pi m) = 0 \quad (2.33)$$

$$G_2(f = mf_s) = 0 \quad (2.34)$$

โดยการแทนเทอมจากสมการ 2.31 ถึง 2.34 ในสมการ 2.28 จะได้

$$w_s(f) = 2f_s p(1-p) \left| \frac{A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) - \frac{-A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) \right|^2$$

+ zero — dc component
+ zero — harmonics

$$(2.35)$$

$$= 2f_s \cdot 0.5 \cdot 0.5 \left(2 \frac{A}{\pi f} \sin \pi f T_s \right)^2$$

$$= \frac{2A^2}{f_s} \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 = 2A^2 T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาแน่นของสเปกตรัมที่สมบูรณ์ของข้อมูล NRZ แบบสมมูลย์ที่ $p(+A)=p(-A)=0.5$ แสดงในรูป 2.3b จะได้

$$w_s(f) = 2A^2T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (2.37)$$

เปรียบเทียบผลที่ได้กับสมการ (2.28) สรุปว่าส่วนประกอบทาง DC คือ 0 และไม่มีส่วนประกอบแบบดิสครีท สเปกตรัมแรกที่ 0 เกิดขึ้นที่ $f = 1/T_b = f_b$ นั่นคือความถี่ของสัญญาณ ถึงแม้ว่าส่วนประกอบทาง DC = 0 ความหนาแน่นของสเปกตรัมมีค่าสูงสุดทาง DC = $2A^2T_b$ นั่นคือที่ความถี่ที่ $f = 0$ ที่ผ่านมาระให้เราให้ค่าแรงดันของอิมพีแดนซ์ของสัญญาณแอมพลิจูดโดยความต้านทาน 1 โอห์ม

ตัวอย่าง 2.1

(a) จำนวน PSD ที่ $f_b = 100 \text{ kb/s}$ เป็นสัญญาณ NRZ ให้ลอจิก "1" แทนสัญญาณ +100 mV และลอจิก "0" แทนสัญญาณ -100 mV แรงดันที่วัดตกคร่อม 75 โอห์ม เมชกับคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ของสายส่ง ความน่าจะเป็นของสภาวะลอจิก "0" เหมือนกับสภาวะความน่าจะเป็นของลอจิก 1

(b) สมมติว่าอิมพีแดนซ์และระดับแรงดันเหมือนกันในข้อ (a) แต่เพิ่มอัตราเร็วของสัญญาณ = 10 Mb/s

วิธีทำ (a) ในสมการ 2.37 นอร์มอลไลซ์ที่ความต้านทาน 1 โอห์ม สำหรับระบบ 75 โอห์ม ทำงานที่ความเร็ว 100 Kb/s ($T_b = 1/f_b = 10^{-5} \text{ s}$)

$$w_s(f) = \frac{2A^2T_b}{75} \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 = \frac{2(0.1)^2 \times 10^{-5}}{75} \left(\frac{\sin \pi f \times 10^{-5}}{\pi f \times 10^{-5}} \right)^2$$

$$= 2.666 \times 10^{-9} \left(\frac{\sin \pi f \times 10^{-5}}{\pi f \times 10^{-5}} \right)^2 \quad \text{W/Hz}$$

จากการคำนวณความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังในทางปฏิบัติมีหน่วยเป็น dBm/Hz 0 dBm คือที่กำลัง 1 mW

0 dBm = 1mW และ 0 dBW = 1 W

ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังแทนกำลังสัญญาณที่แบนด์วิดท์ 1 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$h(t)$ เป็นการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทำการอินเวอร์สฟูเรียร์ทรานฟอร์มเป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชัน

$$H(f) = \begin{cases} T_s & |f| \leq \frac{1}{2T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1}{2T_s} \end{cases} \quad (2.38)$$

$$h(t) = F^{-1}\{H(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)e^{j2\pi ft} df \quad (2.39)$$

$$h(t) = \frac{\sin(2\pi f_s t)}{2\pi f_s t} = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s} \quad (2.40)$$

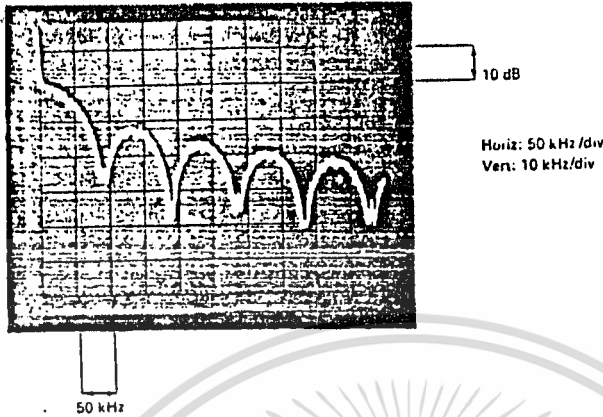
(สังเกตว่าเฟสของ $H(f) = 0$) จากการตอบสนองของอิมพัลส์จะเห็นว่า

$$h(nT_s) = \begin{cases} 1 & \text{for } n = 0 \\ 0 & \text{for } n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \end{cases} \quad (2.41)$$

ดังนั้น การตอบสนองของอิมพัลส์ ซึ่งค่าเต็มคือ $t = nT_s = 0$ และมีการตัดศูนย์ที่ค่าจำนวนเต็มคูณกับช่วงห่างสัญลักษณ์ ถ้าช่องสัญญาณบริตวอลล์ในอุดมคติมีค่าไม่เป็นศูนย์ แต่มีเฟสเป็นเชิงเส้น (เส้นประในรูป 2.6) การตอบสนองของอิมพัลส์จะถูกเลื่อนเป็นจำนวนเท่ากับ ช่วงสัญญาณหน่วงเวลา ค่าหน่วงเวลาคือ $\tau = d\phi/d\omega$ สำหรับฟิลเตอร์ที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นเหนือค่าความถี่ทั้งหมด เนื่องจากรูปร่างการตอบสนองของอิมพัลส์เหมือนกันกับที่ $\tau = 0$ จะไม่มีการบิดเบี้ยวของสัญญาณ

สังเกตว่าอินพุทของช่องสัญญาณ (เนื่องจากการกระต้นของฟิลเตอร์) (t) เป็นช่วงห่างสั้นๆที่ไม่จำกัดที่เอาท์พุท (การตอบสนองของอิมพัลส์) มีช่วงห่างไม่จำกัดเช่นกัน ช่องสัญญาณจำกัดแถบที่ยืดการตอบสนองของอิมพัลส์เกินค่าช่วงเวลา T_s และทำให้สัญญาณอินพุทเสียรูปร่าง ความเหมาะสมของการตอบสนองของอิมพัลส์มีค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับจำนวนเต็มที่คูณกับ T_s จะได้ $f_{\text{null}} = 1/2T_s$ เป็นช่วงสัญญาณบริตวอลล์ที่กว้างเป็นไปได้อันที่จะส่งและการตีเทคแบบซิงโครนัสที่เป็นอิมพัลส์ของแรนดัม $f_{\text{null}} = 1/T_s = 2f_{\text{null}}$ ตามทฤษฎีการตีเทคของสัญลักษณ์เหล่านี้ สามารถทำให้อยู่ในรูปแบบที่ไม่มีการรบกวนจากภายนอกในขณะส่ง ดังแสดงในรูป 2.7 นั่นคือเป็นการส่งที่ไม่มีการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์

PSD ที่แบนด์วิดท์ 1 Hz ที่ศูนย์กลางรอบๆ DC ($f=0$ Hz) คือ $W_{\text{psd}}(f=0) = 2.66 \times 10^{-9}$ W/Hz (สังเกตว่า lim) แสดงในหน่วย dBm/Hz



รูปที่ 2.5 Measured power spectral density of an $f_s = 100$ kb/s rate equiprobable (NRZ) data source. (Courtesy of Digital Communications Research Laboratory, University of Ottawa.)

การวัด PSD ของสัญญาณ NRZ ในรูป 2.5 สังเกตว่าความหนาแน่นสูงสุดของโลบแรกที่อยู่ด้านข้าง (side lobe) คือ 13.5 dB ต่ำกว่าความหนาแน่นสูงสุดของโลบหลัก (main lobe) (ความหนาแน่นที่ค่า DC) เพราะว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนของสเปกตรัมของสัญญาณ NRZ ตั้งที่ค่า 3 KHz ผลของการวัดประมาณเท่ากับ $10 \log(3\text{KHz}/1\text{Hz}) = 35$ dB ซึ่งสูงกว่าผลของความหนาแน่นของสเปกตรัมที่คำนวณได้

(b) $f_s = 10$ Mb/s คือ $T_s = 100$ ns กำลังของสัญญาณทั้งหมดจะไม่เปลี่ยนแปลง (พิสูจน์สถานะนี้ในอาณาจักรของเวลา) ดังนั้น PSD ที่ความถี่เท่ากับ 0 ต้องต่ำกว่า 100 เท่าจากสมการ 2.37

$$w_p(f=0) = 10 \log 2.66 \times 10^{-9} \text{ dBW/Hz} = 10 \log 2.66 \times 10^{-6} \text{ dBm/Hz} \\ = -55.76 \text{ dBm/Hz} = -85.76 \text{ dBW/Hz}$$

$$w_p(f) = \frac{2(0.1)^2 \times 10^{-7} \left(\frac{\sin \pi f \times 10^{-7}}{\pi f \times 10^{-7}} \right)^2}{75} \text{ W/Hz}$$

2.3) ระบบของสัญญาณแบบแบนด์ที่จำกัดแถบ

(BANDLIMITED BASEBAND SYSTEM)

2.3.1 ช่องสัญญาณ "บรีควอลล์" ในอุดมคติ

(Ideal "Brick-Wall" Channels(Filters))

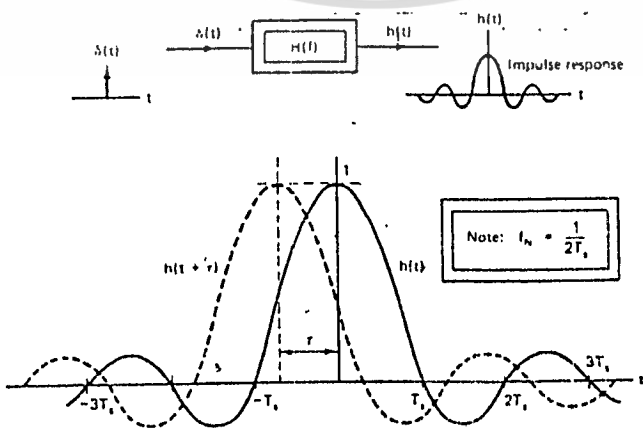
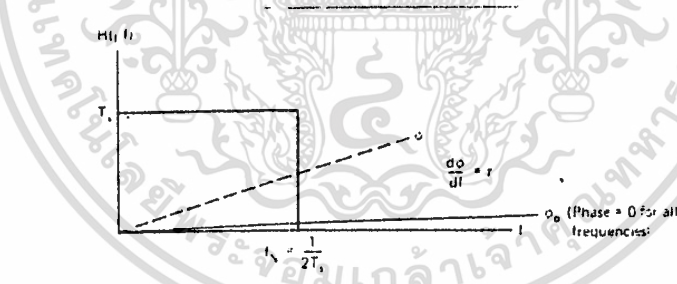
ระบบการส่งสัญญาณดิจิทัลที่จำกัดแถบเป็นการวัดประสิทธิภาพที่สำคัญ ถ้ามีความสามารถในการส่งจำนวนบิตต่อวินาทีเป็นจำนวนมากๆ (ตามแบนด์วิดท์) โดยค่าแบนด์วิดท์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอร์มอลไลซ์ที่ 1 Hz และประสิทธิภาพสเปกตรัมมีหน่วยเป็น b/s/Hz รูปคลื่นสี่เหลี่ยมใช้เป็นอิลิเมนท์ของสัญญาณบ่อยๆ เช่น สัญญาณ NRZ และ RZ ที่ปรากฏในรูป 2.4 ประกอบด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีแบนด์วิดท์ไม่จำกัด

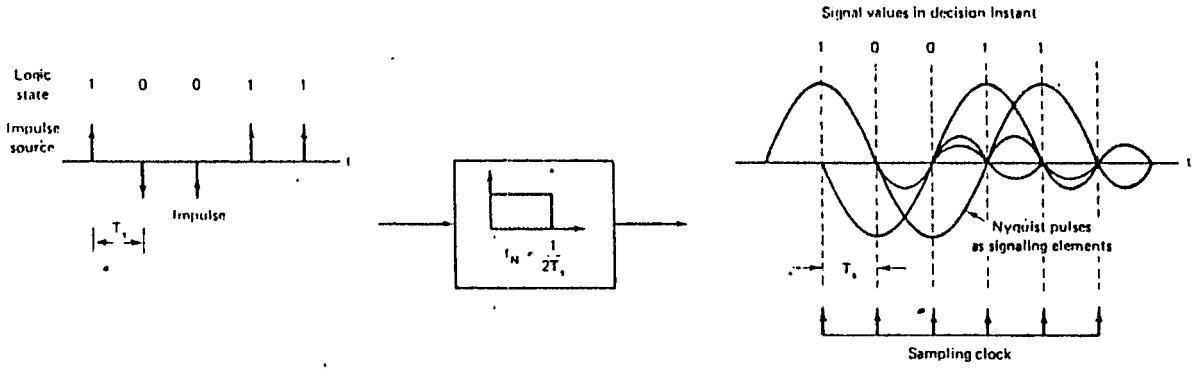
ในควิตส์ ได้พิสูจน์ความต้องการของแบนด์วิดท์ต่ำสุดว่าเป็นไปได้จะมีรูปคลื่นจำกัดแถบที่แยที่อุปกรณ์เครื่องรับ ฉะนั้นจะมีการสร้างสัญญาณขึ้นใหม่ที่ลิมบอร์นที่เครื่องรับ

จากคำบรรยายของช่องสัญญาณ บริดจวอลล์ ในอุดมคติและการศึกษาพื้นฐานของอายุไดอะแกรม (ในหัวข้อที่แล้ว) ในหัวข้อ 2.4 เราพิจารณาเกณฑ์การส่งที่สำคัญของไนควิตส์ตามเกณฑ์ที่คำนึงถึงรูปร่างของพัลส์ เพื่อที่จะเห็นส่วนสำคัญในทางปฏิบัติของทฤษฎีเหล่านี้จะทำให้คำบรรยายถูกต้อง โดยการแสดงในกรณีของสัญญาณไบนารี

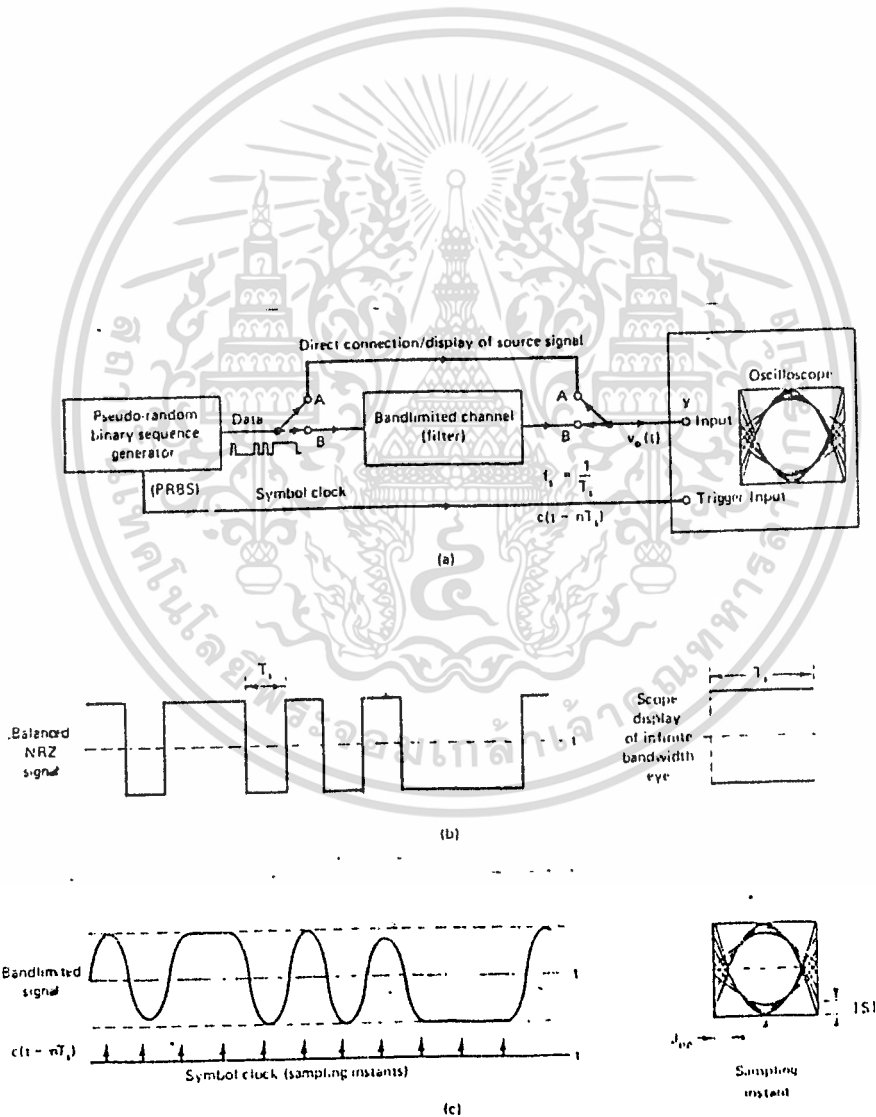
ทฤษฎีการส่งของไนควิตส์ สามารถนำไปใช้กับสัญญาณหลายระดับได้ดีเหมือนกัน พิจารณาโมเดลของช่องสัญญาณบริดจวอลล์ ในอุดมคติรูป 2.6 ความถี่คัทออฟ คือความถี่ไนควิตส์ $f_n = 1/2T_s$ และ $T_s = 1/f_n$ ซึ่ง T_s มีหน่วยเป็นช่วงห่างสัญลักษณ์ (สังเกตว่า ในระบบสัญญาณไบนารีอัตราสัญลักษณ์เท่ากับอัตราเร็วของข้อมูล $T_s = T_b$ ซึ่ง T_b มีหน่วยเป็นช่วงห่างของบิต ในระบบสัญญาณหลายๆระดับ $T_s = T_b \log_2 M$ ซึ่ง M เป็นจำนวนระดับของสัญญาณ)



รูปที่ 2.6 Ideal brick-wall channel and its corresponding impulse response. The anticipatory impulse response of the brick-wall channel is nonrealizable. T_s = time duration of unit signaling element.

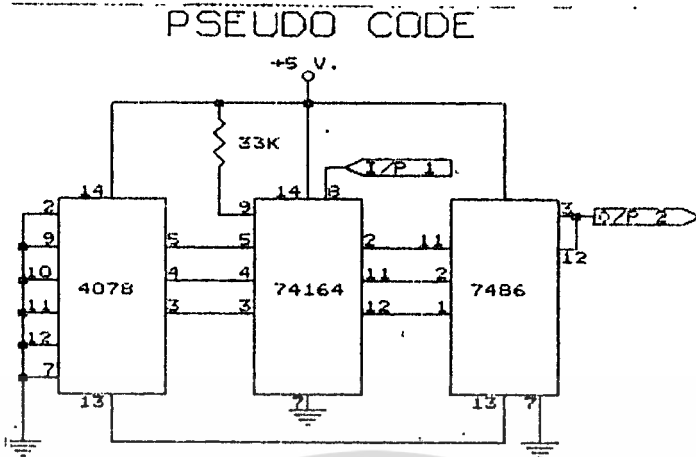


รูปที่ 2.7 Intersymbol-interference (ISI)-free transmission of bandlimited impulses.



รูปที่ 2.7 Eye-diagram measurement setup and display.

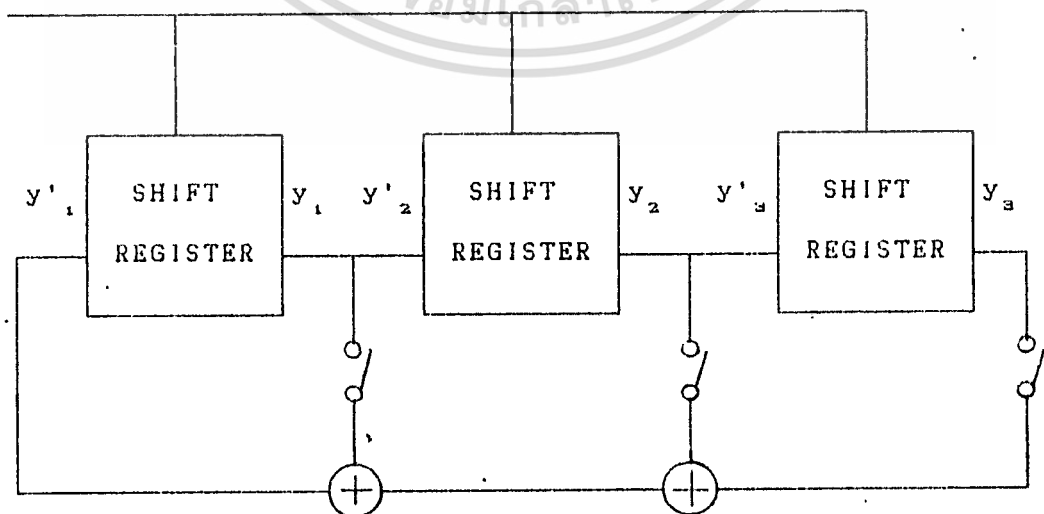
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงเครื่องพีวาร์สัญญาณ PSEUDO

2.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบและเปรียบเทียบ

จากหลักการของเครื่องวัดค่าความผิดพลาดจะเห็นว่า สัญญาณที่ใช้ทางด้านส่ง เพื่อทดสอบกับสัญญาณด้านรับที่นำมาเปรียบเทียบ คือสัญญาณที่มีรูปแบบเดียวกัน ซึ่งสัญญาณนี้เรียกว่า พิวโซโดแรนด้อมซีควเอนซ์ (Pseudo Random Sequence) ซึ่งสัญญาณอันนี้มีหลักการกำเนิดโดยอาศัยการป้อนกลับจากสถานะที่เกิดขึ้นภายในชิพรีจิสเตอร์ จากตัวใดตัวหนึ่งป้อนกลับมาจากอินพุทเพื่อให้เกิดวงรอบของการกำเนิดสัญญาณ ความยาวของรูปแบบ (Pattern) สัญญาณพิวโซโดนี้จะสัมพันธ์กับการนำเอาสถานะของชิพรีจิสเตอร์คู่ใดมาบวกกันแล้วป้อนกลับ ซึ่งเราสามารถแสดงหลักการกำเนิดได้ดังนี้



รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการเกิดสัญญาณ PSEUDO RANDOM SEQUENCE

จากรูปข้างบน เราจะได้สมการแสดงสถานะที่จุดต่าง ๆ ดังนี้

$$y1' = c1y1 + c2y2 + c3y3$$

$$y2' = y1$$

$$y3' = y2$$

(2.42)

โดย $c1, c2, c3 = 1$ เมื่อ SW ปิดวงจร

และ $= 0$ เมื่อ SW เปิดวงจร

ซึ่งจากสมการที่ (2.42) เราจะเห็นว่า $y1', y2', y3'$ คือสถานะที่จะเกิดขึ้นถัดไป และจากสมการ (2.42) นำไปตั้งสมการ แมตริก (matrix) ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} y1' \\ y2' \\ y3' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c1 & c2 & c3 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y1 \\ y2 \\ y3 \end{bmatrix}$$

(2.43)

จากหลักการหาค่าไอเก้น (eigen value) กล่าวไว้ว่า

$$Ax = \phi x$$

$$(A - \phi)x = 0$$

และจากการหาค่าไอเก้น เราจะได้สมการคุณลักษณะโพลีโนเมียลจาก

$$\text{CHARACTERISTIC POLYNOMIAL} = \text{DETERMINANCE } [A - \phi]$$

$$\text{หรือ} = \text{DETERMINANCE } [T + \phi I]$$

โดยที่ I คือ IDENTICAL MATRIX

T คือ แมตริกของค่าคงที่

$$\text{ในที่นี้ } [T] = \begin{bmatrix} c1 & c2 & c3 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (2.43) จะทำให้เราสามารถหาค่าคุณลักษณะของโพลีโนเมียล
ได้ดังนี้คือ

$$\text{CHARACTERISTIC POLYNOMIAL} = \left| [T] + \phi[I] \right|$$

$$= \begin{vmatrix} c1+\phi & c2 & c3 \\ 1 & \phi & 0 \\ 0 & 1 & \phi \end{vmatrix}$$

เนื่องจากการบวกแบบ มอดุโล 2 ซึ่งจะไม่สนใจเครื่องหมาย บวกหรือลบ

$$= \phi (\phi^2 + c1\phi + c2) + c3 \\ = \phi^3 + c1\phi^2 + c2\phi + c3$$

เราแทนค่า ϕ ด้วย y และเนื่องจากการคูณแบบมอดุโล 2 จะได้ว่า

$y = y^{-1}$ จะได้สมการ characteristic polynomial คือ

$$1+c1y+c2y^2+c3y^3 \tag{2.44}$$

จากสมการ characteristic polynomial ที่ได้เราสามารถจับคู่ของตัวประกอบต่าง ๆ ได้ดังนี้

กรณี 3 ประกอบด้วย

$$y^3 = y^2(y)$$

$$y^3+y^2+y+1 = (y+1)(y^2+1)$$

$$y^3+y^2+y = y(y^2+y+1)$$

$$y^3+y^2 = y^2(y+1)$$

$$y^3+1 = \text{ไม่สามารถแยกได้}$$

$$y^3+y^2+1 = \text{ไม่สามารถแยกได้}$$

$$y^3+y+1 = \text{ไม่สามารถแยกได้}$$

กรณี 2 ประกอบด้วย

$$y^2 = y.y$$

$$(y^2+1) = (y^2+1)(y+1)$$

$$y^2+y+1 = \text{ไม่สามารถแยกได้}$$

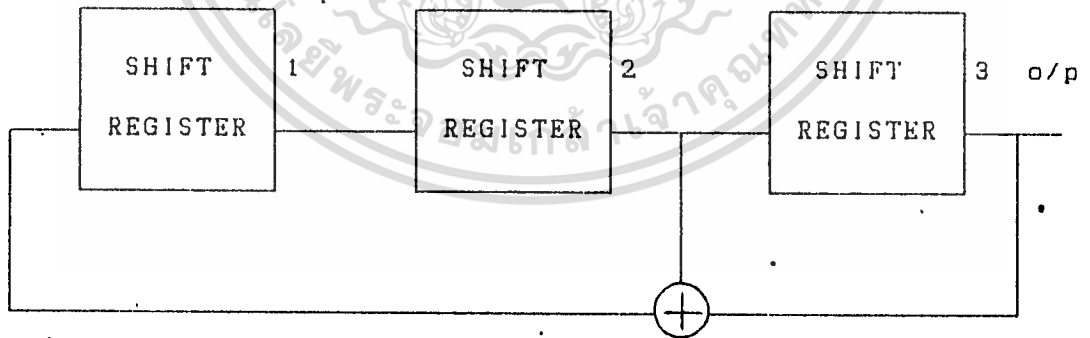
$$y^2+y = y(y+1)$$

ในการแยกตัวประกอบ เราต้องคำนึงด้วยว่าเป็นการบวกมอดุโล 2 เพราะฉะนั้นค่าที่เหมือนกันเมื่อบวกกันแล้วมีค่าเท่ากับ 0 และสมการชุดที่ไม่สามารถแยกตัวประกอบได้ในเทอมนั้น จะให้ค่าลำดับของสัญญาณสูงสุด เนื่องจากความยาว (L) ของรูปแบบสัญญาณ สามารถหาได้จากสมการ

$$L = 2^N - 1$$

โดยที่ N คือค่าดีกรีสูงสุดในสมการที่นำมาสร้างรูปแบบของสัญญาณ สมมติเราต้องการ L = 7 เพราะฉะนั้นค่า N ก็จะต้องเท่ากับ 3 ซึ่งเป็นดีกรีของสมการ characteristic polynomial แต่ในการที่จะให้ได้ความยาวในหนึ่งวงรอบเท่ากับ 7 นั้นจะต้องเลือกเอาเฉพาะสมการที่ไม่สามารถแยกตัวประกอบได้มาคิด จึงจะทำให้ได้ค่าความยาวของรูปแบบเท่ากับ 7 ตามที่คำนวณไว้

จากหลักการข้างต้น ถ้าเราต้องการรูปแบบของสัญญาณมีความยาววงรอบเท่ากับ 7 ดังนั้นสมการที่เราจะต้องนำมาคิดก็คือ x^3+x^2+1 หรือ x^3+x+1 จะทำให้เราได้บล็อกไดอะแกรมดังนี้



รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของสัญญาณ PSEUDO ที่ได้จากสมการ

เราจะได้สถานะต่างๆของการกำเนิดสัญญาณดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนดให้สถานะเริ่มต้นของชิฟริจิสเตอร์ทุกตัวเป็น 1 หมด

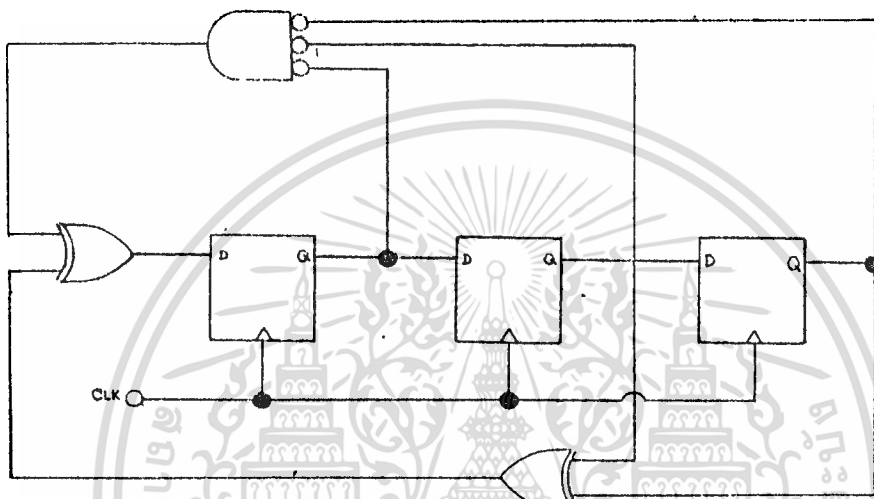
เวลาที่ T ใด ๆ	1	2	3	O/P
T	1	1	1	0
T+1	0	1	1	0
T+2	0	0	1	1
T+3	1	0	0	0
T+4	0	1	0	0
T+5	1	0	1	1
T+6	1	1	0	0
T+7	1	1	1	1
T+8	0	1	1	1
T+9	0	0	1	1
T+10	1	0	0	0
T+11	0	1	0	0

แต่เนื่องจากการใช้งานจริงจะต้องคำนึงถึงจุดที่จะเกิดสถานะศูนย์ ในทุกชิพรีจิสเตอร์ ซึ่งได้นำเอาสถานะของแต่ละตัวของชิพรีจิสเตอร์มาสร้างเงื่อนไขไม่ให้เกิดขึ้นดังรูปที่ 2.11

จากคุณสมบัติของออโตคอรีเลชัน (autocorrelation) ซึ่งใช้วัดคุณลักษณะการเหมือนกันของสัญญาณ เมื่อขณะที่สัญญาณถูกเลื่อนไปพบว่าค่าออโตคอรีเลชันจะให้ค่าสูงสุด (มีค่าเหมือนกันทุกประการ) ที่คาบเวลาผ่านไป $2^n - 1$ ถ้าเราใช้จำนวนของชิพรีจิสเตอร์มากๆ ค่าคาบเวลาของออโตคอรีเลชันก็จะยิ่งสูงซึ่งมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณไวท์ นอยส์ (white noise) ซึ่งเราสามารถที่จะนำสัญญาณที่สร้างขึ้นนี้มาใช้ทดสอบระบบก่อนการใช้งาน โดยใช้แทนข้อมูลข่าวสารจริงที่จะส่งซึ่งอัตราความผิดพลาดที่เกิดขึ้นก็จะมีค่าใกล้เคียงกับการที่ใช้ข่าวสารจริงส่ง ซึ่งค่าที่ได้จะเป็นค่าโดยประมาณ

จากหลักการที่กล่าวมาข้างต้น เราได้มาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณ pseudo random sequency ดังรูปที่ 2.8 จะประกอบไปด้วย 74HC164 ขึ้นเป็นชิพรีจิท เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ จะมี 7486 ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณป้อนกลับ โดยวงจรได้ออกแบบให้สามารถเลือกรูปแบบความยาวของรูปแบบคือ 2^3-1 , 2^4-1 , 2^5-1 และสัญญาณที่ได้ก็จะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณทดสอบที่ส่งมาโดยใช้ exclusive-or เปรียบเทียบเพื่อหาความผิดพลาดได้



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรการใช้งานจริงของภาคกำเนิดสัญญาณ

2.3.3 สเปกตรัมของแรมดัม และข้อมูล PRBS

ความน่าจะเป็นของการเกิดบิต 0 และ 1 กับการส่งในระบบสื่อสารทางดิจิทัลอย่างสำคัญ เช่น A/D ที่เปลี่ยนสัญญาณเสียงและสัญญาณภาพเอาท์พุทที่อุปกรณ์ TDM และระบบของข้อมูลอื่นๆที่ถูกสแครมเบิล สัญญาณเหล่านี้เป็นแรมดัมหรือคล้ายๆกับเป็นข้อมูลแรมดัม P เป็นความน่าจะเป็นของความผิดพลาด เออร์เรอ-ฟรี-เซคกันด์ (error free second, EFS) และ เออร์เรอ-คอนเทนนิ่ง-เซคกันด์ (error containing second, ECS) ได้นำมาพัฒนาและหาค่าอยู่ในเรื่องสมรรถนะ อิน-เซอร์วิส (in-service) ของข้อมูลแรมดัมจริงๆเทอมของ อิน-เซอร์วิส หมายความว่า การส่งข้อมูลของผู้ใช้ไม่ถูกขัดจังหวะเพื่อที่จะให้ได้รูปแบบการวัดเป็น ฟิลด์ เฟอร์ฟอร์มแมนซ์ (field performan)

ในห้องการทดลองการสร้างและการทดสอบ เป็นการวัดที่แน่นอนอยู่ในรูปแบบออฟ-ไลน์ (off-line) หรือ เอาท์ออฟ เซอร์วิส (out of service) การวัดเอาท์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

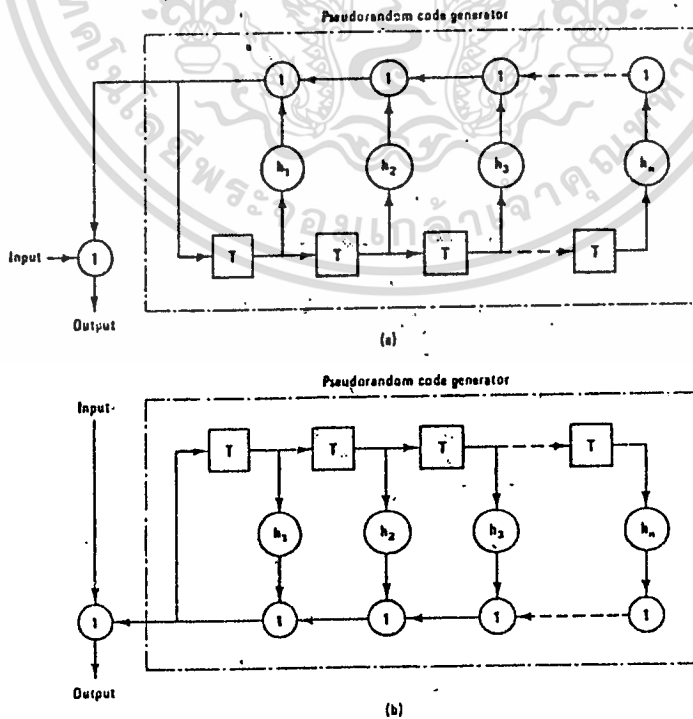
ออฟ เซอร์วิส (P_u) , EFS และ ECS ที่ใช้ในการผลิตสัญญาณแบบไบนารีกึ่งแรนดัม (PRBS) ที่เกือบจะมีคุณลักษณะเป็นลำดับข้อมูลแรนดัมจริงๆ

การใช้สมการของ PRBS ลำดับข้อมูลแรนดัมจริงแสดงไว้แล้ว เราสมมติว่าเป็นการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัล นั่นคือระบบมีการเปลี่ยนแปลงข้อมูลจะเกิดขึ้นที่จำนวนเต็มคูณกับช่วงห่างสัญลักษณ์ (T_u) สังเกตว่าในระบบไบนารีช่องห่างบิต (T_b) เท่ากับช่วงห่างสัญลักษณ์ (T_u)

ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของ PRBS , w_{PR}(f) ประกอบไปด้วยไลนส์เปกตรัมแบบดิสครีตที่แยกค่าเป็น 1/LT_u Hz

$$w_{PR}(f) = \frac{L+1}{L^2} \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \sum_{\substack{n=-L \\ n \neq 0}}^L \delta \left(f - \frac{n}{LT_b} \right) + \frac{1}{L^2} \delta(f) \quad (2.45)$$

ซึ่ง L = 2^N - 1 เป็นคาบเวลาของพีโซโดแรนดัมซีควเอนซ์ (pseudo random sequence) และ N คือ จำนวนของชิฟริจิสเตอร์ในตัวสร้างรหัสพีโซโดแรนดัม ที่มีความยาวมากที่สุด ตัวสร้างรหัสพีโซโดแรนดัม (scrambler) และการถอดคีย์ของดิสแครมเบอร์ (BER detector) แสดงในรูป 2.12

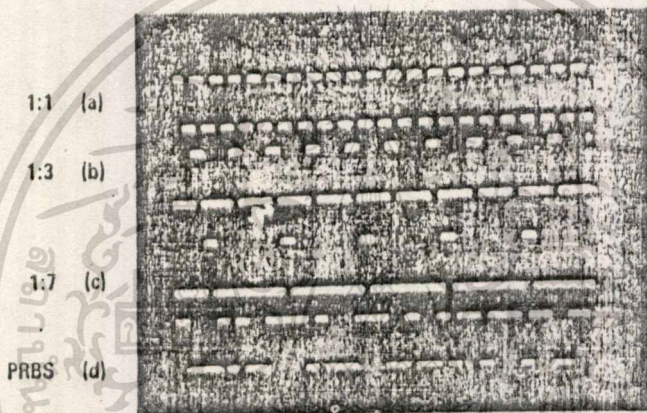


รูปที่ 2.12 PRBS (pseudorandom binary sequence) code generator (scrambler) and corresponding error detector (descrambler). (a) Scrambler. (b) Descrambler. h_1, h_2, \dots, h_n represent the shift register internal connections that determine the code sequence.

ตัวอย่าง 2.2 การวัดคาบเวลาและสเปกตรัมของข้อมูลแบบ PRBS

การวัดคาบเวลาและรูปแบบของข้อมูล PRBS และสเปกตรัมกำลังในตัวอย่างนี้
กรณี $f_b = 400 \text{ kb/s}$ ข้อมูลแบบไบนารีตามรูปแบบของข้อมูล 4 ข้อมูล แสดงในรูป 2.13

1. 1:1 คาบเวลาสตรึม ด้วยสภาวะ 1s และ สภาวะ 0 สลับกัน
2. 1:3 คาบเวลาสตรึม ด้วยสภาวะ 1s และ สภาวะ 0 สลับกัน 3 ครั้ง
3. 1:7 คาบเวลาสตรึม ด้วยสภาวะ 1s และ สภาวะ 0 สลับกัน 7 ครั้ง
4. $2^6 - 1$ ส่วนของการผลิตรูปแบบข้อมูล PRBS มีความยาวสูงสุดเท่ากับ 63 บิต ซีพรีจิสเตอร์ มีลำดับความยาว $2^6 - 1$ เท่ากับ 63 บิต

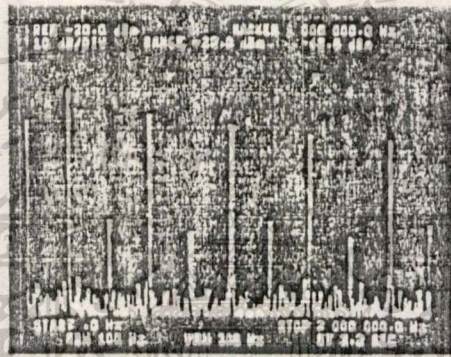


รูปที่ 2.13 Oscilloscope display of illustrative period data patterns and of a PRBS data segment.

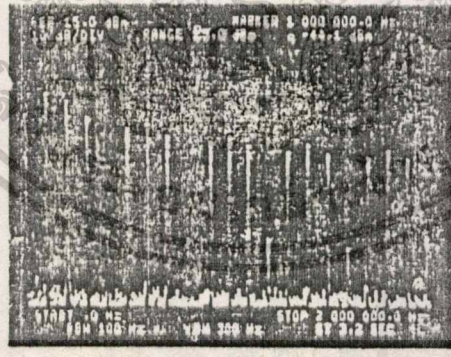
สเปกตรัมกำลังของคาบเวลา 1:1 รูปแบบข้อมูลแสดงในรูป 2.12 (a) ส่วนประกอบของฮาร์โมนิกที่ความถี่แรกในอนุกรมฟูเรียร์ที่ $f_b = 400 \text{ kb/s}$ ข้อมูลสตรึมที่ $f_1 = 200 \text{ kHz}$ สังเกตว่า $f_1 = f_b/2$ นั่นคือฮาร์โมนิกที่ 1 มีค่าครึ่งหนึ่งของอัตราเร็วข้อมูลไม่ใช่ที่ความถี่ของอัตราเร็วข้อมูล ทั้งนี้เพราะว่าฮาร์โมนิกแรกในอนุกรมฟูเรียร์เป็นลักษณะทำนองเดียวกันกับคาบเวลาของสัญญาณ (T_b) นั่นคือ $f_1 = 1/T_b$ กรณีนี้คาบเวลามีระยะห่างของบิตเป็น $2T_b = 2T_b$ สัญญาณนี้และในรูปไม่มีส่วนประกอบทาง DC สไปค์ (spike) ที่ 0 Hz แสดงว่าที่ 0 Hz เริ่มการกวาดความถี่ของสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ส่วนประกอบฮาร์โมนิกทางทฤษฎีที่ความเร็ว 400 kb/s จะสมมาตรกันทางอุดมคติในรูปแบบ 1:1 ที่ความถี่ 200 kHz, 600 kHz, 1000 kHz ... นั่นคือในอนุกรมฟูเรียร์ฮาร์โมนิกที่เท่ากันที่จะแสดงค่า อย่างไรก็ตามผลของการวัดในรูป 2.14 (a) แสดงฮาร์โมนิกที่ 2, 4, 6 ... (400, 800, 1200 Hz ...) จะนำมาแสดงด้วยฮาร์โมนิกเหล่านี้ถูกลดทอนประมาณ 40 dB ฮาร์โมนิกคู่ที่แสดงเนื่องจากความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

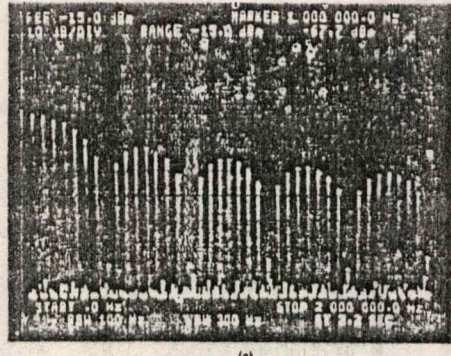
ไม่สมบูรณ์ของข้อมูลหรือสเปกตรัมของไอเซอร์ ความบกพร่องเล็กน้อยของการสมมาตร
 ในแหล่งข้อมูล นั่นคือช่วงห่างของสภาวะการส่ง 1 ไม่นั่นเองเช่นเดียวกับการส่งสภาวะ 0
 หรือค่าช่วงเวลาขึ้นของพัลส์ไม่เหมือนกับช่วงเวลาลงอย่างแน่นอน นั่นคือสาเหตุจากอาร์โม
 นิคส์ การทดสอบแพทเทิร์นที่กำลังสูงอาจจะเป็นสาเหตุที่สเปกตรัมของไอเซอร์ทำงานไม่เป็น
 เชิงเส้น (โอเวอร์โหลด) ดังนั้นเป็นสาเหตุที่อาร์โมนิคส์ไม่ให้เห็นในการทดสอบแพทเทิร์น
 ในรูป 2.14 b และ c $f_b = 400 \text{ kb/s}$ คาบเวลาลัญญาณ 1:3 และ 1:7 สังเกต
 ว่าความถี่มูลฐาน และการแยกแยะระหว่างส่วนประกอบดิครีทลดลงด้วยการเพิ่มตามคาบ
 เวลาของ "เวิร์ด" $(3+1) = 4$ บิตเวิร์ด และ $7+1 = 8$ บิตเวิร์ด ช่องว่างระหว่าง
 ไลน์สเปกตรัมจะลดลงสเปกตรัมที่ยาวกว่า PRBS



(a)



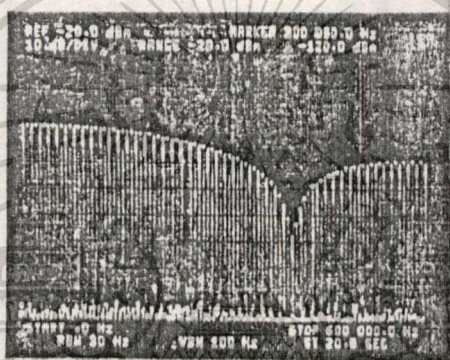
(b)



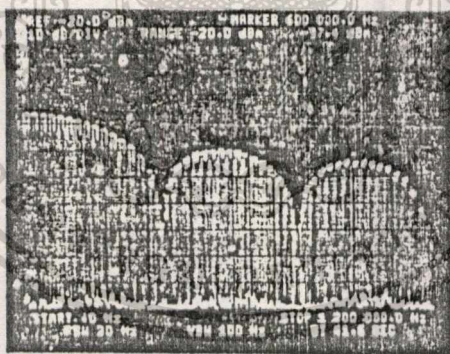
(c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ © 1997 โดย บริษัท ทรานส์เทค จำกัด
 (a) 1 : 3. (b) 1 : 7 pattern.
 ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

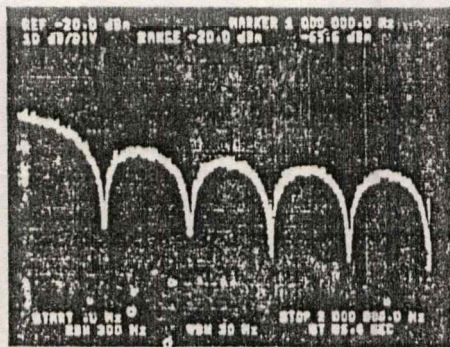
รูป 2.15 สเปกตรัมของ PRBS ที่ความเร็วเท่ากับ 400 kb/s มีลำดับเว็รด์ยาว $2^6 - 1 = 63$ บิต ผลของการวัดสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์ที่ความถี่ (a) 600 Hz และ (c) 2 MHz หยุดที่ความถี่ต่ำสุดในรูป 2.15(a) ที่ดิสเพลย์ 60 Hz/division กรณีนี้ ส่วนประกอบของดิสครีทสเปกตรัม เนื่องจากแบนด์วิดท์ของการวัดที่เพิ่มขึ้น ดิสครีทสเปกตรัมกำลังที่ปรากฏจะต่อเนื่องกัน (sin x/x) ในรูป 2.15(b) และ 2.15(c) "เอนวิโลบ" ของความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังมีสมการเป็น $\sin x/x$ อย่างไรก็ตาม ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง ประกอบด้วยดิสครีทสเปกตรัมโลแม็กการนำไปใช้งานได้หลายอย่าง ระหว่างไลน์ต้องมีค่าน้อยการขยายสเปกตรัมในรูป 2.16 มีระยะห่าง



(a)



(b)

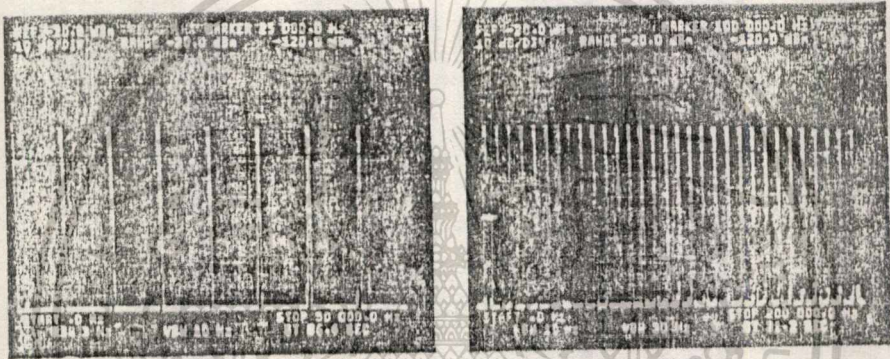


(c)

รูปที่ 2.15 Spectra of PRBS (sequence length 63 bits), $f_s = 400$ -kb/s rate data streams. (a) 0 to 600 kHz display. (b) 0 to 1.2 MHz display. (c) 0 to 2 MHz display.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของโลนัลเปิดที่ติดกันประมาณ 6.4 kHz การวัดช่องว่างตามทฤษฎี คำนวณจากสมการ 2.45 คือ $400 \text{ kb/s} / 63 = 6.34 \text{ kHz}$ ระบบโทรศัพท์ FDM ช่องสัญญาณเสียงที่ติดกันประมาณ 4 kHz PRBS เวอร์ตมีความยาว 63 บิต ไม่เพียงพอในการวัด เนื่องจากการรบกวนจากภายนอก ระบบ จากค่า $f_b = 400 \text{ kb/s}$ ในระบบ FDM เพราะว่า การลดแทรกของส่วนประกอบดิสครีทเปิดที่ติดกันจะไม่แสดงในช่องสัญญาณโทรศัพท์ โดยเฉพาะที่ระบบอัตราเร็วข้อมูลสูงกว่านี้ PRBS เวอร์ตที่ยาวกว่านี้จะมีการใช้ทั่วไป PRBS จะยาวถึง $2^{20} - 1$

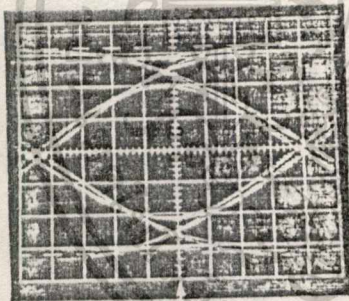
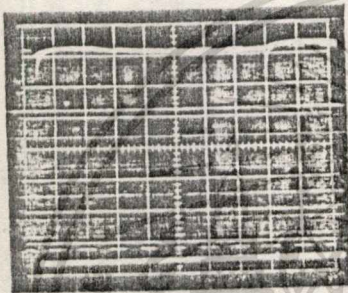


รูปที่ 2.16 Expanded spectral display of PRBS (sequence length 63 bits) $f_b = 400 \text{ kb/s}$ data streams corresponding to Fig. 1.12. (a) 0 to 50 kHz. (b) 0 to 200 kHz.

2.3.4 พื้นฐานของอายไดอะแกรม (Eye-Diagram Fundamentals)

ช่องสัญญาณที่ไม่สมบูรณ์จะนำมาประเมินด้วย "อายไดอะแกรม" หรืออายแพทเทิร์น แพทเทิร์นในออสซิลโลสโคปเหล่านี้ถ้าสัญญาณ $v_o(t)$ รูป 2.7 บิตที่ y ซึ่งเป็นเวอริติคอลอินพุทของออสซิลโลสโคป สัญญาณนาฬิกาของสัญญาณ $c(t - nT_b)$ เป็นการทริกเกอร์จากภายนอกของออสซิลโลสโคป การปรับแต่งการหน่วงของทริกเกอร์ที่ส่วนหน้าของออสซิลโลสโคปสามารถทำได้สะดวก เพื่อให้การแสดงผลของอายไดอะแกรมอยู่ที่กลางจอ ออริซอลทอลไทม์เบสตั้งค่าประมาณเท่ากับระยะห่างสัญญาณ อายไดอะแกรมของตัวสร้างสัญญาณ PRBS จะแสดงด้วยค่าเอาต์พุทของตัวสร้างข้อมูลนี้ต่อโดยตรง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับเวอรัคคอสของออสซิลโลสโคป สังกะยาจากอายุไดอะแกรมของฟิลเตอร์บัสเตอร์เวอร์ท ลำดับที่ 4 เป็นแบบนอนเฟลอิควอไลซ์ในรูป 2.17 อัตราสัญลักษณ์ตั้งไว้ที่ $f_s = 64 \text{ kb/s}$ และความถี่คัทออฟที่ 3 dB คือ 26 kHz เนื่องจากเป็นช่องสัญญาณ ISI ที่ไม่อิควอไลซ์ ตาจะเปิดเพียง 2/3 ของการแซมปลิงชั่วขณะ เหมือนกับดิซิชันมาร์จิ้น (decision margin) (เหมือนกับ P_u) เนื่องจากเป็น ISI-free ระดับสัญญาณต้องเพิ่มขึ้นเป็น $1: 2/3 = 3.25 \text{ dB}$



Sampling instant

Vert: 50 mV/div
Horiz: 2 μs/div

Vert: 50 mV/div
Horiz: 2 μs/div

รูปที่ 2.17 - Measured eye diagram of an unequalized filter. A conventional fourth-order, unequalized-phase Butterworth filter having a 3-dB corner frequency at 26 kHz is used as channel simulator. The applied symbol rate is $f_s = 64 \text{ kb/s}$. (a) Infinite-bandwidth eye diagram; (b) bandlimited eye diagram.

เทคนิคในการวัดค่าสูงสุดของ ISI (peak) การวัดนี้จะวัดช่วงบนของสัญญาณที่แย่ง นั่นคือในการวัดเพิ่มของค่าสูงสุด ISI นอกจากนี้การหาค่าสูงสุด ISI ที่เป็น rms ของการบิดตาเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญด้วยการวัดพารามิเตอร์นี้เป็นเรื่องยุ่งยากกว่าการหาค่าสูงสุดของการบิดตา

จากการสังเกต อายุไดอะแกรมจะเห็นว่าแพทเทิร์นของสัญญาณที่โอเวอร์แล็ปไม่ตัดไลน์ศูนย์ ที่จำนวนเต็มคูณกับสัญญาณนาฬิกาของสัญลักษณ์ การเบี่ยงเบนจากจุดตัดตามตัวเลข (nominal crossing points) คือค่าพิกัดของการเปลี่ยนแปลงข้อมูลของจิตเตอร์ (J_{pp}) ค่าจิตเตอร์นี้มีผลต่อวงจรเวลาสัญลักษณ์ (STR) และจะเป็นการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะผิดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกฏนำไปใช้

แสดงสมรรถนะที่แย่งลง

2.4) ทฤษฎีของไนควิสต์
(NYQUIST THEOREMS)

2.4.1 ทฤษฎีแบนด์วิดท์ต่ำสุดของไนควิสต์
(Nyquist Minimum - Bandwidth Theorem)

ถ้าอิมพัลส์ของการซิงโครไนซ์อัตราส่ง f_n เป็นสัญลักษณ์ต่อวินาที การใช้งานในทางอุดมคติที่ช่องสัญญาณโลว์พาสของบิตวอลล์ที่มีเฟสลิเนียร์มี f_n เป็นความถี่คัทออฟมีค่า $f_n/2$ Hz แล้วการตอบสนองของอิมพัลส์เป็นอิสระต่อกัน นั่นคือ ปราศจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์

จากสมการ (2.14) และรูป (2.7) เป็นการแสดงกรณีของการส่งอิมพัลส์ที่ไม่มี ISI ในการแซมปลิงช่วงเวลา สิ่งเกิดการส่งที่ปราศจาก ISI อิมพัลส์ไม่จำเป็นที่จะต้องเป็นสัญญาณไบนารี การส่งที่ปราศจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์จะสามารถเกิดขึ้นได้ถ้าอินพุตสตรีมของการซิงโครไนซ์คือ

$$\sum_k A_k \delta(t - kT_s)$$

ซึ่ง A_k คือตัวแปรดิสครีทแรนด้อมที่สัญญาณหลายระดับ เช่น A_k มีค่าเป็น $-3, -1, +1, +3$ กรณีเป็นระบบสัญญาณเบสแบนด์ 4 ระดับ ซึ่งทุกๆซิมบอที่ส่งอยู่ในรูปแบบของข้อมูล 2 บิต

ตัวอย่าง 2.3

ความถี่คัทออฟของสัญญาณบริด-วอลล์ในอุดมคติคือ $f_n = 2.5$ MHz จะมีจำนวนบิตต่อวินาทีเท่าไรที่ส่งผ่านช่องสัญญาณนี้ ถ้า

- (a) เป็นสัญญาณอิมพัลส์ไบนารี
 - (b) เป็นสัญญาณอิมพัลส์ไบนารี 4 ระดับ
- ที่อัตราส่งเหมือนกันทั้งสัญญาณไบนารี และสัญญาณ 4 ระดับ

จากทฤษฎีที่ 1 ของไนควิสต์ $2f_n = 2$ Msymbol/s

กรณีสัญญาณไบนารีเท่ากับ 5 Mb/s และกรณีสัญญาณ 4 ระดับ = 10 Mb/s ซึ่ง เป็น 2 เท่าของอัตราข่าวสาร (ไม่ใช่อัตราการส่ง) เพราะว่ามีข่าวสารไบนารี 2 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้ารหัสเป็นสัญลักษณ์ของสัญญาณ 4 ระดับ

สังเกตว่ากรณีการส่งที่ปราศจาก ISI ของอัตราการส่งเท่ากับ f_n ที่เป็นอิมพัลส์สี่เหลี่ยมเพิ่มเข้าไปในช่องสัญญาณบริต-วอลล์ในอุดมคติ ดังนั้นเป็นไปได้ที่จะมีอัตราการส่งที่ปราศจาก ISI = 2 symbol/s/Hz

เราอธิบายว่าทำไมรูปขนาดอิกวอไลซ์เซอร์ $X/\sin X$ จึงเป็นการส่งที่ปราศจาก ISI ของพัลส์สี่เหลี่ยมเช่นเดียวกันกับการส่งสัญญาณแบบ NRZ แสดงในรูป 2.4b สำหรับอิมพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีขนาดจากการฟูรีเยร์ทรานฟอร์มคงที่ตลอดความถี่ ในขณะที่มีรูปพัลส์สี่เหลี่ยมเป็น $\sin X/X$ เพื่อให้ระบบมีการตอบสนองเหมือนเดิม (ไม่มี ISI) ทั้งกรณีที่เกิดขึ้นด้วยอิมพัลส์และสัญญาณสี่เหลี่ยม) ฟูรีเยร์ทรานฟอร์มทั้ง 2 กรณีจะต้องเป็นลักษณะเดียวกัน

เอาที่พู่ทงของฟูรีเยร์ทรานฟอร์มที่มีอยู่ โดยการคูณฟูรีเยร์ทรานฟอร์มของการกระตุ้นด้วยช่องสัญญาณบริตวอลล์ จะถูกพัฒนาขึ้นด้วย ขนาดของอิกวอไลซ์เซอร์ $X/\sin X$ คุณลักษณะของช่องสัญญาณในควิสต์ที่มีแบนด์วิดท์ต่ำสุดในทางอุดมคติ กรณีอิมพัลส์สี่เหลี่ยมและการส่งพัลส์สี่เหลี่ยมในทางปฏิบัติ (NRZ) รวมอยู่ในรูป 2.18 คำอธิบายช่องสัญญาณในควิสต์ที่มีช่องแบนด์วิดท์ต่ำสุดอาจจะไม่เป็นจริงก็ได้

2.4.2 ทฤษฎีสมมาตรของไนควิสต์

(Niquist's Vestigial Symmetry Theorem)

ทฤษฎีการเพิ่มของการสมมาตรของความลาดเอียง (skew symmetrical) $Y(w)$ เป็นค่าจริงของทรานสมิตแตนซ์ฟังก์ชันกับทรานสมิตแตนซ์ของโลว์พาสฟิลเตอร์ในอุดมคติเป็นส่วนสำคัญในการตัดแกนคูนีย์ ของการตอบสนองของอิมพัลส์ การตัดแกนคูนีย์จึงเป็นเงื่อนไขจำเป็นของการส่งที่ปราศจาก ISI การสมมาตรของ $Y(w)$ ที่ w_n เป็นความถี่คัทออฟ (ความถี่เชิงมุมของไนควิสต์ = $2\pi f_n$) ของฟิลเตอร์บริตวอลล์ที่มีเฟสเชิงเส้นมีค่าเท่ากับ

$$Y(\omega_n - x) = -Y(\omega_n + x) \quad 0 < x < \omega_n \quad (2.46)$$

ซึ่ง $w_n = 2\pi f_n$

เราแสดงฟิลเตอร์ของบริตวอลล์ที่มีการปรับปรุง โดย $Y(w)$ เป็นค่าทรานสมิตแตนซ์ฟังก์ชันเนื่องจาก $Y_n(w)$

$$Y_m(\omega) = \begin{cases} 1 + Y(\omega) & |\omega| < \omega_N \\ Y(\omega) & \omega_N < |\omega| < 2\omega_N \end{cases} \quad (2.47)$$

แสดงในรูป 2.19 สมมติว่าเฟสของฟิลเตอร์เท่ากับศูนย์ตลอดความถี่ (ค่าห้วงเวลาที่ $T = 0$ ในรูป 2.6) เราจะเลื่อนค่าเวลาของการตอบสนองของอิมพัลส์จากจุดเริ่มต้นออกจากผลของการห้วงเวลาที่จำกัด

ถ้าเราให้การตอบสนองของอิมพัลส์ $Y_m(\omega)$ เป็น $h_m(t)$

$$h_m(t) = \frac{\sin(2\pi f_N t)}{\pi t} + h(t) \quad (2.48)$$

เทอมแรกคือการตอบสนองของอิมพัลส์ $(\sin X/X)^*$ ของฟิลเตอร์บริดจวอลล์ดูจากสมการ 2.40 ในขณะที่เทอม 2 เราให้

$$h(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\omega_N} Y(\omega) \cos \omega t d\omega \quad (2.49)$$

โดยการแบ่งการอินทิกรัลเป็น 2 ส่วนจาก 0 ถึง ω_N และจาก ω_N จนถึง $2\omega_N$ และแทน $w = \omega_N - x$ และ $w = \omega_N + x$ ในส่วนแรกและส่วนที่สองตามลำดับ

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \sin \omega_N t \int_0^{\omega_N} Y(\omega_N - x) \sin x dx \quad (2.50)$$

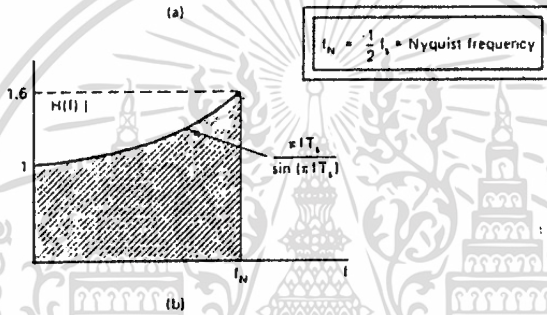
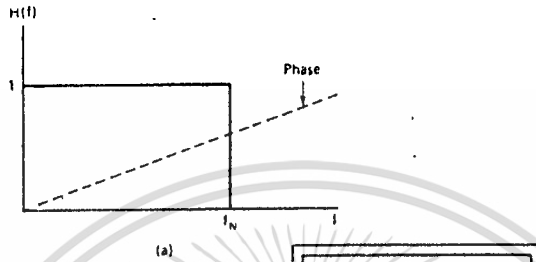
สมการมีค่าเท่ากับ 0 ที่ $\sin \omega_N t = 0$ นั่นคือ $t = m/2f_N$ ซึ่ง $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ ดังนั้นทั้ง 2 เทอมของการปรับแต่งการตอบสนองของอิมพัลส์ ดังสมการ 2.48 มีค่าเท่ากับศูนย์ที่จำนวนเต็มคูณกับช่วงเวลาสัญญาณ ($mT_m = m/2f_N$)

เราสรุปว่าจะไม่มี ISI เกิดขึ้นในการแซมปลิงชั่วขณะ

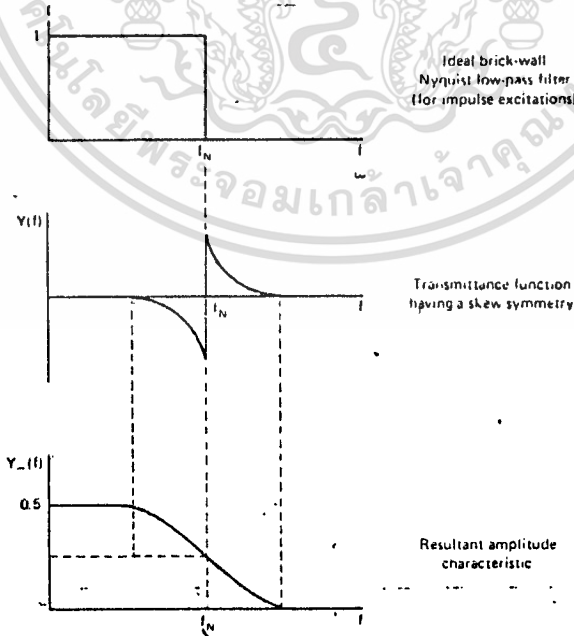
* เทอมนี้อคล้ายๆ $\sin X/X$ ค่า f_N คงที่จะไม่แสดงที่โดมิเนเตอร์ (dominator) ด้วยเหตุผลที่ว่าขนาดของอิมพัลส์ไดเรค (Dirac) เท่ากับพลังงานของพัลส์

ฟังก์ชันไรส์โคไซน์ (raise cosine) เป็นไปตามทฤษฎีที่ 2 ของไนควิสต์ ผู้ออกแบบฟิลเตอร์จะประมาณคุณลักษณะช่องสัญญาณของการส่งที่ปราศจาก ISI บ่อยๆ ด้วยการตอบสนองของช่องสัญญาณ

$$|H(j\omega)| = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \\ \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\} & \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha) \\ 0 & \omega > \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha) \end{cases} \quad (2.51a)$$



รูปที่ 2.18 Minimum-bandwidth Nyquist channel models for impulse and pulse transmission. (a) Amplitude response of an ideal minimum-bandwidth filter that has no ISI for the conceptual case of impulse transmission. (b) Amplitude response of minimum-bandwidth channel for NRZ rectangular pulse transmission.



รูปที่ 2.19 Nyquist's vestigial symmetry theorem. $\omega_N = 2\pi/\Delta$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $w = 2\pi f$ และ α คือช่องสัญญาณโรลออฟแฟคเตอร์ (roll-off-factor) รูปแบบสมการไรซ์โคไซน์ที่ใช้น้อยๆ คือ

$$H(f) = \begin{cases} 1 & 0 < f < f_N - f_x \\ \frac{1}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left[\frac{f}{f_N} - 1 \right] \right] & f_N - f_x < f < f_N + f_x \\ 0 & f > f_N + f_x \end{cases}$$

$$\phi(f) = kf \tag{2.51b}$$

ซึ่ง $\alpha = f_x / f_N = f_x / f_N$ คือค่าโรลออฟแฟคเตอร์ และ k เป็นค่าคงที่ สำหรับระบบในทางปฏิบัติในการส่งมีค่า $f_N = 1/T_N = 2f_N$ ที่พัลส์สี่เหลี่ยมแบบซิงโครนัส

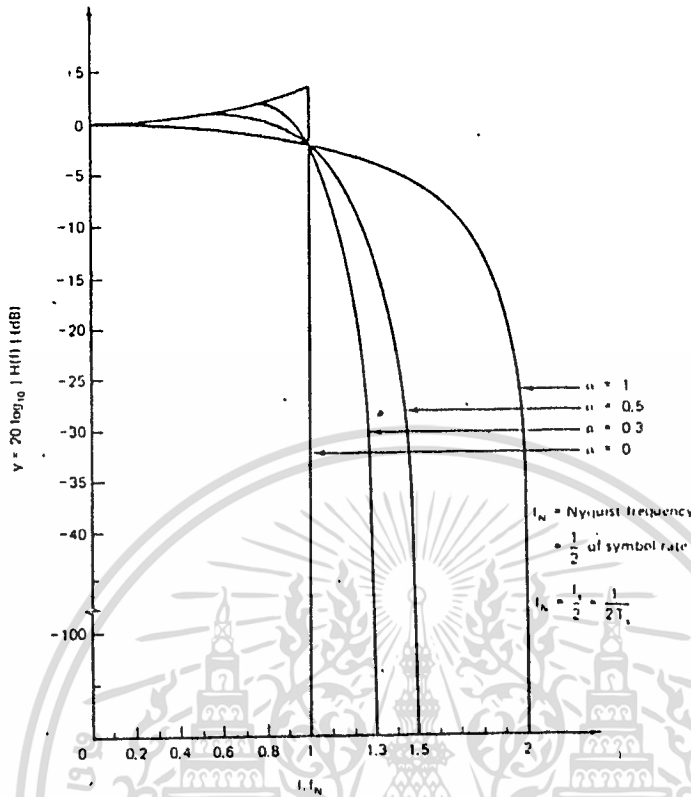
รูปขนาดอิกควอไลซ์เซอร์ ($X/\sin X$) ต้องเพิ่มในคุณลักษณะของช่องสัญญาณด้วย ตามสมการ 2.51 ดังนั้นจะเป็นการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ต้องการการส่งที่ปราศจาก ISI (เช่นเดียวกับสัญญาณ NRZ) คือ

$$H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\omega T_s/2}{\sin(\omega T_s/2)} & 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s} (1-\alpha) \\ \frac{\omega T_s/2}{\sin(\omega T_s/2)} \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\} & \frac{\pi}{T_s} (1-\alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s} (1+\alpha) \\ 0 & \omega > \frac{\pi}{T_s} (1+\alpha) \end{cases}$$

$$\tag{2.52}$$

ซึ่ง α คือ โรลออฟแฟคเตอร์ ถ้า $\alpha = 0$ พิลเตอร์ที่มีแบนด์วิดท์ต่ำสุดจะไม่ใช่จริงสำหรับแบนด์วิดท์เท่ากับ $f_N = 1/2 T_N$ ถ้า $\alpha = 0.5 = 50\%$ เกินค่าแบนด์วิดท์ที่จะใช้ ในขณะที่ $\alpha = 1$ แบนด์วิดท์ที่ส่งจะเป็น 2 เท่าของแบนด์วิดท์ต่ำสุดทางทฤษฎี

คุณลักษณะขนาดที่ค่าพารามิเตอร์แบนด์วิดท์ต่าง ๆ กัน (α) แสดงในรูป 2.20 ที่ความถี่ $f = (1 + \alpha)f_N$ ทางทฤษฎีการลดทอนมีค่าไม่จำกัด สำหรับในทางปฏิบัติมีค่าประมาณ 20 - 50 dB เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับกรอมให้สัญญาณรบกวนจากภายนอกของช่องสัญญาณที่ติดกัน



รูปที่ 2.20 Amplitude characteristics (plotted in dB) of the Nyquist channel for rectangular pulse transmission (After [Feher, 1981], with permission from Prentice-Hall, Inc.)

ตัวอย่าง 2.4 หากความถี่ซึ่งเป็นช่องสัญญาณไร้ซีโคไซน์มีค่าลดทอน 30 dB สมมติว่าเป็นการส่งข้อมูล NRZ มีค่า $f_{\text{NRZ}} = 1\text{Mb/s}$ และมีค่า

(a) $\alpha = 0.3$

(b) $\alpha = 0.5$

ความถี่ในควิลต์ของฟิลเตอร์บริตวอลล์ทางอุดมคติ คือที่ $f_{\text{cut}} = f_{\text{NRZ}} / 2 = 500 \text{ kHz}$ จากรูป 2.12 จะเห็นว่าที่จุดการลดทอนที่ 30 dB มีค่าต่ำกว่าจุดลดทอนที่ α dB เพียงเล็กน้อย

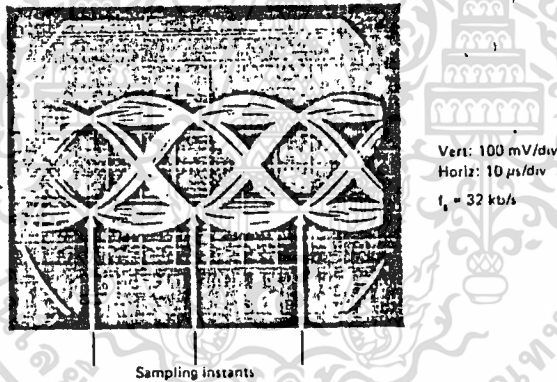
กรณี $\alpha = 0.3$ การลดทอนที่ความถี่ = $(1 + 0.3)500 \text{ kHz} = 650 \text{ kHz}$

ในขณะที่ $\alpha = 0.5$ การลดทอนที่ความถี่ = $(1 + 0.5)500 \text{ kHz} = 750 \text{ kHz}$

2.4.3 ทฤษฎีการส่งที่ปราศจากจิตเตอร์และการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ของไนควิสต์ (Nyquist's Intersymbol-Interference (ISI) and Jitter Free Transmission Theorem)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีแบนด์วิดท์ต่ำสุดและทฤษฎีสมมาตรของไนควิสต์ เป็นข้อกำหนดพื้นฐานของสัญญาณที่ปราศจาก ISI ในรูป 2.21 การวัดอายุไดอะแกรมของฟิลเตอร์บัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่ 5 ในช่องสัญญาณไรส์โคไซน์ที่อิควอลไลซ์แล้ว มีค่า $\alpha = 0.6$ สังเกตว่า ในการแซมปลิงช่วงขณะของ ISI ที่ศูนย์ แรงดันที่จุดตัดศูนย์ของเส้นที่ทับกัน ซึ่งรูปแบบของอายุแพทเทิร์นจะไม่ทับกันสนิท ที่ค่าช่วงขณะ ครึ่งทางระหว่างพัลส์ที่ติดกัน 2 พัลส์ ISI ไม่อาจตัดทิ้งได้ ค่าเบี่ยงเบนพิกัดพิกะหว่างจุดตัดศูนย์ คือข้อมูลที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากจิตเตอร์ (data transition jitter, J_{DT}) ค่า J_{DT} ที่มากเกินไปมีผลอย่างมากต่อ สมรรถนะของวงจรกู่เวลาสัญลักษณ์รวมทั้งสมรรถนะของระบบ ข้อมูลที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากจิตเตอร์ มีแนวโน้มที่จะนำจิตเตอร์ เข้าไปในวงจรกู่สัญญาณนาฬิกา เมื่อจำนวนของส่วนที่สร้างใหม่ต่อกับคล็อกจิตเตอร์ ตามทฤษฎีเงื่อนไขสำหรับการส่งที่มี ISI ช่วงขณะและข้อมูลที่ปราศจากเปลี่ยนแปลงเนื่องจากจิตเตอร์ กำหนดเงื่อนไขได้ดังนี้



รูปที่ 2.21 Measured eye diagram of an $\alpha = 0.6$ raised-cosine channel.

สำหรับการส่งที่ปราศจาก ISI ที่จุดศูนย์ของการตอบสนองของอิมพัลส์ของโวลต์ของฟิลเตอร์ในอุดมคติจะต้องเก็บค่าไว้ เพื่อการหลีกเลี่ยงของข้อมูลที่มีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากจิตเตอร์ โดยการเพิ่มค่าที่จุดศูนย์ที่ตำแหน่งครึ่งทางระหว่างจุดศูนย์ที่ติดกัน เงื่อนไขการตัดศูนย์ช่วงขณะจะเป็นที่พอใจเมื่อ $\alpha = .1$ ของช่องสัญญาณไรส์โคไซน์

$$H(\omega) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi \omega}{2\omega_N} \right) \quad 0 < \omega < 2\omega_N \quad (2.53)$$

ซึ่ง f_N = ความถี่ไนควิสต์, $\omega_N = 2\pi f_N$ และความถี่ของสัญญาณ $f_m = 1/T_m = 2f_N$ สังเกตว่าอิควอลไลซ์เซอร์ $X/\sin X$ ต้องเพิ่มเข้าไปในช่องสัญญาณด้วย

ที่มาของทฤษฎีนี้ค่อนข้างจะยุ่งยาก อย่างไรก็ตามผลของข้อมูลที่มีการเปลี่ยนแปลงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงเนื่องจากจิตเตอร์ทำให้ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีสมรรถนะแย่งลง

สังเกตว่าการส่งที่มี ISI ชั่วขณะและอิมพัลส์ที่ปราศจากจิตเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีเฟสเชิงเส้นมีแบนด์วิดท์เป็น 2 เท่าของช่องสัญญาณต่ำสุด พิสูจน์ได้โดยให้ $\alpha = 1$ แทนในสมการ 2.51 และการเปลี่ยนค่าตรีโกณต่างๆ ในสมการ 2.53 ในทางปฏิบัติ ช่องสัญญาณดาวเทียมไม่สามารถใช้แบนด์วิดท์กว้างได้ดังนั้นระบบต้องมีค่าพิกัดของข้อมูลที่มีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากจิตเตอร์เท่ากับ 20-30 % ผลของจิตเตอร์ขึ้นกับค่าโรลออฟแพคเตอร์ของฟิลเตอร์แบบไรซ์โคไซน์ แสดงอายุไดอะแกรมทางคอมพิวเตอร์ในรูป 2.22 สำหรับค่าข้อมูลที่มีค่า J_{rms} แย่ที่สุดคือ

$$J_{\text{rms}} = (X_2 - X_1) * 100 \%$$

ซึ่ง X_2 และ X_1 ได้จากการคำนวณรากของ

$$s(x) - s(x-1) + [s(x+1) + s(x-2)] - [s(x+2) + s(x-3)] + [s(x+3) + s(x-4)] - [s(x+4) + s(x-5)] + \dots = 0 \tag{2.54a}$$

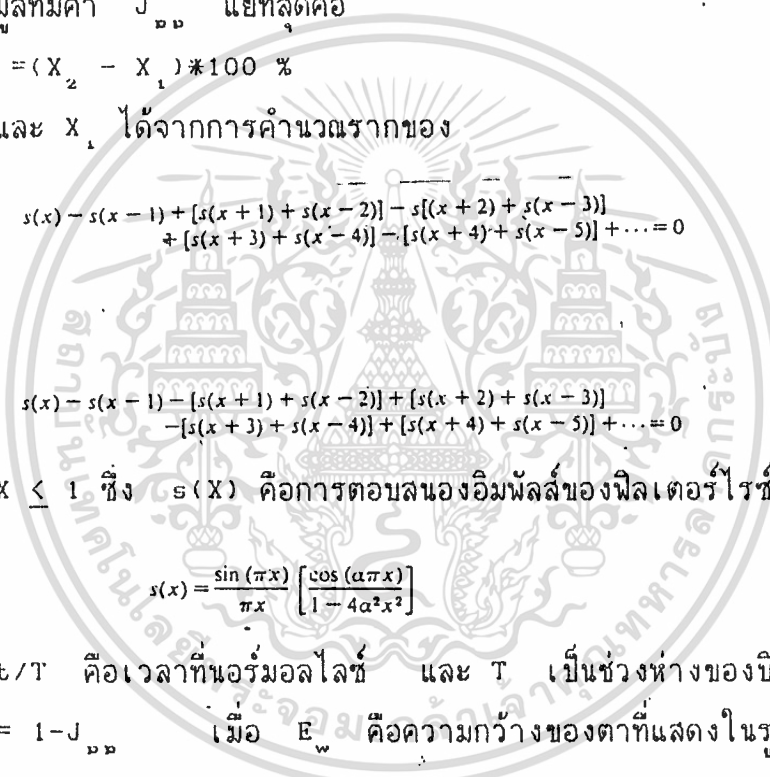
และ

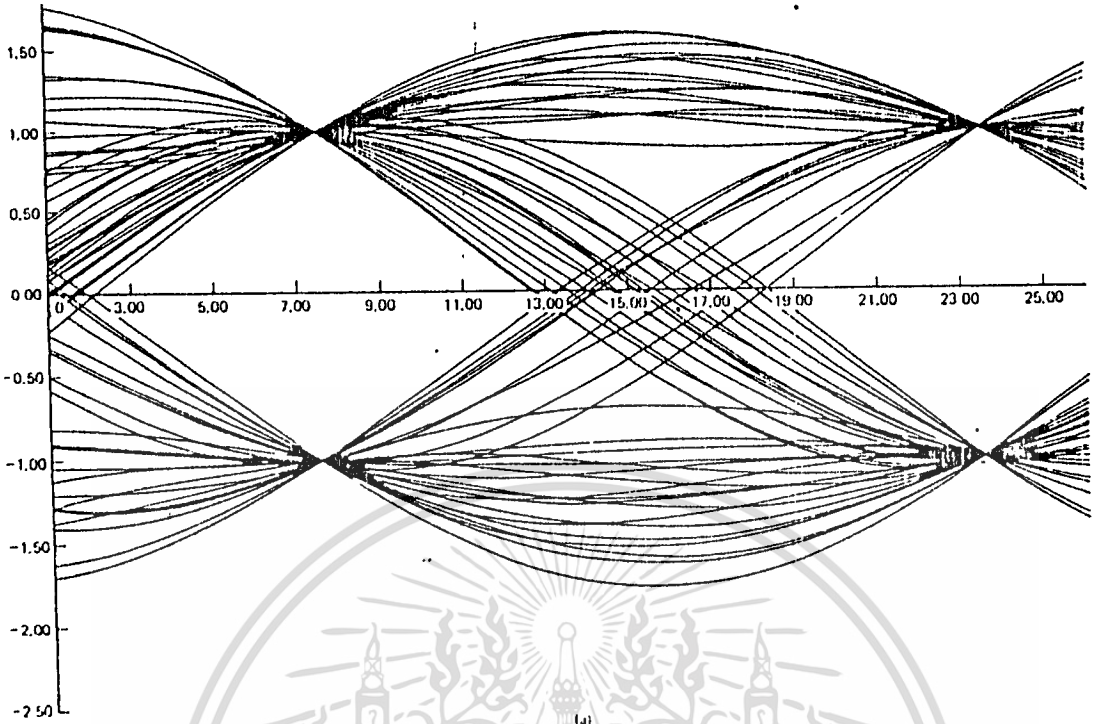
$$s(x) - s(x-1) - [s(x+1) + s(x-2)] + [s(x+2) + s(x-3)] - [s(x+3) + s(x-4)] + [s(x+4) + s(x-5)] + \dots = 0 \tag{2.54b}$$

ที่ค่า $0 \leq X \leq 1$ ซึ่ง $s(X)$ คือการตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์ไรซ์โคไซน์ คือ

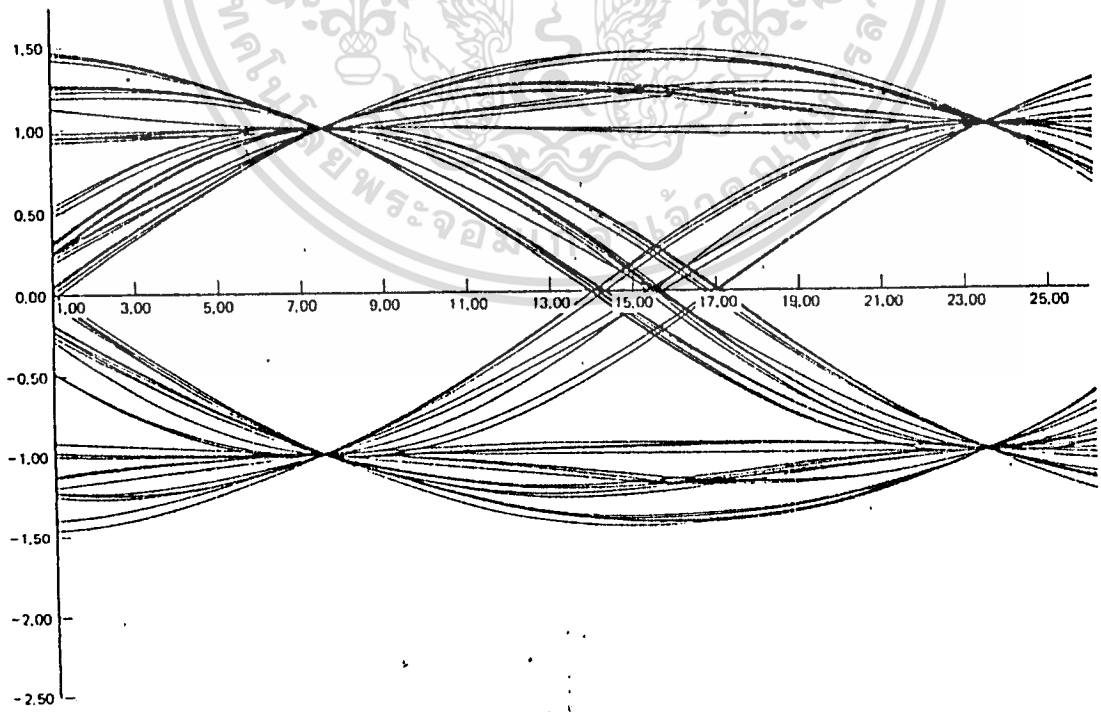
$$s(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \left[\frac{\cos(\alpha \pi x)}{1 - 4\alpha^2 x^2} \right] \tag{2.55}$$

ซึ่ง $X = t/T$ คือเวลาที่นอร์มอลไลซ์ และ T เป็นช่วงห่างของบิตกรณี J_{rms} ที่แย่ที่สุดคือ $E_w = 1 - J_{\text{rms}}$ เมื่อ E_w คือความกว้างของตาที่แสดงในรูป 2.23 ตาม α ต่างๆกัน



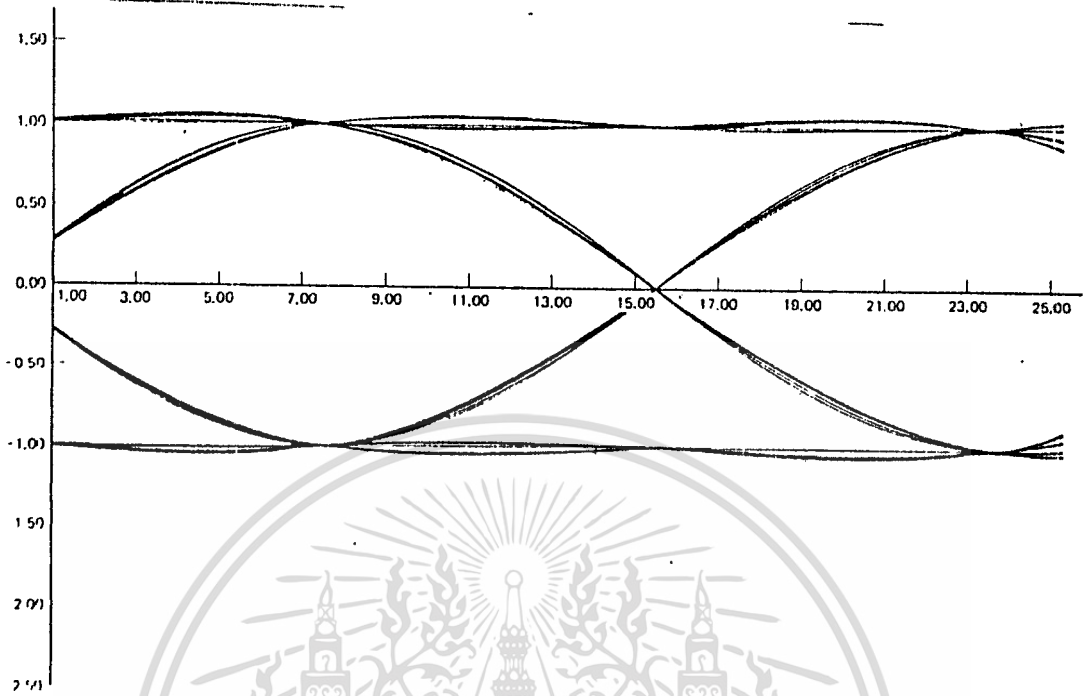


รูปที่ 2.22 Computer-generated eye diagrams for different values of the roll-off factor α . Eye diagram is obtained at the output of the receive filter. The cascaded channel filtering for the NRZ data stream consists of an $x/\sin x$ amplitude equalizer, a transmit, and a receive filter. (a) $\alpha = 0.3$; (b) $\alpha = 0.5$; (c) $\alpha = 1$.

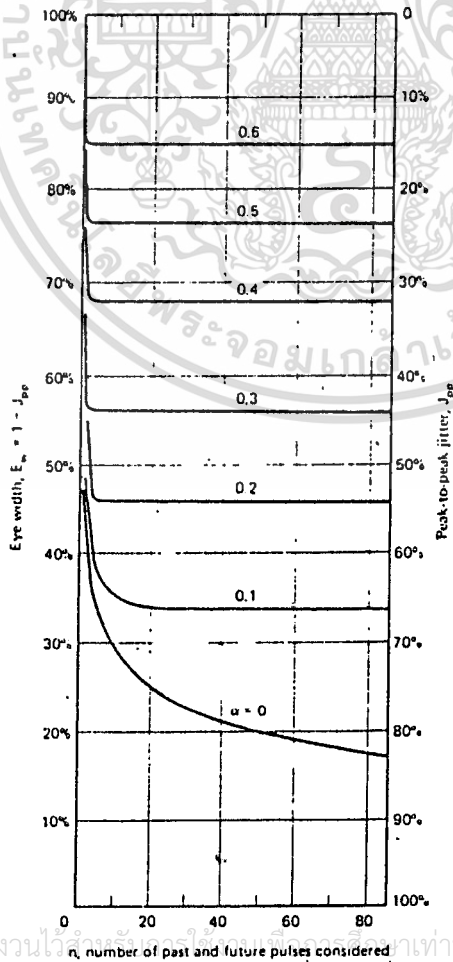


รูปที่ 2.22 (continued)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 (continued)



รูปที่ 2.23 Worst-case peak-to-peak data transition jitter. (After [Huang, 1979], with permission.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในงานที่ออกลิขสิทธิ์เท่านั้น อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

2.4.4 ทฤษฎีการส่งสัญญาณที่เป็นหลักของการปราศจาก ISI

(Nyquist's Generalized ISI-Free Signal Transmission)

ทฤษฎีไนควิสต์จะพิจารณาประสิทธิภาพการส่งของอิมพัลส์และครอบครัวรูปพัลส์อื่นๆ ด้วย ถ้าให้ $Y(w)$ เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีการส่งอิมพัลส์ของไนควิสต์ดังสมการ 2.41 ถึง 2.43 และให้ $s(w)$ เป็นฟูเรียร์ทรานฟอร์มของพัลส์อินพุต $s(t)$ ถ้าฟิลเตอร์มี $M(w)$ เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันซึ่งทำให้ $s(w)$ เป็นค่าคงที่ $M(w) = 1/S(w)$ ถ้าต่อด้วย $Y(w)$ แล้วการตอบสนองของพัลส์ $s(t)$ ของช่องสัญญาณ $M(w)$, $y(w)$ เป็นไปตามทฤษฎีของไนควิสต์เนื่องจากช่องสัญญาณ $Y(w)$ เป็นการกระตุ้นของอิมพัลส์

สังเกตว่าขนาดของอิกวอลไลซ์เซอร์ $X/\sin X$ ที่กล่าวก่อนหน้านี้เป็นการนำไปใช้งานอย่างเฉพาะในทฤษฎีนี้

ตัวอย่าง 2.5

ข้อมูลแรนดัม $r_s = 10 \text{ Mb/s}$ แสดงในรูป 2.25 พัลส์ในทรานเฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณที่สร้างการส่งปราศจาก ISI ทั้งกรณีแบนด์ต่ำสุดและแบนด์วิดท์เกิน 50 % สังเกตรูปแบบของสัญญาณที่ใช้ในสัญญาณเบลแบนด์ของการมอดูเลตแบบ MSK

ฟูเรียร์ทรานฟอร์มของ $s_1(t) = h \cos(\pi t/T_s)$ คือ

$$G_1(f) = \mathcal{F}\{s_1(t)\} = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} h \cos \frac{\pi t}{T_s} e^{-j2\pi f t} dt = \frac{2hT_s}{\pi} \frac{\cos \pi f T_s}{1 - 4f^2 T_s^2} \quad (2.56a)$$

สังเกตว่า $G_2(f) = -G_1(f)$ ขนาดของสเปกตรัมที่จุดแรกมีขนาดเท่ากับศูนย์ มีความถี่เท่ากับ $1.5/T_s$ และเฟสของสเปกตรัมเป็นศูนย์เสมอเราจะปรับปรุงสเปกตรัมของ $G_1(f)$ ด้วย $M(f)$ ดังนั้นจะได้สเปกตรัมคงที่นั่นค่าที่ปรับปรุงคือ

$$M(f) = \frac{1}{G_1(f)} = \left[\frac{1 - (2fT_s)^2}{\cos(\pi f T_s)} \right] \quad (2.56b)$$

ทั้งกรณีแบนด์วิดท์ต่ำสุดและแบนด์วิดท์เกินกว่า 50 % เราจะใช้โมเดลของช่องสัญญาณไรซ์ไคโซอินด้วยค่า $\alpha = 0$ และ $\alpha = 0.5$ ตามลำดับ $F(f)$ ประกอบกับการต่อของฟิลเตอร์ $M(f)$ และฟิลเตอร์แบบไรซ์ไคโซอิน $H(f)$

$$F(f) = \begin{cases} \frac{1 - (f/f_N)^2}{\cos(\pi f/2f_N)} & 0 < f < f_N - f_c \\ \frac{1}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left(\frac{f}{f_N} - 1 \right) \right] \frac{1 - (f/f_N)^2}{\cos(\pi f/2f_N)} & f_N - f_c < f < f_N + f_c \\ 0 & f > f_N + f_c \end{cases}$$

$\phi(f) = kf$ (2.57a)

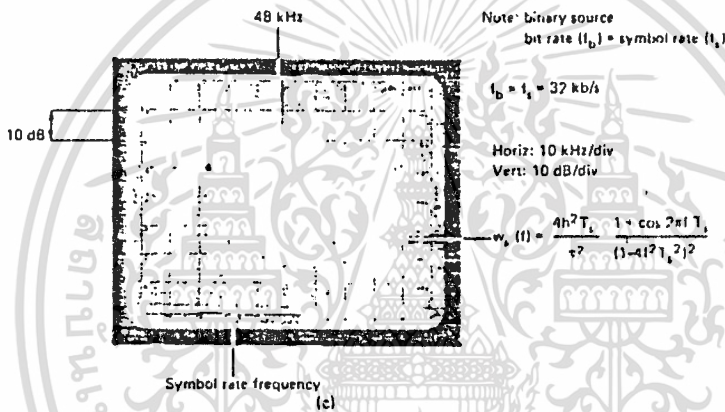
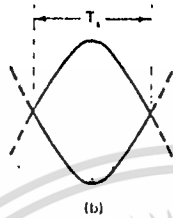
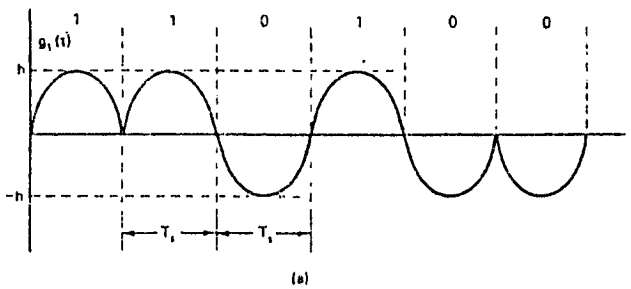
จะเห็นว่าเมื่อ $\alpha = f_c / f_N = 0$ รูปสเปกตรัมคือ บริควอลส์แบบธรรมชาติ และแบนด์วิดท์เท่ากับ f_N Hz เป็นเงื่อนไขที่เหมือนกันกับการส่งข้อมูลแบบ NRZ ที่มีแบนด์วิดท์ต่ำสุดนั้นคือ $\pm n \cos(\pi t + T_c)$ ส่งไปด้วยประสิทธิภาพสเปกตรัมเท่ากับ 2 b/s/Hz ขบวนการของพัลส์ที่นำไปใช้ในระบวมอดูเลตแบบ MSK ค่า $F(f)$ เป็นคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ค่า $\alpha = 0$, $\alpha = 0.5$, $\alpha = 0.75$ และ $\alpha = 1$ แสดงในรูป 2.24 ที่อัตราการส่ง $f_c = 10 \text{ Mb/s}$ $f_N = 5 \text{ MHz}$

ตัวอย่างหาที่มาของสเปกตรัมของสัญญาณแบบ MSK ที่ 32 kb/s
คำตอบจะถูกต้องถ้ารูปสัญญาณเบสแบนด์แบบไซน์นูนชอยดอล คือ

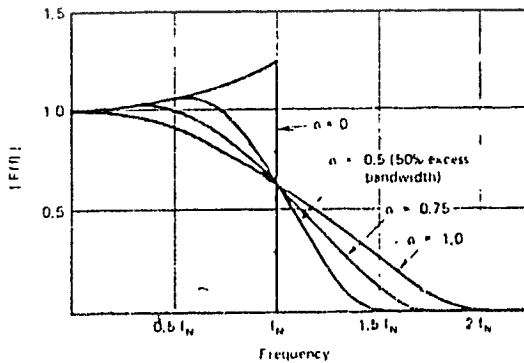
$$w_c(f) = \frac{4h^2 T_c (1 + \cos 2\pi f T_c)}{\pi^2 (1 - 4f^2 T_c^2)^2}$$

(2.58)

ซึ่ง h และ T_c เป็นค่าจำกัดในรูป 2.24 a



รูปที่ 2.24 Sinusoidal baseband signaling format used in MSK modulated systems. (a) Segment of an equiprobable data pattern. (b) Eye diagram—infinite bandwidth case. $T_b = 1/f_b = 100 \mu s$ (c) Measured power spectral density function.



See equation (3.54), for the $f_w = 10 \text{ Mu/s}$ example, $f_w = 5 \text{ MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5) โคฮีเรนท์และดิฟเฟอเรนซ์เรนท์ซีลโคฮีเรนท์ของระบบไบนารีเฟสชิฟคีย์อิง

(COHERENT AND DIFFERENTIALLY COHERENT BINARY PSK SYSTEMS)

2.5.1 การทำงานและหลักการพื้นฐานของ BPSK, DEBPSK, และ DBPSK โมเด็ม

(Operation/Principles for BPSK, DEBPSK, and DBPSK Modems)

เป็นการมอดูเลชันที่ทำให้เฟสเปลี่ยนไป (phase-shift keying) โดยสามารถแทนสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามการเปลี่ยนแปลงของเฟส ดังนี้

$$m_1(t) = +C \cos \omega_c t \quad (2.59)$$

$$m_2(t) = -C \cos \omega_c t \quad (2.60)$$

สามารถสร้างโดยระบบที่แสดงในรูปที่ 2.26 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลชันเป็นดังนี้

$$m(t) = b(t)c(t) = Cb(t)\cos\omega_c t \quad (2.61)$$

$b(t)$ เป็นสัญญาณเชิงโคไซน์แรดัมไบนารีแบบแบนด์ที่มีอัตราข้อมูล $f_b = 1/T_b$ และมีระดับอยู่ที่ +1 และ -1 ดังสมการ (2.61) การเลื่อนเฟสของสัญญาณ $m_1(t)$ และ $m_2(t)$

คือ
$$m(t) = C\cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (2.62)$$

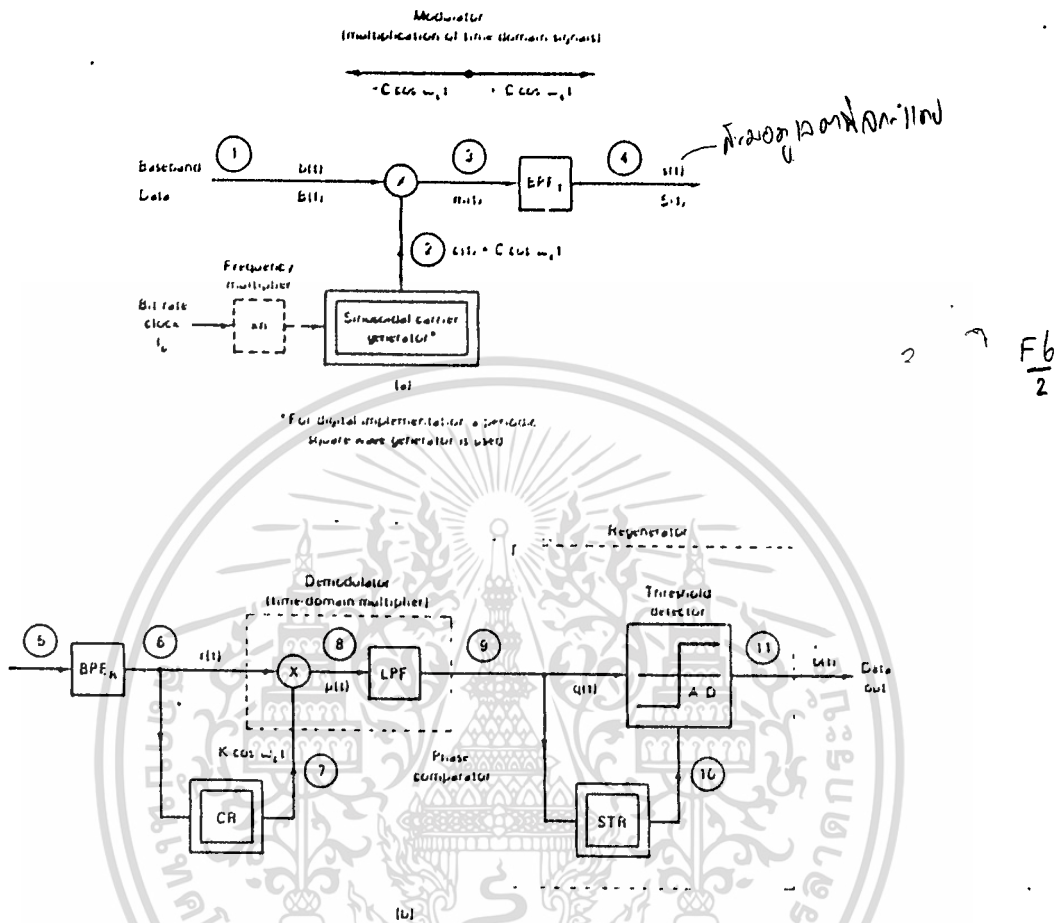
$$\theta(t) = 0^\circ \text{ หรือ } 180^\circ$$

สัญญาณแบบแบนด์ NRZ (+1 และ -1 เป็นแรงดันอินพุตปกติ) เมื่อคูณกับคลื่นพาห์อ้างอิงในอาณาจักรของเวลา (time domain) สัญญาณที่ได้จะเทียบเคียงกับดับเบิลไซด์แบนด์ซึบเพรสแควร์เรียร์ (ดูสมการ 2.62) และเทียบเคียงได้กับสัญญาณเฟสชิฟคีย์อิงในการมอดูเลตทางดิจิทัล แสดงในสมการ 2.62

$b(t)$ เป็นสัญญาณแบบแบนด์ $c(t)$ เป็นคลื่นพาห์ที่ไม่ได้มอดูเลต $m(t)$ เป็นสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว และ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่มอดูเลตแบบจำกัดแถบ แสดงในรูปที่ 2.27 สัญญาณ $m(t)$ และ $s(t)$ จะมีการเปลี่ยนเฟสอย่างรวดเร็วจาก 0° เป็น 180° f_c เป็นความถี่ของคลื่นพาห์แบบไซน์ซอว์ทูลซึ่งนำมาคูณกับอัตราข้อมูล ซึ่งผลที่ได้เกิดจากการสอดแทรกผลคูณทางความถี่ระหว่างสัญญาณนาฬิกาของอัตราข้อมูล (bit rate clock) กับออสซิลเลเตอร์ที่ถูกควบคุมด้วยระดับโวลเตจ (voltage-controlled oscillator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

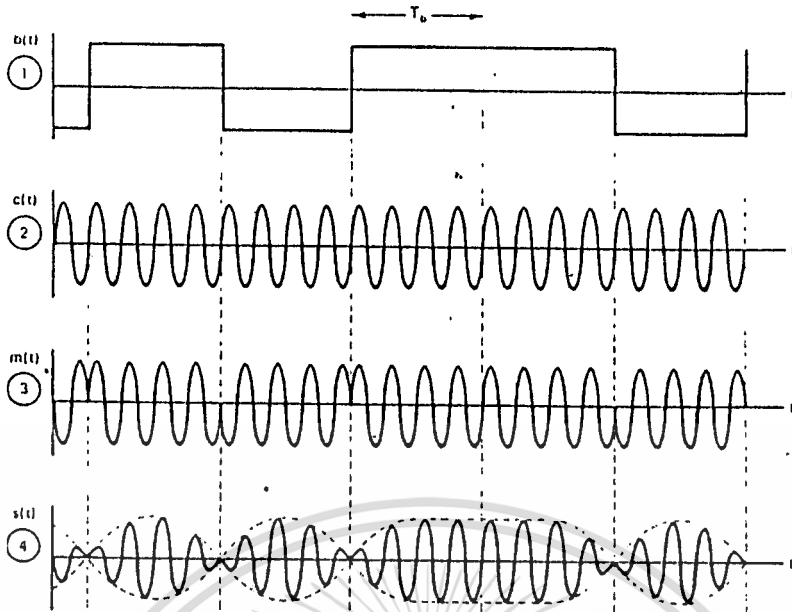
ซึ่งเป็นการทำงานของเฟสล็อกคัลป (phase-locked-loop, PLL)



รูปที่ 2.26 Block diagram of a coherent BPSK (a) modulator and (b) demodulator.

ในทางปฏิบัติ ดังนั้นถ้า $f_c = n f_b$ ที่ซึ่ง n เป็นจำนวนเต็ม อย่งไรก็ตามแหล่งกำเนิดอัตราข้อมูลอาจจะเป็นเอาท์พุทมาตรฐานที่ได้จากอุปกรณ์ TDM (time division multiplexed) ที่มีการเปลี่ยนแปลงความกว้างอยู่ในช่วงของอัตราข้อมูล ($f_b \pm \Delta f_b$) - ถ้าความถี่คลื่นพาห์เข้าใกล้ผลคูณ n เท่า (n -multiple) ของอัตราข้อมูลจะถูกบล็อก การเปลี่ยนแปลงอัตราข้อมูลจะเกิดขึ้นทั้ง 2 ช่วงคือที่ความถี่คลื่นพาห์ที่ไม่ได้มอดูเลต ($f_c \pm n \Delta f_b$) และสเปกตรัมที่มอดูเลตแล้ว สำหรับการทำงานของระบบพบว่า การเปลี่ยนแปลงจะอยู่ในวงจำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 BPSK modulator signal-time domain presentation.

สำหรับการดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนต์ (coherent demodulation) ความถี่ของคลื่นพาห้จะต้องซิงค์กับคลื่นมอดูเลตที่รับเข้ามาทางด้านรับ การกู้คลื่นพาห้ (carrier recovery, CR) ทางด้านรับทำได้โดยนำสัญญาณที่มอดูเลตมาทางด้านส่งไปคูณกับสัญญาณไซน์ที่มีเฟสและความถี่เหมือนกับคลื่นพาห้ที่ไม่ได้ถูกมอดูเลตทางด้านส่ง โดยปกติแล้วการส่งสัญญาณออกไปจะทำให้เกิดการหน่วงของสัญญาณขึ้น ซึ่งเป็นสิ่งที่จะต้องคำนึงถึง

สัญญาณ IF ที่รับได้ถูกจำกัดแถบ $r(t)$ ซึ่งได้จากผลคูณคลื่นพาห้ที่กู้ได้ $K \cos \omega_c t$ (ดูรูปที่ 2.26) จากนั้นจะผ่านวงจรกรองทางด้านรับไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำ (low-pass filter) ซึ่งเป็นขบวนการดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนต์ (เป็นการเปรียบเทียบเฟสแบบโคฮีเรนต์) ในระบบ PSK ข้อมูลที่ได้มาจะมีเฟสเดียวกับสัญญาณ เราจะพิจารณา $r(t)$ ได้ดังนี้

$$r(t) = C_r \cos [\omega_c t + \theta(t)] \quad (2.63)$$

ซึ่ง C_r เป็นค่าแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นพาห้ที่ทำการมอดูเลต เอาท์พุทที่ได้จากการคูณ (จุดที่ 8 ในรูปที่ 2.26) เป็นดังนี้

$$p(t) = r(t) K \cos \omega_c t = C_r K \cos [\omega_c t + \theta(t)] \cos \omega_c t \quad (2.64)$$

จากหลักการพื้นฐานทางด้านตรีโกณมิติ

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta)$$

เราจะได้ว่า
$$p(t) = \frac{1}{2} C_r K \cos [\omega_c t + \theta(t) - \omega_c t] + \frac{1}{2} C_r K \cos [\omega_c t + \theta(t) + \omega_c t] \quad (2.65)$$

$$= \frac{1}{2} C_r K [\cos \theta(t) + \cos [2\omega_c t + \theta(t)]] \quad (2.66)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำทางด้านรับจะกรองสเปกตรัมของอาร์โมนิคที่ 2 ออก ดังนั้นที่อินพุทของวงจรเปรียบเทียบเทรชโฮลด์ (threshold comparator) จุด 9 เป็นดังนี้

$$q(t) = \frac{1}{2} C_r K \cos [\theta(t)] \quad (2.67)$$

ในสมการ (2.67) $C_r K/2$ แสดงค่าคงที่ของอัตราขยาย ที่ซึ่ง $\cos[\theta(t)]$ เป็นตัวแปรทางด้านสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกจำกัดแบนด์ สำหรับ $\theta(t) = 0^\circ$ หรือ 180° สัญญาณนี้จะมีค่าเท่ากับ +1 หรือ -1 ตามลำดับ เบสแบนด์โวลต์เตจเป็นอัตราส่วนโดยตรงกับโคไซน์ของมุมต่างเฟสที่แตกต่างกันระหว่างคลื่นพาห้ที่มอดูเลตทางด้านรับและคลื่นพาห้ที่กู้ได้ ดังนั้นส่วนของการเปรียบเทียบเฟสหรือตัวมอดูเลตทางเฟส ซึ่งประกอบด้วยวงจรคูณและวงจรกรองความถี่ต่ำแสดงในรูปที่ 2.26 ดิจิตอลบิทแรกจะถูกเปลี่ยนโดยวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล (A/D convertor) เพื่อเปลี่ยนเป็นดิจิตอลเอาต์พุท $b(t)$ ถ้าระบบมีสัญญาณรบกวน (interference) โดยไม่พิจารณาสัญญาณรบกวนเล็กน้อย (noise negligible) เมื่อ $b(t) = b(t-T)$ การติมอดูเลตเอาต์พุทที่สร้างขึ้นมาใหม่ซึ่งจะเท่ากับข้อมูลที่ส่งมาถูกหน่วงไปโดยอุปกรณและเวลาที่ใช้ในการเดินทาง (propagation delay)

เนื่องจากความคลุมเครือของเฟส (phase ambiguity) จากการกู้คลื่นพาห้ในการติมอดูเลต BPSK คลื่นพาห้ที่กู้ได้ อาจเท่ากับ $\cos \omega_c t$ หรือ $\cos (\omega_c t + 180^\circ)$ ดังนั้นที่สถานะ 180° มักเกิดความผิดพลาดทางเฟสของคลื่นพาห้ที่กู้ได้ ซึ่งทำให้ข้อมูลที่ติมอดูเลตมาได้มีรูปแบบโดยตรงข้ามกับของเดิม (คูณกับ $\cos 180^\circ = -1$) และทำให้เกิดอัตราความผิดพลาดเป็น 100% แต่เนื่องจากมีการใช้หลักการง่าย ๆ ของการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์ (Differential encoder) เข้าไปทางด้านส่งและการถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์ (Differential decoder) เข้าทางด้านรับเพื่อไม่ให้เกิดความผิดพลาดทางเฟสขึ้น

โครงสร้างของโมเด็มที่มีการเข้ารหัสและถอดรหัส แบบดิฟเฟอเรนซ์ (Differential encoder/decoder) แสดงในรูปที่ 2.28 วงจรกู้คลื่นพาห้จะทำการแยกคลื่นพาห้ที่ยังไม่ได้มอดูเลต คลื่นพาห้นี้จะคูณเข้ากับสัญญาณมอดูเลตทางด้านรับและผ่านไปให้กับวงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF) ส่วนการถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์จะเกิดขึ้นบนข้อมูลที่สร้างขึ้นใหม่ การติมอดูเลตแสดงที่ส่วนล่างของรูปที่ 2.28 แสดงการเปรียบเทียบการดีเทคโดยตรง (ติมอดูเลชัน) บนสัญญาณมอดูเลต ดังนั้นจึงไม่จำเป็นที่จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการตีพิมพ์อื่น ๆ อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

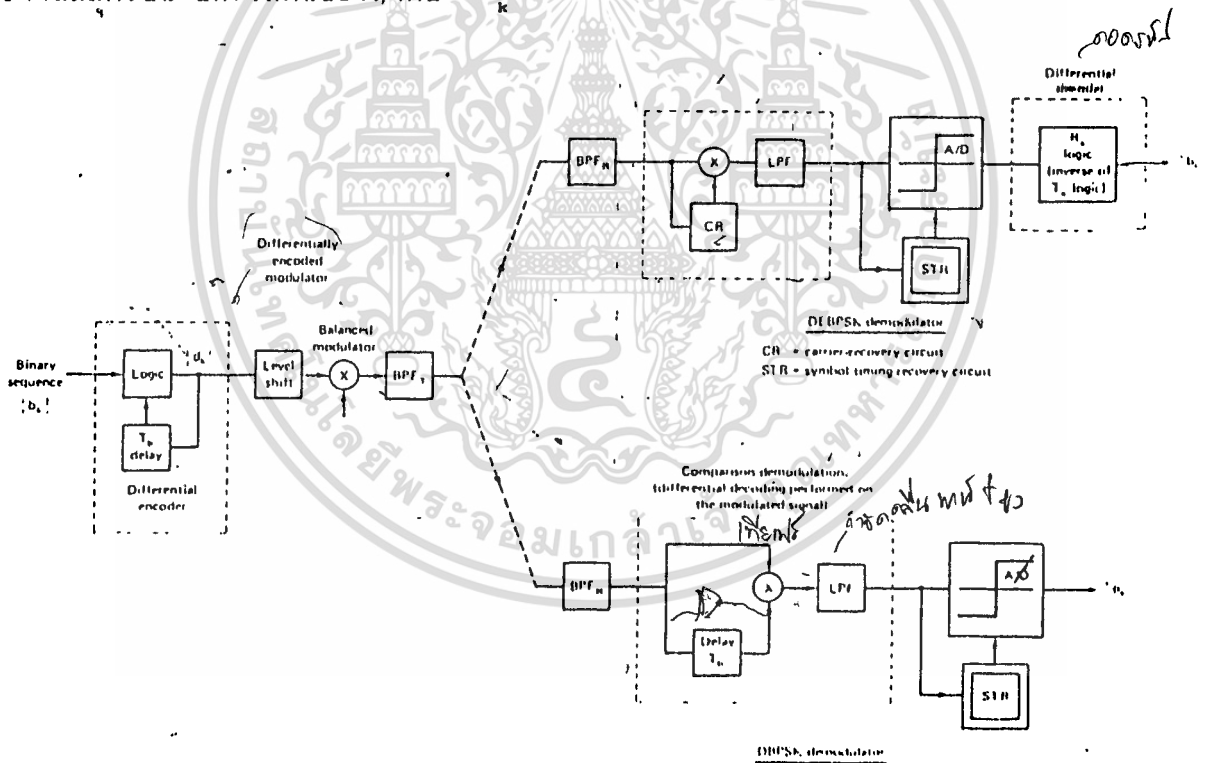
DR BPC 1 10661 re convey C...
ER 2 200102

ต้องมีวงจรถูกคลื่นพาห์ สัญญาณมอดูเลตจะคูณเข้ากับบิตแรกที่ถูกรหัสและจะถูกกำจัดคลื่นพาห์ด้วย LPF โมเด็มที่เข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์เฟสจะประกอบด้วยวงจรถูกคลื่นพาห์ซึ่งใช้ในการออกแบบ DEBPSK และใน DBPSK จะไม่มีส่วนของวงจรถูกคลื่นพาห์

การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์เฟสแสดงในรูปที่ 2.29 โดยการนำบิตข้อความที่ป้อนเข้าที่อินพุตแล้วนำมาเปรียบเทียบกับบิตข้อความก่อนหน้ามันที่ Exclusive-OR จะได้เป็นสัญญาณที่ดิฟเฟอเรนซ์เฟสแล้ว ซึ่ง d_k จะแสดงบิตของข้อความอย่างเป็นลำดับ และ d_{k-1} แสดงบิตก่อนหน้าที่นำมาเปรียบเทียบ ระหว่าง d_k และ d_{k-1}

$$d_k = b_k \oplus d_{k-1} = b_k d_{k-1} + \bar{b}_k \bar{d}_{k-1} \quad (2.68)$$

ซึ่ง \oplus แสดงการทำงานแบบ exclusive-OR หมายถึงหลักของไบนารีที่อ้างอิงไว้ อาจสมมติเป็น บิตเริ่มต้นของลำดับ $\{d_k\}$

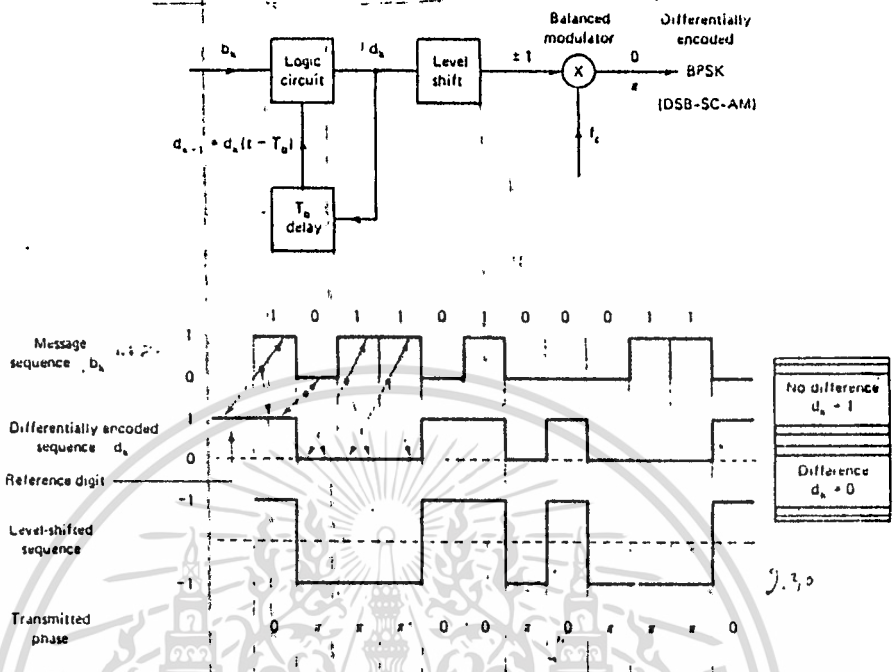


รูปที่ 2.29 Differentially encoded BPSK modulator followed by coherent demodulator and differential decoder (DEBPSK) and differential phase demodulator (DBPSK)

ดิฟเฟอเรนซ์เฟสโมเด็มจะแสดงในรูปที่ 2.28 มีฟังก์ชันการทำงานที่ตรงข้ามกับวงจรถูกคลื่นพาห์ สำหรับ DEBPSK โมเด็มจะทำการถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์เฟสได้แสดงค่าเฉลี่ยของวงจรถูกคลื่นพาห์ ในกรณีของ DBPSK โมเด็มจะทำการถอดรหัสสัญญาณที่ได้รับ (อาจไม่ถูกต้องเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวน) และบิตแรกที่ถูกรหัสจะถูกรหัสและจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับบิตก่อนหน้าเพื่อถอดรหัสสัญญาณที่ได้รับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบกัน กล่าวคือในช่วงที่ไม่มี สัญญาณรบกวน ลำดับข้อความ (b_k) ที่คู่ได้จะถูกต้อง



รูปที่ 2.29 Differential encoding. If there is no difference between the signal states of b_k and d_{k-1} (same logic states), then the logic output state $d_k = 1$; otherwise, $d_k = 0$.

2.5.2 ประสิทธิภาพสเปกตรัมและสเปกตรัมของระบบ BPSK
(Spectrum and Spectral Efficiency of BPSK Systems)

ความหนาแน่นของสเปกตรัม (Spectral Density) $w(f)$ ของสัญญาณแบบ

NRZ แสดงได้ดังนี้

$$S_b(f) = 2A^2 T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (2.69)$$

ในระบบไบนารี PSK ระยะห่างระหว่างบิตเท่ากับระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ ($T_b = T_s$) ดังนั้นแคร์เรียร์สเปกตรัมจะเกิดขึ้นรอบๆคลื่นพาห่ที่มีความถี่ f_c ดังนี้

$$S_m(f) = 2KA^2 T_b \left[\frac{\sin \pi (f - f_c) T_b}{\pi (f - f_c) T_b} \right]^2 \quad (2.70)$$

ที่ซึ่ง K เป็นอัตราส่วนคงที่ของการคูณ ในรูปที่ 2.30 จะแสดงมอดูเลตสเปกตรัมที่ไม่ได้ฟิลเตอร์ (BW เป็นอนันต์), และที่ฟิลเตอร์ (BW ต่ำสุด)

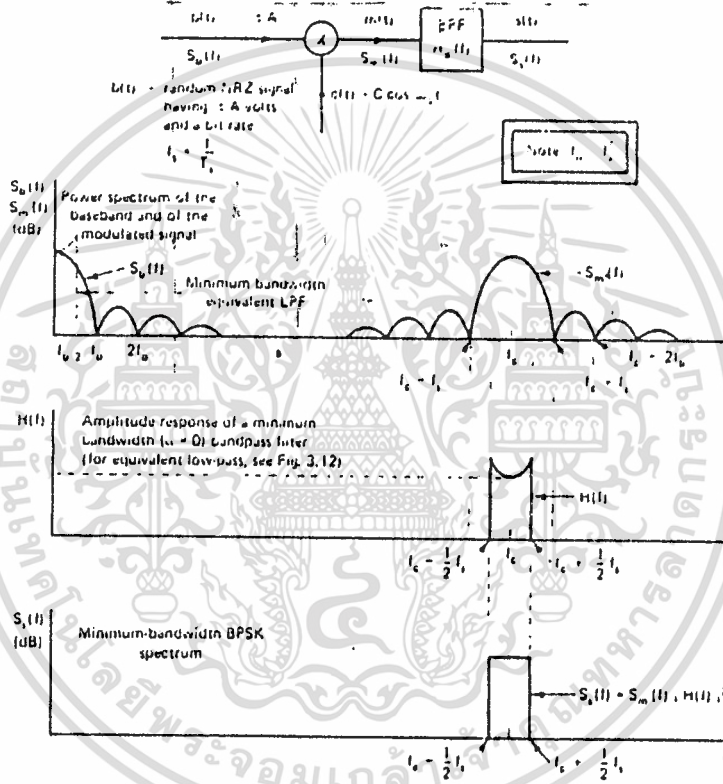
สเปกตรัมมอดูเลตและสเปกตรัมฟิลเตอร์ $S_m(f)$ กำหนดโดย

$$S(f) = S_m(f) H_f(f) \quad (2.71)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ชมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แถบความถี่จะถูกจำกัดโดย BPF $H_u(f)$ อาจจะประกอบด้วย $(x/\sin x)$ รูปร่างของอิควอลไลท์แอมพลิจูดแสดงในรูปที่ 2.29 สำหรับจุดที่มี BW ต่ำสุด จะใช้การฟิลเตอร์ที่มีโรล-ออฟ-ฟิลเตอร์ (roll off filter) $\alpha = 0$ ซึ่งฟิลเตอร์แบบนี้ช่วงความถี่ที่ผ่านได้เหมือนกับ LPF

จากทฤษฎีประสิทธิภาพของสเปกตรัมของ BPSK โมเด็มเป็น $1/b/s/Hz$ ในทางปฏิบัติจะใช้ฟิลเตอร์ที่มีค่า $\alpha = 0.3$ เป็นคุณสมบัติของ roll off filter ประสิทธิภาพของสเปกตรัมเป็น $1/b/s/Hz$; $1,3 = 0.77 b/s/Hz$



$f_c = \frac{f_b}{2}$
 $2f_c = B_w$

รูปที่ 2.30 Spectrum of unfiltered and filtered DPSK.

2.6) เครื่องรับออปติมัมสำหรับการมอดูเลตสัญญาณไบนารี (OPTIMUM RECEIVER FOR BINARY DIGITAL MODULATION SYSTEMS)

เครื่องรับออปติมัมเป็นเครื่องรับที่มีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดต่ำสุด P_e ให้สัญญาณรบกวนแบบ แอควิตีฟ-ไวท์เกาส์เซียน (AWGN) ซึ่งมีความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังเท่ากันตลอดย่านความถี่ใช้งาน นั่นคือเป็นช่องสัญญาณที่ปราศจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (symbol interference) ซึ่งมีแบนด์วิดท์ไม่จำกัด การพิสูจน์นี้เป็นวิธีการสนับสนุนการนำไปใช้งานในระบบการมอดูเลตแบบ โคฮีเรนต์ ไบนารี ทั่วๆไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่างเครื่องรับออปติ้ม เครื่องรับซึ่งมี (ค่า P_u ต่ำสุด) ความต้องการกำลังงานต่อสัญญาณรบกวน (C/N) ต่ำสุดและเครื่องรับที่ถูกจำกัดโดยเกณฑ์การส่งของ ไนควิสต์ (Nyquist)

2.6.1 โมเดลและที่มาของสมรรถนะของระบบการส่งของ Binary (Model and Derivation of Binary Transmission System Performance)

ให้อินพุทของตัวมอดูเลตสัญญาณไบนารี และลำดับบิตซึ่งโคโรนัลแบบแรนดัม (b_k) ด้วยค่าบิตเรท $r_b = 1/T_b$ เอาท์พุทของตัวมอดูเลตช่องว่างระหว่างบิต k_{th} ขึ้นอยู่กับบิตที่ k_{th} (b_k) เพียงหนึ่งเดียว รูปแบบของตัวมอดูเลตจะเป็นตามแบบปั้ง ดังนี้

$$m(t) = \begin{cases} s_1[t - (k-1)T_b] & \text{if } b_k = 0, \\ s_2[t - (k-1)T_b] & \text{if } b_k = 1 \end{cases} \quad (2.72)$$

ซึ่ง $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ 2 รูปคลื่น ซึ่งมีการเบี่ยงเบนของ T_b วินาที และมีพลังงานจำกัด นั่นคือ

$$\begin{aligned} E_{1b} &= \int_{t_0}^{t_0+T_b} s_1^2(t) dt < \infty \\ E_{2b} &= \int_{t_0}^{t_0+T_b} s_2^2(t) dt < \infty \end{aligned} \quad (2.73)$$

ตัวมอดูเลตและตัวดีมอดูเลตสัญญาณไบนารีที่เป็นไปได้ ในรูปที่ 2.31 ถ้าเราสมมติว่าการส่งเป็นอิสระจากสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่ต่อเนื่อง เพียงพอที่จะศึกษาสมรรถนะของระบบ สำหรับการกระตุ้นของพัลส์ที่เป็นอิสระต่อกัน ปรากฏจากค่าสูญเสียเนื่องจากการหน่วงเวลา ดังนั้นเราอาจสมมติว่า $t_0 = 0$ และ $k = 1$

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเครื่องรับฟิลเตอร์ที่ออปติ้ม $H(f)$ การตอบสนองของอิมพัลส์ของ $h(t)$ และ ความน่าจะเป็นของรูปแบบการผิดพลาดในระบบที่ออปติ้มทั้งหมด ผลจะได้ที่มอดูเลตดังนี้

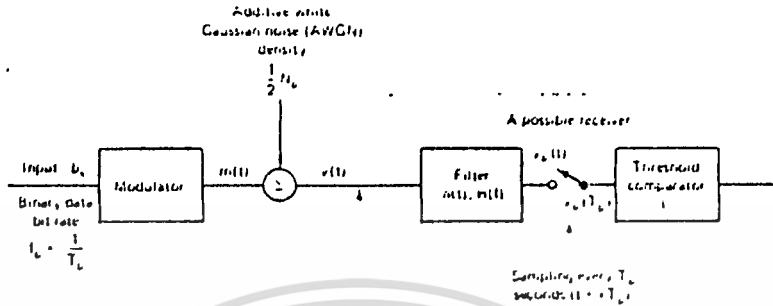
คลื่นพาห์ที่รับได้บวกกับสัญญาณรบกวน ก่อนการรับฟิลเตอร์คือ

$$v(t) = \begin{cases} s_1[t - (k-1)T_b] + n(t) \\ \text{or} \\ s_2[t - (k-1)T_b] + n(t) \end{cases} \quad (k-1)T_b \leq t \leq kT_b \quad (2.74)$$

หรือ กรณีพิเศษ $k=1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v(t) = \begin{cases} s_1(t) + n(t) \\ s_2(t) + n(t) \end{cases} \quad 0 < t < T_b \quad (2.75)$$



Without loss of generality, for ISI-free transmission we may assume $\tau = 1$

$$m(t) = \begin{cases} s_1(t - (k-1)T_b) & \text{if } b_k = 0 \\ s_2(t - (k-1)T_b) & \text{if } b_k = 1 \end{cases}$$

$$v(t) = \begin{cases} s_1(t) + n(t) \\ \text{or} \\ s_2(t) + n(t) \end{cases}$$

รูปที่ 2.31 Modulator, with additive white Gaussian noise (AWGN) and demodulator.

ขึ้นอยู่กับสัญญาณ $s_1(t)$ หรือ $s_2(t)$ ที่ถูกส่ง (สังเกต ระบบการแพร่กระจายที่ ถูกหน่วง สมมติว่าเป็น ศูนย์) ตอนนี้ เราให้ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ ถูกเลือก

$$s_{01}(T_b) < s_{02}(T_b) \quad (2.76)$$

กฎตัดสินขั้น (decision rule) เป็นพื้นฐานของกฎเกณฑ์บรรทัดฐาน

$$s_1(t) \text{ was sent if } v_s(T_b) < 1 \quad (2.77)$$

$$s_2(t) \text{ was sent if } v_s(T_b) > 1 \quad (2.78)$$

ซึ่ง 1 เป็นระดับเทรลโฮลของ $v_s(T_b)$ เอาท์พุทของแซมปลิ่ง $s_{01}(T_b)$ และ $s_{02}(T_b)$ เป็นส่วนประกอบสัญญาณของเอาท์พุทของฟิลเตอร์ที่รับมาในการแซมปลิ่งชั่วขณะ $t = T_b$ สัญญาณการฟิลเตอร์เหล่านี้ถูกส่งเนื่องจากสัญญาณ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ ตามลำดับ ในการแซมปลิ่งชั่วขณะของสัญญาณ ($t = T_b$) บวกกับแรงดันสัญญาณรบกวนที่อินพุทของวงจร เปรียบเทียบเทรลโฮล จะได้

$$v_s(T_b) = s_{01}(T_b) + n_{01}(T_b) \quad (2.79)$$

หรือ

$$v_s(T_b) = s_{02}(T_b) + n_{02}(T_b) \quad (2.80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $n_{o1}(t)$ และ $n_{o2}(t)$ แทนส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนที่ฟิลเตอร์แล้ว

เราให้ AWGN มีความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังแบบแบนไชด์ $G_n(f) = 1/2N_0$ ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่ฟิลเตอร์แล้วมีความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (power spectral density) เป็น $S_{no}(f)$

$$\begin{aligned} S_{no}(f) &= |H(f)|^2 G_n(f) \\ &= |H(f)|^2 N_0 \end{aligned} \tag{2.81}$$

การรับของฟิลเตอร์เป็นโครงข่ายแบบเชิงเส้น นอกจากนี้ช่องของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Gaussian channel noise) ยังคงเป็นเกาส์เซียนหลังจากฟิลเตอร์ที่เครื่องรับนี้ (สังเกตพหุคูณบะบิลิตีเดนซิติฟังก์ชัน, PDF ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนยังคงเกิดขึ้นแม้แต่เมื่อถูกฟิลเตอร์โดยไทม์-อินแวเรียนซ์ (time-invariant) จากฟิลเตอร์แบบเชิงเส้นแล้ว โดยใช้ทฤษฎีบทการวางซ้อน (superposition theorem) การนำไปใช้งานในทฤษฎีระบบพื้นฐาน

สัญญาณรบกวนเป็นแบบสเตชันนารี (stationary) ดังนั้นการแซมปลิงช่วงเวลา $N = n_0(T_b)$ เป็นตัวแปรแบบแรนดัมซึ่งพหุคูณบะบิลิตีเดนซิติจะได้

$$f_N(\eta) = \frac{e^{-\eta^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \tag{2.82}$$

ซึ่งกำลังของสัญญาณรบกวนรวม N_T (ต.ย.) ที่เอาท์พุทของการรับของฟิลเตอร์คือ

$$N_T = \sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 G_n(f) df \tag{2.83}$$

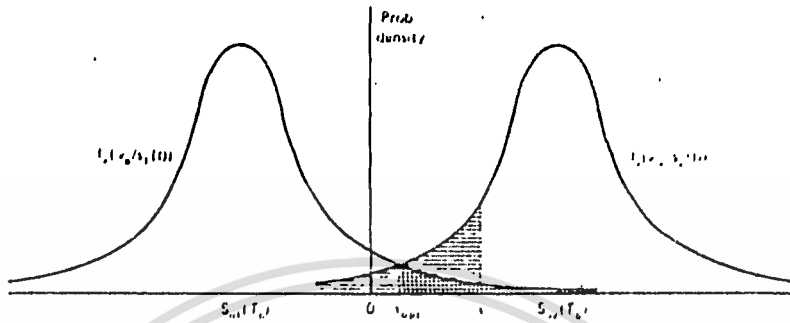
ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเป็นศูนย์ โดยมีความสมมาตร เอาท์พุทจะมี 2 สถานะ

$$V_1 = v_1(T_b) = s_{01}(T_b) + N \quad \text{if } s_1(t) \text{ is transmitted} \tag{2.84}$$

หรือ

$$V_2 = v_2(T_b) = s_{02}(T_b) + N \quad \text{if } s_2(t) \text{ is transmitted} \tag{2.85}$$

เงื่อนไข PDF ของเอาท์พุทของฟิลเตอร์ตัวรับในการแซมปลิงทันทีที่ $f = kT_b$ ดังในรูปที่ 2.32 สังเกตว่าเงื่อนไข PDF สำหรับกรณีพิเศษของการส่งสัญญาณไบนารีแบบแบนด์มีรูปร่างเหมือนกัน



- decision level
- optimal decision level for equiprobable case (this level for the equiprobable transmission case only, equals $S_0 = \frac{S_1 + S_2}{2}$)
- Surface represents probability of error, given $s_1(t)$ transmitted
- Surface represents probability of error, given $s_2(t)$ transmitted

รูปที่ 2.32 Conditional probability density functions of the receive filter output in the sampling instant ($t = T_s$)

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด (Probability of Error Derivation)

กรณีไบนารีทุกๆไปเรามี

ความน่าจะเป็นของการส่งของ $s_1(t)$ สัญญาณคือ p_1

ความน่าจะเป็นของการส่งของ $s_2(t)$ สัญญาณคือ p_2

ความน่าจะเป็นเฉลี่ยของความผิดพลาดคือ

$$P_e = p_1 P[e|s_1(t)] + p_2 P[e|s_2(t)] \quad (2.86)$$

ระบบการส่งดิจิทัลในทางปฏิบัติที่สำคัญที่สุด ได้แก่ ดาต้าสตรีม (data-stream) แบบแรนดัม เราว่าการสแกนเนอร์ (scrambler) ทำให้สัญญาณมีรูปแบบการกระจายแน่นอน มีทฤษฎีของการทำงาน และแนวการออกแบบทางปฏิบัติของการสแกนเนอร์ที่ใช้ในกรณีทุกๆไปของลำดับปรีโซโดแรนดัม (pseudo-random) มีความยาวสูงสุด จะได้ความน่าจะเป็นของการเกิดบิต 0 และ บิต 1 (equiprobable random) ดังนี้

$$p_1 = p_2 = 0.5 \quad (2.87)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_r = 0.5P[e|s_1(t)] + 0.5P[e|s_2(t)] \quad (2.88)$$

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่สมมติว่า $s_1(t)$ ถูกส่งจะได้

$$\begin{aligned} P(e|s_1(t)) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{v_0}(v_0|s_1(t)) dv_0 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-1.6 - 4.02 \cdot 1.212\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} dv_0 \end{aligned} \quad (2.89a)$$

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสมมติว่า $s_2(t)$ ถูกส่ง

$$\begin{aligned} P(e|s_2(t)) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{v_0}(v_0|s_2(t)) dv_0 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-1.6 - 4.02 \cdot 1.212\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} dv_0 \end{aligned} \quad (2.89b)$$

ความน่าจะเป็น แสดงในรูปที่ 2.32

รวมสมการ (2.88) และ (2.89) เราจะได้

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N_T}} \exp \left[\frac{-(v_0 - s_{01})^2}{2N_T} \right] dv_0 \\ &+ \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N_T}} \exp \left[\frac{-(v_0 - s_{02})^2}{2N_T} \right] dv_0 \end{aligned} \quad (2.90)$$

ระดับเทรลโวลที่ออฟติมัม 1_{opt} ถูกพิสูจน์โดยการหาจากดิฟเฟอเรนเชียล ตามค่า 1 ในสมการ (2.90) ถ้าเราตั้งดิฟเฟอเรนเชียลครั้งแรกเป็นศูนย์ เราจะได้การเซตค่าออฟติมัมของระดับเทรลโวลเท่ากับ 1

$$1_{opt} = 0.5[s_{01}(T_b) + s_{02}(T_b)] \quad (2.91)$$

ระดับนี้แสดงที่ระดับภายในของระดับเทรลโวล 1_{opt} ในสมการ (2.90) เราได้

$$P_r = 0.5 \operatorname{erfc} \left[\frac{s_{02}(T_b) - s_{01}(T_b)}{2\sqrt{2}\sigma_v} \right] \quad (2.92a)$$

ที่ $\operatorname{erfc}(y)$ ถูกจำกัดโดย

$$\operatorname{erfc}(y) \triangleq \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{\infty} e^{-z^2} dz = 2Q(\sqrt{2}y) \quad y > 0 \quad (2.92b)$$

สังเกตว่า การนำไปใช้งานของสมการ (2.92a) ถูกจำกัดที่สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเครื่องรับออปติมัม (Transfer Function of the Optimal Receiver) (สำหรับสัญญาณรบกวนที่เป็นเกาส์เซียน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.92) เราสรุปว่าความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาดของฟังก์ชันความแตกต่างระหว่างสัญญาณ 2 เอาท์พุทในการแซมปลิงช่วงเวลา $t=T$ และของระดับแรงดันรบกวน rms ฟังก์ชันความผิดพลาด $\text{erfc}(y)$ ลดลงอย่าง โมโนโทนนิคอลลี (monotonically) ด้วยค่า y ดังนั้นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่ลดลงด้วยการเพิ่มขึ้นของความแตกต่างระหว่างสัญญาณการแซมปลิงที่เครื่องรับ ที่มี $H(f)$ เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันของแมชฟิลเตอร์ (matched filter) หรือ $n(t)$ เป็นการตอบสนองของอิมพัลส์ของมันอย่างเทียบเคียง $h(t)$ นำไปสู่ค่า k เล็กๆซึ่งจะทำให้สมรรถนะดีที่สุดโดยเป็นอัตราส่วนค่าสูงสุดของ P_e

$$y = \frac{s_{o1}(T_b) - s_{o2}(T_b)}{\sigma_n} \quad (2.93)$$

แล้วแทน σ^2 การหาที่มาจะทำได้ง่ายโดยการกำจัดสิ่งที่เราต้องการคือ $s_{o1}(T_b) < s_{o2}(T_b)$ เราจะกำจัดความแตกต่างในเอาท์พุทของฟิลเตอร์คือ

$$s_{od}(t) = s_{o2}(t) - s_{o1}(t) \quad (2.94)$$

และความแตกต่างในการแซมปลิงช่วงเวลา

$$s_{od}(T_b) = s_{o2}(T_b) - s_{o1}(T_b) \quad (2.95)$$

ดังนั้น

$$y^2 = \frac{s_{od}^2(T_b)}{\sigma_n^2} = \frac{s_{od}^2(t)}{E[n^2(t)]} \Big|_{t=T_b} \quad (2.96)$$

ความแตกต่างของเอาท์พุทฟิลเตอร์อาจจะหาได้โดยการอินเวอร์สฟูเรียร์ทรานฟอร์ม

$$s_{od}(t) = F^{-1}\{S_{od}(f)H(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S_{od}(f)e^{j2\pi ft} df \quad (2.97)$$

กำลังของสัญญาณรบกวน (หรือแวลู เรียนซ์) ของขบวนการที่สัญญาณที่เอาท์พุทของฟิลเตอร์คือ

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= E[n^2(t)] = E[n^2(T_b)] = \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) H(f)^2 df \\ &= \frac{1}{2} N_0 \int_{-\infty}^{\infty} H(f)^2 df \end{aligned} \quad (2.98)$$

ถ้าเราใช้ค่า $t=T_b$ ในสมการ (2.97) และรวมสมการนี้เข้ากับสมการ (2.98)

ใน (2.96) ที่มีอยู่เราจะได้

$$y^2 = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S_{od}(f)e^{j2\pi fT_b} df \right|^2}{\frac{1}{2} N_0 \int_{-\infty}^{\infty} H(f)^2 df} \quad (2.99)$$

ค่าสูงสุด y^2 เราจะให้ Schwarz's inequality สภาวะความไม่เท่ากันคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} X(f)Y^*(f) df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |Y(f)|^2 df \quad (2.100)$$

ซึ่ง $X(f)$ และ $Y(f)$ เป็นฟังก์ชันเชิงซ้อนของค่าตัวแปร f สมการจะได้เป็น

$$X(f) = kY^*(f) \quad (2.101)$$

ซึ่งกำหนดให้ k เป็นค่าคงที่ $Y(f)$ เป็นคอมเพล็กซ์คอนจูเกต (complex conjugate) ของ $Y(f)$ ในสมการ(2.100) เราจะได้

$$X(f) = H(f) \quad (2.102)$$

$$Y^*(f) = S_{ud}(f)e^{j2\pi T_b f} \quad (2.103)$$

เราจะได้ว่า

$$\gamma^2 = \frac{1}{G_u(f)} \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} X(f)Y^*(f) df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \leq \frac{2}{N_u} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |S_{ud}(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (2.104)$$

$$\gamma^2 \leq \frac{2}{N_u} \int_{-\infty}^{\infty} |S_{ud}(f)|^2 df \quad (2.105)$$

พื้นฐานของ schwarz's inequality และการใช้สัญญาณรบกวนแบบไวท์เกาส์ เขียน $G_u(f) = N_u/2$ เราสรุปว่าค่าที่โวลเทจกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน คือ ค่าสูงสุดถ้า

$$H(f) = m S_{ud}^*(f) e^{-j2\pi T_b f} \quad (2.106)$$

ใน (2.106) m คือค่าคงที่ ซึ่งแทนแทนที่ฟิลเตอร์ ค่าแทนคงที่ของฟิลเตอร์ที่ลิเนียร์มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนน้อยมาก ดังนั้นถ้าไม่มีค่าสูญเสียเราอาจจะตั้งค่า $m = 1$ $H_u(f)$ เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเครื่องรับที่ออฟติมัม เราจะได้

$$H_u(f) = S_{ud}^*(f) e^{-j2\pi T_b f} \quad (2.107)$$

โดยหมายถึงการอินเวอร์ฟูเรียร์ทรานฟอร์ม เราสามารถติดตั้งเครื่องรับที่ตอบสนองอิมพัลส์ $h_u(t)$ ซึ่งขึ้นอยู่กับทางเลือกค่าออฟติมัมของ $H_u(f)$

$$\begin{aligned} h_u(t) &= \mathcal{F}^{-1} [H_u(f)] = \int_{-\infty}^{\infty} S_{ud}^*(f) e^{-j2\pi T_b f} e^{j2\pi f t} df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{ud}(f') e^{j2\pi f' (T_b - t)} df' \end{aligned} \quad (2.108)$$

สมการ (2.108) แทนอินเวอร์ฟูเรียร์ทรานฟอร์มของ $s_{ud}(t)$ กับค่า t ถูกแทนโดย $T_u = -t$ ดังนั้นเรามี

$$h_u(t) = s_2(T_b - t) - s_1(T_b - t) \quad (2.109)$$

ถ้าเราจำกัด

$$s(T_0 - t) \doteq s_2(T_0 - t) - s_1(T_0 - t) \tag{2.110}$$

แล้วเราจะได้

$$h_0(t) = s(T_0 - t) \tag{2.111}$$

เราเรียกรูปแบบโมเดลของระบบที่แสดงในรูปที่ 2.31 ว่า $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ แทนสัญญาณที่ถูกส่งที่เอาท์พุทของมอดูเลเตอร์ผลที่ได้ในสมการ (2.108) สภาวะซึ่ง $h_0(t)$ การตอบสนองของอิมพัลส์ $h_0(t)$ ของเครื่องรับที่ออฟติมิ้มเท่ากับความแตกต่างของเวลาที่เลื่อนไป T_0 วินาที กลับกันกับของ $s_2(t)$ และ $s_1(t)$ เครื่องรับที่เป็นแมชฟิลเตอร์ ความแตกต่างนี้ถูกกชแซมปลิ่งและเปรียบเทียบกับค่าเทรลโวลที่ออฟติมิ้ม 1_{opt} [สมการ (2.91) ในรูป 2.33(a)]

โครงสร้างของเครื่องรับที่ออฟติมิ้มแสดงในรูป 2.33(b) เครื่องรับนี้เรียกว่า เครื่องรับคอรีเลชัน หรือ คอรีเลชันดีเทคเตอร์ (correlation receiver or correlation detection) แสดงว่าเครื่องรับที่ใช้แมชฟิลเตอร์และเครื่องรับคอรีเลชัน เป็นลักษณะเดียวกันและนอกจากนี้ก็มีคุณลักษณะที่มีสมรรถนะเหมือนกัน

เอาท์พุทของเครื่องรับแบบแมชฟิลเตอร์คือ

$$\begin{aligned} v(t) &= h(t) * y(t) = \int_0^t s(T_0 - \tau)y(t - \tau) d\tau \\ &= \int_0^{T_0} s(T_0 - \tau)y(t - \tau) d\tau \end{aligned} \tag{2.112}$$

$$h(t) = \begin{cases} s(T_0 - t) & 0 \leq t \leq T_0 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \tag{2.113}$$

ถ้าเราให้ $t = T_0$ และเปลี่ยนตัวแปรเป็น $\alpha = T_0 - t$ เราได้

$$v(T_0) = \int_0^{T_0} s(\alpha)y(\alpha) d\alpha \tag{2.114}$$

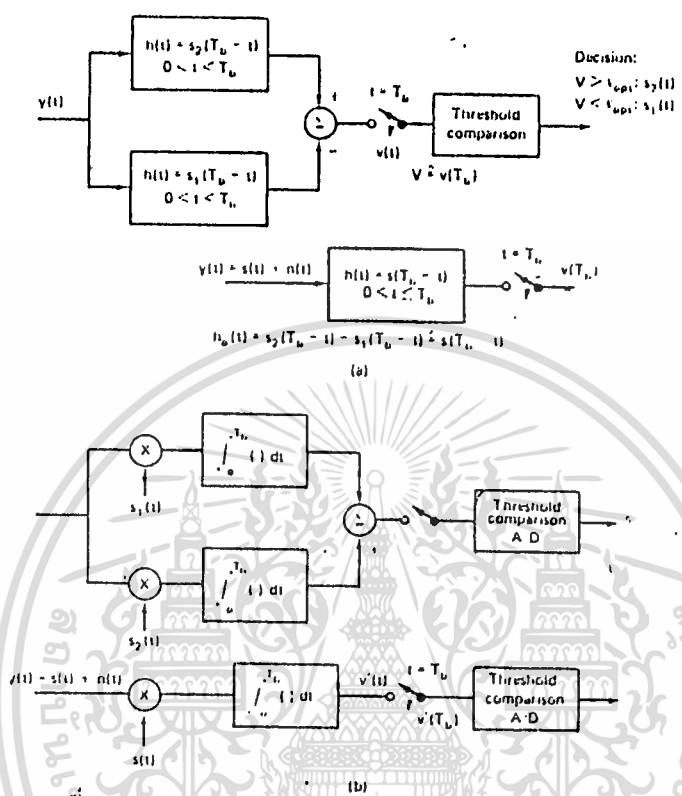
เอาท์พุทของคอรีเรเตอร์ที่แซมปลิ่งชั่วขณะ $t = T_0$ ดังในรูป 2.33 (b) คือ

$$v'(T_0) = \int_0^{T_0} s(t)y(t) dt \tag{2.56}$$

สังเกตว่า $v(T_0) = v'(T_0)$ คือเครื่องรับของแมชฟิลเตอร์มีลักษณะเดียวกันคือ แซมปลิ่งชั่วขณะ $t = T_0$ ค่าของเอาท์พุทแซมปลิ่งถูกเปรียบเทียบกับระดับเทรลโวลล์ ดัง นั้นสำหรับเงื่อนไขเทียบเคียงมันเพียงพอที่จะมีเอาท์พุทเท่ากับค่าแซมปลิ่งชั่วขณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับแบบคอรีเลเตอร์ [รูป 2.33(b)] ประกอบด้วยวงจรคูณ วง
 เตอร์และส่วนแถมเปิล สังเกตว่าอินพุต $s(t)$ ที่ผ่านการคูณเท่ากับความแตกต่างของการ
 ส่งสัญญาณที่ถูกจำกัดแถบ [สมการ (2.115)] ดังนั้น $s(t)$ จะไม่เป็นรูปไซน์แบบง่าย



รูปที่ 2.33 (a) Matched filter receiver. (b) Its equivalent correlation receiver for binary signaling in white Gaussian noise. Coherent PSK demodulators are essentially correlation-receivers. Note that $s(t)$ is a sinusoidal signal only for infinite-bandwidth systems.

$P_e = f(E_b/N_0)$ สมรรถนะของเครื่องรับที่ออฟติมัม

[$P_e = f(E_b/N_0)$ Performance of the Optimal Reciver]

สมรรถนะของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดคือ P_e สัญญาณไบนารีที่มอดูเลต และดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนท์แสดงในรูป 2.31 และในสมการ (2.92) ซึ่งอยู่ในรูปของ สัญญาณรบกวนแบบไวน์เกาส์เขียนโดย

$$P_e = 0.5 \operatorname{erfc} \left[\frac{s_{02}(T_b) - s_{01}(T_b)}{2\sqrt{2}\sigma_e} \right] \quad (2.116)$$

รูป 2.33(a) แสดงอุปกรณ์การสนับสนุนแมชฟิลเตอร์ของระบบไบนารี ซึ่ง P_e สำหรับเครื่องรับแมชฟิลเตอร์คือ

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\gamma}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.117)$$

ที่ γ คือค่าสูงสุดที่กำหนดโดยสมการ (2.105) คือ

$$\gamma = \sqrt{\frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_{sd}(f)|^2 df} \quad (2.118)$$

จากสมการ (2.94) เราจะได้

$$s_{sd}(t) = s_2(t) - s_1(t) \quad (2.119)$$

ดังนั้นใช้ทฤษฎีบทพาร์เซวาล (Parseval's theorem)

$$\begin{aligned} \gamma^2 &= \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} [s_2(t) - s_1(t)]^2 dt \\ &= \frac{2}{N_0} \left[\int_{-\infty}^{\infty} s_2^2(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t) dt - 2 \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2(t) dt \right] \\ &= \frac{2}{N_0} (E_{2b} + E_{1b} - 2\sqrt{E_{1b}E_{2b}} \rho_{12}) \\ &= \frac{2}{N_0} (2E_b - 2\sqrt{E_{1b}E_{2b}} \rho_{12}) \end{aligned} \quad (2.120)$$

ที่ E เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้ $E = 1/2(E_{1b} + E_{2b})$ [สังเกตว่า ความน่าจะเป็นก่อนของ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ สมมติว่าเท่ากัน]

$$\rho_{12} = \frac{1}{\sqrt{E_1 E_2}} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2(t) dt \quad -1 \leq \rho_{12} \leq 1 \quad (2.121)$$

คือแอร์มอลไลซ์ที่จำกัดเวลาของสัมประสิทธิ์คอรีเลชันของรูปคลื่น $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ E_1 และ E_2 แทนพลังงานของสัญญาณ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ วัดได้จากจากความกว้างของ T_b [ในสมการ (2.73)] ρ_{12} เป็นสัมประสิทธิ์คอรีเลชันแทนการวัดที่คล้ายกันระหว่าง 2 สัญญาณ คือ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$

$$-1 \leq \rho_{12} \leq 1 \quad (2.122)$$

จากสมการ (2.118) และสมการ (2.120) เราจะได้

$$P_r = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{E_{1b} + E_{2b} - 2\sqrt{E_{1b}E_{2b}} \rho_{12}}{N_0}} \right) \quad (2.123)$$

จากสมการ (2.123) สรุปว่า P_r แล่งดสมรรถนะในรูปของฟังก์ชันพลังงานสัญญาณ E_{1b} และ E_{2b} , N_0 เป็นความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน และ ρ_{12} เป็นสัมประสิทธิ์ของคอรีเลชันที่ทำให้ได้สมรรถนะสูงสุดขณะนี้ค่า P_r จะต้องต่ำสุดโดยสมมติค่า E_{1b} , E_{2b} และ N_0 เป็นค่าเฉพาะเราสรุปว่าเทอมนี้จะมีค่าสูงสุดที่ $\rho_{12} = -1$ กรณีนี้เราได้

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{E_{1b} + E_{2b} + 2\sqrt{E_{1b}E_{2b}}}{N_0}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2} \frac{\sqrt{E_{1b}} + \sqrt{E_{2b}}}{\sqrt{N_0}} \right) \quad \text{for } \rho_{12} = -1 \end{aligned} \quad (2.124)$$

การสมมติว่าสัญญาณที่ถูกส่งมีความน่าจะเป็นของการเกิดบิต 1 และบิต 0 พลังงานเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่รับเฉลี่ย (การวัดใน T_b วินาทีช่วงห่างของเวลา) เป็น

$$E_{av} = \frac{1}{2}(E_{1b} + E_{2b}) \quad (2.125)$$

สมการ (2.123) อาจเขียนใหม่ได้เป็นดังนี้

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{2} \frac{E_{av}}{N_0} (1 - R_{12})} \right] \quad (2.126)$$

ซึ่ง

$$R_{12} = \frac{2 \sqrt{E_{1b} E_{2b}}}{E_{1b} + E_{2b}} \rho_{12} \quad (2.127)$$

R_{12} ที่มีค่าน้อยๆจะทำให้สมรรถนะ P_e ดีที่สุด R_{12} มีค่าต่ำสุด -1 ได้ค่า P_e เป็น 1 และ $E_{1b} = E_{2b}$ และเลือกค่าที่ทำให้ได้ P_e ดีที่สุด

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_{avb}}{N_0}} \quad (2.128)$$

เราสรุปว่าสมรรถนะจะดีที่สุดในช่วงพลังงานที่ถูกจำกัดแบนด์ที่ช่องสัญญาณแบบกาล์เซียน และสัญญาณนี้อาจจะไม่เหมือนกับที่ส่งมาซึ่งถูกสร้างมาจากสัญญาณแอนติพอดอล (antipodal signal) ที่มี $R_{12} = 1$ (สังเกตว่า $+A \sin \omega_c t$ และ $-A \sin \omega_c t$ ถูกสร้างใน BPSK)

2.7) ไนควิสต์ และ แมทซ์ฟิลเตอร์ (คอร์รีเลชัน) ทางด้านรับ

[ARE THE NYQUIST AND THE MATCHED FILTER (CORRELATION) RECEIVERS]

การฟิลเตอร์ช่องสัญญาณทางด้านเครื่องรับจะใช้กฎของไนควิสต์ โดยให้การส่งตัวอย่างและทำการเปรียบเทียบค่าเทรลโวลทางด้านรับ ซึ่งจะต้องเป็นเครื่องรับแบบไนควิสต์ (Nyquist receiver) ความแตกต่างระหว่างเครื่องรับแบบไนควิสต์และเครื่องรับแบบแมทซ์ฟิลเตอร์ เราจะทำการพิจารณาได้จากหัวข้อข้างล่างนี้

1. ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด $P_{e(MF)} = P_{e(NYQ)}$ ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของเครื่องรับแมทซ์ฟิลเตอร์ $P_{e(MF)}$ เป็นดังนี้

$$P_{e(MF)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_{av}}{N_0}} \quad (2.129)$$

ที่ E_{av} = กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้ที่อินพุทของเครื่องรับแมทซ์ฟิลเตอร์ (คอร์รีเลชัน) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบไบนารี $E_{sv} = E_b$ ที่ E_b เป็นกำลังงานของบิต
 N_0 = ความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนแบบซิงเกิล-ไซด์
 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของช่องสัญญาณไบนารี, $P_{E(NYQ)}$

$$P_{E(NYQ)} = Q\left(\frac{A}{\sqrt{N_T}}\right) = Q\left(\frac{d}{\sigma}\right) \quad (2.130)$$

ที่ A = ค่าแรงดันสูงสุดที่เอาต์พุตของเครื่องรับแบบจำกัดแบนด์ (ช่องสัญญาณไรส์โคไซด์) ที่ส่งตัวอย่างมาได้

N_T = กำลังงานรบกวนรวมทั้งเอาต์พุตของฟิลเตอร์ ทางเครื่องรับ
 = แรงดันรบกวน rms ที่เอาต์พุตของฟิลเตอร์ ทางเครื่องรับ

$$\begin{aligned} P_{E(MF)} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_{sv}}{N_0}} = \frac{2}{2} Q\left(\sqrt{\frac{2E_{sv}}{N_0}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{2A^2 T_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2A^2 T_b}{2N_T T_b}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{N_T}}\right) = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) = P_{E(NYQ)} \end{aligned} \quad (2.131)$$

$$P_{E(MF)} = P_{E(NYQ)} \quad (2.134)$$

ในสมการ (2.131) $P_{E(MF)}$ เป็นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของเครื่องรับแมชฟิลเตอร์, $P_{E(NYQ)}$ เป็นจำนวนความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับช่องสัญญาณไบนารีซึ่งเราจะได้ว่า

$$\operatorname{erfc}(y) = 2Q(\sqrt{2}y) \quad y > 0 \quad (2.133)$$

ซึ่ง

$$E_{sv} = A^2 T_b \quad (2.134)$$

กำลังงานบิตเฉลี่ยที่อินพุตของเครื่องรับไบนารีเท่ากับกำลังงานของสัญญาณ (A^2) และระยะห่างระหว่างบิต T_b ที่สร้างขึ้นและค่าที่อินพุตเทรลโวลคอมแพเรเตอร์จะเป็นกำลังงานเฉลี่ยของบิตคือ $A^2 [(4-\alpha)/4]$

สมมติว่าแรงดันที่รับได้เป็น $+A$ หรือ $-A$ โวลต์ วัดความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนตกร่วมนอมอลไลซ์อิมพีแดนซ์ 1

$$\begin{aligned} N_0 &= \frac{N_T}{\text{Nyquist bandwidth}} = \frac{N_T}{\frac{1}{2}(1/T_b)} \\ &= N_T 2T_b = \sigma^2 2T_b \end{aligned} \quad (2.135)$$

N_0 เป็นความหนาแน่นของการรบกวนแบบซิงเกิล-ไซด์ ซึ่งได้มาจากสัญญาณรบกวนทั้งหมด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หารด้วยแถบกำลังงานรบกวนทางด้านเครื่องรับ จะได้ช่องสัญญาณของไนควิสต์เท่ากับ แถบความถี่ของไนควิสต์ $f_n = 1/(2T_b)$

สมการ (2.131) และ (2.132) แสดงค่า P_{avg} , $P_{\text{avg, MF}}$ เป็นความสามารถของ เครื่องรับแมชฟิลเตอร์และ $P_{\text{avg, NYQ}}$ เป็นสัญญาณไนควิสต์ที่มีลักษณะเดียวกัน อย่างไรก็ตามจำไว้ว่า P_{avg} ของเครื่องรับแมชฟิลเตอร์จะไม่พิจารณาการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ เป็นเครื่องรับซิงเกิล-ซ็อต นอกจากนี้ยังนำเครื่องส่งและเครื่องรับหลายๆชุดของฟิลเตอร์แบบไนควิสต์มาต่อรวมกันได้

2. เครื่องรับแมชฟิลเตอร์ เครื่องรับแบบไนควิสต์ช่องสัญญาณเทียบเคียงเท่ากันหรือไม่ ในระบบการส่งสิ่งที่สำคัญที่สุดคือลำดับของการซิงโคนัล (ไม่เป็นพัลส์เดี่ยวๆ) ถูกส่งไปเครื่องรับแมชฟิลเตอร์ ไม่ทำให้การรับเป็นอิสระจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์อย่างแน่นอน เพื่อหลีกเลี่ยงสมรรถนะที่แย่งลง เครื่องรับแมชฟิลเตอร์และช่องสัญญาณที่จำกัดแถบต้องถูกออกแบบตามทฤษฎีของไนควิสต์ ดังนั้นสำหรับการส่งข้อมูลแบบซิงโคนัล เครื่องรับแมชฟิลเตอร์จะมีสมรรถนะออฟติมอลดังสมการ (2.131) ถ้าเป็นตามทฤษฎีการส่งของไนควิสต์ที่อิสระจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์

โมเดลของสัญญาณแบบไนควิสต์ ทำให้การส่งเป็นอิสระจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์อย่างแน่นอน การส่งและการรับของฟิลเตอร์จะมีการแยก ยาวเท่ากับการต่อ คลาสเคสทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นไปตามกฎของไนควิสต์ (โมเดลของช่องสัญญาณไรชโค ไชด์) สำหรับค่า P_{avg} เป็นสมรรถนะที่ออฟติมอล การแบ่งฟิลเตอร์ของช่องสัญญาณไนควิสต์ ต้องเป็นไปตามกฎเกณฑ์ของแมชฟิลเตอร์

$$H_T(f) = H_R(f) \quad (2.136)$$

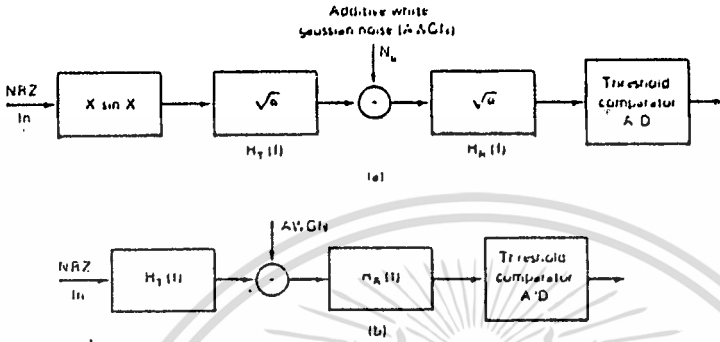
นั่นคือการส่งและการรับของฟิลเตอร์ เป็นลักษณะเดียวกัน

การสมมูลของเครื่องรับแมชฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบไนควิสต์และเงื่อนไขที่เราต้องการสำหรับสมรรถนะที่ออฟติมอลรวมในรูป ดังนั้นจึงคือเหตุผลข้อ 2

๑. เครื่องรับแมชฟิลเตอร์ (เครื่องรับคอรีเลชัน) เหมาะสมที่จะรับข้อมูลจำกัดแถบแบบซิงโคนัลหรือไม่ ที่มาของเครื่องรับแมชฟิลเตอร์ที่เสนอคณิตศาสตร์ที่ทำให้เข้าใจใน P_{avg} สมรรถนะและขอบเขตของเครื่องรับไบนารีที่ออฟติมัม เครื่องรับที่ออฟติมอลนี้สำหรับการส่งแบบ (ซิงเกิล-ซ็อต) นั่นคือระบบซึ่งมีเพียงซิมบอิลเดี่ยวที่ถูกส่งและเป็นระบบไวด์แบนด์ ซึ่งแต่ละพัลส์จะถูกจำกัดที่ช่วงเวลาของบิท (bit interval) (ไม่สนใจการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์) สำหรับประสิทธิภาพที่ออฟติมอล (ระบบที่มีแบนด์วิดท์ที่แคบกว่าอัตราข้อมูล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับแบบไนควิสต์และเครื่องรับแมชฟิลเตอร์ต้องอยู่ภายใต้กฎเกณฑ์เดียวกัน
 ดังนั้นคำตอบของคำถามนี้ไม่มี ถ้าเครื่องรับแบบแมชฟิลเตอร์มีประสิทธิภาพไม่พอ
 เพียงในการรับข้อมูลจำกัดแถบแบบซิงโครนัส



รูปที่ 2.34 Equivalence of the Nyquist channel and matched filter. Required conditions for optimal performance of synchronous NRZ data. (a) Nyquist channel. Optimal P_e performance is achieved by having the $\alpha/\sin \alpha$ shaping in the transmitter, the raised-cosine channel characteristics is equally split between transmitter and receiver. Thus the receiver is matched to the transmitter. For real-valued transfer function, $H_T(f) = H_R(f)$. \sqrt{G} indicates the square root of the raised-cosine Nyquist equation (3.48a). (b) Matched filter channel. The receiver is matched to the transmitter, that is, $H_R(f) = G^*(f)e^{-j\omega T}$; see equation (4.55). In bandlimited systems the matched filter has optimal performance, that is, ISI-free transmission if it satisfies the Nyquist transmission criteria.

2.8 P_c สมรรถนะของระบบไบนารีโคฮีเลนต์ PSK (P_c PERFORMANCE OF BINARY COHERENT PSK SYSTEMS)

เครื่องรับแบบคอรีเลชัน (เครื่องรับแมชฟิลเตอร์) ทฤษฎีบทนี้นำไปใช้ในการหาที่
 มาของ P_c ในระบบโคฮีเรนต์ PSK ที่ออฟติมอลวงจรคู่คลื่นพาห์และสัญลักษณ์ไทม์มิ่งนำมา
 ใช้ทำสัญญาณสำหรับการซิงโครไนซ์ในอุดมคติ ซึ่งเป็นอิสระจากการรบกวนทางเฟส
 สมรรถนะที่แย่งลง เป็นสาเหตุมาจากวงจรซิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์แบบ
 สัญญาณ BPSK ที่ได้คือ

$$s_1(t) = +C \cos \omega_c t \quad (2.132)$$

$$s_2(t) = -C \cos \omega_c t \quad (2.138)$$

ที่มาของ P_c ง่ายๆ เราสมมติว่าความถี่ของตัวผลิตคลื่นพาห์ที่แสดงในรูป เป็นจำนวนเต็ม
 ของการคูณของอัตราการส่งข้อมูลดังนี้,

$$f_c = n f_b = \frac{n}{T_b} \quad (2.139)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการนำไปใช้งานอัตราเร็วข้อมูลจะกว้างไปกว้างมา (อัตราแหล่งกำเนิดสามารถเปลี่ยนแปลงที่ ± 50 b/s ของอัตรา 10 Mb/s ความถี่ของคลื่นพาห์และการแพร่กระจายของสเปกตรัมต้องถูกควบคุมอย่างแน่นออดังสมการ (2.139) ถ้าสมการ (2.139) ไม่เป็นที่พอใจ สมรรถนะที่แย่งถูกกะทึงในทางปฏิบัติถ้าความถี่ของคลื่นพาห์สูงกว่าอัตราข้อมูลที่พิจารณาอยู่คือ $f_c > 10/T_b$ ค่าที่แย่งนี้ประมาณ 0.1 dB

การพิสูจน์ P_{12} ของเครื่องรับแบบคอรีเลชันที่มีแบนด์วิดท์ไม่จำกัดเรากำหนด $E_1, E_2, E_1 E_2, \rho_{12}$ และ R_{12} ตามสมการ (2.139) ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้แทนในสมการ (2.127) และสมการ (2.128)

$$\rho_{12} \sqrt{E_1 E_2} = \int_0^{T_b} s_1(t) s_2(t) dt = \frac{1}{2} C^2 T_b \quad (2.140)$$

$$R_{12} = \frac{2\sqrt{E_1 E_2}}{E_1 + E_2} \rho_{12} = -1 \quad (2.141)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}} (1 - R_{12}) \right] \quad (2.142)$$

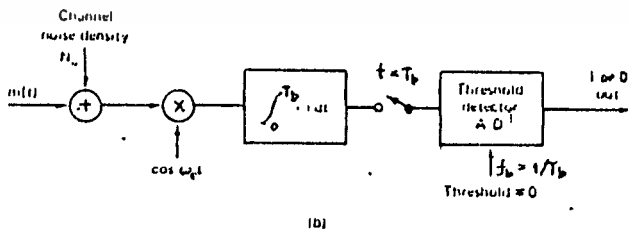
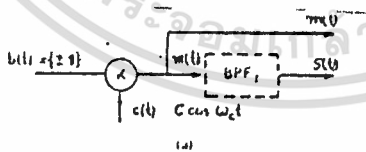
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad \text{coherent BPSK} \quad (2.143)$$

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2} dy, \quad x > 0$$

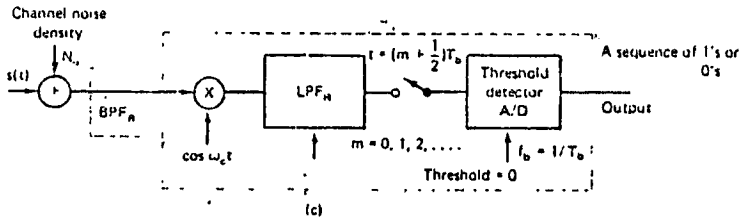
$E_{b,v}$ = พลังงานบิตเฉลี่ย E_b ที่อินพุทของเครื่องรับ $E_{b,v} = C^2 T_b / 2$ (ในระบบ

PSK $E_{b,v} = E_b$)

N_0 = ความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนที่อินพุทของเครื่องรับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Coherent BPSK modulator, corresponding correlation receiver, and Nyquist receiver. (a) BPSK modulator. $m(t)$, infinite bandwidth signal. $s(t)$, bandlimited signal. (b) Correlation receiver. This correlation (matched filter) receiver is for the infinite bandwidth transmitter and channel model. (c) Nyquist receiver. LPF_n is the equivalent LPF of the bandpass channel (in some applications replaces the BPF_n filter). Its transfer function equals the square root of the raised-cosine channel.

สมการ (2.143) แทนสมรรถนะของเครื่องรับคอสี่เหลี่ยมแบบแมชฟิลเตอร์ BPSK เป็นลักษณะเดียวกับสมการ (2.131) ของช่องสัญญาณแบนด์ของไนควิสต์ถ้าระบบ BPSK ถูกจำกัดแถบความถี่เครื่องรับไนควิสต์จะมีสมรรถนะลักษณะเดียวกับเครื่องรับแมชฟิลเตอร์

2.8.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง E_b/N_0 และ C/N

(Relationship Between E_b/N_0 and C/N

E_b เป็นพลังงานของบิตที่ต้องการ N_0 เป็นความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนการคำนวณอัตราส่วน E_b/N_0 เป็นการวัดคุณภาพที่เหมาะสมสำหรับระบบ และเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติการวัด E_b/N_0 จะสะดวกมากถ้าเราวัดอัตราส่วนกำลังของคลื่นพาห้เฉลี่ย การทดสอบที่สำคัญอยู่ในรูปแบบการให้กำลังและมีเตอร์วัดแรงดัน rms ซึ่งสามารถจะอ่านได้ มิเตอร์วัดพลังงานบิตไม่มีการผลิตเป็นทางการค่า ความสัมพันธ์ง่าย ๆ ที่ใช้เปลี่ยน E_b/N_0 เป็น C/N

$$E_b = CT_b = C \left(\frac{1}{f_b} \right) \quad (2.144)$$

$$N_b = \frac{N}{B_w} \quad (2.145)$$

$$\frac{E_b}{N_b} = \frac{CT_b}{N/B_w} = \frac{C/f_b}{N/B_w} = \frac{CB_w}{Nf_b} \quad (2.146)$$

$$\frac{E_b}{N_c} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B_w}{f_b} \quad (2.147)$$

อัตราส่วน E_b/N_0 เท่ากับการคูณของอัตราส่วน C/N และแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่เครื่องรับต่ออัตราข้อมูล ($BW=f_b$) สังเกตว่าเครื่องมีวัด C/N ถูกปรับแต่งเพื่ออ่านค่า E_b/N_0 โดยตรงถ้าเราต้องการ

ตัวอย่าง การทำงานของโมเด็มแบบไบนารีโคอีเรนท์ BPSK ที่ $f_b = 10 \text{ Mb/s}$ ความถี่ของคลื่นพาห้ที่ยังไม่ถูกมอดูเลตคือ $f_c = 60 \text{ MHz}$ อะไรคือสมรรถนะของระบบนี้ถ้า E_b/N_0 สมมติรูปร่างช่องสัญญาณไนควิสต์ถูกนำมาใช้ อัตราส่วน C/N จะมากเท่าไรถ้าวัดที่เอาท์พุทของการรับแบนด์พาสฟิลเตอร์

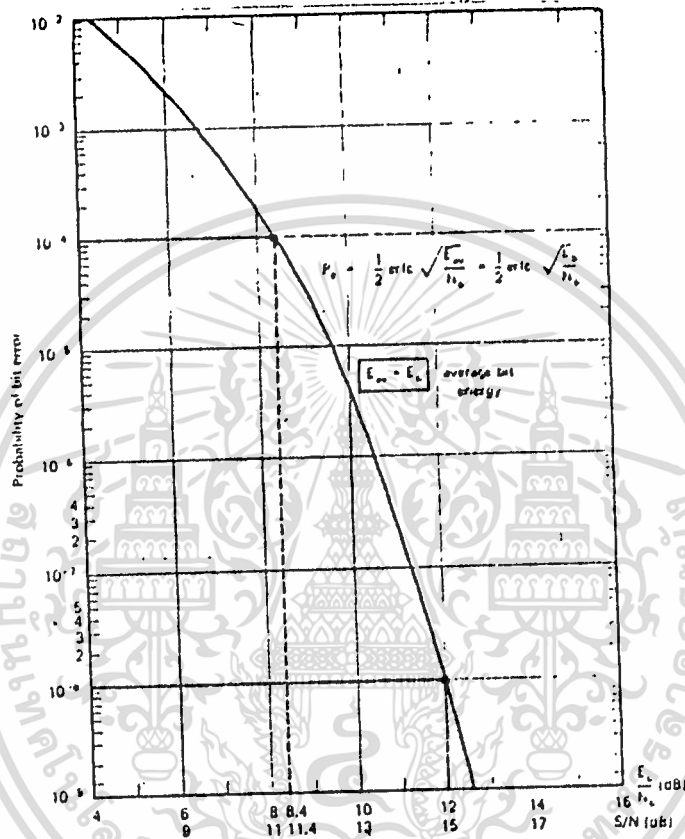
วิธีทำ รูปกราฟ $P_n = f(E_b/N_0)$ [สมการ (2.143)] แสดงในรูปกราฟนี้ จากกราฟเราสรุปว่า $E_b/N_0 = 8.4 \text{ dB}$ จะยอมให้ค่า $P_n = 10^{-4}$ แบนด์วิธของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ของดับเบิลไซด์-แบนด์ของช่องสัญญาณไนควิสต์เท่ากับอัตราข้อมูล (10 MHz) จาก

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} \frac{f_b}{B_c}$$

แสดงในหน่วย dB-s,

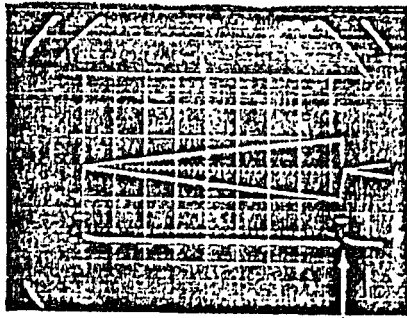
$$\begin{aligned} \frac{C}{N} &= \frac{E_b}{N_0} + 10 \log \frac{f_b}{B_c} \\ &= 8.4 + 10 \log \frac{10 \text{ Mb/s}}{10 \text{ MHz}} = 8.4 \text{ dB} \end{aligned}$$

ในรูป 2.37 และ 2.38 แพทเทิร์นรูปดวงตา (eye-pattern) ของทั้งไวด์แบนด์ และแแน-โรแบนด์ BPSK ถูกแสดงดังรูป ภาพถ่ายของแพทเทิร์นรูปดวงตาของการติมอดูเลตที่เกิดขึ้นดังรูป 2.35 และ 2.38 เอาท์พุทของอีทีเกรเตอร์และการรับของวงจรมุ่งความถี่ต่ำสำหรับสมรรถนะที่ออฟติมัม การอีทีเกรเตอร์ที่เครื่องรับแบบคอรีเลชันของรูป 2.35 คือทำการลุ่มที่จุดสุดท้ายของช่วงเวลาของบิทหลังจากทำการลุ่มที่ช่วงเวลาที่ตัวอีทีเกรเตอร์ถูกดิสชาร์จที่ช่วงขณะ ในระบบไวด์แบนด์ที่ความเร็วสูง การทำงานที่เหนือ 10 Mb/s ถูกแทนเป็นอีทีเกรทเตอร์ออดมคิตด้วยค่า RC เป็นเวลาคงที่หรือเป็นฟิลเตอร์ลำดับที่ 1 กรณีนี้สมรรถนะจะลดลง 1 dB ในระบบที่มีประสิทธิภาพการกรองแบบไนควิสต์ จะถูกนำมาใช้ แพทเทิร์นรูปดวงตาจากการติมอดูเลตของระบบ BPSK มี $\alpha = 0.5$ เป็นคุณลักษณะของสัญญาณไรท์-โคไซด์แสดงในรูป 2.38 จากภาพถ่ายมันเป็นเครื่องแสดงว่าการอิสระจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ ค่าการลุ่มช่วงขณะอยู่ที่จุดศูนย์กลางของช่วงเวลาแต่ละบิทการลุ่มที่ช่วงเวลาอื่นทำให้สมรรถนะระบบแย่งลง



รูปที่ 2.36 Probability of error performance of coherent BPSK modems. T_b , bit duration; C , average modulated carrier power; N_0 , noise density (noise power in 1 Hz); N , total noise power measured in baseband Nyquist bandwidth; S , baseband signal power; E_b , average bit energy.

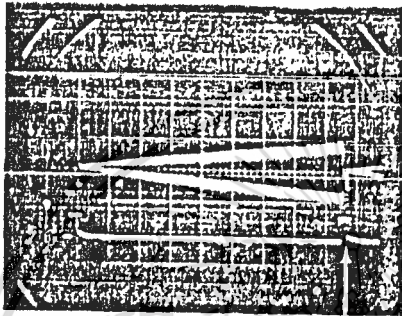
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Vert: 20 mv/div
 Horiz: 10 μs/div

$$\frac{S}{N} = \infty$$

Sampling instant

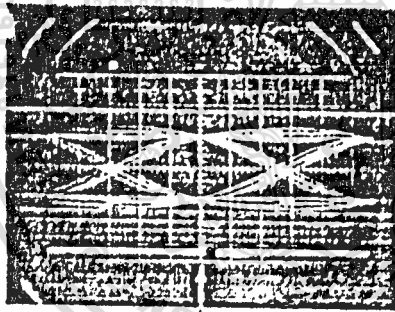


$$\frac{S}{N} = 11 \text{ dB}$$

Vert: 20 mv/div
 Horiz: 10 μs/div

Sampling instant

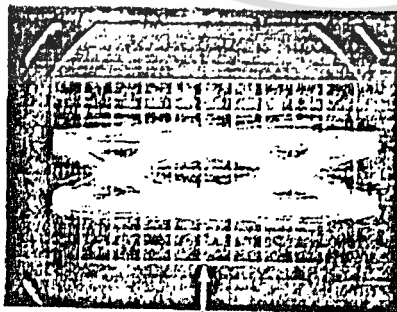
รูปที่ 2.37 Demodulated BPSK eye diagrams—correlation (matched filter) wide-band receiver implemented as an integrate-sample-dump detector.



Vert: 20 mv/div
 Horiz: 5 μs/div

$$\frac{S}{N} = 20$$

Sampling instant



Vert: 20 mv/div
 Horiz: 5 μs/div

$$P_b = 10^{-4}$$

$$\frac{S}{N} = 11 \text{ dB}$$

Sampling instant

รูปที่ 2.38 Demodulated BPSK eye diagrams—Nyquist filtered channel. Fourth-order phase-equalized Butterworth filter having a 3-dB cutoff frequency at 17 kHz. For a bit rate $f_b = 32 \text{ kb/s}$ this filter approximates an $\alpha = 0.5$ roll-off Nyquist channel.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9) ระบบโคฮีเรนต์และดิฟเฟอเรนซ์ซีลโคฮีเรนต์ควอดโตรเฟส PSK (QPSK) [COHERENT AND DIFFERENTIALLY COHERENT QUADRIPHASE PSK SYSTEMS (QPSK)]

คำบรรยายฟังกั้นของการใช้โมเด็ม QPSK ที่สำคัญเป็นการศึกษาเรื่อง ของประสิทธิภาพเบื่กตรัมของระบบ การวิเคราะห์ความน่าจะเป็นของสมรรถนะความ ผิดพลาดในช่องสัญญาณรบกวนแบบไวท์เกาส์เซียนของโมเด็มในอุดมคติ จะทำการกล่าว ในที่นี้

2.9.1 รายละเอียดของ QPSK, DEQPSK, DQPSK (Description of QPSK, DEQPSK, DQPSK, AND OKQPSK Modems)

คำย่อที่ใช้ในส่วนนี้เป็นเพียงล่นย่อที่ยังไม่สมบูรณ์ ถ้าทำการเปรียบเทียบกับระบบ PSK สามารถแสดงได้ดังนี้

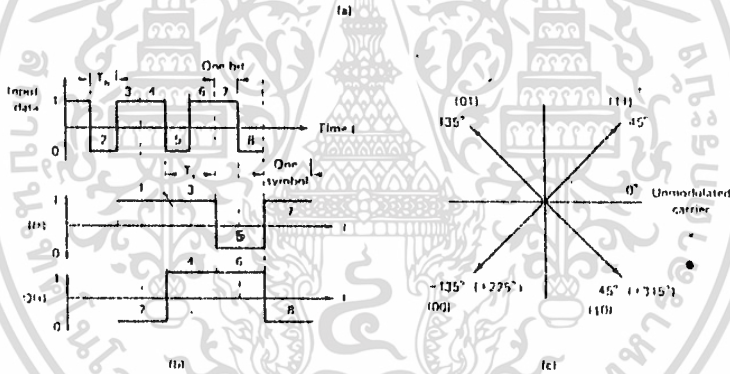
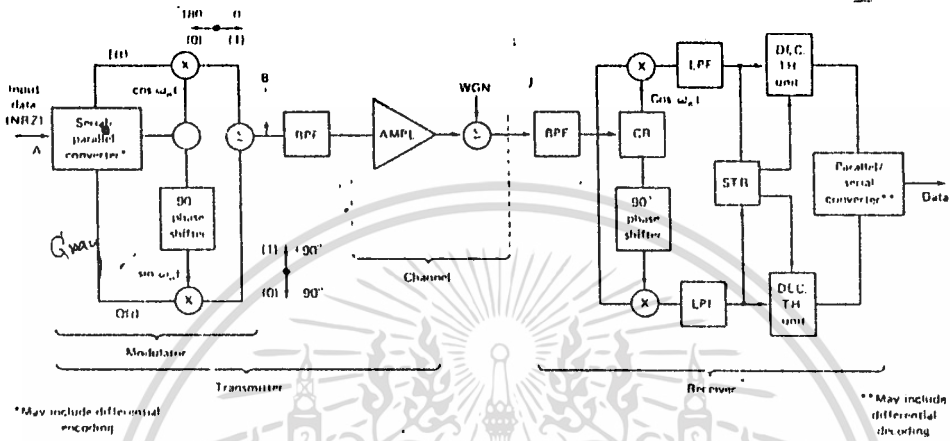
Binary PSK	Quadriphase PSK
BPSK	QPSK
DEBPSK	DEQPSK
DBPSK	DQPSK
-	OKQPSK

เราเรียก BPSK เป็นระบบไบนารีโคฮีเรนต์ (binary coherent) ซึ่งต้องการวงจรถักคลื่นพาห้ (carrier recovery) เพื่อไม่ให้เกิดการคลุมเครือทางเฟส (phase ambiguous) การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์ซีลถูกนำมาใช้ในระบบ DEBPSK การทำงานด้วยวงจรถักคลื่นพาห้เพื่อป้องกันความผิดพลาดทางเฟส 180° ในระบบ DBPSK มีวิธีการติดมอดูเลตซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้วงจรถักคลื่นพาห้ (ดูรูป 2.26 และ 2.27)

โมเด็มแบบควอดโตรเฟส (QPSK) ใช้ในระบบซึ่งมีประสิทธิภาพของสเบื่กตรัมทาง ทฤษฎีเท่ากับ $1b/s/H_z$ ถ้าเป็นโมเด็มแบบ BPSK ยังไม่เพียงพอสำหรับแบนด์วิดท์ที่มีอยู่ เทคนิคการติดมอดูเลตต่างๆที่ใช้ในระบบ BPSK นำไปใช้ในระบบ QPSK ได้ นอกจากนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี่เทคนิคของโมเด็มไบนารีจะถูกใช้อย่างแพร่หลาย เทคนิคการออฟเซท-คีย์ หรือ การมอดูเลชั่นแบบสแตกเกอร์ควอดไดรเฟส [offset-keyed or staggered quadriphase modulation (OKQPSK)] ก็ถูกนำมาใช้

ในระบบ QPSK สัญญาณที่ถูกมอดูเลตมีสภาวะของเฟสที่แตกต่างกัน 4 สภาวะ ซึ่ง



รูปที่ 2.39 QPSK system representation. (a) Block diagram. CR, carrier-recovery circuit; SIR, symbol timing-recovery circuit. (b) Modulator data streams. Data in bit number n is converted to I/Q band number n . Bit rate $\approx 1/T_b$; baud or symbol rate $\approx 1/T_s$; $T_b = T_s/2$. (c) Signal-space diagram. Gray-ended vector presentation of signal states. (With permission from Dr. D. Moras, Farinon, Canada.)

สภาวะเหล่านี้จะทำให้เกิดการรวมกันของบิตที่ติดต่อกันเป็นรูปแบบของไดบิต (dibit) สภาวะของเฟสที่สอดคล้องกันจะช่วยรักษาระยะห่างของสัญญาณ T_s ช่วงเวลาระหว่างบิตจะเป็น 2 บิตคูณเลขขึ้น ($T_s = 2T_b$) ค่าไดบิตที่เป็นไปได้ 4 ค่าถูกกำหนดตามรหัสเกรย์ โค้ด (Gray code) เป็นส่วนที่เหมาะสมของรหัสซึ่งแสดงสัญลักษณ์ที่ติดกันจะมีบิตแตกต่างกันเพียง 1 บิตเห็นได้ในรูป 2.39 (c) ในระบบการส่งจะแย่งเนื่องจาก

สัญญาณรบกวนและการรบกวนจากนอกระบบ ความผิดพลาดที่มากมายจะถูกนำมาทำการตัดสินความผิดพลาดระหว่างสภาวะที่ใกล้เคียงกัน ในกรณีรหัสเกรย์โค้ดทำให้แน่ใจว่าความผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไป 1 สัญลักษณ์จะผิดพลาด 1 บิต เกรย์โค้ดจะถูกเปรียบเทียบกับรหัสไบนารีโค้ด รหัสดิซิมอลโค้ด รหัสเกรย์โค้ดถูกนำไปใช้ในระบบ QPSK ซึ่งเป็นระบบการถอดรหัสที่แก้ความผิดพลาด

สภาวะสัญญาณเกรย์โค้ด 4 สภาวะมีดังนี้

$$\begin{aligned}
 s_{11}(t) &= A \cos(2\pi f_c t + 45^\circ) \\
 s_{01}(t) &= A \cos(2\pi f_c t + 135^\circ) \\
 s_{00}(t) &= A \cos(2\pi f_c t + 225^\circ) - 196 \\
 s_{10}(t) &= A \cos(2\pi f_c t + 315^\circ) - 46
 \end{aligned}
 \tag{2.148}$$

สมการนี้แทนสภาวะสัญญาณรหัสเกรย์และ ความถี่ของคลื่นพาห์ตามล

บล็อกไดอะแกรมของโมเด็มคอนเว็นชันแนล QPSK แสดงในรูป 2.39 ข้อมูลแบบ NRZ เข้ามาที่ตัวมอดูเลตจะเปลี่ยนโดยการเปลี่ยนจากอนุกรมเป็นขนานแยกเป็น NRZ 2 ชุด โดยชุดแรกจะมีเฟสเดียวกัน $I(t)$ และ อีกชุดหนึ่งจะมีเฟสต่างกัน 90° $Q(t)$ ซึ่งมีทิมบอลเรทเป็น $1/2$ ของบิตเรทที่รับเข้ามา ความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลที่อินพุต I

และ Q สตรีม แสดงในรูป 2.39 (b) ทั้ง I และ Q สตรีมถูกแยกและป้อนเข้าสู่ส่วนการคูณ (เทอมของบาลานซ์มิกเซอร์และการสร้างมอดูเลชันก็ถูกนำมาใช้) อินพุตที่ส่งเข้า I คูณเป็นสัญญาณคลื่นพาห์ $\cos\omega_c t$ และ อินพุตที่สองที่เข้าสู่ Q จะเป็นคลื่นพาห์ที่มีการเลื่อนเฟสไป 90° (คือเป็น $\sin\omega_c t$) เอาท์พุทที่ได้จากวงจรคูณทั้งสองจะเป็นสัญญาณ BPSK เอาท์พุทที่ได้จากวงจรคูณ I สัญญาณจะมีเฟสเป็น 0° หรือ 180° เทียบกับคลื่นพาห์และสัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของวงจรคูณ Q จะมีเฟสเป็น 90° หรือ 270° เทียบกับคลื่นพาห์ เอาท์พุทที่ได้จากวงจรคูณจะรวมเข้าด้วยกันได้เฟส 4 เฟส ดังนั้น QPSK สามารถพิจารณาในรูปของ BPSK 2 ชุดทำงานร่วมกันได้ 4 เฟส

ตำแหน่งเอาท์พุททั้งสี่ ที่ได้จากการมอดูเลตจะสอดคล้องกับแกน IQ และถูกรวมเข้าด้วยกัน แสดงเป็นไดอะแกรมของสัญญาณในรูป 2.39 (c) หมายเหตุในตำแหน่งของเฟสที่ 90° หรือ 180° ตัวอย่าง การเปลี่ยนเฟส 180° จะเกิดขึ้นเมื่อมีการรวมที่แกน IQ ซึ่งเปลี่ยนจาก 11 เป็น 00 สำหรับสัญญาณที่ไม่ถูกฟิลเตอร์ การเปลี่ยนเฟสจะเกิดขึ้นชั่วคราวและขนาดของสัญญาณเอนวิโลบจะคงที่ เมื่อสัญญาณ QPSK ที่ผ่านครุครองแล้วเกิดการเปลี่ยนเฟสทำให้ขนาดเอนวิโลบของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปด้วย โดยเฉพาะการเปลี่ยนเฟส 180° เป็นผลให้ขนาดเอนวิโลบของสัญญาณเป็นศูนย์

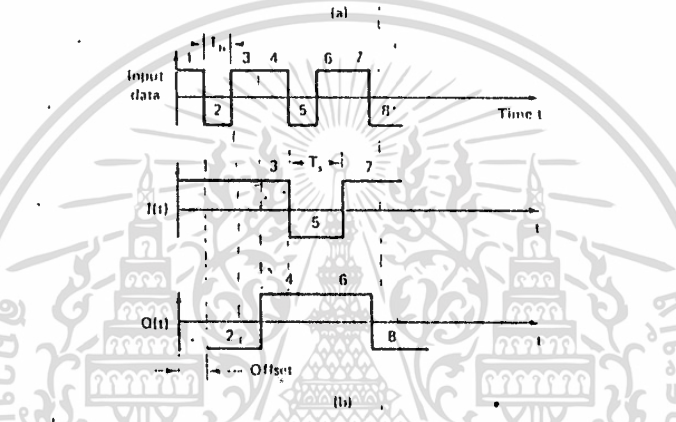
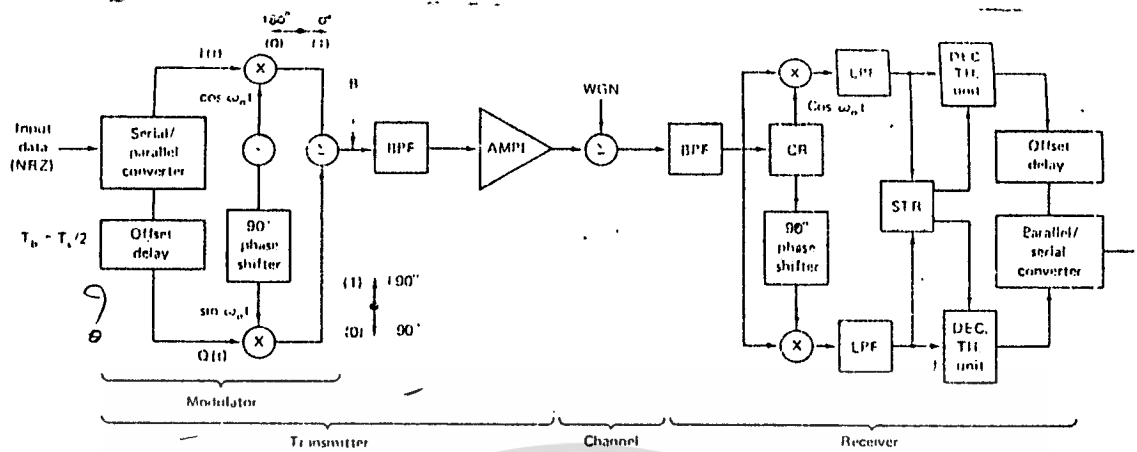
เอกสารนี้สัญญาณเอาท์พุทของหา QPSK ซึ่งที่ได้จากการมอดูเลตจะถูกฟิลเตอร์เพื่อจัดการแต่การค้ำ

กระจายของสเปกตรัม แล้วถูกขยายส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังอินพุทของเครื่องรับ เพราะสัญญาณมอดูเลต I และ Q ทั้ง 4 (เชิงอุดมคติ) สามารถที่จะดีมอดูเลตและสร้างสัญญาณขึ้นใหม่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

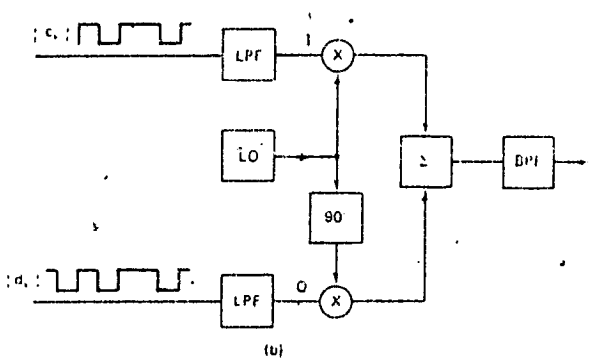
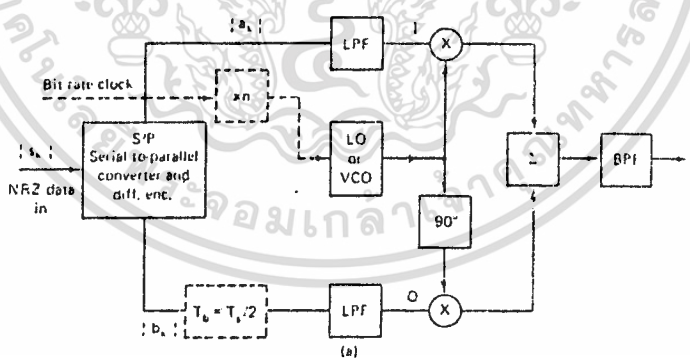
การสร้างสัญญาณ I และ Q สตรีมขึ้นมาใหม่จะถูกรวมกันที่ parallel-to-serial convertor ในรูปแบบของสัญญาณข้อมูลสตรีมดั้งเดิม อย่างไรก็ตามสัญญาณก็ยังมีความผิดพลาดเนื่องจากสัญญาณรบกวนและจากการฟิลเตอร์

บล็อกไดแกรมของ ออฟเซต คีย์ ควอนเทนารี เฟสชิฟต์คีย์อิง (OK-QPSK) ที่แสดงในรูป 2.40 (a) คล้ายกับ ควอนเวนชันแนล QPSK มาก แตกต่างกันเพียงในการเปลี่ยนแปลงข้อมูลระหว่างสัญญาณ I และ Q สตรีมที่เข้าที่วงจรคุณข้อมูลที่รับเข้ามาจะผ่านไปยังวงจร serial-to-parallel convertor ส่วนของ Q สตรีม แสดงในรูปที่ 2.40 (a) จะถูกออฟเซตด้วยการหน่วงเวลาเป็นจำนวนเท่ากับ ระยะเวลาครึ่งหนึ่งของสัญญาณที่รับเข้ามา $T_s = T_c / 2$ ผลของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ I และ Q สตรีม และข้อมูลอินพุทแสดงในรูป 2.40 (b) ผลของการเปลี่ยนเฟสที่แท้ที่เอาท์พุทของมอดูเลเตอร์จะเหมือนกับ QPSK อย่างไรก็ตามเนื่องจากนิทสตรีมทั้งคู่ที่ป้อนเข้าวงจรคุณจะเปลี่ยนสถานะไม่พร้อมกัน ส่วนหนึ่งของมอดูเลเตอร์ประกอบด้วยมอดูเลเตอร์แบบควอดโดเฟส สัญญาณที่เอาท์พุทจะเปลี่ยนที่เวลาหนึ่งเท่านั้นผลที่ได้คือเฟสของสัญญาณที่เอาท์พุทเป็น 90° เหมือนกับ QPSK สัญญาณ offset QPSK จะมีขนาดของเอนวิโลปคงที่ อย่างไรก็ตามสัญญาณ offset QPSK ที่ถูกฟิลเตอร์แล้วจะมีขนาดของเอนวิโลปสูงสุด 3 dB (70%) เปรียบเทียบกับขนาดของเอนวิโลป 100% ของระบบควอนเวนชันแนล QPSK เป็นการแสดงให้เห็นว่าความแตกต่างของขนาดเอนวิโลปที่ต่ำกว่า ให้เห็นประโยชน์ที่แน่นอนของ offset QPSK เปรียบเทียบกับ QPSK ในระบบดาวเทียมที่ไม่เป็นเชิงเส้น และระบบไมโคเวฟไลน์ออฟไซท์ (line of sight) เช่นในการส่งสัญญาณ offset QPSK แบบจำกัดแถบถูกส่งผ่านไปด้วยอุปกรณ์จำกัดขนาด จะมีเพียงส่วนย่อยๆที่สร้างขึ้นใหม่ของสเปกตรัมจากระดับของสัญญาณที่ยังไม่ฟิลเตอร์ สำหรับ QPSK มีลักษณะเหมือนกัน อย่างไรก็ตามสัญญาณที่สร้างขึ้นใหม่ในระดับที่ยังไม่ได้ฟิลเตอร์เกือบจะสมบูรณ์ เครื่องรับ QPSK แสดงในรูป 2.40 (a) ลักษณะเดียวกับแสดงในรูป 2.39 (a) ยกเว้นการสร้างข้อมูล I สตรีมขึ้นมาใหม่ถูกหน่วงเวลาเท่ากับช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของ $T_s = T_c / 2$ เพื่อที่ว่าเมื่อรวมกับ Q สตรีมที่สร้างขึ้นใหม่จะได้เป็นข้อมูลอินพุทเดิม แต่ก็ยังคงมีความผิดพลาดเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนและฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 Offset (staggered) QPSK system representation. (a) Block diagram. (b) Modulator data streams. Input data bit number n is converted to I/Q baud number n . $T_b = 1/2$. (With permission from Dr. D. Morais, Farinon, Canada.)

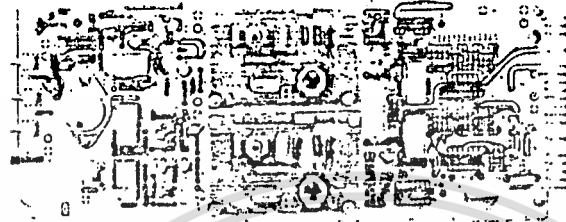
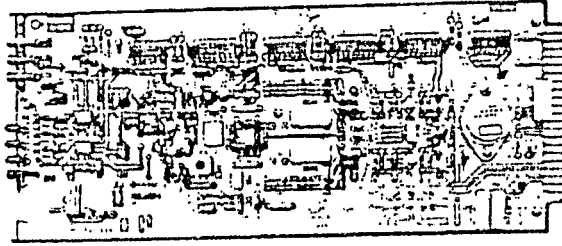


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.41 (a) บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ QPSK และ OKQPSK ในระบบซิงโครนัล $\{s_n\}$ เป็นข้อมูล NRZ แบบอนุกรมจะถูกเปลี่ยนจากอนุกรมไปเป็นขนานกลายเป็นข้อมูลสตรีม 2 ชุด คือ $\{a_n\}$ และ $\{b_n\}$ ตัวเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์จะแทรกในตัวมอดูเลเตอร์ ส่วนเข้ารหัสนี้จะใช้เครื่องรับที่ถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์ที่ซึ่งต้องการวงจรกู่คลื่นพาห์ในการแก้ความผิดพลาดของเฟส ถ้าเป็นการติมอดูเลตแบบ DQPSK จะไม่ต้องการวงจรกู่คลื่นพาห์ การเปลี่ยนจากอนุกรมไปเป็นขนานข้อมูล I และ Q จะซิงโครนัลกัน การหน่วงเวลาที่ต้องการในการมอดูเลตแบบ OKQPSK คือ $T_u = T_u / 2$ ส่วนหน่วงเวลานั้นจะไม่ทำให้การซิงค์ที่ช่องสัญญาณ I และ Q เกิดการเปลี่ยนแปลงเหมือนกับกรณีของ BPSK ที่ โลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) จะล็อคที่จำนวนการคูณของอัตราข้อมูลจะทำให้เกิดการล็อคของ VCO ตามต้องการ VCO โดยทั่วไปจะเป็นวงจร PLL ถ้าโลคอลออสซิลเลเตอร์ไม่ล็อคที่จำนวนการคูณของอัตราข้อมูล ระบบดาวเทียมจะมีสมรรถนะแย่ง (ที่ 0.1dB หรือน้อยกว่า) รูปร่างของสเปกตรัมได้จากการกระทำของปริมอดูเลชัน LPF และ โพลท์มอดูเลชัน BPF การนำไปใช้งานสามารถนำฟิลเตอร์มาต่อคาลเซคกันได้

ถ้าอัตราของข้อมูลที่รับได้เป็นอะซิงโครนัลดังแสดงในรูป 2.41 (b) จะเป็นประโยชน์ในการมอดูเลตโดยตรงของข้อมูล I และ Q สตรีม เราสมมติว่า $\{C_n\}$ และ $\{D_n\}$ เป็นอัตราข้อมูลซึ่งเป็นอิสระกันไม่เกี่ยวกับส่วนอื่นและจะเปลี่ยนแปลงไปมารอบๆ อัตราเร็วข้อมูลในการมอดูเลตแบบ QPSK จะจัดเป็นการมัลติเพล็กซ์แบบอะซิงโครนัลถ้าข้อมูลถูกจำกัดแถบด้วย LPF ก่อนการมอดูเลตจะเรียกว่า 2L-QAM ประสิทธิภาพของสเปกตรัมและ P_u ของระบบ QAM จะเหมือนกับระบบ QPSK

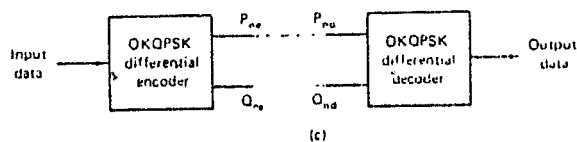
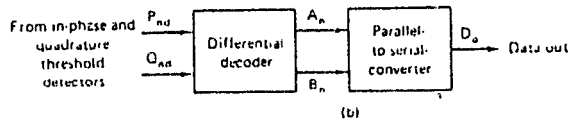
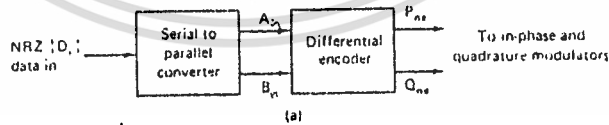
บล็อกไดอะแกรมการติมอดูเลตของระบบโคฮีเรนท์ QPSK และ OKQPSK ดังแสดงในรูป 2.39 และ 2.40 วงจรกู่คลื่นพาห์เป็นส่วนสำคัญในการแก้เฟสผิดพลาดและเป็นเหตุผลในการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์และการถอดรหัสตามต้องการ เช่นเดียวกับในส่วนของ DEQPSK และ DEOK-QPSK รูปถ่ายของการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์ offset-QPSK ที่อัตราเร็ว 44.7 M_u/s ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.42 44.7-Mb/s offset QPSK modulator and demodulator. (Courtesy of Dr. J. H. Morais, Farinon, Canada.)

การเข้ารหัสและการถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล - QPSK/OK-QPSK (Differential coding/decoding-QPSK/OK-QPSK)

วงจรกักคลื่นพาห์แบบ ควอดรอปเปิลอร์ (quadrupler) ถูกนำมาใช้เพื่อ การล็อกที่อาร์โมนิคที่ 4 ของความถี่คลื่นพาห์ที่ไม่ได้มอดูเลต ผลของเฟสทั้ง 4 ที่ส่งไปคือ $\cos(wt+n\pi/2)$ ซึ่ง $n=1,2,3$, ที่ให้เทอม $\cos 4wt$ เป็นค่าที่ PLL ทำการล็อก ดังนั้นเฟสที่ส่งจะแน่นอนที่ไม่ใช่เฟสอ้างอิง ขึ้นอยู่กับเฟสของการกักคลื่นพาห์ ส่วนของข้อมูล (P,Q) ที่อินพุทของมอดูเลเตอร์จะเป็นค่า (P,Q), (P,Q), (Q,P) หรือ (Q,P) ที่เอาท์พุทของดีมอดูเลเตอร์ ยกเว้นค่าแรกจะไม่ให้อเอาท์พุทเหมือนอินพุท อาจจะแก้ปัญหา โดยการเข้ารหัสในตัวมอดูเลเตอร์และการถอดรหัสที่ตัวดีมอดูเลเตอร์ (ดูรูปที่ 2.43)



รูปที่ 2.43 Differential encoder/decoder for QPSK and OK-QPSK modems. (a) Encoder (transmit side); (b) decoder (receive side); (c) OK-QPSK encoder/decoder.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเข้ารหัสดีเฟอว์เรนซ์แบบดิฟเฟอว์เรนซ์เป็นคู่ๆ เพื่อเป็นการเปลี่ยนเฟสของ QPSK ที่แทนข้อมูลที่มีเฟสไม่สมบูรณ์ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องกำจัดเฟสอ้างอิง สมการการเข้ารหัสและถอดรหัสของสัญญาณ QPSK คือ

การเข้ารหัส QPSK

$$\begin{aligned}
P_{nr} &= \overline{(A_n \oplus B_n)} (A_n \oplus P_{(n-1)r}) + (A_n \oplus B_n) (B_n \oplus Q_{(n-1)r}) \\
Q_{nr} &= \overline{(A_n \oplus B_n)} (B_n \oplus Q_{(n-1)r}) + (A_n \oplus B_n) (A_n \oplus P_{(n-1)r})
\end{aligned}
\tag{2.149}$$

ซึ่ง + แสดงสัญลักษณ์ของ Ex-OR

การถอดรหัส QPSK

$$\begin{aligned}
A &= \overline{(P_{nd} \oplus Q_{nd})} (P_{nd} \oplus P_{(n-1)d}) + (P_{nd} \oplus Q_{nd}) (Q_{nd} \oplus Q_{(n-1)d}) \\
B &= \overline{(P_{nd} \oplus Q_{nd})} (Q_{nd} \oplus Q_{(n-1)d}) + (P_{nd} \oplus Q_{nd}) (P_{nd} \oplus P_{(n-1)d})
\end{aligned}
\tag{2.150}$$

ซึ่งการเข้ารหัส (P_{nr}, Q_{nr}) และ $(P_{(n-1)r}, Q_{(n-1)r})$ แสดงสถานะของเอาต์พุตในก่อนหน้าในส่วน (A_n, B_n) แสดงสถานะอินพุตปัจจุบันและ (A_n, B_n) แสดงการถอดรหัสของเอาต์พุต (P_{nr}, Q_{nr}) และ $(P_{(n-1)r}, Q_{(n-1)r})$ แทนสถานะอินพุตปัจจุบันและก่อนหน้านี้ จากตัวสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ กรณีสภาพที่ไม่มีสัญญาณรบกวน $\{D_r\}$ คือลำดับข้อมูลอินพุตเท่ากับ $\{D_r\}$ คือลำดับข้อมูลเอาต์พุตแต่ลำดับ $\{P_{nr}, Q_{nr}\}$ ไม่จำเป็นต้องเหมือนกับลำดับ $\{P_{nd}, Q_{nd}\}$

ข้อมูลอินพุตจะถูกแยกเป็น 2 ส่วน โดยการเปลี่ยนจากอนุกรมไปเป็นขนานบิตคู่ จะไปที่ช่องสัญญาณ A บิตคู่จะไปอยู่ที่ช่องสัญญาณ B (ดูรูปที่ 2.49) บิต P_{nr} และบิต Q_{nr} เป็นเอาต์พุตของการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอว์เรนซ์แบบดิฟเฟอว์เรนซ์ตามคู่อินพุตปัจจุบันและคู่อินพุตก่อน ตัวถอดรหัสดูที่เอาต์พุตของตัวดีมอดูเลเตอร์ในปัจจุบันและก่อนหน้าและคู่ (A, B) ซึ่งเป็นค่าเริ่มแรกในการสร้างขึ้นใหม่ คู่นี้จะผ่านเข้าไปที่ตัวแปลงข้อมูลจากขนานไปเป็นอนุกรม ซึ่งข้อมูลอินพุตจะถูกสร้างขึ้นใหม่

ออฟเซ็ท QPSK (Offset QPSK)

จะมีปัญหาที่ต่างกันเพียงเล็กน้อย ถ้าเราใช้ OQPSK ที่ถูกร่างโดยช่องสัญญาณ หนึ่งเวลาค่าหนึ่งอย่างง่าย ของคู่ (P, Q) ที่เข้ารหัสแบบดิฟเฟอว์เรนซ์แบบดิฟเฟอว์เรนซ์มีคาบเวลาเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาสัญญาณก่อนที่จะมอดูเลต และ หลังจากดีมอดูเลต อย่างไรก็ตามเมื่อการกัคลื่นพาห้มีเฟสตรงกันข้าม คือ $\pi/2$ หรือ $3\pi/2$ P และ Q จะถูกเปลี่ยนกลายเป็น (Q, P) หรือ $(Q, -P)$ ที่เอาต์พุตดีมอดูเลเตอร์และช่องสัญญาณที่ถูกหนึ่งเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยไม่ตั้งใจ ทำให้มีผิดพลาดทั้งที่เป็นการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์ เชียลเอาท์พทในกรณีนั้นจะไม่ถูกต้อง ดังนั้นรูปแบบการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์ เชียลจะแก้ปัญหาเวลาผิดพลาดได้

การเข้ารหัส OKQPSK

$$\begin{aligned} P_{ne} &= D_{EVEN} \oplus Q_{ne} \\ Q_{ne} &= D_{ODD} \oplus \bar{P}_{ne} \end{aligned} \quad (2.151)$$

การถอดรหัส OKQPSK

$$\begin{aligned} D_{EVEN} &= P_n \oplus Q_n \\ D_{ODD} &= \bar{P}_n \oplus Q_n \end{aligned} \quad (2.152)$$

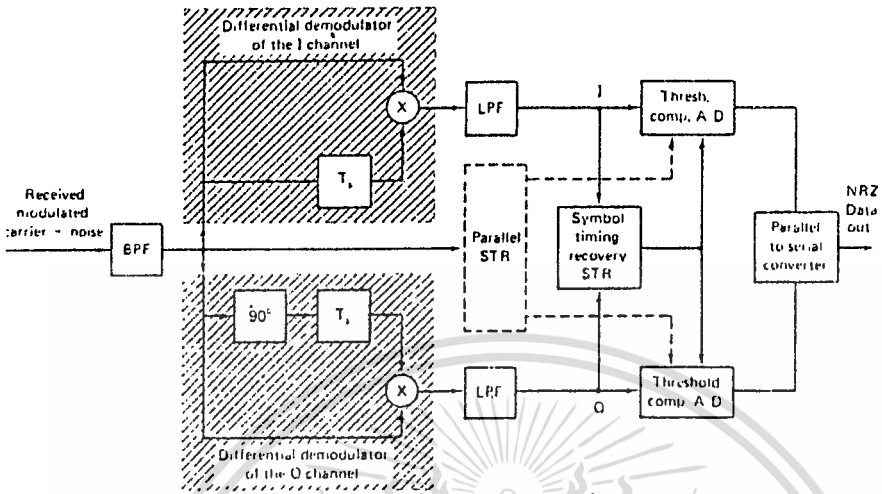
ซึ่ง D_{even} และ D_{odd} แสดงบิตคู่และบิตคี่ของข้อมูลอนุกรมที่อินพุทและเอาท์พุท P_n และ Q_n แสดงอินพุทและเอาท์พุทของการเข้ารหัสและถอดรหัสที่เวลาเดียวกัน การเข้ารหัสของ OKQPSK จะยุ่งยากน้อยกว่า QPSK ซึ่งเป็นประโยชน์ที่ไม่คาดมาก่อนของ OKQPSK

การตีมอดูเลชันแบบ DQPSK (DQPSK demodulation)

การออกแบบวงจรถักคลื่นพาห์เป็นเรื่องยาก โดยเฉพาะโมเด็มที่มีการซิงโครไนซ์อย่างรวดเร็ว เพื่อหลีกเลี่ยงวงจรถักคลื่นพาห์ที่ยุ่งยากและการปรับปรุงความเร็วของการซิงโครไนซ์ เซ็นเซอร์ของการตีมอดูเลชัน ฉะนั้นดิฟเฟอเรนซ์ เชียลตีมอดูเลชันอาจจะถูกแทนด้วยโครีเรนท์ตีมอดูเลชัน

ชนิดของตีมอดูเลเตอร์แบบควอดโทรเฟส ซึ่งใช้หลักการตีมอดูเลชันแบบดิฟเฟอเรนซ์ เชียลดังแสดงในรูปที่ 2.44 คลื่นพาห์ที่ถูกมอดูเลตของสัญญาณ BPF ถูกแยกและส่งเป็น 2 ค่า โดยการตีมอดูเลชันแบบดิฟเฟอเรนซ์ เชียล BPSK ตีมอดูเลเตอร์นี้จะแตกต่างจากรูปที่ 2.28 ด้วยค่าหน่วงเวลาที่แตกต่างกัน (ตอนนี้เรามี $T_u = 2T_b$ แต่รูปที่ 2.28 $T_u = T_b$)

ตีมอดูเลชันแบบควอดตราเจอร์การเลื่อนเฟส 90° ต้องเพิ่มเข้าไปในช่องสัญญาณควอดตราเจอร์ วงจรถักช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (symbol timing recovery, STR) ต้องการการแซมปลิงของเทรสโวลคอมแพเรเตอร์ (A/D converter) จะถูกต่อเพื่อการตีมอดูเลตของช่องสัญญาณ I และ Q ที่เอาท์พุทของ BPF ระบบ STR นี้เป็นที่รู้จัก คือ STR แบบขนาน ถูกใช้เมื่อต้องการการซิงโครไนซ์ที่ความเร็วสูง



รูปที่ 2.44 DQPSK demodulator block diagram.

2.9.2 สเปกตรัมและประสิทธิภาพสเปกตรัมของโมเด็มแบบ QPSK (Spectrum and Spectral Efficiency of QPSK Modems)

บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบ QPSK ในรูป 2.39 ที่แสดงสัญญาณ QPSK ที่ถูกสร้างโดยการเพิ่มของสัญญาณ BPSK ทั้ง 2 ชุด สัญญาณเบลแบนด์อินเฟสและควอดตราเจอร์จะขับสัญญาณ $I(t)$ และ $Q(t)$ ไม่ขึ้นอยู่กับการซิงโครนัสของข้อมูลนั้นคือ ขั้วของช่องสัญญาณ I ไม่ขึ้นอยู่กับขั้วของช่องสัญญาณ Q ซึ่งอัตราสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณ I และ Q เท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราข้อมูล ($f_s = f_b / 2$)

ถ้าข้อมูลที่อินพุตเป็นแรนดัมและอิกวิพรอบบะเบิล กำลังสเปกตรัมของคลื่นพาห์ BPSK ที่ยังไม่ถูกฟิลเตอร์ คือ

$$S_{BPSK} = KA^2 T_b \left[\frac{\sin \pi(f - f_c) T_b}{\pi(f - f_c) T_b} \right]^2 \quad (2.153)$$

สเปกตรัม QPSK สร้างได้จากการวางซ้อนของสเปกตรัม BPSK ที่เป็นอิสระ 2 สเปกตรัม ดังนั้นรูปร่างกำลังของสเปกตรัมจากสมการ 2.153 จะไม่เปลี่ยน อย่างไรก็ตามสังเกตว่าสัญญาณเบลแบนด์ I และ Q แบบ NRZ มีค่า $f_s = f_b / 2$ ดังนั้นผลที่ได้ของสเปกตรัม QPSK คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\text{QPSK}}(f) = CA^2 T_s \left[\frac{\sin \pi(f-f_c)T_s}{\pi(f-f_c)T_s} \right]^2 \quad (2.154a)$$

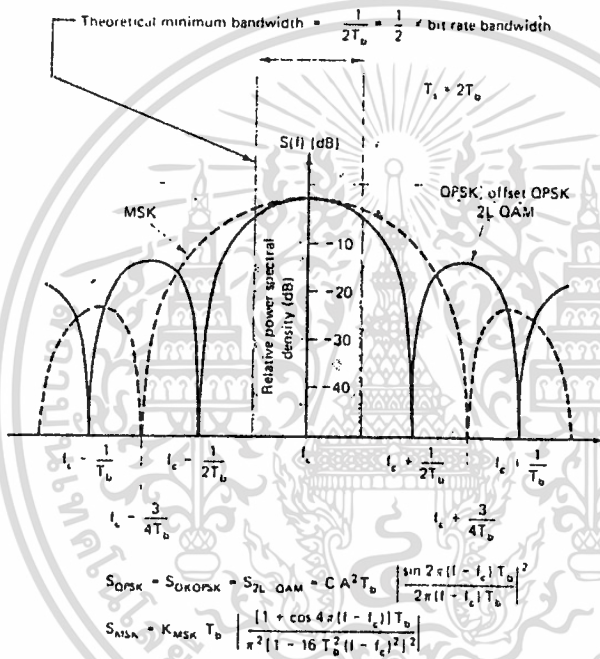
รูปแบบขมมูลของลมการนี้

$$S_{\text{QPSK}}(f) = CA^2 T_b \left[\frac{\sin 2\pi(f-f_c)T_b}{2\pi(f-f_c)T_b} \right]^2 \quad (2.154b)$$

ซึ่ง $CA^2 =$ กำลังสัญญาณของแบนด์วิดท์ทั้งหมดที่ไม่จำกัด นอร์มอลไลซ์ด้วยค่าความต้านทาน 1 โอห์ม

$T_b = 1/f_b =$ ช่วงเวลาระหว่างบิท

$T_s = 1/f_s =$ ช่วงเวลาระหว่างสัญลักษณ์ ของช่องสัญญาณ 1 และ Q



รูปที่ 2.45 Power spectral density of QPSK offset QPSK, 2L-QAM, and MSK systems. (With permission from Dr. D. Morais, Farinón, Canada.)

การเข้ารหัสของดิฟเฟอเรนเชียล และการทำงานของ ออฟเซตคีย์อิ่ง (การหน่วงเวลาช่องสัญญาณ Q โดย T_b วินาที) จะไม่เปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง ดังนั้นสำหรับอินพุทของข้อมูลที่มีความน่าจะเป็นของการเกิดบิท 1 และ บิท 0 สมการ 2.61 แทนกำลังของสเปกตรัมของระบบการมอดูเลตแบบ QPSK OKQPSK และ DEQPSK ที่ยังไม่ถูกฟิลเตอร์ สมการนี้นำไปใช้ร่วมกับ 2 ระดับ QAM (2L-QAM) ได้ด้วยความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง ที่ยังไม่ฟิลเตอร์ในระบบการมอดูเลตแบบ QPSK OK QPSK และ 2L-QAM แสดงในรูปที่ 2.45 สังเกตว่าสเปกตรัมแรกที่ตกลงสู่ศูนย์ที่ $f_c \pm 1/(2T_b)$ และความต้องการแบนด์วิดท์ที่ความถี่วิทยุแบบคัมเบิลไซด์ต่ำสุดคือ $1/(2T_b)$ ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของระบบ MSK จะนำมาแสดงเป็นการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อ้างอิงด้วย ความต้องการฟิลเตอร์ของช่องสัญญาณอิสระจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่ใช้ทฤษฎี การส่งสัญญาณแบบแบนด์ของไนทควิลต์ การสมมูลของโมเดลช่องสัญญาณโลว์พาสและแบนด์พาส และทฤษฎีการวางซ้อน ระบบ BPSK ที่จำกัดแถบมีประสิทธิภาพสเปกตรัมเท่ากับ $f = b/s$ Hz ในทางทฤษฎี และ ในระบบ QPSK มีค่าประสิทธิภาพสเปกตรัมเท่ากับ $2-b/s$ รูปการฟิลเตอร์ของสเปกตรัมและการกำจัดแถบกำลังสเปกตรัมสำหรับมอดูเลเตอร์ BPSK แสดงในรูปที่ 2.30 นำไปใช้ในกรณี QPSK ได้ด้วย ในกรณี BPSK ช่วงเวลาระหว่างสัญลักษณ์เท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราข้อมูล $f_s = f_b/2$

ตัวอย่าง 2.6

แสดงความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังที่ยังไม่ได้ฟิลเตอร์ของ QPSK ที่ $f_b = 64$ Kb/s สมมติว่าแหล่งจ่ายมีความน่าจะเป็นของการเกิดบิต 0 และ บิต 1 และความถี่คลื่นพาห้คือ $f_c = .512$ KHz หาค่ากำลัง สเปกตรัมที่ส่งไปถ้าค่า ไนทควิลต์ เชฟ ฟิลเตอร์ มี $\alpha = 0.3$ คือค่า โรล ออฟ แฟคเตอร์

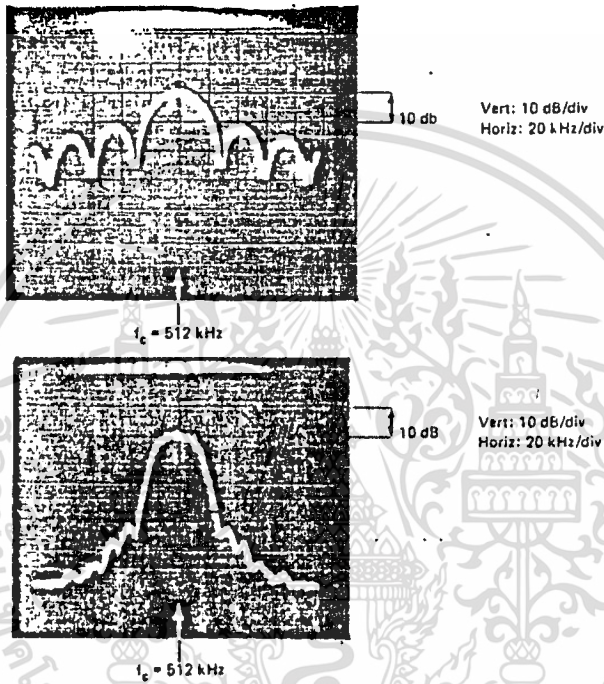
การวัดกำลังของสเปกตรัมที่ยังไม่ได้ฟิลเตอร์และฟิลเตอร์แล้วแสดงในรูป 2.46 สเปกตรัมที่ยังไม่ได้ฟิลเตอร์เป็นรูป $(\sin x/x)^2$ สเปกตรัมที่ตกสู่ศูนย์ที่ค่า $f_c \pm n f_s$ ซึ่ง $n = 1, 2, 3, \dots$ สเปกตรัมที่ถูกฟิลเตอร์แสดงในส่วนเกือบจะราบ ($f_1 \pm f_c$) ที่ย่านความถี่ $f_c \pm 1/2 f_s$ ส่วนที่ราบเนื่องจากการอควอไลเซอร์รูป $(x/\sin x)$ ของฟิลเตอร์ที่ส่งมา

2.9.3 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสมรรถนะของเครื่องรับแบบ QPSK (Error Probability Performance of QPSK Receivers)

P_e เป็นความน่าจะเป็นของความผิดพลาด สมรรถนะของระบบโคอีเรนซ์ QPSK OKQPSK DEQPSK และ DQPSK จะพิสูจน์ได้จากวงจรสมมูลย์ของระบบโคอีเรนซ์ QPSK ด้วยวงจรสมมูลย์ 2 ระดับ QAM (2L-QAM) ผลที่ได้นำไปใช้งานกับระบบ QAM ด้วย

$P_u = f(E_u/N_o)$ ของระบบโคอีเรนซ์ QPSK สมรรถนะของ P_u ถูกแยกเป็น 2 ส่วน ทั้งคู่เป็นพื้นฐานของทฤษฎีโมเดล การติมอดูเลทแบบโคอีเรนซ์แสดงในรูป

2.39 และ 2.49 ในส่วนแรกเราใช้ผลของโมเด็ม BPSK ที่แสดงในหัวข้อ 2.8 มีความสัมพันธ์กันระหว่าง P_u ซึ่งเป็นความน่าจะเป็นของผิดพลาด และ P_e เป็นความน่าจะเป็นของอัตราผิดพลาดสัญลักษณ์จะถูกพิสูจน์ด้วย ส่วนที่ 2 เป็นส่วนที่ยุ่งยากมากในการนำไปใช้งานของ โดยหลักการของออร์โธโกนอล (orthogonal) และทฤษฎีทางคณิตศาสตร์ในการทำงานของมอดูเลเตอร์แบบควอดราเจอร์



รูปที่ 2.46 (a) Unfiltered (infinite bandwidth) and (b) filtered power spectra of 64-kb/s QPSK (2L-QAM) modulated signals. Fourth-order Butterworth premodulation low-pass filters having 3-dB attenuation at 17.5 kHz bandlimit the transmitted spectrum. This modem satisfies the INTELSAT single-channel-per-carrier (SCPC) satellite system specifications. The channel filtering approximates an $\alpha = 0.5$ Nyquist channel. (Courtesy of H. Pham Van, Spar Aerospace Limited.)

1. ที่มาของฮิวริสติก (Heuristic Derivation) ในระบบโคฮีเรนต์ QPSK พิจารณาจากบล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบโคฮีเรนต์ QPSK (รูป 2.39 และ 2.49) เราสรุปว่า P_u เป็นสมรรถนะของช่องสัญญาณอินเฟส I และ ควอดราเจอร์ Q ที่เป็นอิสระต่อกันและเป็นช่องสัญญาณแบนด์พาสที่สมมาตรกัน สมรรถนะของช่องสัญญาณเป็นออร์โธโกนอลเหมือนกัน

เราออกแบบความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ที่มีเฟสเดียวกัน (in-phase) (ส่วนบน) ที่แทนด้วย P_{u1} และ ควอดราเจอร์ (ส่วนล่าง) แทนด้วย P_{u2} P_e เป็นความน่าจะเป็นเฉลี่ยของการแก้สัญลักษณ์ที่เครื่องรับ ที่เอาท์พุทของเครื่องรับ QPSK เท่ากับการคูณของ P_{e1} P_{e2} ซึ่ง P_{e1} และ P_{e2} แทนความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น่าจะเป็นของการตัดสินใจในการแก้ของติมอดคูลิตแบบไบนารี PSK ของช่องสัญญาณ 1 และ 0 ตามลำดับ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$P_c = (1 - P_{e1}) (1 - P_{e0}) \tag{2.155}$$

อัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ของ QPSK คือ

$$P_s = 1 - P_c = P_{e1} + P_{e0} - P_{e1} P_{e0} \tag{2.156}$$

เนื่องจาก P_{e1} , P_{e0} และ $P_{e1} P_{e0}$ มีปริมาณน้อยมาก ($< 10^{-2}$) เราจะค่าประมาณที่ดีสำหรับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์ของติมอดคูลิตแบบ QPSK คือ

$$P_s \approx P_{e1} + P_{e0} = 2P_{e1} = 2P_{e0} \tag{2.157}$$

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของ BPSK ติมอดคูลิตที่เป็นอิสระต่อกัน

$$P_{e1} = P_{e0} = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/N_0} = P_{e \text{ BPSK}} \tag{2.158}$$

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์ $P_{E \text{ QPSK}}$ ของเครื่องรับโคอีเรนซ์ QPSK คือ

$$P_{E \text{ QPSK}} = 2P_{e1} = 2 * 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/N_0} \\ P_{E \text{ QPSK}} = \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/N_0} \tag{2.159}$$

ซึ่ง

$$\operatorname{erfc}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^\infty e^{-z^2} dz \quad \text{for } y > 0 \tag{2.160}$$

สมมติว่าพารามิเตอร์ E_b/N_0 ของระบบเป็นค่าเฉพาะ ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์ในระบบ QPSK เป็น 2 เท่าของระบบ BPSK ในลักษณะเดียวกัน ความต้องการ E_b/N_0 เพิ่มขึ้นประมาณ 0.3 dB ถ้าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เหมือนกันในระบบ BPSK

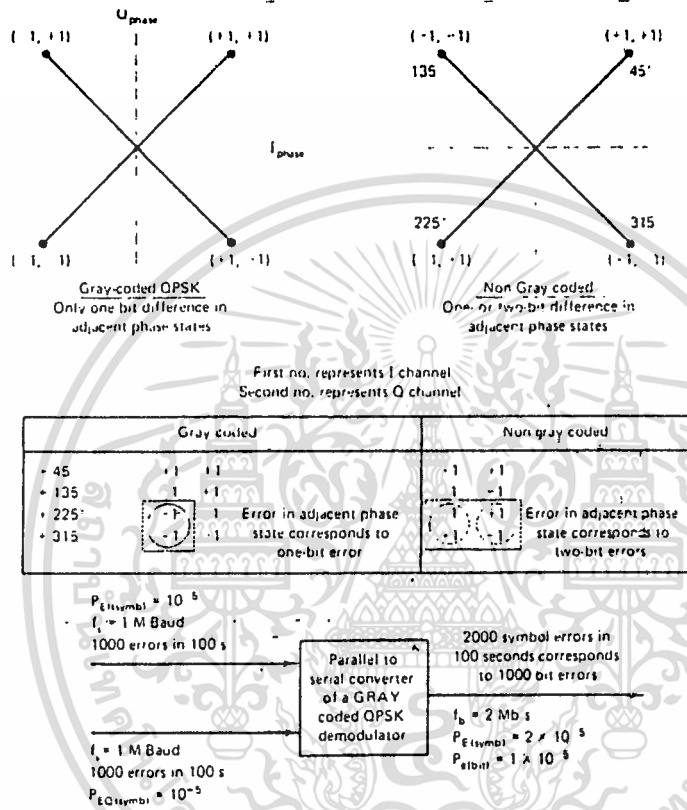
จากจุดนี้อัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ $P_{E \text{ QPSK}}$ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ เป็นส่วนสำคัญในการวิเคราะห์ระบบ ซึ่งในการทำงานของโมเด็มระบบ QPSK ในการเชื่อมต่อของอุปกรณ์ของถอดรหัสที่แก้ไขความผิดพลาด (FEC) ในการนำไปใช้งานเราต้องรู้ค่าอัตราบิตผิดพลาดในระบบ QPSK ($P_{b \text{ QPSK}}$) และอัตราความผิดพลาดนี้สัมพันธ์กับอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ ($P_{E \text{ QPSK}}$)

ความสัมพันธ์ของอัตราบิตผิดพลาด ($P_{b \text{ QPSK}}$) ต่ออัตราผิดพลาดสัญลักษณ์ ($P_{E \text{ QPSK}}$) สำหรับรหัสเกรย์โค้ด และกรณีที่ไม่ใช่รหัสเกรย์โค้ด แสดงในรูป 2.47 กรณีรหัสเกรย์โค้ดสถานะของเฟสที่ติดกัน หรือสัญลักษณ์ที่ต่างกัันมีค่าเพียง 1 บิต รหัสที่ไม่ใช่รหัสเกรย์โค้ดสถานะของเฟสที่ติดกันจะมีบิตต่างกััน 1-2 บิต การตัดสินใจจากสถานะของเฟสที่ติดกัน จะมีการแลกเปลี่ยนซึ่งกันและกันเป็นการผิดพลาด ความน่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเป็นของสัญญาณที่เลื่อนเฟสไป 180° ที่เปลี่ยนซึ่งกันและกันสามารถละทิ้งได้เมื่อเปรียบเทียบกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของการเลื่อนเฟส 90° ดังนั้นในกรณีสัญญาณรหัสเกรย์ได้ความผิดพลาด 1 สัญลักษณ์จะมีความผิดพลาด 1 บิต ส่วนในรหัสที่ไม่ใช่เกรย์ได้ผลการเปลี่ยนซึ่งกันและกันของสภาวะเฟสติดกันมีความผิดพลาด 2 บิต



รูปที่ 2.47 Bit error rate, P_b , and symbol error rate, P_s , relation in QPSK systems.

P_s เป็นอัตราบิตผิดพลาด และ P_b เป็นอัตราผิดพลาดสัญลักษณ์ ความสัมพันธ์แสดงในรูป 2.47 สมมติว่าโมเด็ม QPSK มีอัตราเร็วข้อมูล $f_b = 2 \text{ Mb/s}$ ดังนั้นอัตราสัญลักษณ์ $f_s = 1 \text{ Mbauad}$ (1 เมกกะซิมบอล/วินาที) อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณ I และ Q $P_{E_I} = P_{E_Q} = 2 \times 10^{-5}$ กรณีที่เอาท์พุทเปลี่ยนจากขนานเป็นอนุกรมมีอัตราบิตผิดพลาดเฉลี่ย 2000 ในช่วงเวลา 100 วินาที (เป็นรหัสเกรย์โค้ด) อัตราบิตผิดพลาดของโมเด็มสามารถคำนวณ ตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_b &= \text{จำนวนของอัตราบิตผิดพลาด} / \text{จำนวนทั้งหมดของบิต} \\
 &= 2000 / 2 \text{ Mb/s} * 100 \text{ s} \\
 &= 10^{-5}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น อัตราบิดพลาดของรหัสเกรย์โค้ดในโมเด็ม QPSK = 1/2 ของอัตราบิดพลาด
สัญลักษณ์ อัตราบิดพลาดของโมเด็ม QPSK ที่เข้ารหัสแบบเกรย์โค้ด คือ

$$P_{e, \text{QPSK}} = 1/2 P_{e, \text{BPSK}} = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/N_0} \quad (2.161)$$

ทฤษฎีอัตราบิดพลาด แสดงสมรรถนะของระบบโคอีเรนซ์ QPSK $P_{e, \text{QPSK}}$
เท่ากับ $f(E_b/N_0)$ แสดงในรูป 2.48 สมรรถนะของโมเด็มอื่นๆแสดงในรูปนี้ด้วย สิ่ง
เกตุว่าอัตราบิดพลาดที่แสดงสมรรถนะตามรหัสเกรย์โค้ดของโมเด็มแบบ QPSK เป็น
ลักษณะเดียวกับโมเด็มโคอีเรนซ์ BPSK

2. รายละเอียดของ $P_e = f(E_b/N_0)$ ในระบบโคอีเรนซ์ QPSK

เราสมมติว่าสัญญาณ QPSK ที่ยังไม่ฟิลเตอร์และเป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ไม่จำกัด
(รูป 2.49) ช่องสัญญาณซึ่งมีแบนด์วิดท์เป็น 3 เท่า ซึ่งมากกว่าอัตราข้อมูลเป็นจุด
ประสงค์ในทางปฏิบัติของช่องสัญญาณที่แบนด์วิดท์ไม่จำกัด เราสรุปว่า สามารถนำไปใช้
งานในระบบ QPSK ที่อิสระจาก ISI และถูกจำกัดแถบได้ด้วย

ก่อนการฟิลเตอร์การรับสัญญาณ QPSK จะลดลงจนเป็น 0 หมายถึงสัญญาณรบกวน
แบบไวท์เกาส์เซียน แสดงเป็น

$$y(t) = A \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + \theta_m) + n(t) \quad (2.161)$$

ที่ $\theta_m = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ หรือ 315° [ดูสมการ (2.148)] หรือ สมการ

$$y(t) = \pm A \cos(2\pi f_c t) \pm A \sin(2\pi f_c t) + n(t) \quad (2.162)$$

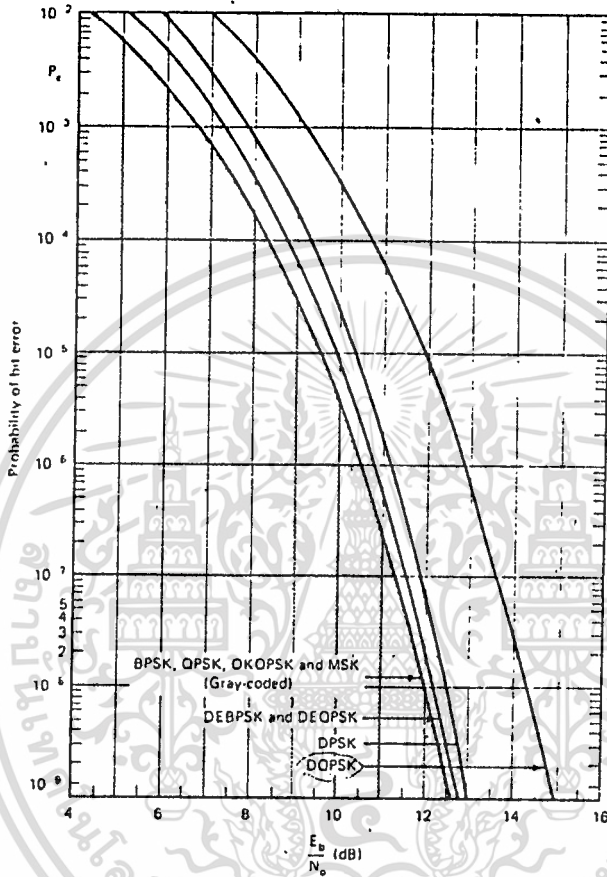
ซึ่ง $0 \leq t \leq T$

ส่วนของสัมประสิทธิ์ $\cos(\cdot)$ และ $\sin(\cdot)$ ขึ้นอยู่กับค่าสัญลักษณ์เฉพาะที่ส่งไป
ในระบบ QPSK ที่มีสัญลักษณ์แตกต่างกัน 4 ค่า และแต่ละสัญลักษณ์แสดงคุณลักษณะตามเฟส
เฟสที่ถูกส่งแสดงไดอะแกรมช่องว่างของสภาวะสัญญาณในรูป 2.49 ขึ้นอยู่กับคู่ของบิตเฉพาะ
ที่ส่งไป ช่วงท้ายสุดของช่วงเวลาระหว่างสัญลักษณ์สัญลักษณ์ T (การตัดสินใจหรือการ
แซมปลิงช่วงเวลาของเครื่องรับที่แบนด์วิดท์ไม่จำกัด) เอาท์พุทสัญญาณเบลแบนด์ที่ติดมอดดูเลข
ของอินเฟลคคอร์เรเลเตอร์ คือ

$$\begin{aligned} b_{01} &= \int_0^{T_s} [A\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + \theta_m) \cos 2\pi f_c t + n(t) \cos 2\pi f_c t] dt \\ &= \int_0^{T_s} [\pm A \cos(2\pi f_c t) \pm A \sin(2\pi f_c t) + n(t)] \cos 2\pi f_c t dt \\ &= \pm \frac{1}{2} AT_s + 0 + \int_0^{T_s} n(t) \cos(2\pi f_c t) dt \end{aligned} \quad (2.163)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การอินทิเกรตเทอมที่ 2 เท่ากับศูนย์ เนื่องจาก $\cos(\cdot)$ และ $\sin(\cdot)$ เป็นออร์โธโกนอลในช่วงเวลาสัญลักษณ์ 0 ถึง T_b โดยยึดเงื่อนไขออร์โธโกนอล ถ้าความถี่ของแคเรียร์เป็นการคูณของจำนวนเต็มกับอัตราสัญลักษณ์ [$f_c = k 2r f_b$ (k : จำนวนเต็ม > 0)]



รูปที่ 2.48 Theoretical $P_e = f(E_b/N_0)$ performance of coherent BPSK, DEBPSK, coherent QPSK, and DQPSK modems (Gray encoded). Additive white Gaussian noise and intersymbol-interference-free model.

สรุปว่า เอาที่นุทของสัญญาณแบบแบนด์ที่ถูกดัดแปลงด้วยเลขแบบควอดราเจอร์คอเรียเลเตอร์ คือ

$$b_{00} = \pm \frac{1}{2} AT_b + \int_0^{T_b} n(t) \sin(2\pi f_c t) dt \quad (2.164)$$

ซึ่ง B_{01} และ B_{02} คือตัวแปรแรนดัม เป็นตัวแปรที่ยังไม่คอเรียเลท (uncorrelate) ถ้า $f_c = k f_b$ ตัวแปรเกาส์เซียนจะเป็นอิสระต่อกัน

ค่าเฉลี่ย (ค่าคาดหวัง) ของ B_{01} และ B_{02}

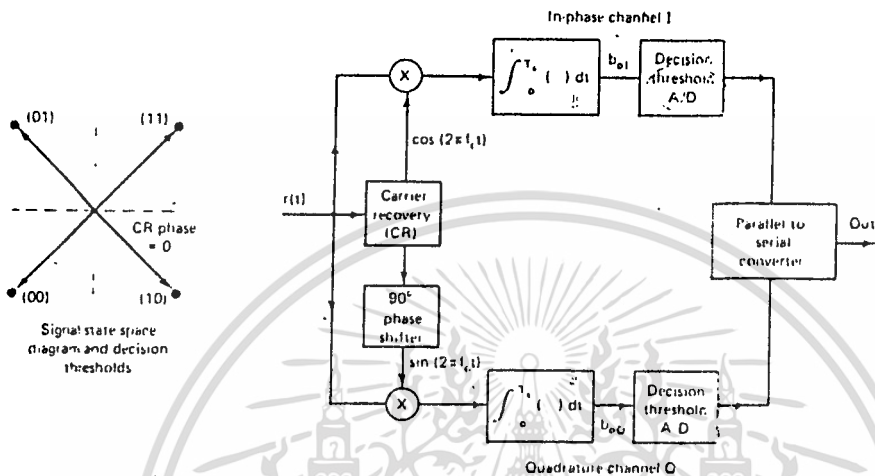
$$E[B_{01}] = E[B_{02}] = \pm \frac{AT_b}{2} \quad (2.165)$$

แวเรียนซ์ของ b_{01} และ b_{02} แทนกำลังสัญญาณรบกวน ac กำลังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{Var} [b_{0I}] &= E \left\{ \left[\int_0^{T_s} n(t) \cos(2\pi f_c t) dt \right]^2 \right\} \\ &= E \left\{ \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} n(t)n(\sigma) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c \sigma) dt d\sigma \right\} \\ &= \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \frac{N_0}{2} \delta(t - \sigma) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c \sigma) dt d\sigma \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^{T_s} \cos^2(2\pi f_c t) dt = \frac{N_0 T_s}{4} \end{aligned} \tag{2.166}$$

$y(t) = A \cos \omega_c t = \sin \omega_c t + n(t)$



รูปที่ 2.49 Coherent QPSK demodulator for unfiltered "infinite-bandwidth" signal. For band-limited signals replace the integrators by low-pass filters, as illustrated in Fig. 4.17. Solid line, signal vectors; dashed line, decision boundary.

(สังเกตว่า $N_0/2$ ทางสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียน
แวนเรียซคอร์เรเลเตอร์ที่ต่ำกว่า (lower correlator) คือ

$$\text{Var} [b_{0Q}] = \frac{N_0 T_s}{4} \tag{2.167}$$

จากสมการเหล่านี้ เราได้

$$P_{eI} = P_{eQ} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{A^2 T_s}{2N_0}} \tag{2.168}$$

ช่วงเวลาสัญลักษณ์ คือ $T_s = 2T_b$ พลังงานของสัญญาณ คือ $E_s = A^2 T_s$ และ
พลังงานบิต คือ $E_b = A^2 T_b$ ดังนั้นเราได้

$$P_{eI} = P_{eQ} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \tag{2.169}$$

เหมือนสมการ (2.41) ซึ่งเป็นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของระบบโคอีเรนซ์
BPSK ความน่าจะเป็นของสัญลักษณ์ที่ผิดพลาดที่เครื่องรับ QPSK เป็น 2 เท่าของเครื่อง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รับ BPSK ที่เป็นอิสระต่อกัน

$$P_{e(QPSK)} = \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \tag{2.170}$$

ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของรหัสเกรย์โค้ดในระบบ QPSK = 1/2 ของความน่าจะเป็นของสัญลักษณ์ที่ผิดพลาด

$$P_{e(QPSK)} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \tag{2.171}$$

ตัวอย่าง INTELSAT-V มีระบบการส่งแบบ TDMA ใช้โมเด็มแบบโคฮีเรนท์ QPSK เป็น แคน-ทู-แบคโมเด็ม ในทางทฤษฎีระบบ QPSK จากกราฟมีความน่าจะเป็นของผิดพลาดเท่ากับ 2.5 dB เนื่องจากกำลังขยายของสถานีภาคพื้นดินเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น และมีการสูญเสียอื่น ๆ ของระบบเพิ่มขึ้น 1.6 dB $P_e = f(E_b/N_0)$ อัตราเร็วข้อมูล $f_b = 120 \text{ Mb/s}$ พิลเตอร์ของช่องสัญญาณมีค่า α ประมาณ 0.4 (ช่องสัญญาณโคควิสต์) สังเกตคุณลักษณะของฟิลเตอร์ทั้งส่งและรับหาค่า E_b/N_0 และ C/N ถ้า $P_e = 10^{-7}$ อัตราส่วนของ C/N และความสัมพันธ์ของแบนด์วิดท์ความถี่วิทยุ ถ้าโมเด็มแบบ QPSK แทนด้วย โมเด็มแบบ BPSK 2 ชุด

ขนาดและกรุปดีเลย์มาส์ (GROUP DELAY MASK) ในรูป 2.50 ขนาดของมอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์และคุณลักษณะของกรุปดีเลย์แสดงแยกกัน การแยกคุณลักษณะของฟิลเตอร์ทางด้านส่งและด้านรับ โดยบริษัท X ผลิตมอดูเลเตอร์ และบริษัท Y ผลิตดีมอดูเลเตอร์จะแม่นยำกัน ขนาด $X/\sin X$ ในเครื่องส่งแสดงในรูป 2.50 (a) อัตราสัญลักษณ์ของโมเด็ม QPSK = 120 Mb/s $f_b = 60 \text{ Mbaud}$ (หรือ 60 เมกกะซิมบอิล/วินาที) ดังนั้นความถี่โคควิสต์ = 30 เมกกะเฮิรตซ์ แสดงขนาดและคุณลักษณะของกรุปดีเลย์ทั้งปรีมอดูเลชัน โลว์พาสฟิลเตอร์หรือโพลมอดูเลชันแบนด์พาสฟิลเตอร์ กรณิแบนด์พาสฟิลเตอร์จะลวมมาตรรอบ ๆ ความถี่คลื่นพาห้

ในทางทฤษฎี E_b/N_0 ในรูป 2.48 หรือ จากสมการที่ (2.160) มี $P_e = 10^{-7}$ ทางทฤษฎีโมเด็ม QPSK ไม่มีค่าสูญเสียต้องการ $E_b/N_0 = 11.5 \text{ dB}$ เนื่องจากโมเด็มที่ไม่สมบูรณ์จะมีค่าสูญเสีย 2.5 dB และค่าที่เพิ่มจากการสูญเสียของระบบ 1.6 dB ในทางปฏิบัติโมเด็มของ INTELSAT-V และระบบต้องการ E_b/N_0 เท่าไร

$$(E_b/N_0)_{\text{ของโมเด็มในทางปฏิบัติ}} = (E_b/N_0)_{\text{ในทางทฤษฎี}} + \text{ค่าสูญเสียของโมเด็ม} \\ = 11.5 \text{ dB} + 2.5 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 14 \text{ dB}$$

(E_b/N_0) ของ INTELSAT-V = (E_b/N_0) ของโมเด็มทางปฏิบัติ + การเพิ่มค่าสูญเสียของระบบ

$$= 14 \text{ dB} + 1.6 \text{ dB} = 15.6 \text{ dB}$$

อัตราส่วนของ C/N จากสมการ (2.147) คือ

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b f_b}{N_0 B_v}$$
$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 15.6 + 10 \log \frac{120 \text{ Mb/s}}{60 \text{ MHz}} = 18.6 \text{ dB} \quad (2.172)$$

ถ้าโมเด็ม QPSK ความเร็ว 120 Mb/s แทนด้วยโมเด็ม BPSK ความเร็ว 120 Mb/s ค่า C/N จากสมการ(2.171)และ(2.172)

$$(C/N)_{\text{BPSK}} = 18.6 \text{ dB} - 3 \text{ dB}$$
$$= 15.6 \text{ dB}$$

ค่า C/N = 3 dB จะแตกต่างกันระหว่างระบบ QPSK และ BPSK เพราะว่าการใช้ 4 เฟส แทนที่ 2 เฟส ถ้าโมเด็มทั้งคู่มีแรงดันของคลื่นพาห้ที่ยังไม่มอดูเลทเหมือนกัน คือ A ความแตกต่างระหว่างเฟสเซอร์ของ 2 สัญญาณในระบบ BPSK คือ 2A ซึ่งในระบบ QPSK คือ $\sqrt{2A}$ ค่า E_b/N_0 ของโมเด็ม BPSK และ QPSK เหมือนกันในทางปฏิบัติ (เท่ากับ 0.3 dB ในย่าน $P_u = 10^{-5} - 10^{-10}$) แบนด์วิดท์ความถี่ที่ต้องการของโมเด็ม BPSK = 120 MHz และ QPSK = 60 MHz

P_u เป็นสมรรถนะของระบบ OK-QPSK และ DEQPSK พื้นฐานที่แตกต่างกันระหว่างโมเด็มโคฮีเรนท์ QPSK และ OK-QPSK โดยอาร์คแวร์์ของ QPSK ไม่มีส่วนของอิลิเมนต์ออฟเซตติลีย์ (ดูรูป 2.39 และ 2.40) เนื่องจากช่องสัญญาณอินเฟสและควอดตราเจอร์ BPSK เป็นออร์โธโกนอลและไม่ขึ้นกับการแซมปลิงชั่วขณะ การเพิ่มส่วนอิลิเมนต์ติลีย์ในระบบ OK-QPSK ไม่มีผลต่อสมรรถนะของโมเด็มโคฮีเรนท์แบบ QPSK ดังนั้น P_u ของโมเด็ม OK-QPSK คือ

$$P_{r(OK-QPSK)} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (2.173)$$

สมการความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดเหมือนกับระบบ QPSK (ดูสมการ 2.169) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อจำกัด สมรรถนะทางทฤษฎีของโมเด็มที่อิสระจากสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ เป็นลักษณะเดียวกันกับระบบที่มีสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบเชิงเส้น

ระบบการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลโคอีเรนท์ QPSK (DQPSK) ขบวนการถอดรหัสอยู่ในรูปแบบของสัญญาณที่สร้างขึ้นใหม่ ความผิดพลาดของการถอดรหัสคุณด้วยแฟคเตอร์ 2

ดังนั้น P_e เป็นสมรรถนะของโมเด็ม DQPSK ที่เข้ารหัสแบบเกรย์โค้ด คือ

$$P_{e(DQPSK)} = 2P_{e(QPSK)} = \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (2.174)$$

กราฟแสดงอัตราการผิดพลาดของบิต $P_e = f(E_b/N_0)$ ของโมเด็มออฟเซต-คีย์ และดิฟเฟอเรนเชียลโคอีเรนท์ QPSK แสดงในรูป 2.50

P_e สมรรถนะของโมเด็ม DQPSK (P_e performance of DQPSK modems) ความน่าจะเป็นของฟังก์ชันผิดพลาดในโมเด็มแบบ DQPSK เราจะยกเพียงผลสุดท้ายมาอ้างอิงถึง

ในทางทฤษฎีกราฟ $P_e = f(E_b/N_0)$ ของระบบ DQPSK ในรูป 2.48 ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดประมาณ

$$P_{e(DQPSK)} \approx e^{-(A^2/2)E_b/N_0} \quad (2.175)$$

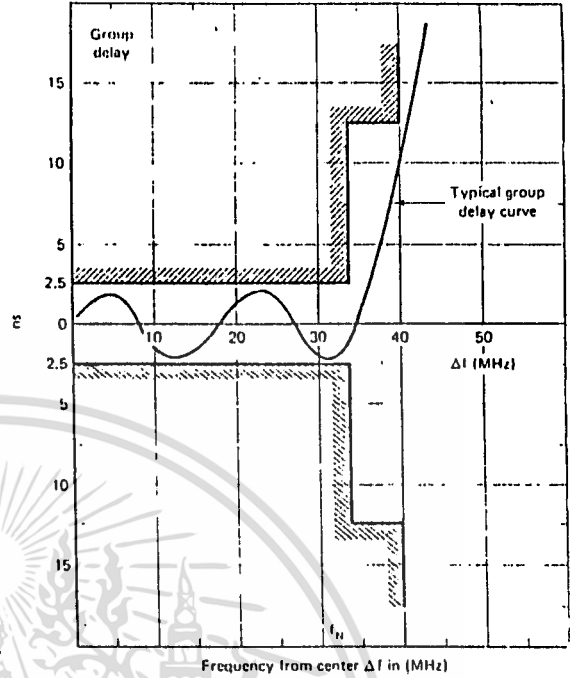
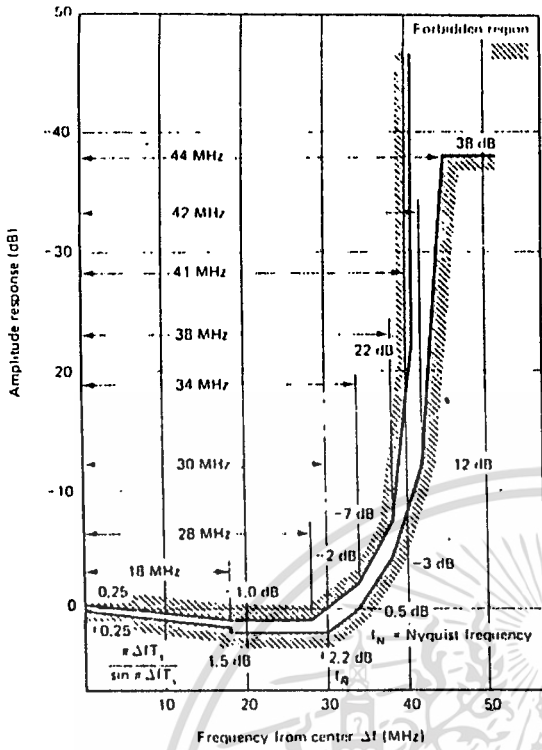
ซึ่ง $A^2/2$ คือ อัตราส่วนคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน

ระบบ DQPSK ในรูป 2.44 มีระดับของ $E_b/N_0 = 2$ dB สูงกว่าระบบโคอีเรนท์ QPSK การนำไปใช้งาน ค่า E_b/N_0 ที่เพิ่มจะถูกออฟเซตโดยอาร์ดแวร์ง่าย ๆ นั่นคือ ไม่มีวงจรคลื่นพาห์ที่จำเป็นในโครงสร้างดีมอดูเลตเตอร์แบบ DQPSK

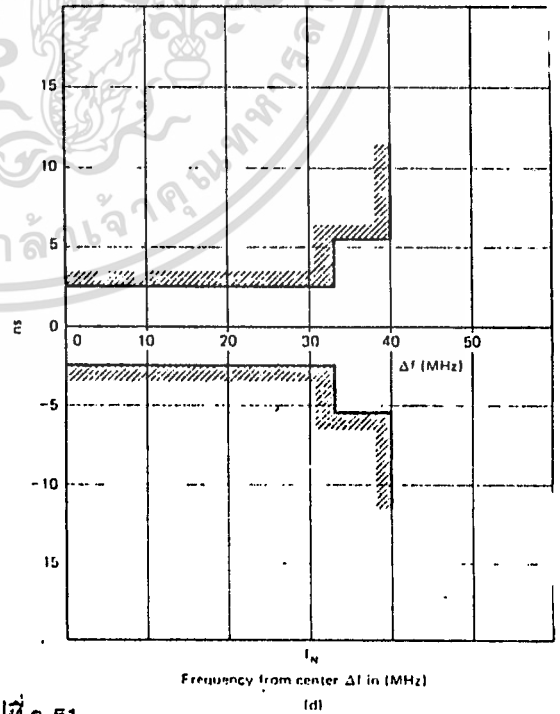
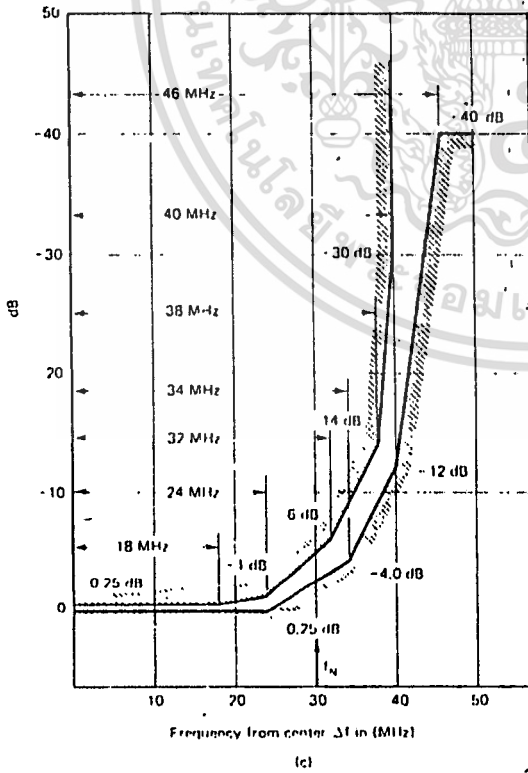
เหตุผลทางฟิสิกส์ โมเด็ม QPSK ที่ต้องการ E_b/N_0 สูงกว่า อธิบายได้ดังนี้ ในดีมอดูเลตเตอร์แบบ DQPSK คลื่นพาห์ที่มอดูเลตจะลดลงเนื่องจากสัญญาณรบกวนคุณด้วย 1 สัญลักษณ์ "ดีเลย์ เรปพลิเคชัน"(delayed replica) ของคลื่นพาห์และสัญญาณรบกวน ดีมอดูเลตเตอร์แบบโคอีเรนท์ QPSK ค่าดีเลย์ เรปพลิเคชัน แทนสัญญาณที่เป็นอิสระจากสัญญาณรบกวนที่สร้างโดยวงจรคลื่นพาห์ ดังนั้นดีมอดูเลตเตอร์ (ตัวเปรียบเทียบเฟส) ที่มีในโคอีเรนท์ QPSK เป็นสัญญาณที่อิสระจากสัญญาณรบกวน ซึ่งในกรณี DQPSK สัญญาณอ้างอิงจะลดลงเป็นจำนวนมากเนื่องจากสัญญาณรบกวนในคลื่นพาห์ที่มอดูเลตมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.50 (a) Modulator filter amplitude mask (INTELSAT-V = 120-Mb/s QPSK). (b) Modulator filter group delay mask (INTELSAT-V = 120 Mb/s). (c) Demodulator filter amplitude mask (INTELSAT-V = 120-Mb/s QPSK system). (d) Demodulator filter group delay mask (INTELSAT-V = 120-Mb/s QPSK system); (With permission from The International Telecommunications Satellite Organization [Intelsat], TDMA-DSI Specifications BG-42-6SF, June 1980.)



รูปที่ 2.51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10) ทฤษฎีการล๊อคผิดในคอสทาสลูป

(THEORY OF FALSE LOCK IN COSTAS LOOP)

ความผิดพลาดในการล๊อค (false lock) เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในคอสทาสลูป (costas loop) กลไกที่ทำให้เกิดการล๊อคผิดพลาดเบื้องต้นมี 2 รูปแบบ ซึ่งจะนำไปสู่ปัญหา (1) ปัญหาแรก เป็นผลมาจากการสะสมเวลาในลูปของส่วนกรองความถี่ในหมวดความถี่กลาง (IF Section) (2) เนื่องมาจากความไม่ต่อเนื่องของความถี่ของสัญญาณที่จำกัดความถี่คลื่นพาห้ (suppressed carrier) มีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของอัตราสัญลักษณ์ (สมมติเป็นข้อมูล random) เหตุผลหลักของการล๊อคผิดพลาด ในกรณีนี้เนื่องมาจากความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่ทำให้การฟิลเตอร์เกิดผิดเพี้ยน การผิดเพี้ยนโดยมากแล้วจะเกิดขึ้นในส่วนแขนของฟิลเตอร์ รูปร่างของพัลส์ข้อมูลในช่องสัญญาณ I และ Q (channels I or Q) ที่อินพุตของเฟลด์เทคเตอร์จะเป็นลักษณะพัลส์สี่เหลี่ยมในอุดมคติ (Ideal rectangular pulses) ลำดับต่อมาในทางปฏิบัติโดยปกติจะเลือกค่าแบนด์วิดท์ของการฟิลเตอร์ที่ทำให้เกิดการสูญเสียในสแควร์ลูป (loop squaring loss) ต่ำที่สุด เมื่อเร็ว ๆ นี้ Olson ได้สนใจการฟิลเตอร์ข้อมูลในแขนทั้งสองของฟิลเตอร์ โดยมีความเห็นว่าถ้าใช้การล๊อคดีเทคเตอร์แบบ $I^2 - Q^2$ จะหลีกเลี่ยงปัญหาการล๊อคผิดพลาดได้และงานวิจัยนี้จะพิจารณาผลของการผิดเพี้ยนเนื่องจากการล๊อคผิดพลาด (false lock distribution) ในคอสทาสลูป

การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลแบบแรนดัม ที่เกิดการผิดพลาดของคอสทาสลูปเนื่องจากการกวาดของส่วน VCXO จะแสดงสัญญาณที่ผิดพลาดในส่วนของการฟิลเตอร์ในรูปของสัญญาณ dc โดยจะมีการรวมฮาร์โมนิคสูงๆที่เกิดขึ้นในส่วนการคูณของอัตราสัญลักษณ์ เนื่องจากผลต่างของความถี่ (Δf Hz) ระหว่างความถี่ carrier ที่รับเข้ามากับความถี่ vco ที่เป็นผลคูณครึ่งหนึ่งของอัตราสัญลักษณ์ ในทางกลับกันโดยปกติเราจะสมมติให้สัญญาณที่ผิดพลาดในลูปเป็นส่วนประกอบ dc ที่ไม่ต่อเนื่องเป็นเหตุให้ Δf เป็น 0 เมื่อเราไม่พิจารณาการผิดเพี้ยนที่เกิดจากตัวฟิลเตอร์ ถ้ามีการผิดพลาดของสัญญาณตลอดเวลา ลูป VCXO จะมีการกวาดเข้าสู่จุด การล๊อคผิดพลาด (ที่ได้มาจากพหุคูณ $\pm 1/2$ ของอัตราสัญลักษณ์) ที่สามารถทำให้เกิดการขยายในรูปของ SNR ในลูปขึ้น ที่ทุกๆความถี่เป็นผลให้ลูปเกิดการล๊อคผิดพลาดของสัญลักษณ์ขึ้น โดยไม่คำนึงถึงความหนาแน่นของสัญลักษณ์ข้อมูล (data symbol) โดยข้อมูลที่มีความต่อเนื่องมีคาบเวลาเป็น P ความถี่การ

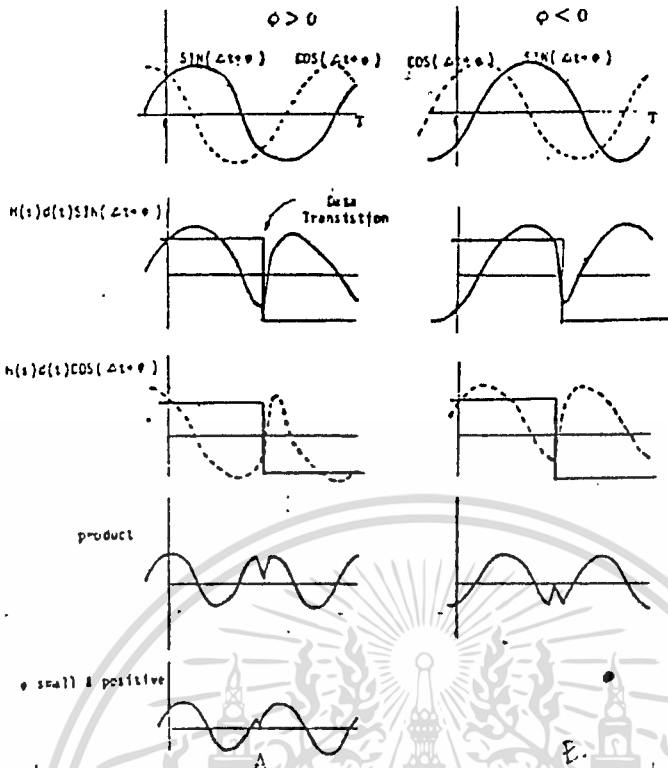
ลอคผิดพลาด ที่เกิดขึ้นจะเป็น $R_s/2P$ เป็นไปตามคลื่นพาห้จริงที่ทุกค่าของความถี่ การลอคผิดพลาด

เราจะไม่พิจารณาส่วนประกอบทาง dc ในลูปของสัญญาณผิดพลาด ขนาดของ dc ที่สัมพันธ์กับความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปตามคาบเวลา อย่างไรก็ตามถ้าเป็นข้อมูลที่ทำการส่ง ความถี่ของการลอคผิดพลาด ที่เกิดขึ้นจะเหลือเพียงการคูณด้วย $R_s/2$ ส่วนประกอบของ dc ที่ R_s มีค่ามากที่สุด โดยสัญลักษณ์แมนเชสเตอร์ (Manchester symbols) และสัญลักษณ์ NRZ ด้วยซิงเกิลโพลาร์ซีฟิลเตอร์ (single pole RC filter) จะใกล้เคียงกับผลที่ใช้ข้อมูลแบบแรนดัม

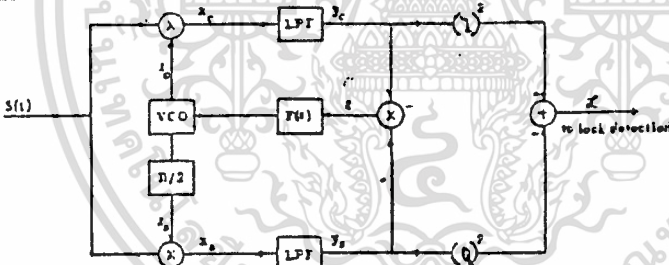
ในลูปสัญญาณผิดพลาดข้อมูลแบบแรนดัมที่มีส่วนประกอบคาบเวลาคงที่ เมื่อลูปเกิดการลอคอยู่ในช่วงความถี่การลอคผิดพลาด และเมื่อลูปเกิดการลอคที่ค่าถูกต้องส่วนประกอบของคาบเวลาจะมีขนาดสูงสุดเล็กกว่าเมื่อเกิดการลอคผิดพลาด ส่วนประกอบคาบเวลาเกิดขึ้นโดยการคูณด้วย R_s ความถี่ที่ปรากฏอยู่ในคาบเวลานั้นอยู่กับความถี่ของการลอคผิดพลาด ซึ่งปรากฏในรูปของความแตกต่างระหว่างคลื่นพาห้จริง (true-carrier) และความถี่ v_{co} ที่ลอคผิดพลาดเกิดขึ้น 2 ครั้ง เพราะว่าการลอคที่ถูกต้อง (true lock) และการลอคผิดพลาด (false lock) จะมีความแตกต่างการวัดขนาดส่วนประกอบของในลูปของสัญญาณผิดพลาด เป็นรูปแบบพื้นฐานในระบบการตีเทคการลอคผิดพลาด

วิเคราะห์ฟูเรียร์ของสัญญาณตีเทคลอค ($I^2 - Q^2$) เป็นการหาส่วนประกอบของคาบเวลาซึ่งสัญญาณนี้จะบรรจุส่วนประกอบทาง dc ซึ่งเกิดขึ้นที่ฮาร์โมนิคสูง nR_s $N = 1, 2, \dots$ เมื่อความถี่แตกต่างกันระหว่างคลื่นพาห้ที่รับเข้ามาและความถี่ v_{co} ที่เป็น $nR_s/2$ $N = 1, 2, \dots$ กรณีนี้จะเป็นกลุ่มส่วนประกอบ dc มีขนาดสูงสุดสัมพันธ์ (relative magnitude) ที่พบในลูปของสัญญาณผิดพลาด อย่างไรก็ตามกลุ่มส่วนประกอบของ dc ในลูปของสัญญาณผิดพลาดมีค่า sine ขึ้นอยู่กับเฟสผิดพลาดในลูป (loop phase error) ดังนั้นสัญญาณที่ลอคตีเทคได้จะอยู่ในรูป cosine ขึ้นอยู่กับความผิดพลาดของเฟส

ทฤษฎีการลอคผิดพลาดสามารถพิสูจน์ได้ด้วยวิธีพื้นฐานที่กล่าวมา สำหรับข้อมูลอื่นๆ นอกจากแชนเนลเตอร์แล้ว ยังมีซิงเกิลโพลาร์ซีด้วย ผลการพิสูจน์นี้นำไปใช้ในสแควร์ริงลูปได้ด้วย เมื่อเทียบเคียงสเปกตรัมของโลว์พาส (low pass spectrum) ในลักษณะเดียวกับ BPF ที่เป็นซิงเกิลโพลาร์ซีฟิลเตอร์



รูปที่ 2.52 Error Waveform During False Lock Illustrating The Generation of the DC Component ($\Delta_f = 1/T$).



รูปที่ 2.53 Block Diagram of A Costas Loop.

การพิจารณาการลอคผิดพลาดของคอสทาสลูปในรูปที่ 2.53 และลักษณะของรูปคลื่นในรูปที่ 1 ในกรณี $\Delta = 2\pi/T$ เมื่อ T เป็นช่วงระหว่างสัญลักษณ์ (symbol duration) (Δ และ Δf มีความสัมพันธ์กันโดย $\Delta = 2\pi\Delta f$) ให้ $H(s)$ แทนลาปลาซทรานส์ฟอร์ม (laplace transform) ของการตอบสนองอิมพัลส์ซิงเกิลโพลอาร์ชีฟิเตอร์ ซึ่งเป็นตัวแปรที่อยู่ใน PLL ตัวอย่างเช่น $H(s)g(t)$ และ $h(t)*g(t)$ ซึ่ง * คือการคอนโวลูชัน $h(t)$ คืออินเวอร์สลาปลาซทรานส์ฟอร์ม $H(s)g(t)$ แทน ขาออกของซิงเกิลโพลโลว์พาสฟิลเตอร์ เมื่ออินพุตเป็น $g(t)$ ซึ่ง $\Delta = \omega_c - \omega_c'$ ซึ่ง ω_c เป็นความถี่เชิงมุมศูนย์กลางของสัญญาณที่อินพุต และ ω_c' เป็นความถี่เชิงมุมของสัญญาณอ้างอิงในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอสทาสลูป ($I_{\text{c.c.}}$ และ $I_{\text{s.c.}}$ ในรูปที่ 2.53) ให้ $d(t)$ แทนลำดับสัญลักษณ์ที่ช่วงเวลา T วินาที ดังนั้นความผิดพลาดทางเฟส $\phi = 0$ จากกราฟในรูป 2.52A แสดงค่าสัญญาณ $\sin(\omega t + \phi)$, ($\phi > 0$) ที่ป้อนให้กับ LPF ทางด้านล่าง ในกราฟที่ 2.52B แสดงการใช้ซิงเกิลโพลาร์ซีฟิลเตอร์ที่มีการผิดเฟส กราฟรูปที่ 2.52C แสดง $H(s)d(t)\cos(\omega t + \phi)$ เป็น ขาออกของ LPF ทางด้านบน และรูปที่ 2.52D แสดงสัญญาณที่เกิดขึ้นได้มาจากแรงดันผิดพลาด (error voltage) เพื่อป้อนลูปฟิลเตอร์ และ VCO สำหรับค่า ϕ (45 องศา) จะแสดงให้เห็นว่า เซ็กเมนต์ที่ออกจากรูปคลื่น sine เป็นผลของแรงดันผิดพลาด ค่า dc ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากการคูณของสัญญาณ เมื่อ ϕ มีค่าเล็กน้อยคือ 22.5° รูปสุดท้ายในรูปที่ 2.52 แสดงกริทซ์ (glitch) ทำให้ขนาดลดลง ดังนั้นค่าของ dc จะถูกควบคุมอย่างเหมาะสม

รูป 2.52B แสดงรูปคลื่นชนิดเดียวกัน กับรูป ในกรณี $\phi < 0$ ค่า dc ในที่นี้จะ เป็นบวกและจุดที่เกิดการลื่นไถลผิดพลาดจะเสถียรภาพ แสดงว่าเมื่อสัญญาณที่อินพุตและสัญญาณอ้างอิงในรูปต่างกัน $2\pi/T$ เรเดียน ซึ่งสถานะของการ การลื่นไถลผิดพลาดจะยังคงที่อยู่

สัญญาณผิดพลาดในคอสทาสลูป
(Costas Loop error Signal)

รูปที่ 2.53 แสดงบล็อกไดอะแกรมของคอสทาสลูป ที่ซึ่งจะอธิบายให้เห็นถึงลื่นไถลเทคเตอร์ ($L(t)$ เป็นสัญญาณลื่นไถลเทคเตอร์) สัญญาณที่รับเข้ามามีกำลังเป็น 1 หน่วย (unity power) เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$S(t) = \sqrt{2}d(t) \cos(\omega_c t + \theta) \tag{2.176}$$

ซึ่ง θ เป็นเฟสของสัญญาณที่รับเข้ามา สมมติให้มีค่าคงที่ เมื่อ ω_c' เป็นความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) และ θ' เป็นความถี่เชิงมุมผิดพลาดของความถี่ระหว่างความถี่อินพุต และ ความถี่ VCO คือ

$$\Delta \equiv \omega_c - \omega_c' \text{ radians/s.} \tag{2.177}$$

สัญญาณอ้างอิงทางด้านบน และ ด้านล่างของคอสทาสลูปแสดงตามลำดับดังนี้

$$\begin{aligned} I_c(t) &= \sqrt{2} \cos(\omega_c t + \theta) \\ I_s(t) &= -\sqrt{2} \sin(\omega_c t + \theta). \end{aligned} \quad (2.178)$$

ไม่สนใจสัญญาณความถี่ 2 เท่า ดังนั้นสามารถเขียนเป็น $x_c(t)$ และ $x_s(t)$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} x_c(t) &= d(t) \cos(\Delta t + \phi) = \text{Re} [d(t)e^{j(\Delta t + \phi)}] \\ x_s(t) &= d(t) \sin(\Delta t + \phi) = \text{Re} [1/j d(t)e^{j(\Delta t + \phi)}] \end{aligned} \quad (2.179)$$

ซึ่ง Re แทนค่าส่วนจริง สัญญาณจากสมการที่ (2.179) จะอยู่ในรูปของสัญญาณแบนด์พาส ด้วยเอเนวิโลบเชิงซ้อน $d(t)$ และ $(1/j)d(t)$ ตามลำดับ เมื่อ $D(\omega)$ เป็นฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญญาณแบนด์ $d(t)$ ที่ $m(t)$ เป็นสัญลักษณ์แมนเชสเตอร์หรือ NRZ และ d_k เป็นลำดับข้อมูล (data sequence) + 1

$$\begin{aligned} D(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} d(t)e^{-j\omega t} dt \\ d(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k m(t - kT). \end{aligned} \quad (2.80)$$

ดังนั้นสเปกตรัมของฟูเรียร์ $x_c(t)$ และ $x_s(t)$ มีค่าตามลำดับคือ

$$\begin{aligned} X_c(\omega) &= 1/2 D(\omega - \Delta)e^{j\phi} + 1/2 D^*(-\omega - \Delta)e^{-j\phi} \\ X_s(\omega) &= 1/2j D(\omega - \Delta)e^{j\phi} - 1/2j D^*(-\omega - \Delta)e^{-j\phi}. \end{aligned} \quad (2.81)$$

เมื่อ $H(\omega)$ เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันในแชนเนลเตอร์ของคอลทาสลูป นั่นคือ $H(s)|_{s=j\omega} = H(\omega)$ แล้ว ขาออกของแชนเนลเตอร์ทั้งสองคือ $y_c(t)$ และ $y_s(t)$ จะเป็นไปตามสเปกตรัม

$$\begin{aligned} Y_c(\omega) &= 1/2 D(\omega - \Delta)e^{j\phi}H(\omega) + 1/2 D^*(-\omega - \Delta)e^{-j\phi}H(\omega) \\ Y_s(\omega) &= 1/2j D(\omega - \Delta)e^{j\phi}H(\omega) - 1/2j D^*(-\omega - \Delta)e^{-j\phi}H(\omega). \end{aligned} \quad (2.82)$$

เมื่อ $H(\omega) = H^*(-\omega)$ สมการที่ (2.82) สามารถเขียนได้ใหม่เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} y_c(\omega) &= 1/2 \bar{D}(\omega - \Delta)e^{j\phi} + 1/2 \bar{D}^*(-\omega - \Delta)e^{-j\phi} \\ y_s(\omega) &= 1/2j \bar{D}(\omega - \Delta)e^{j\phi} - 1/2j \bar{D}^*(-\omega - \Delta)e^{-j\phi} \end{aligned} \quad (2.83)$$

ซึ่ง $D(\omega)$ สามารถกำหนดจาก (2.182) ดังนี้

$$\bar{D}(\omega) = D(\omega)H(\omega + \Delta). \quad (2.84)$$

สังเกตว่า $d(\omega) = D^*(-\omega)$ เนื่องจาก $H(\omega + \Delta) = H^*(-\omega + \Delta)$ ถ้า Δ เป็นความถี่ผลลัดของความถี่จะไม่เป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามถ้าเออนิวโลบเชิงซ้อน $d(\tau)$ เป็นอินเวอร์ทรานฟอร์มของ $D(\omega)$

$$\bar{d}(\tau) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \bar{D}(\omega)e^{j\omega\tau} d\omega \quad (2.85)$$

เนื่องจาก $y_c(\omega)$ และ $y_s(\omega)$ ในสมการที่ (2.185) มีลักษณะเหมือนกับ $x_c(\omega)$ และ $x_s(\omega)$ ในสมการ (2.181) ซึ่งเป็นสัญญาณแบนด์พาสและสามารถเขียนได้คล้ายกันคือ

$$\begin{aligned} y_c(\tau) &= \text{Re} [\bar{d}(\tau)e^{j(\Delta\tau + \phi)}] \\ y_s(\tau) &= \text{Re} [1/j \bar{d}(\tau)e^{j(\Delta\tau + \phi)}] \end{aligned} \quad (2.86)$$

ใช้ในรูปแบบเชิงซ้อน (complex identity)

$$\text{Re } Z_1 \cdot \text{Re } Z_2 = 1/2 [\text{Re} (Z_1 Z_2) + \text{Re} (Z_1 Z_2^*)], \quad (2.87)$$

$E(\tau)$ เป็นสัญญาณผลผลิตคออสทาสคำนวณได้จากสมการ (2.186) ดังนี้

$$e(\tau) = y_c(\tau)y_s(\tau) = 1/2 \text{Re} [1/j (\bar{d}(\tau))^2 e^{j2(\Delta\tau + \phi)}]. \quad (2.88)$$

จากสมการข้างบนสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$e(\tau) = 1/2 \text{Im} [(\bar{d}(\tau))^2 e^{j2(\Delta\tau + \phi)}] \quad (2.89)$$

ซึ่ง Im เป็นส่วนจินตภาพของจำนวนเชิงซ้อน เนื่องจาก $[d(\tau)]^2$ เป็นค่าที่อยู่ในจำนวนเชิงซ้อนทั่วไป (general complex) (ยกเว้น $\Delta = 0$) ของสัญญาณผลผลิตคออสทาส $E(\tau)$ สามารถเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e(t) = 1/2 |(\vec{d}(t))^2| \sin [2(\Delta t + \phi) + \psi(t)] \tag{2.90}$$

ที่ซึ่ง

$$(\vec{d}(t))^2 = |(\vec{d}(t))^2| e^{j\psi(t)}$$

สังเกตจากสมการ (2.184) เมื่อ $\Delta = 0$ $d(t)$ เป็นค่าจริงและจะทำให้ $e(t)$ เป็นศูนย์ ดังนั้นกรณีการลอคที่ถูกต้อง สัญญาณผิดพลาดขึ้นคือ $(1/2)\alpha \sin 2\phi$ และ $\alpha = (d(t))^2$ สัญญาณจะลดลงเนื่องจากการผิดเพี้ยนของฟิลเตอร์ และสัญลักษณ์ที่เหนือบาร์ แสดงค่าเวลาเฉลี่ย กรณีการลอคผิดพลาด ($\Delta \neq 0$) สัญญาณผิดพลาดจะทำให้เฟสและขนาดของสัญญาณซึ่งเป็นคุณลักษณะที่ยุงยากของลูปในกรณีการลอคผิดพลาด

ส่วนประกอบทาง DC ในลูปสัญญาณผิดพลาด
 (DC Component in The Loop Error Signal)

แรงขับส่วนใหญ่ในลูปสัญญาณผิดพลาด ซึ่งขับลูปของการลอคในระหว่างการกวาดของสัญญาณเป็นส่วนประกอบทาง DC ใน $E(t)$ เมื่อฟิลเตอร์มีการผิดเพี้ยน ขึ้นอยู่กับเวลา $(d(t))^2$ ในที่นี้ $(d(t))^2$ จะมีส่วนประกอบทาง DC ที่อาร์โมนิคสูงกว่า อาร์โมนิคที่สูงกว่าใน $(d(t))^2$ เมื่อนำมาคูณกับ $e^{j(2\omega_c t + 2\psi)}$ ในสมการ (2.189) จะทำให้ส่วนประกอบทาง DC ในสัญญาณผิดพลาด $E(t)$ เพิ่มขึ้น เมื่อ $\Delta = 0$ ส่วนประกอบทาง DC จะทำให้ลูปเกิดการลอคผิดพลาดขึ้น การหาขนาดสูงสุดสัมพัทธ์ของส่วนประกอบ DC ที่ค่าต่างๆของ Δ หาค่าสเปกตรัมของ $(d(t))^2$ พิจารณาลำดับคาบเวลาแรกและกระทำกรณีข้อมูลแบบแรนดัม

ผลที่ได้ทั่วไปสามารถสรุปได้ว่าลำดับข้อมูลรายคาบแทนด้วยสัญลักษณ์ p สัญญาณแบบแบนด์ที่อื่นพหุมิไลน์สเปกตรัม (Line Spectrum)

$$D(\omega) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \delta(\omega - k\omega_0) \tag{2.191}$$

เมื่อ $\omega_0 = 2\pi/pT$ เมื่อ T เท่ากับช่วงเวลาสัญลักษณ์

$\delta(\omega)$ คือไดเรคเดลต้าฟังก์ชัน (Dirac delta function)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_k เป็นสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของ $d(t)$ นั่นคือ

$$C_k = 1/pT \int_0^{pT} d(t) e^{-jk\omega_0 t} dt \quad (2.192)$$

ซึ่ง $D(\omega)$ กำหนดโดยสมการ (2.192) สัญญาณ $d(t)$ คำวนสมการ (2.184)

ดังนี้

$$Z(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k H(k\omega_0 + \Delta) e^{jk\omega_0 t} \quad (2.194)$$

สำหรับค่าโบนารี (+1) แทนลำดับคาบเวลาด้วย p ต่อคาบเวลาฟังก์ชัน $(d(t))^2$ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$[\bar{d}(t)]^2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} C_k C_l H(k\omega_0 + \Delta) H(l\omega_0 + \Delta) e^{j(k+l)\omega_0 t} \quad (2.195)$$

เมื่อ (C_k) เป็นสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของคาบเวลารายคาบ $d(t)$ กำหนดจากสมการ (2.193) สำหรับการเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์ C_k สามารถที่จะหาค่าได้ง่ายๆได้ตามช่วงระยะเวลา $(0, T)$

$$C_k = \frac{1}{pT} \sum_{n=0}^{p-1} d_n e^{-jkn\omega_0 T} \cdot \frac{2 - 2 \cos \frac{\omega T}{2}}{j\omega} e^{-j\omega \frac{T}{2}} \Big|_{\omega=k\omega_0} \quad (20) \quad (2.196)$$

เมื่อ d_0, d_1, \dots, d_{p-1} แสดงลำดับข้อมูลแบบโบนารี (+1) เนื่องจากอาร์โมนิคใน $(d(t))^2$ ที่สมการ (2.125) เกิดขึ้นจากการคูณของ

$$\frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{pT},$$

ที่ความถี่ออฟเซตที่ทำให้เกิดการลีด จะทำให้เกิดค่า

$$\Delta_f = \frac{\Delta}{2\pi} = \frac{m}{2pT} = \frac{m}{2p} R_s; \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.127)$$

การสร้างส่วนประกอบทาง DC ใน $E(t)$

กรณี $m=0$ จะลักษณะเดียวกันกับการลีดที่ถูกต้อง ค่า m นอกจากนั้นทำให้เกิดการลีดผิดพลาด จะเห็นได้ว่าค่าที่ได้จะตรงกับในสมการ (2.189) และ (2.125) ที่

อยู่ในรูปของส่วนประกอบทาง DC คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\epsilon(dc) = \frac{1}{2} |Q| \sin(2\phi + \psi) \quad (2.128)$$

จากสมการ (2.295) สามารถเขียนอยู่ในรูป Q ได้เป็นปริมาณเชิงซ้อน

$$Q = |Q| e^{j\psi} \equiv \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} C_k C_l H(k\omega_0 + \Delta) H(l\omega_0 + \Delta) \quad (23) \quad (2.199)$$

Q เป็นฟังก์ชันของความถี่เชิงซ้อน (Δ) และขนาดของ Q จะทำให้ได้ค่าขนาดสูงสุด $E(dc)$ (ที่ $2\phi + \psi = \pm\pi/2$) เมื่อ $\Delta = 0$, อาจจะไม่เป็น 0 ถ้าคาบเวลาที่เข้ามาไม่เป็นลำดับ แต่จะเป็นลำดับด้วยอัตราส่วนจำนวนของ ± 1 's มันสามารถกำหนดได้จากโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ ค่าจะเป็นศูนย์สำหรับทุกค่าของ Δf ที่กำหนดไว้ในสมการ (2.197)

สัญญาณผิวนลาดคอสมอส $E(t)$ มาเข้าสัญญาณรายคาบ กำหนดให้เป็น (ในสมการ (2.189))

$$c(t) = 1/2 \text{Im} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} C_k C_l H(k\omega_0 + \Delta) \cdot H(l\omega_0 + \Delta) e^{j(k+1)\omega_0 t} e^{j2(\Delta t - \tau)} \right] \quad (2.200)$$

สำหรับลำดับรายคาบเวลาซ้ำๆ และค่าของทรานเฟอ์ฟังก์ชันที่เป็นลักษณะเฉพาะของซิงเกิลโพลาร์ซีฟิลเตอร์

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)} \quad (2.201)$$

ค่าขนาดสัมพัทธ์ส่วนประกอบทาง DC ในสัญญาณการผิวนลาด ค่าขนาดค่าต่างๆของ Δf สามารถเลือกลำดับของคาบเวลาได้ดังนี้

Periodic Sequences Examples		
No.	Period	Data Sequence
(A)	2	-1, 1
(B)	4	-1, -1, 1, 1
(C)	6	-1, -1, -1, -1, 1, 1
(D)	12	-1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1

ลำดับ (C) และ (D) อัตราที่เกิดขึ้นจริงเป็น 1/3 ของการเข้ารหัสคอนโวลูชันของ (A) และ (B) กรณีนี้โดยทั่วไปจะใช้รหัสคอนโวลูชัน

การลรั่าง $w_p/2\pi * T = 1.4$ (เป็นค่าต่ำสุดของเฟสที่เปลี่ยนไปตามค่าที่เห็นในสมการ (2.180), (2.181) หรือ (2.182) คำนวณผลลัพธ์ของ Q ที่ลำดับต่างๆด้วยข้อมูลแมนเชสเตอร์ที่ค่า Δf ต่างๆดังแสดงในรูปที่ 2.54 ซึ่ง $|Q|'s$ ในเทอมของ dB ตัวอย่างเช่นพิจารณาที่ลำดับ(D)ในรูปที่ 2.54 ความแตกต่างระหว่างส่วนประกอบทาง DC ในสัญญาณการผิดพลาด $E(t)$ เมื่อ $\Delta f = 0$ และ $\Delta f T = 1.0$ จะมีค่าเป็น 3.5 dB ทั้ง 2 ส่วน $E(dc)$ จะมีค่า sine เท่ากับ 2ϕ ดังนั้นจะสังเกตเห็นได้ว่า BW ที่แบนของฟิลเตอร์จะมีการแทรกกิ่ง (ข้อมูลแมนเชสเตอร์) เมื่อเกิดการลอคผิดพลาดที่ $\Delta f = 1/T$ มีค่าเพียง 3.5 dB ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่าที่ลอคจริง

ลำดับคาบเวลา PN ของคาบเวลาที่ 7 และ 31 ที่ได้มา ที่มีผลต่อส่วนประกอบทาง DC ในสัญญาณการผิดพลาดคอสมอสที่ความถี่ต่างๆ ดังแสดงในรูป 2.55(A) และ (B) จะเป็นตำแหน่งที่น่าสนใจของลำดับ PN ที่เกือบจะเป็นลำดับแรนดัมจริงๆ ซึ่งแสดงในรูป 2.55(C)

ลำดับข้อมูลแรนดัม (Random Data Sequences)

สำหรับลำดับข้อมูลแรนดัมซึ่งมีความน่าจะเป็นเท่ากับ $\pm 1's$ จากผลที่ได้มาจากค่าส่วนประกอบทาง DC ใน สัญญาณผิดพลาดคอสมอส สำหรับส่วนของซิงเกิลโพลาร์ซีอาร์มฟิลเตอร์ จากสมการ (2.201) หมายถึงสัญญาณผิดพลาดคอสมอสรูป $E(t)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$e(t) = \frac{1}{2} \text{Im} \{ E [\bar{d}(t)]^2 e^{j2(\Delta f + c)t} \} \tag{2.202}$$

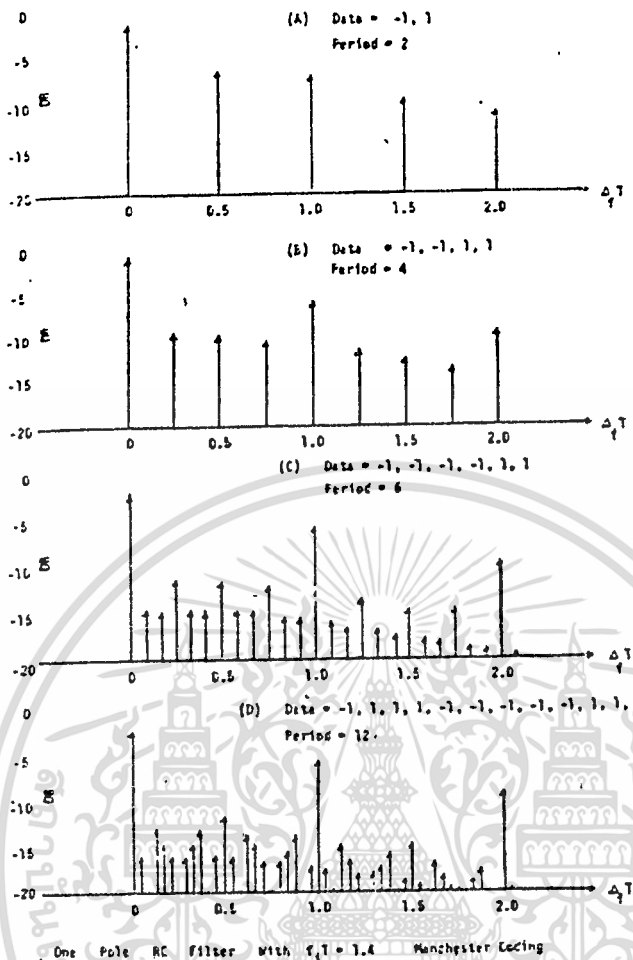
ซึ่งคาดว่า E จะเกินค่าของลำดับข้อมูล $\pm 1's$ ขณะนี้ $d(t)$ มีรูปแบบเป็น $D(\omega) = D(\omega)H(\omega + \Delta)$ สำหรับลำดับข้อมูล (d_n) , $d_n = \pm 1$ $d(t)$ จะเป็นดังนี้

$$D(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n \delta(\omega) e^{-jn\omega T} \tag{2.203}$$

ดังนั้น

$$\bar{D}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n M(\omega) H(\omega + \Delta) e^{-jn\omega T} \tag{2.204}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-54 Amplitude of DC Components in Costas Error Signal ($\Delta \omega$) in eqn. 22 at True Lock and Potential False Lock Frequencies.

เพื่อที่ว่า

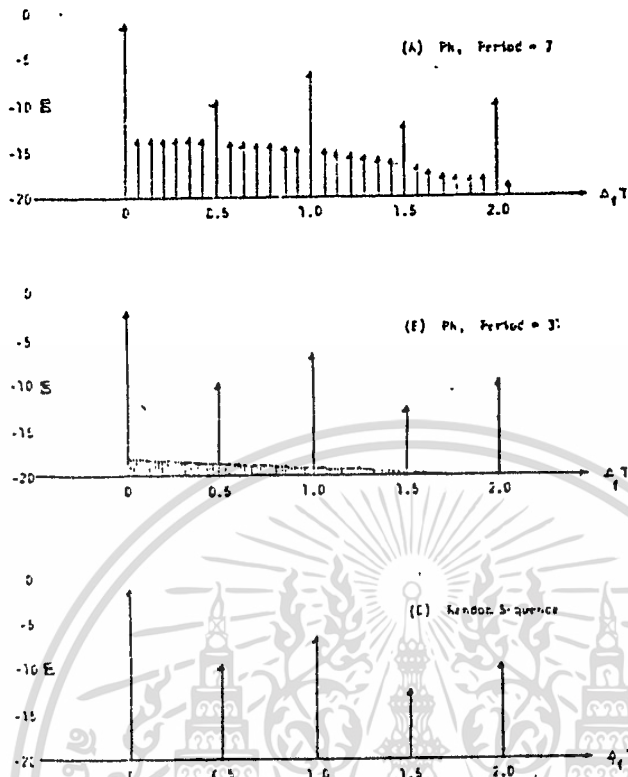
$$\bar{a}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k q(t - kT) \quad (2.205)$$

ที่

$$q(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega + \Delta) M(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.206)$$

ตัวอย่างเช่นเมื่อ $m(t)$ เป็นสัญลักษณ์แมนเชสเตอร์ $M(\omega)$ ให้โดย $[t(0, T)]$

$$M(\omega) = (1 - 2e^{-j\omega \frac{T}{2}} + e^{-j\omega T}) / j\omega. \quad (2.207)$$



รูปที่ 2.55 Amplitudes of DC Components in Costas Error Signal ($\cdot Q$) in eqn. (2) at True Lock and Potential False Lock Frequencies.

ในสมการ (2.205) ฟังก์ชัน $d(t)$ สามารถพิจารณาที่ส่วนเล็กๆ เช่นข้อมูลเต็ม ในรูปของสัญลักษณ์แมนเชสเตอร์ $g(t)$ มีการผิดเพี้ยน ใดๆก็ตามจะเห็นได้จากสมการ (2.206), $g(t)$ เป็นจำนวนเชิงซ้อนทุกๆไปที่ $\Delta = 0$ ใช้ผลในสมการ (2.205) สามารถเขียนเป็นค่าของ $(d(t))^2$ ดังในสมการ (2.189) (แยกในเทอมตรงกันข้ามและเทอมเดียวกัน)

$$[\bar{d}(t)]^2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} q^2(t - kT) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_k d_l q(t - kT) q(t - lT) \quad (2.208)$$

(d_k) เป็นข้อมูลที่อิสระต่อกัน ซึ่งจะทำให้เกิดค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ ± 1 ค่าคาดหวังในเทอมที่ 2 ของสมการ (2.208) เป็นศูนย์ ดังนั้น

$$E[\bar{d}(t)]^2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} q^2(t - kT) \quad (2.209)$$

ซึ่ง T เป็นลำดับคาบเวลา แทนสมการ (2.210) ในสมการ (2.202) ซึ่งสัญญาณผิดพลาดคออสทาสลับไปในกรณีข้อมูลแบบแรนดัม ซึ่งมีความน่าจะเป็นเท่ากับ ± 1 's จะกำหนดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\overline{\epsilon(t)} = \frac{1}{2} \operatorname{Im} \left\{ \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} q^2(t - kT) \right] e^{j2(\Delta t - \epsilon)} \right\} \quad (2.210)$$

ฟังก์ชัน $E[\bar{\epsilon}(t)]^2$ เป็นคาบเวลา ซึ่งแสดงในรูปของอนุกรมฟูเรียร์เชิงซ้อน ดังนี้

$$E[\bar{\epsilon}(t)]^2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j\frac{2\pi n}{T}t} \quad (2.211)$$

หาค่าของสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ (Fourier Coefficients) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=-\infty}^{\infty} q^2(t - kT) e^{-j(2\pi n/T)t} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} q^2(t) e^{-j(2\pi n/T)t} dt \end{aligned} \quad (2.212)$$

หรือ

$$C_n = \frac{1}{T} F[q^2(t)] \Big|_{\omega = 2\pi n/T} \quad (2.213)$$

ที่ $F(q^2)$ เป็นส่วนที่จะทำให้เกิดฟูเรียร์ทรานฟอร์มของฟังก์ชัน q^2 สำหรับฟังก์ชันโพลาร์ซิมิลเตอร์ โดยกำหนดทรานเฟอร์ฟังก์ชันให้ใช้ในสมการ (2.201) สัมประสิทธิ์ของฟูเรียร์ (C_n) (สมมติเป็นข้อมูลแมนเชสเตอร์) ให้ Δ แทนความถี่ออฟเซ็ทหาค่าได้จาก $Q(\omega) = F(q(t))$ เมื่อ $q(t)$ และค่าสุดท้ายเป็นดังนี้ $(1/T) F(q^2(t))$

$$\begin{aligned} C_n &= \left(\frac{1}{1 + j\frac{\Delta T}{2\pi R}} \right)^2 \cdot \left\{ (-1)^n \frac{\sin n\pi}{n\pi} - \frac{1}{2\pi R} \right. \\ &\quad \cdot \frac{1 + j\frac{\Delta T}{2\pi R}}{1 + j\frac{2n\pi + \Delta T}{2\pi R}} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{n\pi + \Delta T}{2\pi R}} \cdot [1 + 2 \cdot (-1)^n \\ &\quad \left. - 2e^{-(\pi R + j\frac{\Delta T}{2})} (1 + (-1)^n) + e^{-(2\pi R + j\Delta T)} \right\} \quad (38) \end{aligned} \quad (2.214)$$

ซึ่ง R เป็นอัตราส่วนความถี่ 3 dB ของ RC ในส่วนฟิลเตอร์ที่อัตราสัญลักษณ์เท่ากับ $1/T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R \equiv \frac{\omega_i T}{2\pi} = f_i T. \quad (2.215)$$

ที่อาร์โมนิคเริ่มต้นของฟังก์ชันคาบเวลา $E(d(t))^2$ จะแยกออกโดยอัตรา
 สัญลักษณ์ ความถี่ออฟเซ็ทซึ่งจะสร้างส่วนประกอบทาง DC ใน $E(t)$ (The Potential
 False Lock Positions) จะเป็นตามสมการ (2.201)

$$\frac{2\pi n}{T} + 2\Delta = 0$$

$$\Delta = -\frac{n\pi}{T}; \quad \begin{cases} n = 0, & (\Delta \text{ is zero}) \\ n = -1, -2, -3, \dots & (\Delta \text{ positive}) \\ n = 1, 2, 3, \dots & (\Delta \text{ negative}). \end{cases} \quad (2.216)$$

สังเกตว่าในกรณี $n = 0$ เป็นค่าที่ lock ได้ถูกต้อง และที่ค่า n ค่าอื่นๆจะทำให้
 ให้การลือคผิดพลาด ทำให้ Δf เป็น 1/2 ของอัตราสัญญาณ ค่า Δ กำหนดให้ในสมการ
 (2.216) สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ (C_n) โดยแทนค่า Δ ในสมการ (2.214) เป็น
 คุณลักษณะเฉพาะที่จะหาค่าขนาดสัมพัทธ์ของส่วนประกอบทาง DC ใน $E(t)$ สำหรับข้อมูล
 แบบแมนเชสเตอร์ ที่มีค่าแตกต่าง $\Delta = -n\pi/T$ ดังแสดงในตารางที่ 1

TABLE I
 RANDOM DATA ($B_i - C_i - L_i$)
 MAGNITUDES OF DC COMPONENT IN $e(t)$

Frequency Offset Δ_f	C_n
$\Delta_f = 0$ (true lock)	$1 - \frac{1}{2\pi R} (3 - 4e^{-\pi R} + e^{-2\pi R})$
$\Delta_f = n/(2T)$ n odd (1, 3, 5, ...)	$\frac{1 + e^{-2\pi R}}{2\pi R} \left[1 - \left(\frac{n}{2}\right)^2 \right]$
$\Delta_f = n/(2T)$ n even (2, 4, 6, ...)	$\frac{2 - (-1)^{n/2} e^{-\pi R} - e^{-2\pi R}}{2\pi R} \left[1 - \left(\frac{n}{2}\right)^2 \right]$

TABLE II
RANDOM DATA (NRZ)
MAGNITUDES OF DC COMPONENTS IN $\bar{e}(t)$

Frequency Offset Δ_f	C_n
$\Delta_f = 0$ (true lock)	$1 - \frac{1}{2\pi R} [1 - e^{-2\pi R}]$
$\Delta_f = n/(2T)$ n -odd ($\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$)	$-\frac{1 - e^{-2\pi R}}{2\pi R [1 + (\frac{n}{2T})^2]}$
$\Delta_f = n/(2T)$ n -even ($\pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots$)	$-\frac{1 - e^{-2\pi R}}{2\pi R [1 - (\frac{n}{2T})^2]}$

จากตารางที่ 1 C_n เป็นจริงเมื่อ $\Delta = -n\pi/T$ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของสัญญาณผิดพลาด $E(t)$ จะเกิดขึ้นจริงจากเวลาที่ลอคได้ในสมการ (2.216) เป็นผลให้สัญญาณผิดพลาดของข้อมูลแบบแรนด้อมลอคผิดพลาด ความถี่ที่ลอคได้จริงอยู่ในรูปของ $\sin 2\phi$ ด้วยอัตราสัมพัทธ์ของขนาด C_n ในสมการ (2.217) จะได้ว่า $C_{-n} = C_n$ ทำให้ขนาดของสัญญาณลอคผิดพลาดเหมือนกับออฟเซต $\Delta_f = \pm n/T$ ที่ความถี่คลื่นพาห้

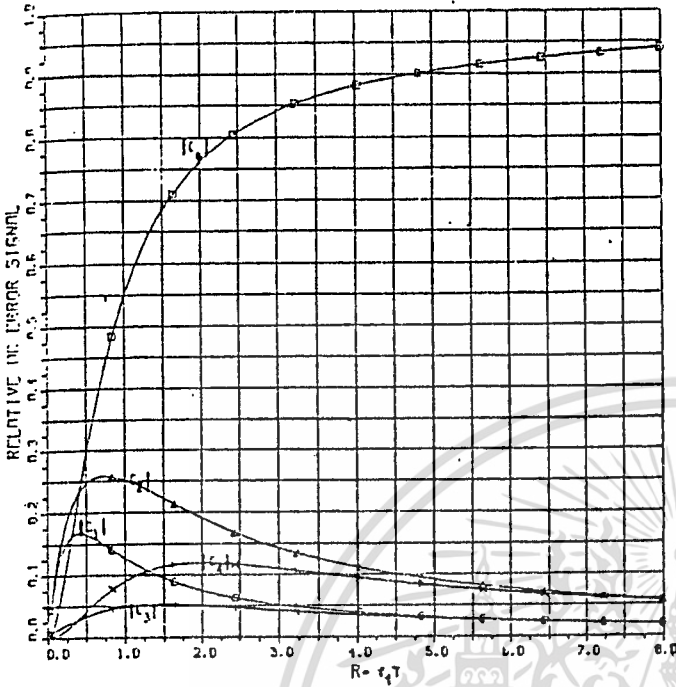
$$\bar{e}(t) = \frac{1}{2} C_n \sin 2\phi \tag{2.217}$$

ใช้วิธีวิเคราะห์เดียวกันสำหรับข้อมูล NRZ ที่ $\Delta = (n\pi/T)$ $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$

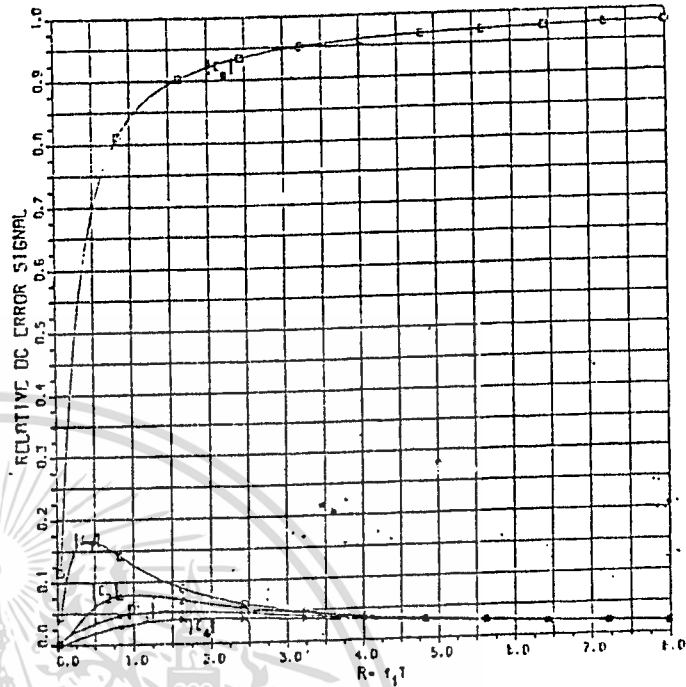
$$C_n = \left[\frac{1}{1 + j \frac{n}{2R}} \right]^2 \left\{ (-1)^n \frac{\sin \pi n}{\pi n} - \frac{1}{2\pi R + jn\pi} - [-2e^{-2\pi R} (-1)^n + 2] + \frac{1}{4\pi R} [2 - 2e^{-2\pi R} (-1)^n] \right\} \tag{2.218}$$

สำหรับข้อมูลแรนด้อม NRZ จะมีขนาดของสัญญาณลอคผิดพลาด ที่ $\Delta f = n/T$ $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$ ดังในตารางที่ 2

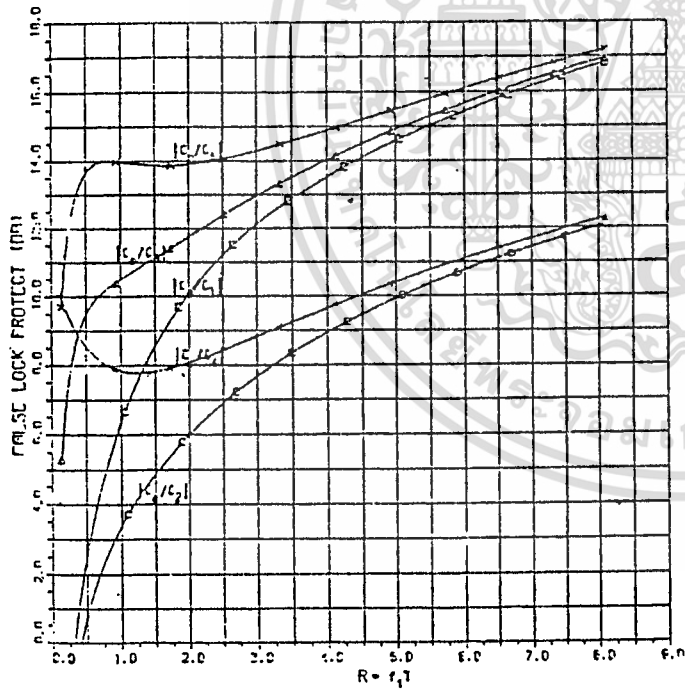
ขนาดของ C_n ทั้งแมนเชสเตอร์และ NRZ แสดงดังกราฟในรูปที่ 2.56 อัตราส่วน C_0/C_n ($n = \pm 1 \dots \pm 5$) กราฟแสดงระดับการลอคผิดพลาด โดยทั่วไปอาจกล่าวได้ว่า BW ที่แบนของฟิลเตอร์มากกว่า 3 dB ของอัตราสัญลักษณ์ แต่จะน้อยกว่าตำแหน่งที่ลอคผิดพลาด



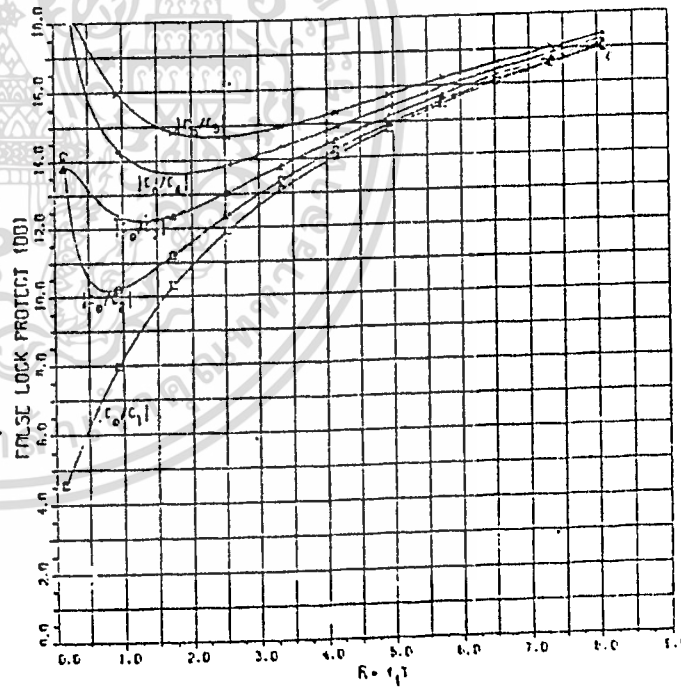
(a)



(b)



(c)



(d)

รูปที่ 2.56 (A) Relative Magnitudes of Costas Loop True Lock and False Lock Error Signals vs. Arm Filter Time-Bandwidth Product, Manchester Coding. (B) False Lock Protection vs. Arm Filter BT Product, Manchester Coding. (C) Relative Magnitudes of Costas Loop True Lock and False Lock Error Signals vs. Arm Filter Time-Bandwidth Product, NRZ Coding. (D) False Lock Protection vs. Arm Filter BT Product, NRZ Coding.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮาร์โมนิคสูงในลูปสัญญาณผิดพลาดและรูปแบบของข้อมูลที่มีตรวจจับการลอคผิดพลาด
(Higher Harmonic in Loop Error Signal and False Lock
Detection Schemes Data) .

ที่ฮาร์โมนิคสูงในลูปของสัญญาณผิดพลาด มีการแทรกที่ Bw แคบๆ (narrow Bw) จะมีผลเล็กน้อย ความแตกต่างระหว่างของขนาดของฮาร์โมนิคสูงในลูปของสัญญาณผิดพลาดระหว่างการลอคที่ถูกต้องและการลอคผิดพลาด คือเป็นเครื่องหมายเพิ่มความเป็นไปได้ของการตีเทคการลอคผิดพลาด เราจะทำการพิจารณาเพียงข้อมูลแรนดัมดังนี้

- (a) ข้อมูลแรนดัมและข้อมูลรายคาบทั้งสองอย่างจะเพิ่มการลอคผิดพลาดของคลื่นพาห้ในคออสทาสลูป (costas carrier loop)
- (b) ข้อมูลแรนดัมที่การลอคผิดพลาดตำแหน่งต่างๆสามารถทำนายได้ง่ายๆ(ซึ่งมีค่าเป็น 1/2 ของอัตราสัญลักษณ์ที่ได้จากคลื่นพาห้จริง ซึ่งการลอคผิดพลาดจะเกิดขึ้นห่างจากคลื่นพาห้จริง 1 อัตราข้อมูลจาก แลคงให้เห็นในรูป 2.56 B) การตีเทคการลอคผิดพลาดในข้อมูลแรนดัมจะทำได้ง่ายกว่าข้อมูลรายคาบต่างๆ
- (c) วิธีการแรนดัมสามารถใช้สร้างรูปแบบข้อมูลแรนดัม ถ้าหากว่าเป็นข้อมูลรายคาบ (period idle patterns)

ฮาร์โมนิคที่สูงกว่าใน E(t) ในกรณีแบบแรนดัม (Higher HARMONICS IN E(t) for the Random Data Case)

เมื่อฟังก์ชัน E(d(t))² ถูกขยายโดยอนุกรมฟูเรียร์จากสมการ (2.211) และแทนค่าใน E(t) จากสมการ (2.202) ที่ฮาร์โมนิคที่สูงกว่าใน E(t) สามารถหาค่าได้จาก

$$\overline{\epsilon(r)} = 1/2 \text{Im} \left\{ \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j \frac{2\pi n}{T} t} \right) e^{j 2(\Delta t + \phi)} \right\} \tag{2.219}$$

จากสมการ (2.219) มันเป็นเรื่องง่ายที่ฮาร์โมนิคของ E(t) ที่เกิดขึ้นจากผลคูณของอัตราสัญลักษณ์ 1/T Hz นิยามการลอค ค่าของการลอคที่เป็นไปได้ (และลอคผิดพลาด) ที่ค่า $\Delta = n\pi/T$ radian/second , เมื่อ $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ สำหรับค่าของ Δ ที่ฮาร์โมนิค 1/T คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

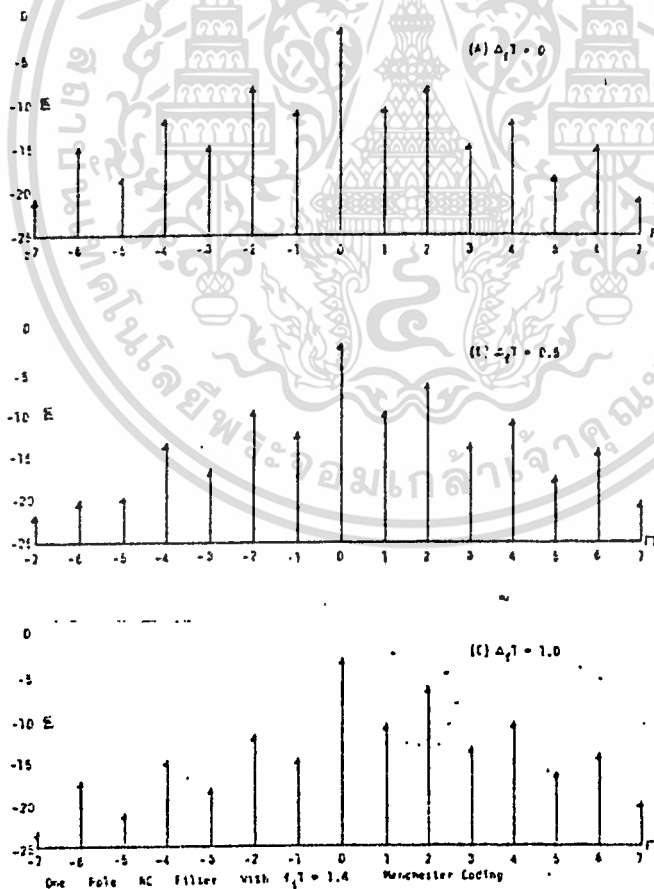
$$\begin{aligned} \bar{e}_{oc}(t) |_{\omega = \frac{2\pi}{T}} &= 1/2 \operatorname{Im} \{ [C_{n+1} e^{j2\phi} - C_{n-1}^* e^{-j2\phi}] e^{j\frac{2\pi}{T} t} \} \end{aligned} \quad (2.220)$$

ซึ่ง * เป็นคอมเพล็กซ์คอนจูเกต และเมื่อ $\Delta = n\pi/T$

$$\begin{aligned} Y_{ni}(\phi) &\equiv C_{n+1} e^{j2\phi} - C_{n-1}^* e^{-j2\phi} \\ &= |Y_{ni}(\phi)| e^{j\zeta(\phi)}, \end{aligned} \quad (2.221)$$

อาร์โมนิคที่ $1/T$ ใน $E(t)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\bar{e}_{oc}(t) |_{\omega = \frac{2\pi}{T}} = 1/2 |Y_{ni}(\phi)| \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T} t + \zeta(\phi)\right). \quad (2.222)$$



รูปที่ 2.57 Relative Magnitudes of the Harmonics in $E[\bar{d}(t)]^2$ for Random Data Sequences.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดสัมพัทธ์ของ $Y_{n_1}(\phi)$ ขึ้นอยู่กับ ϕ และ C_{n+1} และ C_{n-1} $\{C_n\}$ ได้จากสมการ (2.214) ในส่วน RC ของแชนเนลเตอร์ แสดงในรูป 2.57 สังเกตว่าส่วนประกอบทาง DC C_0 เป็นส่วนประกอบขนาดใหญ่เสมอในฟังก์ชันรายคาบ $\sum a^2(t-kT)$ เมื่อ $f_1 T = 1.4$ ดังนั้นจากสมการ (2.219) ส่วนประกอบที่ใหญ่ที่สุด $E(t)$ ที่ $2\Delta = \pm 2\pi n_1/T$ ตัวอย่างเช่น เมื่อ $\Delta = 0$ ส่วนประกอบสูงสุดใน $E(t)$ อยู่ในรูปของ DC เมื่อ $\Delta = \pi/T$ ส่วนประกอบที่สูงที่สุดเกิดขึ้นที่ $2\Delta = 2\pi/T$ เมื่อ $\Delta = 2\pi/T$ ส่วนประกอบที่สูงที่สุดจะเกิดขึ้นที่ $4\pi/T$ เราจะหาค่า ϕ ของขนาดที่อาร์โมนิคสูงในกรณีการลีดที่ถูกต้อง ($\Delta = 0$) สามารถแสดงจากสมการ (2.214) ซึ่ง $C_{-1}^* = C_1$ ขนาดของ $Y_{0_1}(\phi)$ ของอาร์โมนิคในการลีดที่ถูกต้องค่า $\sin \phi$ จะขึ้นอยู่กับ 2ϕ

$$\bar{e}_{oc}(t) |_{\omega=2\pi/T} = (|C_1| \sin 2\phi) \cdot \sin \frac{2\pi}{T} t \quad (2.223)$$

กรณี (ϕ) เป็นศูนย์ เนื่องจากค่า $\sin \phi$ ขึ้นอยู่กับ 2ϕ อาร์โมนิคทั้งหมดใน $E(t)$ เป็นศูนย์ เมื่อ $\phi = 0$ ในส่วนของการลีดที่ถูกต้องแสดงในรูป 2.59 b แทนค่าของการลีดผิดพลาด ($n=0$) C_{n+1}^* และ $Y_{n_1}(\phi)$ จะไม่เป็นศูนย์เมื่อ $\phi = 0$ อาร์โมนิคที่ n/T (Hz) จะมีมากเมื่อ $\Delta f = n/2T$ (Hz) เมื่อ $\phi = 0$ แสดงในรูปที่ 2.58A ในกรณีที่ $\Delta f = 0$ หรือ $\Delta f = 1/T$ ซึ่งเป็นกรณีที่น่าสนใจ ขนาดสัมพัทธ์ของอาร์โมนิค $1/T$ ใน $E(t)$ คำนวณได้จากสมการ (2.220) และ (2.214) ดังนี้

ขนาดของอาร์โมนิคส์ $1/T$ ใน $E(t)$ (เมื่อ $\Delta f = 0$)

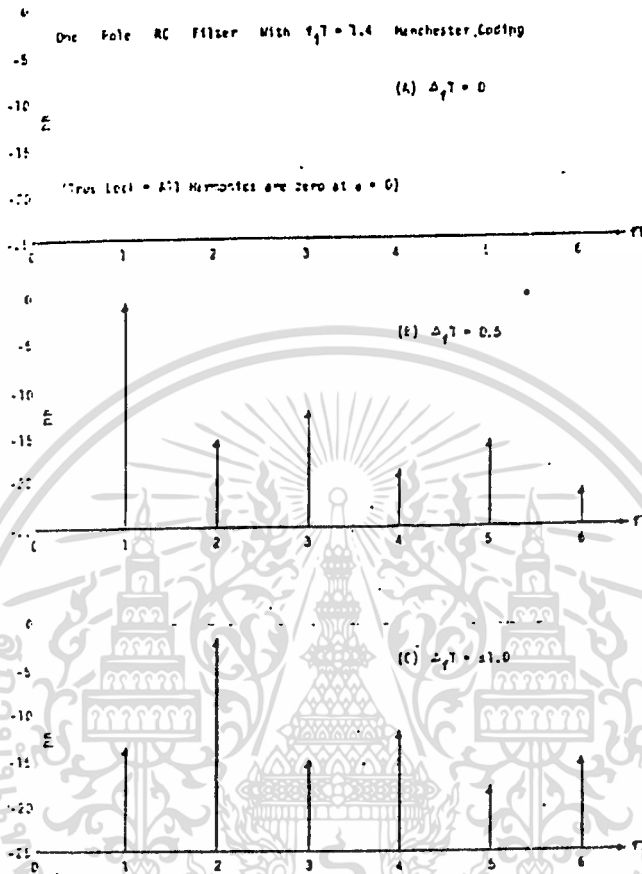
$$= \frac{1}{2\pi R} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{1}{2R}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{R}\right)^2}} [1 - e^{-2\pi R}] \sin 2\phi \quad (2.224)$$

ขนาดของอาร์โมนิคส์ $1/T$ ใน $E(t)$ (เมื่อ $\Delta f = 1/T$)

$$= 1/2 \left| \left(\frac{1}{1 + \frac{j}{2R}} \right)^2 \left\{ 1 - \frac{1}{2\pi R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j}{2R}} \cdot [3 + e^{-2\pi R} + j4e^{-\pi R}] \right\} e^{j2\phi} - \frac{1}{2\pi R} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{2R}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j}{2R}} \cdot [3 + e^{-2\pi R} - j4e^{-\pi R}] e^{-j2\phi} \right| \quad (2.225)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.225) สังเกตว่า ϕ ขึ้นอยู่กับขนาดที่เป็นเชิงซ้อนยกเว้นที่ $\Delta = 0$



รูปที่ 2.58 Spectrum of Costas Loop Error Signal at $\phi = 0$ (Random Data Sequence).

ขาออกของล็อคดีเทคเตอร์ (Lock Detector Output)

สามารถใช้ดีเทคการล็อคผิดพลาดจาก $L(t)$ เป็นล็อคดีเทคฟิลเตอร์ (ดูในรูปที่ 2.53) สมมติให้สัญญาณผิดพลาด $E(t)$ ที่เข้าสู่ฟิลเตอร์ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$L(t) = \text{Re} \{ [\tilde{d}(t)]^2 e^{j2(\Delta t - \phi)} \}. \quad (2.226)$$

จากสมการ (2.187), (2.188), (2.226) และสมการอื่นที่เกี่ยวข้อง

$$L(t) = y_c^2(t) - y_s^2(t). \quad (2.227)$$

จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(\operatorname{Re}(z))^2 - (\operatorname{Im}(z))^2 = \operatorname{Re}(z^2) \quad (2.228)$$

เปรียบเทียบกับ $E(t)$ ในสมการ (2.189) และนิลสูญหาค่า $L(t)$ และ $E(t)$ ตามลำดับ ส่วนจริงและส่วนจินตภาพจะเหมือนกัน ยกเว้นที่จุด $1/2$ ดังนั้น ส่วนประกอบทาง DC. ใน $L(t)$ มีค่า cosine ขึ้นอยู่กับ 2ϕ แทนที่ sine ในส่วนของ $E(t)$ อย่างไรก็ตามตำแหน่งที่ $1/2$ ขนาดของส่วนประกอบทาง DC ใน $L(t)$ และ $E(t)$ จะเหมือนกันเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} e(dc) &= 1/2 |Q| \cdot \sin(2\phi + \psi) \\ L(dc) &= |Q| \cdot \cos(2\phi + \psi) \end{aligned} \quad (2.229)$$

ที่ซึ่ง $|Q|e^{j\psi}$ ที่แสดงให้ในสมการ (2.199) กรณีที่เป็นข้อมูลรายคาบ หรือในสมการ (2.217) กรณีข้อมูลเป็นแรนดัม ซึ่ง $E(dc)$ และ $L(dc)$ จะเป็นส่วนประกอบทาง DC ดังนั้นกราฟขนาดของส่วนประกอบทาง DC ในรูป 2.54 และ 2.55 สำหรับค่า $L(t)$ และ $E(t)$ ในข้อมูลแรนดัมกรณี $\psi = 0$ ช่วยให้สัญญาณที่ทำการลือคติเทคเตอร์ $L(dc)$ มีค่าสูงสุด เมื่อ $\phi = 0$ ที่จุดนี้ $E(dc)$ จะมีค่าต่ำสุด ปรัชญาการลือคติคิดผลผลิตมีคุณสมบัติ ในการลือคติของลูปที่มีลักษณะเดียวกับลือคติเทคชัน เมื่อเกิดการการลือคติคิดผลผลิตขึ้นแสดงในรูปที่ 2.53 แสดงที่อาร์โมนิคที่ $1/T$ ใน $L(t)$ ได้ดังนี้ เมื่อ $\Delta = -nr/T$

$$\bar{L}_{oc}(t) |_{\omega = \frac{2\pi t}{T}} = |Z_{n1}(\phi)| \cdot \cos \left[\frac{2\pi t}{T} + \eta(\phi) \right] \quad (2.230)$$

จะเปรียบเทียบกับลูปสัญญาณผิดพลาด $E(t)$ (สมการที่ 2.223)

$$\bar{E}_{oc}(t) |_{\omega = \frac{2\pi t}{T}} = |Y_{n1}(\phi)| \cdot \sin \left[\frac{2\pi t}{T} + \zeta(\phi) \right] \quad (2.231)$$

ซึ่งในสมการ (2.230) และ (2.231)

$$Z_{n1}(\phi) = |Z_{n1}(\phi)| e^{j\eta(\phi)} \equiv C_{n+1} e^{j2\phi} + C_{n-1} e^{-j2\phi} \quad (2.232)$$

$$Y_{n1}(\phi) = |Y_{n1}(\phi)| e^{j\zeta(\phi)} \equiv C_{n+1} e^{j2\phi} - C_{n-1} e^{-j2\phi} \quad (2.233)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

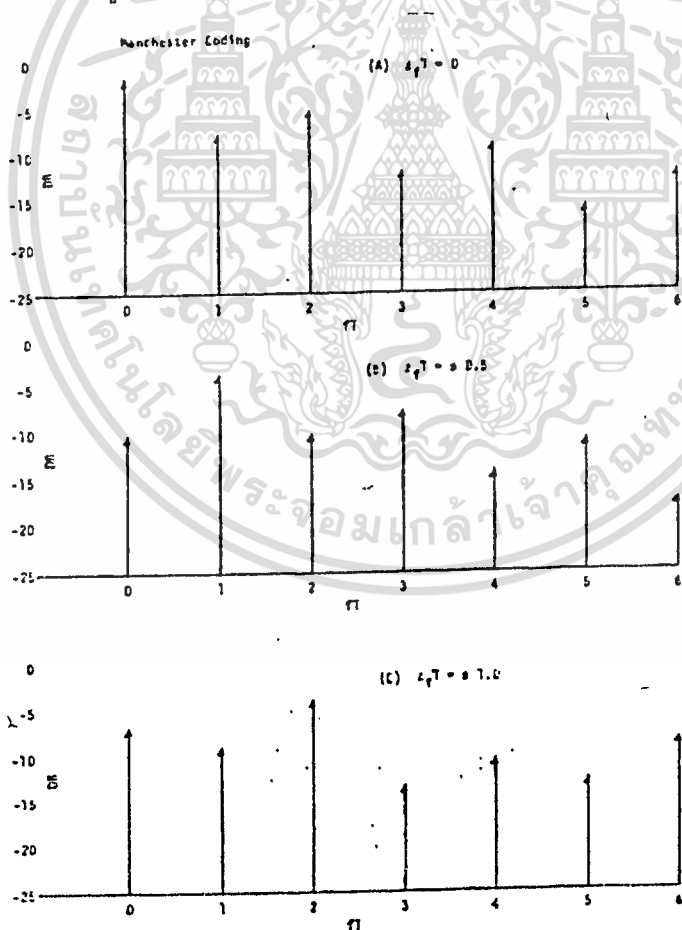
ซึ่ง (C_n) กำหนดไว้ในตารางที่ 1 กรณีการลอคที่ถูกต้องขึ้นอยู่กับค่าของ $Z_{n1}(\phi)$ ที่ค่า ϕ ใดๆ

$$Z_{n1}(\phi) = 2C_1 \cos 2\phi$$

และ $L_{oc}(t) \Big|_{\omega = 2\pi/T}$ เมื่อ $\Delta = 0$ ทำให้

$$L_{oc}(t) \Big|_{\omega = \frac{2\pi n}{T}} = (2 \cdot |C_1| \cdot \cos 2\phi) \cos \frac{2\pi n t}{T} \quad (2.234)$$

ซึ่งมีขนาดสูงสุดที่ $\phi = 0$ อย่างไรก็ตาม ϕ ยังขึ้นอยู่กับอาร์โมนิคสูงๆ เมื่อ $\Delta > 0$ ซึ่งจะยุ่งยากมาก และต้องหาค่าต่างๆ เหมือนกับหัวข้อข้างต้น สำหรับ $\phi = 0$ ขนาดสัมพัทธ์ของที่อาร์โมนิคสูงๆ และเป็นบวก ใน $L(t)$ ที่ Δ ต่างๆ กันเท่ากับ $-n\pi/T$ $n = 0, -1, -2, \dots$ ในรูปที่ 2.59 เมื่อฟิลเตอร์เป็นซิงเกิลโพลาร์ซีฟิลเตอร์ ที่ $R = 4$



รูปที่ 2.59 Spectrum of Costas Loop Lock Detector Signal at $\phi = 0$ (Random Data),

จากรูปที่ 2.59 ถ้ามีการควบคุมระดับของอินพุต ทำให้สามารถตีเทคการลอคผิด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลาด โดยการตีเทคค่า DC ที่ ขาออกของล๊อคดีเทคเตอร์ โดยปกติแล้วค่า DC ที่เอาที่ พุทของล๊อคดีเทคเตอร์ถูกเปรียบเทียบกับค่าเทรลโวลต์ที่แสดงการล๊อคค่า จากรูปที่ 2.59 ภายใต้ง่ายไขการล๊อคผิดพลาดระดับ DC จะมีค่า 5dB ซึ่งน้อยกว่าภายใต้ง่ายไข การล๊อคที่ถูกต้อง ดังนั้นถ้าระดับอินพุทจะถูกควบคุมอย่างดีภายในเทรลโวลต์และจะถูกทริก ที่การล๊อคที่ถูกต้องไม่ใช่การล๊อคที่ถูกต้อง ในทางปฏิบัติค่าเทรลโวลต์จะตั้งเพื่อตีเทคการ ล๊อค และเทรลโวลต์ที่สูงๆจะตั้งค่าที่สูงกว่าจะแตกต่างกันระหว่างการล๊อคที่ถูกต้อง และการล๊อคผิดพลาด

รูปแบบการล๊อคผิดพลาดซึ่งไม่ไวต่อระดับสัญญาณอินพุท

(False Lock Detector Schemes that are Insensitive to Input Signal Level)

รูปแบบของตีเทคการล๊อคผิดพลาด ในหัวข้อล๊อคหายสก จะต้องตั้งค่าเทรล โวลต์ที่ระดับสัญญาณอินพุทที่ไม่สามารถหาส่วนของข้อมูลนี้ได้ทางปฏิบัติ (ถ้าตัวอย่างของ IF SNR มีค่าน้อย) ระดับของสัญญาณควบคุมก็เชื่อถือไม่ได้ อันดับแรกจะต้องหาทางลด รูปแบบของตีเทคการล๊อคผิดพลาดที่ซับซ้อน อันดับสองจะพิจารณาตามข้างล่างนี้

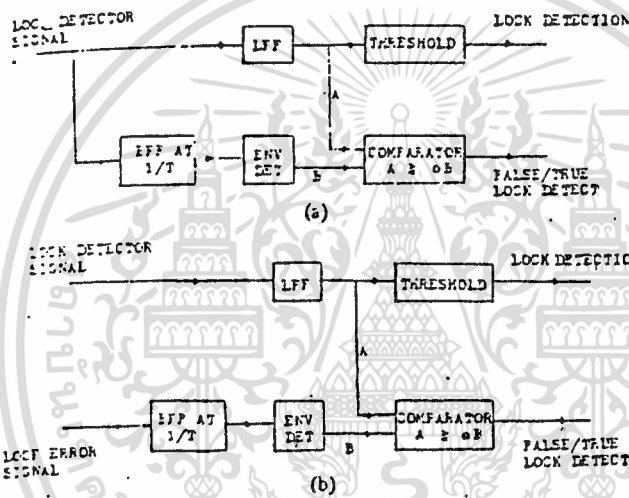
(a) วิธีที่ง่ายที่สุดมีเหตุผลในการสนับสนุน 2 ข้อ ลังเกิดจากรูปที่ 2.59 ว่าภาย ใต้ง่ายไขการล๊อคที่ถูกต้อง ส่วนประกอบทาง DC ที่ ขาออกล๊อคดีเทคเตอร์จะมีระดับ มากกว่าอาร์โมนิคสูงๆคูณกับ $1/T$ ภายใต้ง่ายไขการล๊อคผิดพลาด ส่วนประกอบที่เอาที่ พุทเป็น 2 เท่าของความถี่ออฟเซทในการล๊อคผิดพลาด ซึ่งมีระดับมากกว่าส่วนประกอบ ทาง DC ที่ ขาออก ดังนั้นการเปรียบเทียบระดับของอาร์โมนิคกับระดับ dc ซึ่งการ วัดที่ไม่ต้องการรู้ค่าระดับกำลังสมบูรณ์ สามารถตีเทคการล๊อคผิดพลาดได้ การล๊อค ผิดพลาดในรูปที่ 10 B จะเป็น $1/2$ ของอัตราข้อมูล ส่วนประกอบที่ $1/T$ คือ 6 dB ซึ่งมากกว่าส่วนประกอบทาง DC ซึ่งการแยกส่วนประกอบ 12 dB ทำให้ทำการตีเทค ได้ง่าย ฟังก์ชันไดอะแกรมในรูปที่ 2.60 A แสดงส่วนการสนับสนุนต่างๆ

(b) ข้อมูลสนับสนุนที่ 2 จะทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับของส่วนประกอบทาง DC ของสัญญาณล๊อคดีเทคเตอร์และอาร์โมนิคที่ $1/T$ ในรูปของสัญญาณผิดพลาดดังแสดงใน รูป 2.60 B พิจารณาส่วที่ทำให้เกิดการล๊อคผิดพลาด ที่ $1/2$ ของอัตราสัญลักษณ์จากคลื่น พาว์จริง ลังเกิดว่าลูปที่เฟสผิดพลาด (ϕ) ภายใน $\pm 15^\circ$ ระดับ ขาออกของล๊อคดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคเตอร์จะมีส่วนประกอบทาง DC อย่างน้อยที่สุด 8 dB ซึ่งสูงกว่าระดับของอาร์โมนิคที่ $1/T$ ในรูปของสัญญาณผิดพลาดภายใต้เงื่อนไขการล็อคที่ถูกต้อง และที่ต่ำกว่า 8.5dB ที่ระดับอาร์โมนิคเดียวกันภายใต้เงื่อนไขการล็อคผิดพลาด โดยการแยกส่วนประกอบ 16.5dB. ทำให้สามารถทำการตีเทคได้ง่าย การสนับสนุนในข้อนี้บางทีมีความไวมากกว่า (a) ส่วนที่เป็นอาร์ตแวร์ของระบบจะมีความซับซ้อนมาก เนื่องจากระดับสัมพัทธ์ระหว่างสัญญาณล็อคดีเทคเตอร์ และ ลูปสัญญาณผิดพลาดต้องทำให้เกิดการสมดุลย์ก่อนการเปรียบเทียบระหว่างส่วนประกอบที่จะสร้างขึ้นมา ทำให้มีความไวต่ออุณหภูมิและเงื่อนไขทางอาร์ตแวร์อื่นๆ



รูปที่ 2.60. False Lock Detection Scheme which is Relatively Insensitive to Input Signal Amplitude Variations, for $\Delta_f/T = 1/2$.

สรุป

ปรากฏการณ์การล็อคผิดพลาดและทฤษฎี คอสมอสลูป ในการกวาดของความถี่ของสัญญาณกำจัดคลื่นพาร์ เนื่องจากเกิดสัญญาณผิดเพี้ยนที่แขนของฟิลเตอร์จึงมีทฤษฎีนี้เกิดขึ้น ทฤษฎีนี้ได้พัฒนาไปใช้กับซิงเกิลโพลาร์ซีฟิลเตอร์ อย่างไรก็ตามในแขนของฟิลเตอร์ชนิดอื่นจะวิเคราะห์ได้คล้ายกัน ผลจากตารางที่ 1 และ รูปที่ 2.56 พิสูจน์ได้โดยการวัด ที่เครื่องรับแบบ Space Shuttle S-Band

ข้อตกลงระหว่างข้อมูลที่ทำการวัดและที่ได้จากทฤษฎีจะต่างกันไม่เกิน 0.5 dB

แสดงได้ง่ายๆที่ความถี่ของการล็อคผิดพลาดและ ระดับจะเกิดขึ้นที่สแควร์ริงลูป (squaring loops) ในระหว่างการกวาดความถี่ด้วย วงจรสมมูล (equivalent) ของโลว์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งปรีสแควร์ริงแบนด์พาสฟิลเตอร์ (pre-squaring bandpass filter) มีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเหมือนกับแขนของฟิลเตอร์คอสมอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11) การกำจัดการล๊อคผิดพลาดในเฟสล๊อคลูป

(ELIMINATING FALSE LOCK IN PHASE-LOCK LOOPS)

โมเดลที่พัฒนาสำหรับ PLL กับการดีเทคเฟสและความถี่ (phase frequency detector) โมเดลนี้ทำให้การวิเคราะห์ลูปสะดวกขึ้น และ ทำให้สามารถพิสูจน์เงื่อนไข ล็อกผิดพลาดได้ แสดงการวิเคราะห์เฟสล๊อคลูป (phase-lock loop, PLL) ด้วยการดี เทคเฟสและความถี่และสามารถแก้การล๊อคผิดพลาด จากทฤษฎีนี้ถูกพิสูจน์โดยการทดลอง วิธีกำจัดล๊อคผิดพลาดและนำมาทำเป็นวงจรง่ายๆ

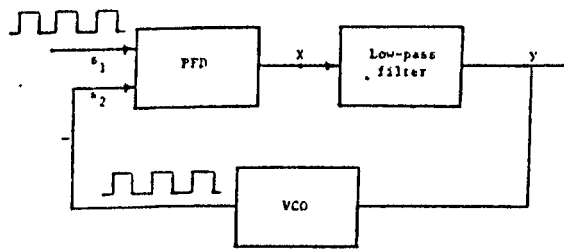
PLL ถูกนำมาใช้เพิ่มขึ้นอย่างกว้างขวางในงานวิศวกรรมสาขาต่างๆ เนื่องจาก ความจริงที่ว่าเมื่อก่อนจะนำ PLL ไปใช้ติดมอดูเลชันความถี่และ บิทซิงค์โดยไอซีแล้ว รูปแบบใหม่สำหรับ PLL ที่ปรากฏออกมาในงานด้านสื่อสารและระบบการควบคุม อย่างไร ก็ตาม ปัญหาที่คงมีอยู่ว่า PLL อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่แน่นอน การล๊อคความถี่ไม่ถก (ล๊อค ผิดพลาด) เป็นผลมาจากการทำงานที่ผิดพลาด เงื่อนไขนี้กลับกลายมาเป็นปัญหาที่เพิ่มขึ้น ในการนำไปใช้งานใหม่ๆ PLL ต้องการการทำงานตลอดย่านความถี่ที่กว้าง ด้วยอัตรา ส่วนความถี่ 1000:1

คำตอบที่เป็นไปได้ในการแก้ปัญหาล๊อคผิดพลาดที่เกิดขึ้น ด้วยการแนะนำเฟสฟรี- เควนซีดีเทคเตอร์ (phase-frequency detector, PFD) PFD เป็นการออกแบบ วงจรดิจิทัลที่ใช้ตรวจจับความต่างเฟสและความถี่ระหว่าง 2 สัญญาณว่า PLLร่วมกับ PFD จะไม่เกิดการล๊อคผิดพลาดและแคปเจอร์เรนจ์ (capture range) จะเท่ากับล๊อคเรนจ์ (lock range) อย่างไรก็ตามการทดลองแสดงว่า ทั้งๆที่ความสามารถจับความถี่ PLL ที่ใช้ PFD ยังคงสามารถล๊อคผิดพลาดได้

ตามคำบรรยาย คุณลักษณะของ PLL ร่วมกับ PFD จะถูกวิเคราะห์และวางเงื่อนไข สำหรับล๊อคผิดพลาด จะสรุปได้ดังนี้

PLL ที่ใช้ PFD (PLL Using PFD)

ในส่วนนี้โมเดลของ PLL ที่ใช้ PFD เช่นระบบที่แสดงในบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 2.61 การทำงานของ PLL แตกต่างจากโมเดลธรรมดาใน PFD แสดงเป็นอปรกรณ์ดิสครีทไทม์ (discrete-time) เนื่องจากผลของระบบเป็นไอบริตบรจูดิสครีท-ไทม์และส่วนต่อเนื่อง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



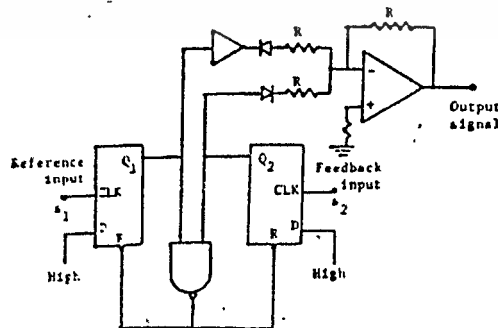
รูปที่ 2-61 Block diagram representation of PLL with PFD.

ขาเข้า s_1 เป็นลำดับของพัลส์ ซึ่งเป็นความถี่ที่มอดูเลตกับสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เมื่อ PLL แทรกก็จะเกิดการป้อนกลับของ s_2 ซึ่งเป็นการซิงโครไนซ์กับ s_1 ดังนั้น y ซึ่งเป็นสัดส่วนกับความถี่ของ s_2 และเป็นสัดส่วนกับ $m(t)$ ด้วย ดังนั้น PLL ที่เลขอนี้สามารถซิงโครไนซ์ s_2 กับ s_1 และ ดิมอดูเลต s_2 เพื่อที่แยกสัญญาณ $m(t)$ ออก

โลว์พาสฟิลเตอร์ซึ่งแทน โดยทรานสเฟอว์ฟังก์ชัน $F(s)$ ส่วนของทรานสเฟอว์ฟังก์ชันได้มาจาก ส่วนประกอบของอุปกรณ์ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ แต่ในการนำไปใช้งาน บางประการโลว์พาสฟิลเตอร์อาจจะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้า หรือ อุปกรณ์อื่น ๆ

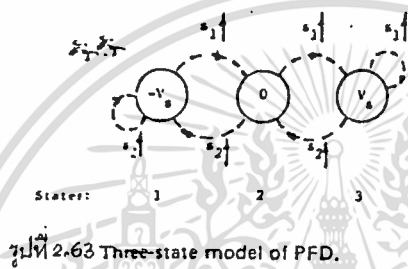
VCO เป็นออสซิลเลเตอร์ซึ่งความถี่ของมันเป็นส่วนสัดส่วนกับแรงดันขาเข้าและเฟสของขาออก VCO เป็นสัดส่วนการอินทิกรัลของขาเข้า VCO แทนด้วยทรานสเฟอว์ฟังก์ชัน $1/s$ และค่าอัตราขยายที่สัมพันธ์กันใน $F(s)$

ส่วนประกอบที่ 3 ในรูป PFD เป็นวงจรดิจิทัล ซึ่งถูกออกแบบให้มีเฟสและความถี่แตกต่างกันระหว่าง s_1 และ s_2 วงจรถูกสร้างจากการแยกวงจรรวมทหรือเป็นวงจรเดี่ยววงจรรวมที่สมมาตร เช่น ตัวอย่างของวงจร PFD แสดงในรูปที่ 2.62



รูปที่ 2.62 Phase-frequency detector. Input s_1 is reference signal; s_2 is feedback signal.

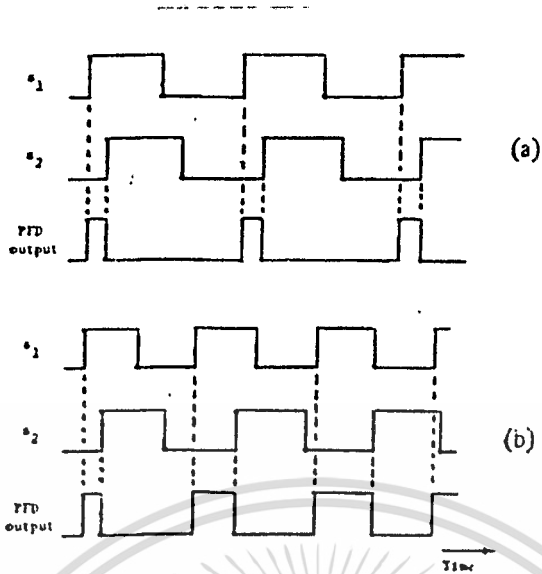
PFD จะแทนด้วยโมเดล 3 สถานะแสดงในรูปที่ 2.63 แต่จะวงจรรูปที่ 2.63 แทนสถานะของ PFD การเข้ารหัสสัญลักษณ์แสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน ขาออก เมื่อ PFD อยู่ในสถานะนั้นๆเมื่อขอบขาขึ้นของ s_1 ถูกตีเทค (แสดงโดย s_1) PFD จะเปลี่ยนสถานะตาม ถ้าสถานะเริ่มแรกเป็น 1 PFD จะย้ายไปสถานะ 2 ถ้าสถานะเริ่มแรกเป็น 2 PFD จะย้ายไปสถานะ 3 ถ้าสถานะเริ่มแรกเป็น 3 สถานะของ PFD ยังคงไม่เปลี่ยนแปลง คล้ายกับขอบขาขึ้นของ s_2 จะย้ายสถานะของ PFD ไปทางซ้าย ค่า 1 เป็นสถานะที่ไม่เปลี่ยนแปลง เราสามารถใช้โมเดลนี้อธิบายการทำงานของ PFD ได้



ถ้าครั้งแรกเราสมมติว่า ลูปถูกล็อคความถี่ขาเข้าและ ขาออกเท่ากัน สัญญาณ s_1 , s_2 และ ขาออกของ PFD แสดงในรูปที่ 2.64A

PFD เปรียบเทียบความสัมพันธ์ของเฟสระหว่าง s_1 และ s_2 ในกรณีนี้ s_1 นำหน้า s_2 ด้วยค่า $\Delta\theta$ และ ขาออกของ PFD $(\Delta\theta/2\pi)T$ เป็นความกว้างของขบวนพัลส์ ซึ่ง T เป็นคาบเวลาของ s_1 จากขบวนพัลส์ที่ได้ไปทีขาเข้าของ LPF และผลจาก ขาออกของ LPF จะเป็นค่า dc ของขบวนพัลส์ที่คูณด้วยอัตราขยาย dc ของฟิลเตอร์ $F(0)$ ค่า dc นี้มากพอที่มันจะทำให้ VCO วิ่งไปที่ (running) ความถี่ที่ต้องการได้ เหตุผลที่ความถี่ VCO ลดลงเป็นผลจากเฟสที่เลื่อนไประหว่าง s_1 และ s_2 มีค่ามากความกว้างของขบวนพัลส์ที่ขยายออกค่า PFD จะเพิ่มขึ้น สาเหตุการเพิ่มขึ้นที่ ขาออกของฟิลเตอร์การเพิ่มขึ้นที่เอาท์พุทนี้จะเพิ่มความถี่ VCO เป็นสาเหตุให้เฟสผิดพลาด

เราจะพิจารณาการทำงานของลูปเมื่อสัญญาณ s_1 และ s_2 ไม่ซิงโครไนซ์กันให้ค่าความถี่ s_1 และ s_2 ด้วยค่า f_1 และ f_2 และเราสมมติว่าไม่มีค่าสูญเสียเกิดขึ้นซึ่ง f_1 มากกว่า f_2 สัญญาณ s_1 และ s_2 และผลที่ ขาออกของ PFD แสดงในรูป 2.64(B) สถานะของ PFD จะย้ายไปทางขวา และไม่สนใจสถานะเริ่มแรก มันจะสลับที่ระหว่างสถานะ 2 และ 3 ผลของพัลส์บวกที่ความถี่ต่างๆดังนี้ แสดงในรูป 2.64(B)



รูปที่ 2.64 Signals f_1 & f_2 (A) shows signals during lock whereas (B) shows signals out-of-lock.

โมเดลของ PLL ที่เสนอมานี้เพียงพอกับการวิเคราะห์ลอคผิดพลาดได้ โมเดลที่เป็นเชิงเส้นสำหรับลูป สามารถใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของ PLL

ในส่วนถัดไปเราจะทดลองว่าลอคผิดพลาดเกิดขึ้นได้อย่างไรใน PLL ด้วย PFD ภายใต้เงื่อนไขที่มันเกิดขึ้น

ลอคผิดพลาดใน PLL ด้วย 3 สถานะของ PFD
(False Lock PLL with Three-State PFD)

ตามคำบรรยายลอคผิดพลาดใน PLL ร่วมกับ 3 สถานะของ PFD จะถูกทดลองด้วยวิธีง่ายๆ ในการวิเคราะห์ เราสมมติว่าสัญญาณ s_1 มีความถี่ f_1 คงที่และระยะเวลา $T=1/f_1$ ถ้าเราแสดงค่าเฟสของ s_1 และ s_2 ด้วย ϕ_1 และ ϕ_2 ตามลำดับ เราทำโมเดลง่าย ๆ ของ PLL โดยพิจารณาเฟสและความถี่ที่ลูปต่างๆ ผลของโมเดลที่แสดงในรูปที่ 2.65 แทนความถี่ที่วิ่งไปของ VCO

ต่อมาเราสมมติลูปลอคผิดพลาดอยู่ในสถานะเงื่อนไขสแตตัสเตต (Steady-state) ดังนั้น $f_1 = f_2$ เราสมมติอีกครั้งว่าไม่มีการสูญเสีย ซึ่ง $f_1 > f_2$ จากตัวอย่างนี้ PFD จะสิ้นสุดในสถานะที่ 3 แล้วมันจะสวิทช์กลับไปสถานะ 2 เมื่อขอบขาขึ้นของ s_2 ถูกตีเทค ดังแสดงในภาคผนวก PFD จะอยู่ในสถานะ 3 เป็นเวลายาวนานกว่าสถานะ 2 ลำดับต่อมา ค่าเฉลี่ยของ x_1 , x_2 จะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_u > 1/2 V_u \quad \text{ที่ค่า } f_1 > f_2 \quad (2.235)$$

ในทำนองเดียวกันถ้า $f_1 < f_2$ X_u จะเป็นดังนี้

$$X_u > -1/2 V_u \quad \text{ที่ค่า } f_1 < f_2 \quad (2.236)$$

สังเกตว่าถ้าคงสถานะที่ (2.235) ค่าเฉลี่ยของ y_u เท่ากับการสร้างของ X_u และ อัตราขยายทาง dc ของ ฟิเตอร์ $F(0)$ นี้นำไปสู่เงื่อนไข

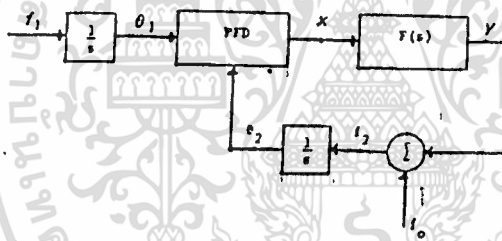
$$f_2 = f_0 + F(0)X_u > f_0 + 1/2V_u F(0) \quad \text{ที่ค่า } f_1 > f_2 \quad (2.237)$$

ถ้าคงสถานะไว้ที่ (2.236) เงื่อนไขเป็นดังนี้

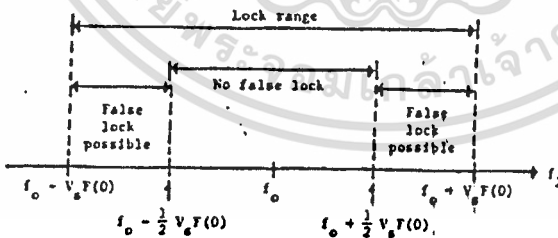
$$f_2 = f_0 + F(0)X_u < f_0 - 1/2V_u F(0) \quad \text{ที่ค่า } f_1 < f_2 \quad (2.238)$$

สมการ (2.237) และ (2.238) เป็นเงื่อนไขสำหรับความถี่ซึ่งลอคผิดพลาดเกิดขึ้น ช่วงที่ PLL ล็อค เป็นย่านของความถี่ซึ่ง PLL ทำงานตามนั้น เนื่องจาก ขาออก X จะเปลี่ยนแปลงระหว่าง $-V_u$ และ $+V_u$ ซึ่งความถี่ VCO อาจจะอยู่ในย่านนั้น

$$f_0 - V_u F(0) < f_2 < f_0 + V_u F(0) \quad (2.239)$$



รูปที่ 2.65 Simplified model for PLL.



รูปที่ 2.66 Lock range and false-lock ranges.

สมการ (2.239) แสดงช่วงที่ PLL ล็อค ถ้าเราเปรียบเทียบ (2.239), (2.237) และ (2.238) จะเห็นว่าลอคผิดพลาดอาจจะเกิดขึ้นที่ความถี่ภายในลอคเรนจ์แสดงในรูปที่ 2.66 เห็นว่าครั้งหนึ่งในของลอคเรนจ์ ไม่มีการลอคผิดพลาด แต่อีกครั้งหนึ่งอยู่นอกช่วงลอคเรนจ์ อาจจะเกิดการลอคผิดพลาดได้ ย่านของความถี่ที่ในรูปที่ 2.66 ถูกจำกัดที่ค่าความถี่ ขาออก f_2 เราไม่ต้องการจำกัดย่านในเทอมของ ความถี่ขาเข้า f_1 เพราะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยนาให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม สิ่งนี้ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่าเป็นความถี่ที่สูงกว่า ซึ่งผู้ออกแบบมีการควบคุมเงื่อนไขสำหรับ f_1 ที่หาได้ง่าย ๆ จากสมการ (2.237) และ (2.239) เมื่อเกิดการล๊อคผิดพลาดขึ้นในช่วง

$$f_0 + 1/2V_{\text{LF}}(0) < f_2 < f_0 + V_{\text{LF}}(0) \quad (2.240)$$

ความถี่ขาเข้า f_1 จะต้องมากกว่า f_2 ดังนั้น

$$f_1 > f_0 + 1/2V_{\text{LF}}(0) \quad (2.241)$$

ในทำนองเดียวกัน ล๊อคผิดพลาด สามารถเกิดขึ้นที่ย่านความถี่ต่ำกว่า

$$f_0 - V_{\text{LF}}(0) < f_2 < f_0 - 1/2V_{\text{LF}}(0) \quad (2.242)$$

เมื่อความถี่ขาเข้าเป็น

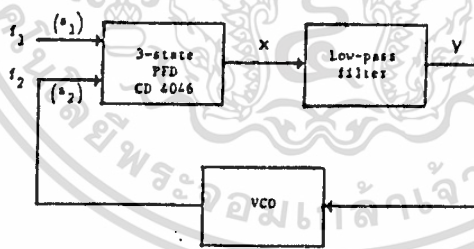
$$f_1 < f_0 - 1/2V_{\text{LF}}(0) \quad (2.243)$$

สรุปได้ว่าล๊อคผิดพลาดจะไม่เกิดขึ้นเมื่อความถี่ขาเข้าอยู่ในย่าน

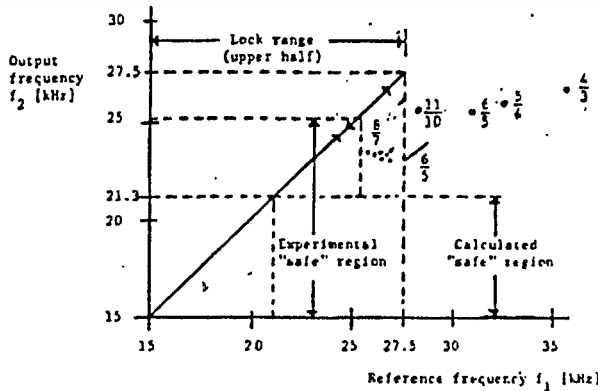
$$|f_1 - f_0| < 1/2 V_{\text{LF}}(0) \quad (2.244)$$

เมื่อพันท่านนี้ไปล๊อคผิดพลาดอาจเกิดขึ้นได้

สังเกตว่า (2.244) แสดงย่านความถี่ที่รับประกันความปลอดภัย ซึ่งย่านทำงานที่ปลอดภัยอาจจะกว้างกว่าที่เป็นจริงซึ่งแสดงโดยสมการ (2.244) เราจะเปรียบเทียบผลของทฤษฎีกับผลของการทดลอง



รูปที่ 2.67 Test circuit.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 2.68 Test results for PLL using 3-state PFD. Fraction by points of false lock indicates ratio f_1/f_2 .

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I
Input and Output Frequencies During False Lock

Input Frequency f_1 (kHz)	Output Frequency f_2 (kHz)	f_1/f_2
27.2	23.8	8/7
↓	↓	↓
27.0	23.6	8/7
26.9	23.0	7/6
26.3	23.4	9/8
26.05	23.44	10/9
25.77	23.43	11/10

ผลที่ได้จากการทดลอง
(Experiment Results)

PLL อันหนึ่งถูกออกแบบโดยการใช้ RCA CD4046 (วงจรแสดงในรูปที่ 2.67) ที่ความถี่ศูนย์กลาง $f_c = 13$ kHz และอัตราขยายมีค่ามากพอทำให้ $V_u = F(0) = 12.5$ kHz ดังนั้นลอคเรนจ์จะขยายจาก 2.5 kHz - 27.5 kHz เนื่องจากลูปไม่เสถียรภาพที่ความถี่ต่ำกว่า การตัดสินใจแบบทั้งหมดของการวัดที่ครึ่งหนึ่งของลอคเรนจ์ ผลของการวัดแสดงว่าลูปยังคงลอค ถ้าความถี่ขาเข้าค่อยๆเพิ่มทีละน้อยจากความถี่ศูนย์กลาง ถือว่าเมื่อความถี่ขาเข้าเพิ่มขึ้นจาก 15 kHz เป็น 27.5 kHz ถ้าความถี่ขาเข้าครึ่งหนึ่งถูกเพิ่มเกิน 27.5 kHz จะลอคผิดพลาดที่ความถี่ f_2 บ้างในย่านลอคเรนจ์ ความถี่นี้สัมพันธ์กับ f_1 เป็นอัตราส่วนผลรวมของ 2 (อัตราส่วน f_1/f_2 แสดงที่จุดต่างๆกันในกราฟรูปที่ 2.68) เนื่องจากความถี่ถูกลดลงทีละน้อยๆต่ำกว่า 24.5 kHz ลูปยังคงอยู่ในสภาวะลอคผิดพลาดถึงแม้ความถี่ขาเข้าและ ขาออกอยู่ในลอคเรนจ์ ค่าความถี่ของการลอคผิดพลาด ให้ไว้ในตารางที่ 1 สังเกตว่าค่าระหว่างลอคผิดพลาดในย่าน f_1 มากกว่า f_2 เนื่องจาก f_1 ถูกลดลงด้วยอัตราส่วนความถี่ f_1/f_2 เกือบจะเป็น 1 และลูปก็จะลอค ในที่สุดความถี่ต่ำสุดที่ลอคผิดพลาดเกิดขึ้นที่ $f_1 = 15.77$ kHz ได้ผลของความถี่ ขาออก $f_2 = 29.45$ kHz เป็นการยอมรับผลทางทฤษฎีที่ว่าลอคผิดพลาดเป็นไปไม่ได้ที่ความถี่ต่ำกว่า $f_1 = F(0)V_u/2 = 21.25$ kHz แต่เป็นไปได้ที่ความถี่สูงกว่านี้

สังเกตการทดลองแสดงว่าการลอคผิดพลาดที่เป็นไปได้ในลอคเรนจ์ เป็นการกระ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้เกิดขึ้นถูกต้องเป็นเงื่อนไขเริ่มต้น ระหว่างการทดสอบการล๊อคผิดพลาดจะเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มความถี่ขาเข้าเกินค่าล๊อคเรนจ์ และค่อยๆลดมันทีละน้อยๆ อย่างไรก็ตาม ล๊อคผิดพลาดอาจจะเกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวน

ล๊อคผิดพลาดใน N - สภาวะ PFD

(False Lock in PLL with N-State PFD)

เมื่อ PFD ประกอบด้วยค่าเงื่อนไขมากกว่า 3 สภาวะ จะถูกพิสูจน์ทำนองเดียวกันกับในเรื่องล๊อคผิดพลาด พิจารณาโมเดล N สภาวะของ PFD ในรูปที่ 2.69 V_k คือแรงดัน ขาออกของ PFD ไปจนถึงสภาวะ k_{th} เราสมมติว่าลำดับ V_k ไม่ลดลง สำหรับเงื่อนไขแสดงในภาคผนวก เมื่อ $f_1 > f_2$ X_k คือค่าเฉลี่ย ขาออก PFD คือ

$$X_k > V_{N-1} + (V_N / V_{N-1}) / 2 \tag{2.245}$$

เมื่อ $f_1 < f_2$ เป็นค่าเฉลี่ย X_k คือ

$$X_k < V_2 + (V_1 - V_2) / 2 \tag{2.246}$$

ล๊อคเรนจ์ในกรณีนี้จะได้โดย

$$f_0 + V_1 F(0) < f_1 < f_0 + V_N F(0) \tag{2.247}$$

เป็นที่ชัดเจนว่าการล๊อคผิดพลาดจะเกิดขึ้นเมื่อ $f_1 > f_2$ ค่า ขาออกเฉลี่ยต้องเป็นไปตามสมการ (2.245) และ f_2 เป็นขอบเขตของความถี่

$$f_0 + (V_{N-1} + V_N) F(0) / 2 < f_2 < f_0 + V_N F(0) \text{ ที่ค่า } f_1 > f_2 \tag{2.248}$$

ในทำนองเดียวกันถ้า $f_1 < f_2$ ผลของเงื่อนไข f_2 คือ

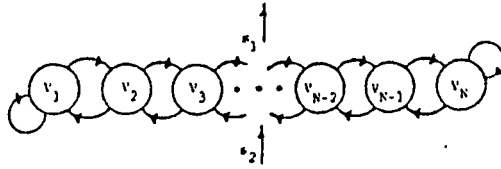
$$f_0 + V_1 F(0) < f_2 < f_0 + (V_1 + V_2) F(0) / 2 \text{ ที่ค่า } f_1 < f_2 \tag{2.249}$$

เพื่อที่จะทดสอบผลเหล่านี้เราสร้าง PFD 5 สภาวะ ด้วยค่า ขาออกตามนี้ $V_1 = -3.7 \text{ v}$, $V_2 = -1.6 \text{ v}$, $V_3 = 0 \text{ v}$, $V_4 = 2.1 \text{ v}$ และ $V_5 = 4.1 \text{ v}$ ความถี่ศูนย์กลางเราเลือก 1.5 kHz และอัตราขยายของฟิลเตอร์ = 0.29 kHz

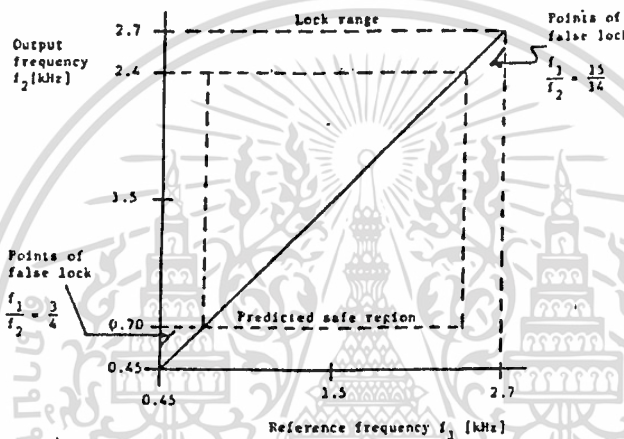
ตามสมการ (2.248) และ (2.249) ล๊อคผิดพลาดอาจจะเกิดขึ้นในความถี่ 2 แบนด์ระหว่าง 2.41 และ 2.7 kHz และระหว่าง $450-27 \text{ kHz}$ ภายในแบนด์ระหว่าง 725 Hz และ 2.41 Hz จะเป็ปราศจากการล๊อคผิดพลาด

ดังนั้นล๊อคเรนจ์ที่เกิดขึ้นระหว่าง 450 Hz ถึง 2.41 kHz เป็นย่านที่ปราศจากการล๊อคผิดพลาด จากผลการทดลองแสดงการยอมรับทางทฤษฎีอย่างยอดเยี่ยมการล๊อคเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผิดพลาดจะถูกตีเทคที่ความถี่ระหว่าง 450Hz - 700Hz และระหว่าง 2.4-2.7 kHz ผลที่ทดลองแสดงในรูปที่ 2.70



รูปที่ 2.69 State model for N-state PFD.



รูปที่ 2.70 Experimental results for 5-state PFD in PLL.

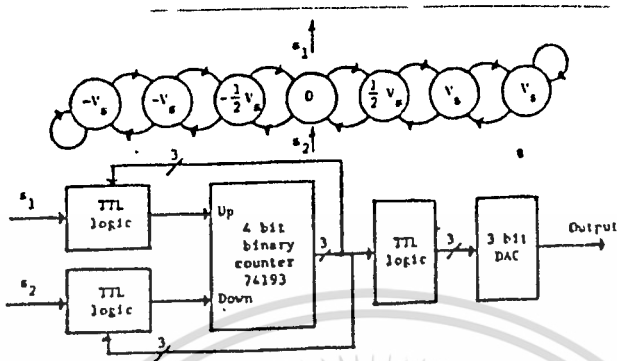
การกำจัด ล็อกผิดพลาด
(Elimination of False Lock)

โดยการขยายความง่าย ๆ ทางทฤษฎีที่กล่าวมาแล้วในตอนต้น จะได้ว่า $v_{N-1} = v_N$ และถ้า $v_1 = v_2$ การล็อกผิดพลาดจะไม่เกิดขึ้น ถ้าความถี่ขาเข้าสูงกว่าลูบที่สามารถหวนสนองความถี่ ขาออกได้จะได้อค่าสูงสุดคือ $f_o + v_N F(o)$ ที่ภายในล็อกเรนจ์

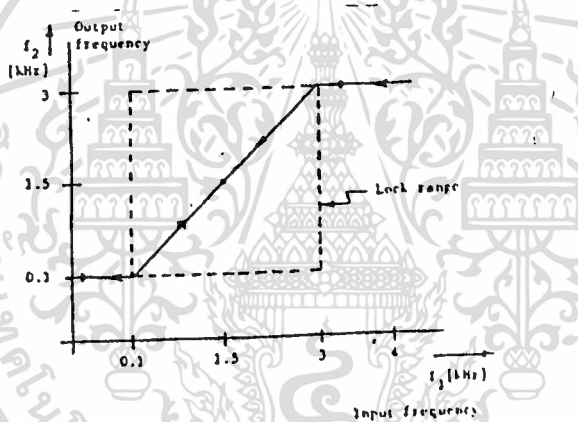
$$f_o + v_1 F(o) \leq f_1 \leq f_o + v_N F(o) \quad (2.250)$$

PLL จะล็อกที่สัญญาณขาเข้า s_1 ระบบล็อกเรนจ์ และแค็บเจอร์เรนจ์เป็นลักษณะเดียวกัน การทดลองบทสรุปทางทฤษฎีนี้เราใช้ 7 ลกภาวะ PFD เป็นแบบแผนง่าย ๆ ของวงจรรวมทั้งแรงดัน ขาออกที่ให้ในรูป 2.71 พารามิเตอร์ของลูบที่ถูกเลือกให้ค่าล็อกเรนจ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่าง 100 Hz และ 3 kHz ลูปจะถูกทดสอบอย่างกว้างขวางภายใต้เงื่อนไขเริ่มแรกที่แตกต่างกัน จะลอคเสมอภายในลอคเรนจ์ผลการทดลองแสดงในรูปที่ 2.72



รูปที่ 2.71 State diagram and schematic for 7-state PFD.



รูปที่ 2.72 Experimental results for PFD which eliminate false lock.

สรุป

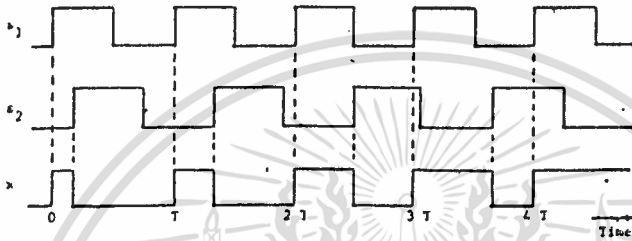
เราแสดงว่าการลอคผิดพลาดที่เกิดขึ้นใน PLL โดยการให้ PFD ย่านของความถี่ ซึ่งลอคผิดพลาดสามารถจะเกิดขึ้นได้แสดงทางคณิตศาสตร์และพิสูจน์โดยผลของการทดลอง ผลการทดลองนี้ใช้จำกัดย่านการทำงานของความถี่ซึ่ง PLL รับประกันในความอิสระของการลอคผิดพลาด

โดยการให้ PFD หลายสถานะ (Multiple-state) ผ่านย่านการลอคผิดพลาด ยังถูกทำให้เล็กเท่าต้องการ ส่วนสำคัญที่สุดเป็นไปได้ที่จะกำจัดลอคผิดพลาดให้สมบูรณ์ ถ้า การลอคไม่มีอาร์โมนิกส์เกิดขึ้น ใน PFD หลายสถานะสามารถใช้ PLL ในการนำไปใช้ในงานสื่อสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PFD ใช้ในระบบ PLL เชอร์โวด้วย สำหรับการควบคุมความเร็วระหว่างความเร็วจึงจะได้ PFD จะถูกตั้งที่ค่าหนึ่งของค่าท้ายสุด เป็นเหตุให้ระบบถูกแรงที่อัตราสูงสุด ดังนั้นผลที่ได้ในแอกเควชันไทม์ (Aquisition time) ต่ำสุด

การนำไปใช้งานอะไรก็ตาม ความสามารถที่จะลดย่านการลือคผิดพลาดหรือกำจัด เป็นการแสดงถึงความสามารถของผู้ออกแบบที่จะสร้างความเชื่อถือในสมรรถนะของ PLL



รูปที่ 2.73 Relationship of signals when $f_1 > f_2$.

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1) การออกแบบและการสร้างเฟสล็อกคูล

ปัญหาหลักก็คือการออกแบบให้ได้ความถี่ที่เหมาะสม

องค์ประกอบที่ถูกระบุกำหนดขึ้นคือ ความถี่ $f_o = 48 \text{ kHz}$ โดยใช้ความถี่

อ้างอิง $f_c = 1 \text{ kHz}$ และที่ $f_o = 76 \text{ kHz}$ ใช้ความถี่อ้างอิง $f_c = 10 \text{ kHz}$

โดยสรุปทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$G(s) = \frac{K_o K_d K_n (s)}{s + K_o K_d K_n F(s)}$$

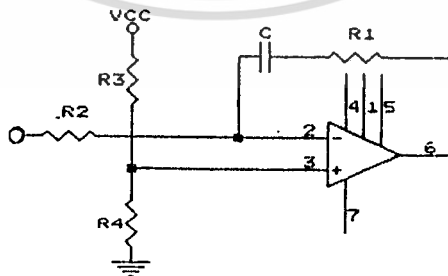
(3.1)

K_o - ค่าคงที่ของเฟลคคอมพาราเตอร์ (rad/s/v)

K_d = ค่าคงที่ของ VCO (V/rad)

สำหรับการออกแบบนั้นเราจะพิจารณาค่าของ RC เพื่อให้ได้ค่าคงตัวเวลามากแต่ไม่มากจนเกินไป

โดยให้ $R_1 = 470 \text{ k}$ $R_2 = 100 \text{ k}$ และ $C = 1 \mu\text{F}$



รูปที่ 3.1

จากการทดลองเลือกคูปิลเตอร์อันดับ 2 ดังรูป 3.1 ซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = \frac{R_2 C_m + 1}{R_1 C_m} = \frac{R_2 + 1}{R_1 R_1 C_m} \quad (3.2)$$

จากทรานเฟอ์ฟังก์ชันนี้สามารถพิจารณาได้เป็นวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ (integrator) กับความต้านทานป้อนกลับ (resistive feed-around) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นโลว์พาสฟิลเตอร์แต่มีอัตราการขยายคงที่ที่ R_2, R_1 ต่อความถี่สูงๆได้อย่างมีประสิทธิภาพจากรูป 3.1 R_2 ต้องมีค่าน้อยกว่า R_1

ดังนั้น อัตราส่วนระหว่าง $R_2/R_1 = 1/4.7$ และ $1/R_2 C = 10$

$$\therefore F(s) = \frac{1 + s/10}{s/2.12}$$

ส่วนการหาร N

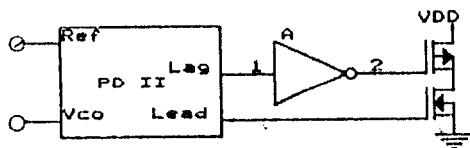
ตัวหารที่ใช้ความถี่ $f_o = 76 \text{ kHz}$ ความถี่อ้างอิง $f_r = 10 \text{ kHz}$ จะได้ N เป็น

$$\therefore N = f_o / f_r = 76 \text{ kHz} / 10 \text{ kHz} = 7.6$$

ตัวหารที่ใช้ความถี่ $f_o = 48 \text{ kHz}$ ความถี่อ้างอิง $f_r = 1 \text{ kHz}$ จะได้ N เป็น

$$\therefore N = f_o / f_r = 48 \text{ kHz} / 1 \text{ kHz} = 48$$

สำหรับการออกแบบนี้ใช้ MC 14046 ทำหน้าที่เป็นเฟสดีเทคเตอร์ ซึ่งภายในประกอบด้วยเฟสดีเทคเตอร์ 2 ชุด แต่การออกแบบครั้งนี้ใช้เฟสดีเทคเตอร์ 2 หรือ PD ๒ ซึ่งมีผลต่อสัญญาณรบกวนต่ำกว่าแบบที่ 1 ดังรูป 3.2



รูปที่ 3.2

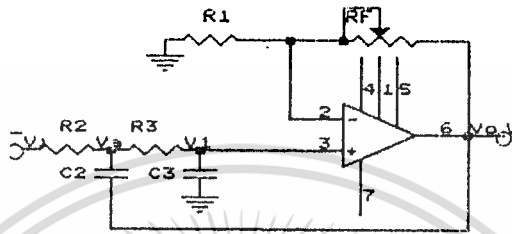
สำหรับ vco เลือกใช้ XR-2206 ซึ่งสามารถสร้างความถี่รูปไซน์และสแคว์ได้ สามารถเลือกปรับความถี่ตั้งแต่ 0.01 Hz จนถึง 1 MHz ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยกำหนดได้ดังนี้

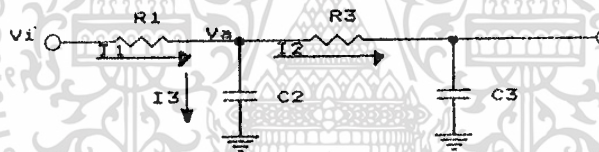
$$f_1 = 1/R_1 C \quad ; \quad f_2 = 1/R_2 C \quad (3.3)$$

3.2) การออกแบบโวลต์ฟาสฟิลเตอร์แบบบัสเตอร์เวอเดอร์



รูปที่ 3.3

จากรูปที่ 3.3 เป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบบัสเตอร์เวอเดอร์ อันดับ 2 สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4

จากวงจรสมมูลจะได้ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันเป็น

$$T(s) = \frac{AF}{C_2 C_3 R_2 R_3 s^2 + (R_2 R_3 C_2 + R_2 C_3 + R_3 C_3 - C_2 R_2 AF) s + 1}$$

$$= \frac{AF}{C_2 C_3 R_2 R_3} \left[\frac{C_2 R_2 + C_3 R_2 + C_3 R_3 - C_2 R_2 AF}{s^2 + s} \right] + \frac{1}{C_2 C_3 R_2 R_3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแบบมาตรฐานของวงจรรองความถี่ต่ำเป็น

$$AFWH^2$$

$$T(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2} SWH + WH^2} \quad (3.4)$$

$$\therefore WH = \frac{1}{\sqrt{C_2 C_3 R_2 R_3}} \quad (3.5)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_2 C_3 R_2 R_3}} \quad (3.6)$$

$$AF = 1 + R_f / R_1 \quad (3.7)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{AF}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad (3.8)$$

ในการออกแบบให้ $f_H = 24 \text{ kHz}$

$$\text{ซึ่ง } f_H = f_N = 1/T_w = 1/T_u$$

$T_w =$ ความถี่ในควิลด์

$f_s =$ อัตราสัญลักษณ์ (symbol rate)

ในการทดลองให้ $f_u = 24 \text{ kHz}$

$$\therefore f_u = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_2 C_3 R_2 R_3}}$$

กำหนด $C_2 = 300 \text{ pF}$ $f_u = 24 \text{ kHz}$

$C_3 = 0.001 \text{ }\mu\text{F}$ $R_2 = 50 \text{ k}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1

$$\begin{aligned}
 \therefore R_3 &= \frac{1}{R_2 C_2 C_3 (2\pi f)^2} \\
 &= \frac{1}{(50 \times 10^3)(300 \times 10^{-12})(.001 \times 10^{-6})(2\pi \times 24 \times 10^3)^2} \\
 &= 2.9 \text{ k}
 \end{aligned}$$

ดังนั้นค่าที่ใช้มีค่าดังนี้

$$\begin{aligned}
 C_2 &= 300 \text{ pF} & R_2 &= 50 \text{ kHz} \\
 C_3 &= 0.001 \text{ }\mu\text{F} & R_3 &= 2.9 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$

ในการออกแบบจริงจะใช้ R_2 , R_3 แบบปรับค่าได้เพื่อปรับค่าที่เหมาะสมที่ทำให้เครื่องกรองผ่านความถี่ต่ำ แยกข้อมูลออกจากอัตราสัญญาณได้ดีที่สุด

3.3) การหาที่มาของส่วนการคูณ

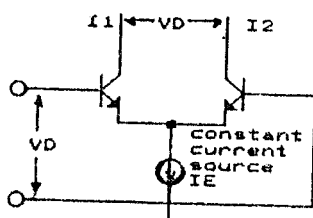
$$\begin{aligned}
 \text{จาก } V_{BE1} &= V_D - V_{BE2} \\
 V_D &= V_{BE1} + V_{BE2} \tag{3.9}
 \end{aligned}$$

$$I_D = I_1 - I_2 \tag{3.10}$$

$$I_E = I_1 + I_2 \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}
 I_1 = I_2 &= I_E / 2 \quad \left| \begin{array}{l} V_D = 0 \\ V_{BE1} / V_T \end{array} \right. = I_{se}^{V_D - V_{BE2}} \\
 I_1 = I_{C1} &= I_{se} \tag{3.12}
 \end{aligned}$$

$$I_2 = I_{C2} = I_{se}^{V_{BE2} / V_T} \tag{3.13}$$



รูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = \frac{I_{S_1} e^{(V_D - V_{BE2})/V_T}}{I_{S_2} e^{V_{BE1}/V_T}} = e^{V_D/V_T} \quad (3.14)$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} e^{V_D/V_T} \quad (3.15)$$

$$I_{C_2} = I_{C_1} e^{-V_D/V_T} \quad (3.16)$$

จาก (3.11) เขียน I_E ในเทอม I_{C_1} , I_{C_2}

$$I_E = I_{C_1} + I_{C_2} = I_{C_1} + I_{C_1} e^{-V_D/V_T} \quad (3.17)$$

$$I_E = I_{C_1} + I_{C_2} = I_{C_2} + I_{C_2} e^{V_D/V_T} \quad (3.18)$$

เขียน I_{C_1} และ I_{C_2} ในเทอม I_E

$$I_{C_1} = \frac{I_E}{(1 + e^{-V_D/V_T})} = \frac{I_E e^{V_D/V_T}}{(e^{V_D/V_T} + 1)} \quad (3.19)$$

$$I_{C_2} = \frac{I_E}{(1 + e^{V_D/V_T})} \quad (3.20)$$

ดังนั้น

$$I_{I_1} - I_{I_2} = \frac{I_E e^{V_D/V_T}}{(e^{V_D/V_T} + 1)} - \frac{I_E}{(e^{V_D/V_T} + 1)}$$

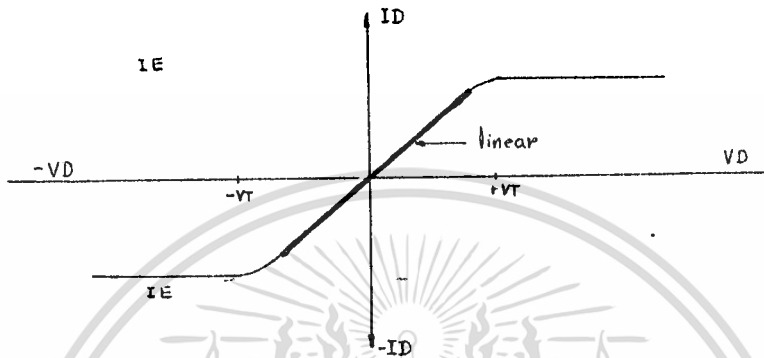
$$= \frac{I_E (e^{V_D/V_T} - 1)}{(e^{V_D/V_T} + 1)} \quad (3.21)$$

$$I_D = I_{I_1} - I_{I_2} = \frac{I_E (e^{V_D/V_T} - 1) e^{-V_D/2V_T}}{(e^{V_D/V_T} + 1) e^{-V_D/2V_T}} = \frac{I_E (e^{V_D/2V_T} - e^{-V_D/2V_T})}{(e^{V_D/2V_T} + e^{-V_D/2V_T})}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

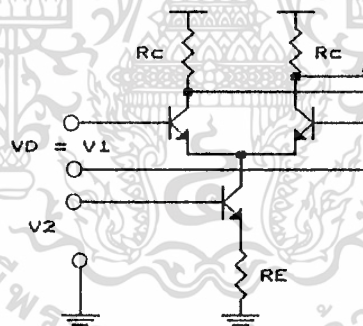
$$= I_E \tanh V_D/2V_T \quad (3.22)$$

จากสมการ (3.22) สามารถเขียน transfer characteristic ได้



รูปที่ 3.5

$$I_E = I_E \tanh V_D/2V_T \quad (3.23)$$



รูปที่ 3.6

$$V_o = R_c I_D = R_c I_E \tanh V_1/2V_T = R_c I_E V_1/2V_T \quad |VT > V_1 \quad (3.24)$$

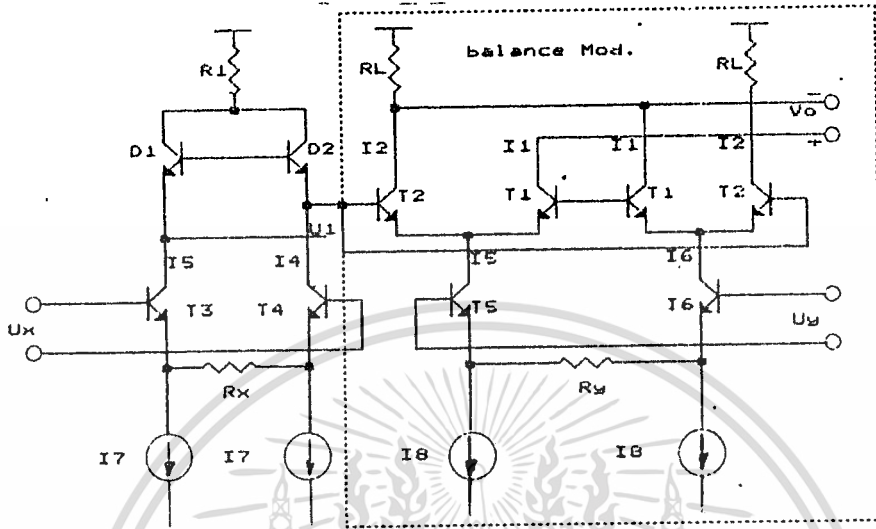
$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} = V_2/R_E \quad |V_2 > V_{BE} \quad (3.24)$$

จะได้ V_o ใหม่เป็น

$$V_o = R_c V_1 V_2 / 2V_T R_E \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FOUR QUADRANT MULTIPLIER



FOUR QUADRANT MULTIPLIER

รูปที่ 3.7

$$I_5 = I_6 + U_y / R_y \tag{3.26}$$

$$I_6 = I_5 - U_y / R_y \tag{3.27}$$

จากสมการ (3.24)

$$I_1 - I_2 = I_5 \tan U_1 / 2U_T = (I_6 + U_y / R_y) \tan U_1 / 2U_T \tag{3.28}$$

$$I_1 - I_2 = I_6 \tan U_1 / 2U_T = (I_5 - U_y / R_y) \tan U_1 / 2U_T \tag{3.29}$$

$$V_o = R_L \Delta I \tag{3.30}$$

$$\begin{aligned} \Delta I &= [(I_1 + I_2) - (I_2 + I_1)] \\ &= [(I_1 - I_2) - (I_1 - I_2)] \end{aligned} \tag{3.31}$$

$$\Delta I = 2U_y / R_y \tan U_1 / U_T$$

เอาที่พหุของ Balance Modulation (Four-Quadrant)

$$V_o = 2R_L U_y / R_y \tanh U_1 / U_T \tag{3.32}$$

สมการของไดโอด VD_1 และ VD_2

$$VD_1 = U_T \ln I_3 / I_{s1} ; \quad VD_2 = U_T \ln I_4 / I_{s2} \tag{3.33}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 U_1 &= VD_2 - VD_1 = VT [\ln I_4 / I_{D2} - \ln I_3 / I_{D1}] \\
 &= VT [\ln I_4 - \ln I_{D2} - \ln I_3 - \ln I_{D1}] \\
 &= VT \ln I_4 / I_3
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

$$I_4 = I_+ - V_x / R_x \tag{3.35}$$

$$I_3 = I_7 + V_x / R_x \tag{3.36}$$

สมการ (3.34) เขียนใหม่ได้เป็น

$$U_1 = VT \left[\frac{I_7 - U_x / R_x}{I_7 + U_x / R_x} \right] = \tan^{-1} U_x / I_7 R_x \tag{3.37}$$

แทน U_1 ในสมการ (3.32) จะได้เอาท์พุทของ Four-Quadrant Linear Multiplier

$$\begin{aligned}
 V_o &= 2R_L U_y / R_y \tanh[\tanh^{-1}(U_x / I_7 R_x)] \\
 &= \frac{2R_L U_y U_x}{R_y I_7 R_x}
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

3.4) บล็อกไดอะแกรมและวงจรรจริงของโมเด็ม DEQPSK

จากทฤษฎีในบทที่ 2 และการคำนวณในตอนต้นของบทที่ 3 เราสามารถสร้างบล็อกไดอะแกรมและวงจรรจริงที่เป็นเครื่องต้นแบบของโมเด็ม DEQPSK ได้ดังนี้

3.4.1 บล็อกไดอะแกรมและวงจรรจริงทางภาคส่งของโมเด็ม DEQPSK

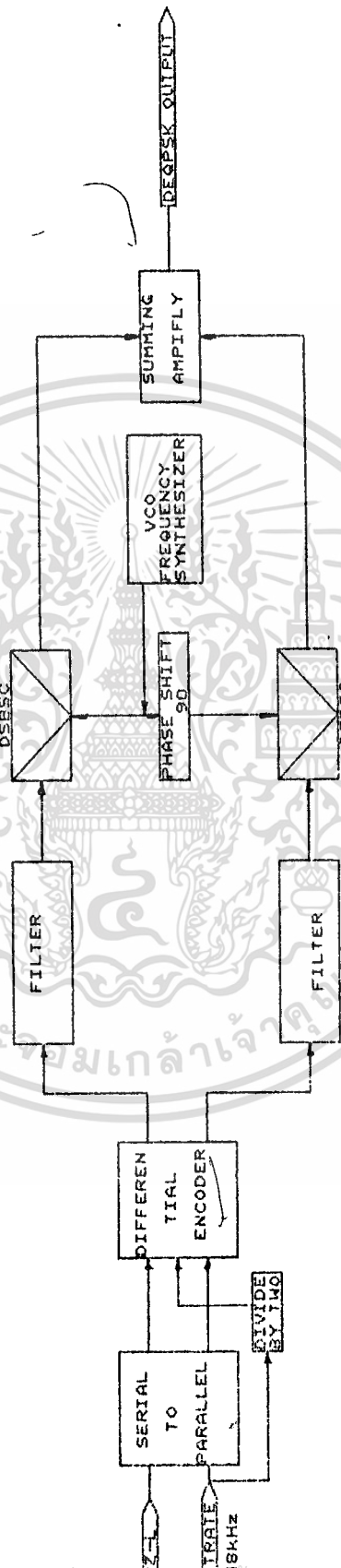
โมเด็มที่ทำการส่งในบริเวณย่านพรีแอมป์ที่สร้างตามมาตรฐาน CCITT V.35 คือมีอัตราเร็วในการส่งข้อมูล 48 kb/s มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 76 kHz

จากบล็อกไดอะแกรมข้อมูล NRZ-L จะเปลี่ยนจากอนุกรมเป็นขนานโดยสามารถออกแบบวงจรรได้ดังรูปวงจรรทางตัวส่ง โดยสร้างควมถี่ 48 kHz โดยใช้หลักการเฟลลือคอสเพลททำกรรสังเคราะห์ควมถี่สัญญาณนาฬิกาอ้างอิง เราใช้ครีสตอล IC MC4046 CD4017 เป็นตัวกำเนิดควมถี่ เฟลลือคอสเพลทเราใช้ IC MC4046 สเปคิฟิเคชันที่ใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IC LF351 VCO ใช้ XR-2206 ตัวหารความถี่ใช้ IC CD40102 ความถี่ 76 kHz เราสามารถสร้างได้คล้ายๆกันโดยใช้ความถี่ 48 kHz เป็นความถี่อ้างอิงและหาร 2 เพื่อให้ได้เป็นอัตราสัญลักษณ์ นั่นคือ $f_{\text{สัญลักษณ์}} = f_c / 2$ โดยใช้ IC 74LS161 สัญญาณที่เปลี่ยนจากอนุกรมเป็นขนานจะนำไปเข้ารหัสเพื่อป้องกันการคลุมเครือทางเฟส ในการตีเทคทางด้านรับใช้ IC 74LS32 7482 และ 74LS73 ดังรูปวงจรทางภาครับ สัญญาณที่ได้ทั้งสองคือ I_n และ Q_n จะส่งผ่านวงจรผ่านความถี่ต่ำซึ่งออกแบบตามทฤษฎีในคริสต์คือ $f_{\text{ต่ำ}} = f_c / 2 = 48 \text{ kHz} / 2$ จะเป็นความถี่คัทออฟของฟิลเตอร์โดยใช้ IC LF357 ออกแบบสัญญาณขาออกของวงจรผ่านความถี่ต่ำทั้งสองจะนำไปคูณกับความถี่คลื่นพาห้ที่สร้างขึ้น โดยช่องสัญญาณ I_n คูณกับคลื่นพาห้ปกติ และช่องสัญญาณ Q_n คูณกับคลื่นพาห้ที่เลื่อนเฟสแล้ว 90° ซึ่งแต่ละแกนเป็นการมอดูเลตแบบ DEBPSK โดยมีเฟสต่างกัน 2 ค่า วงจรคูณจะใช้ IC 1496 ออกแบบ จากนั้นนำสัญญาณ DEBPSK ทั้งสองมาผ่านวงจรซิมมิงแอมพลิฟายเพื่อให้สัญญาณมีเฟสต่างกัน 4 ค่า และแต่ละสัญลักษณ์จะอยู่ประจำเฟสต่างๆทั้ง 4 จะได้สัญญาณขาออกเป็นการมอดูเลตแบบ DEQPSK ซึ่งสัญญาณขาออกให้สับเคียงได้กับการมอดูเลตแบบ DSBSC

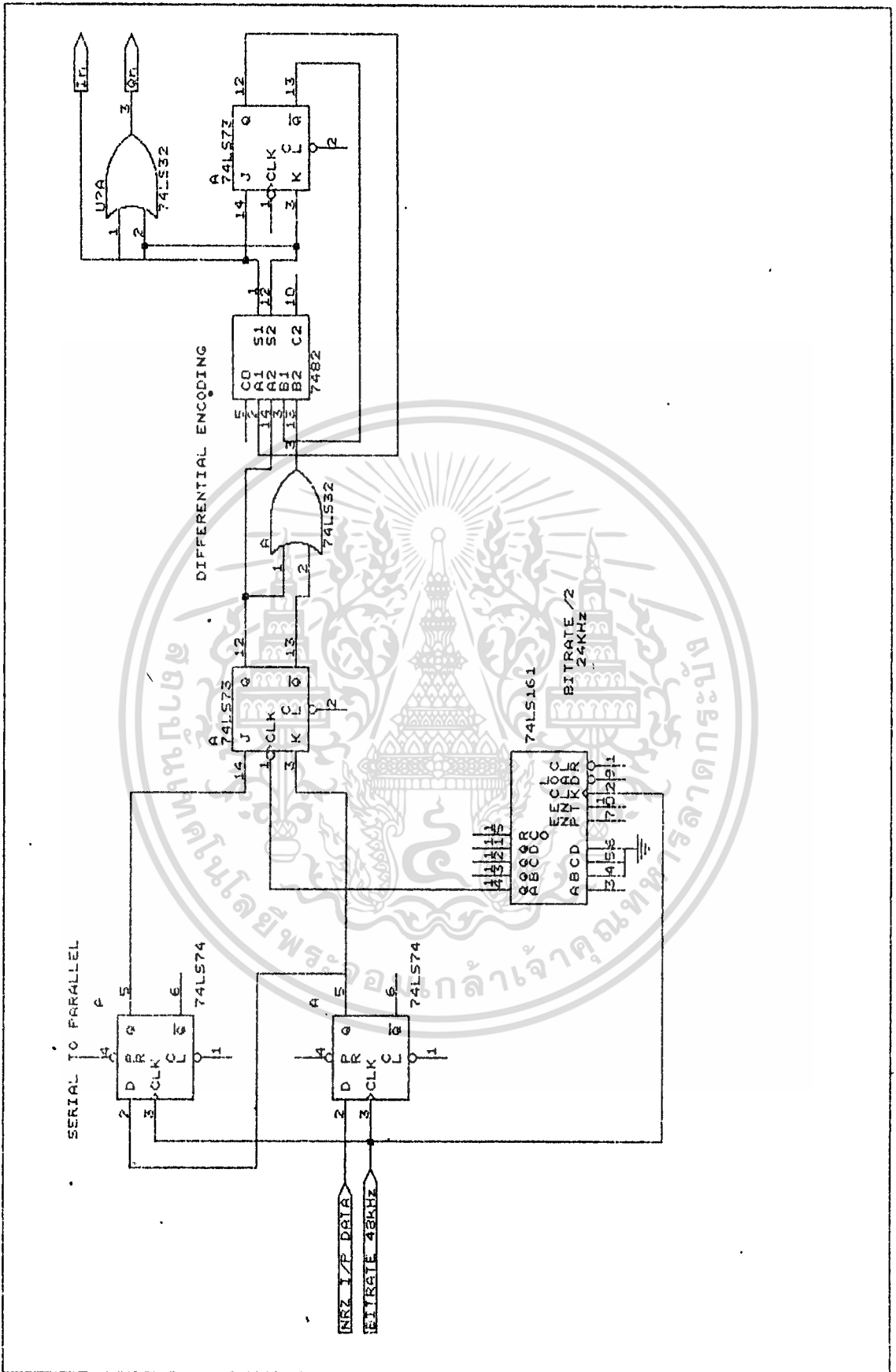
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DIFFERENTIAL ENCODING QUADRATURE PHASE SHIFT KEYING MODULATION

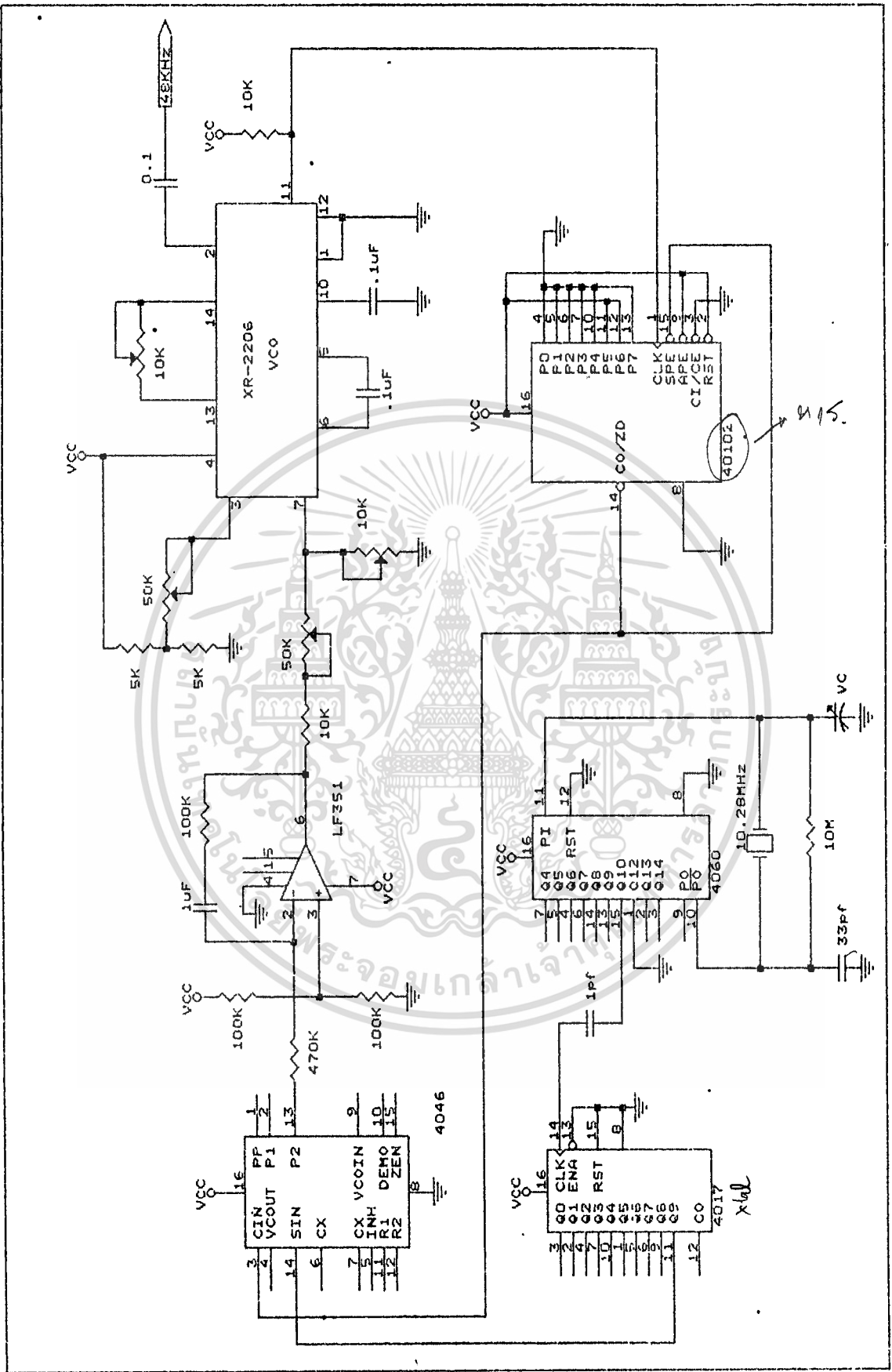


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเราการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

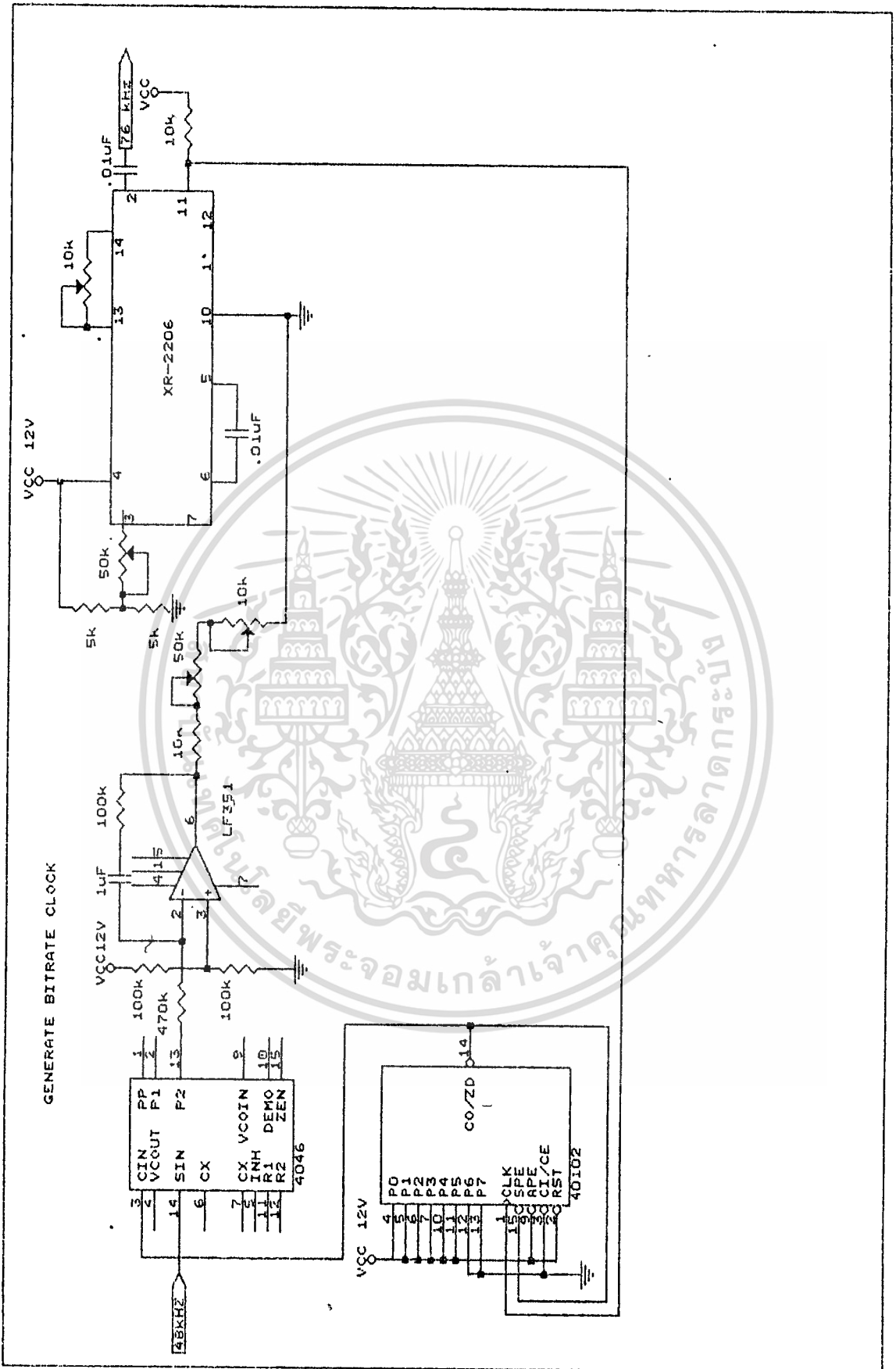
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



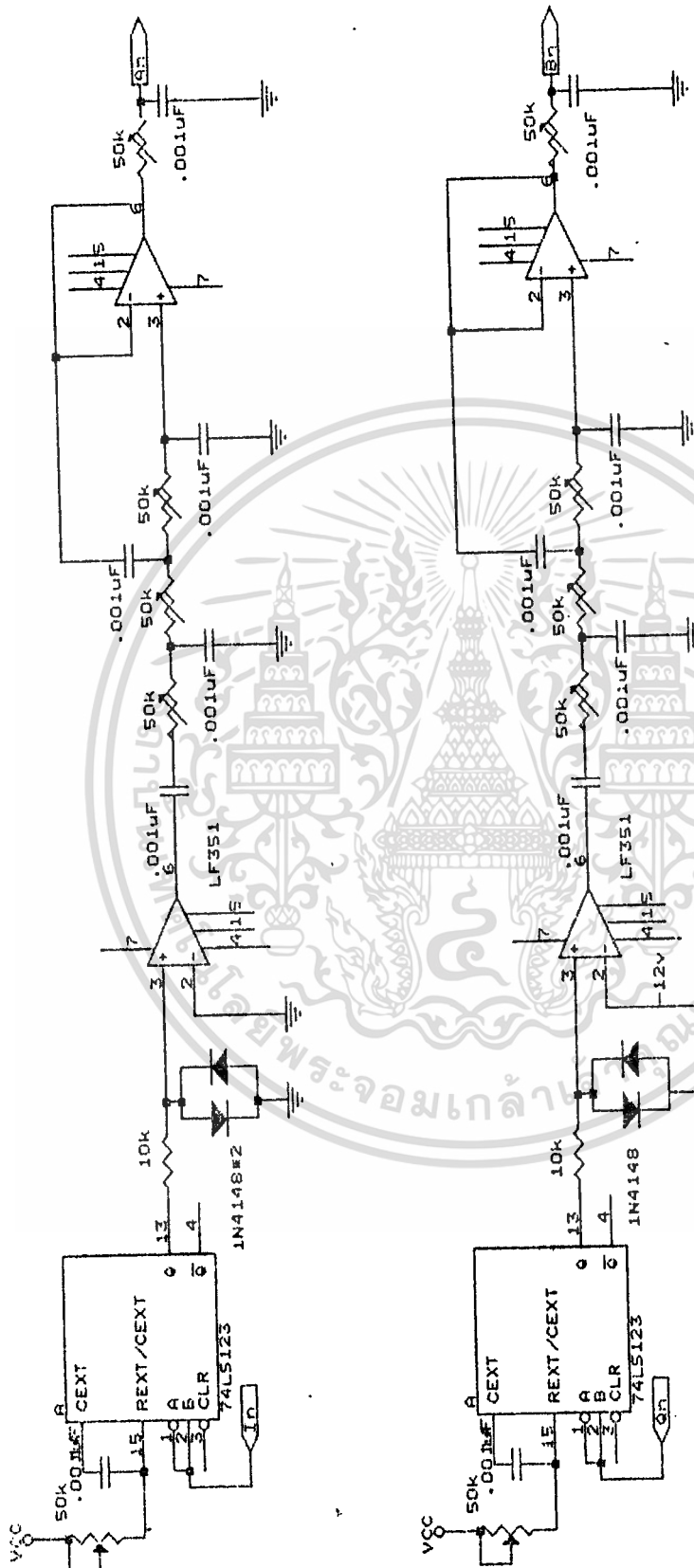
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



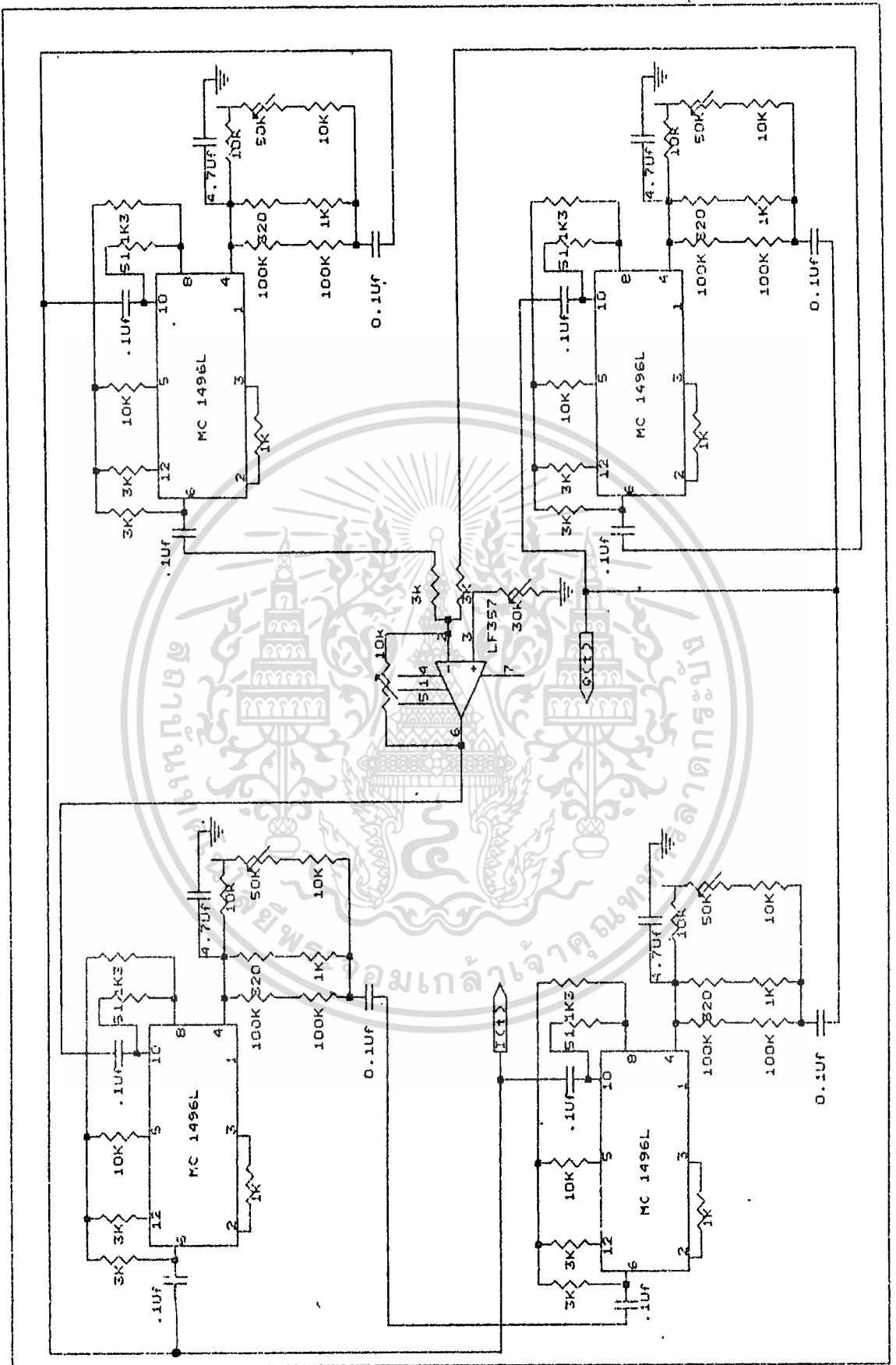
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



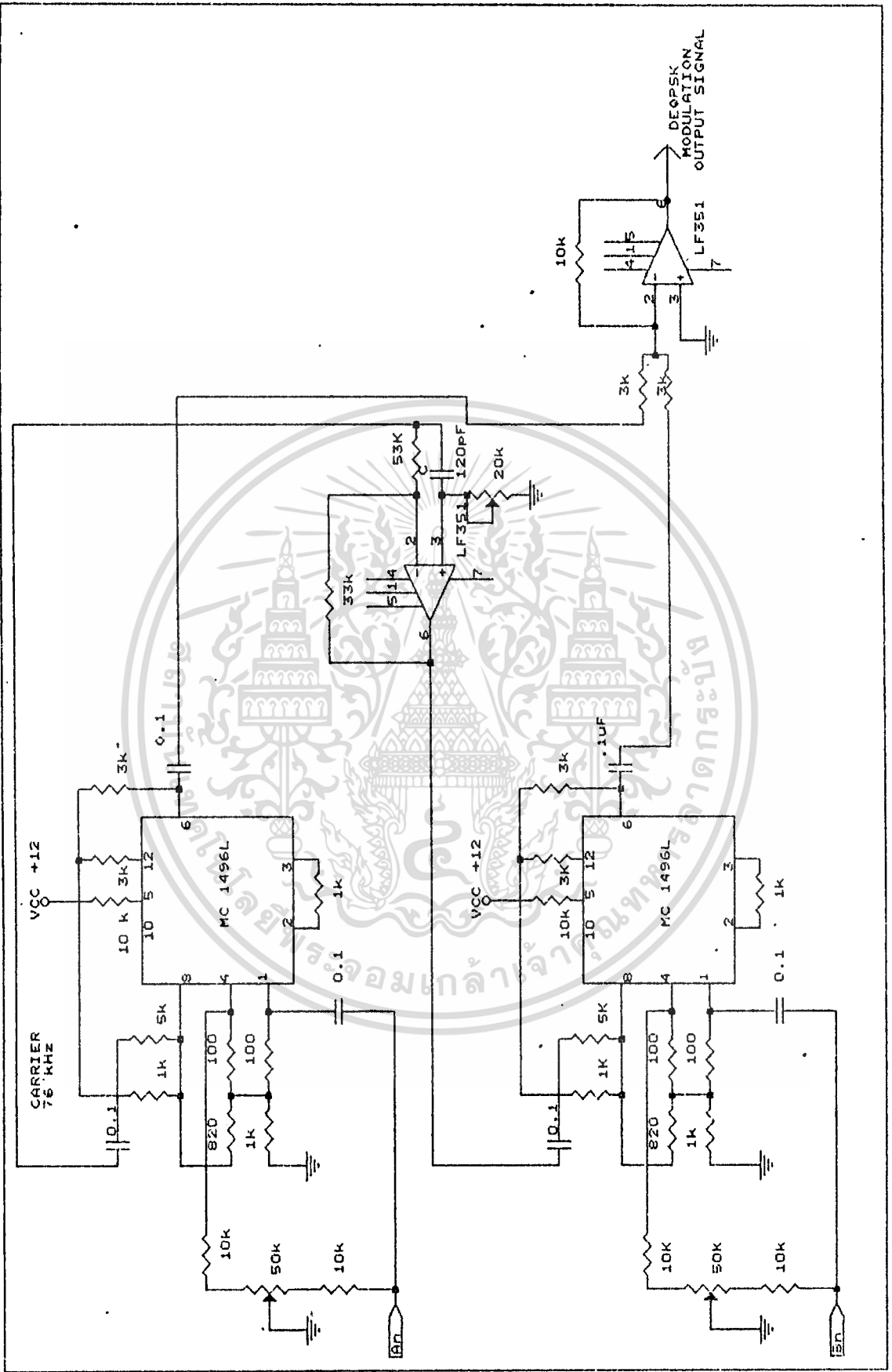
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

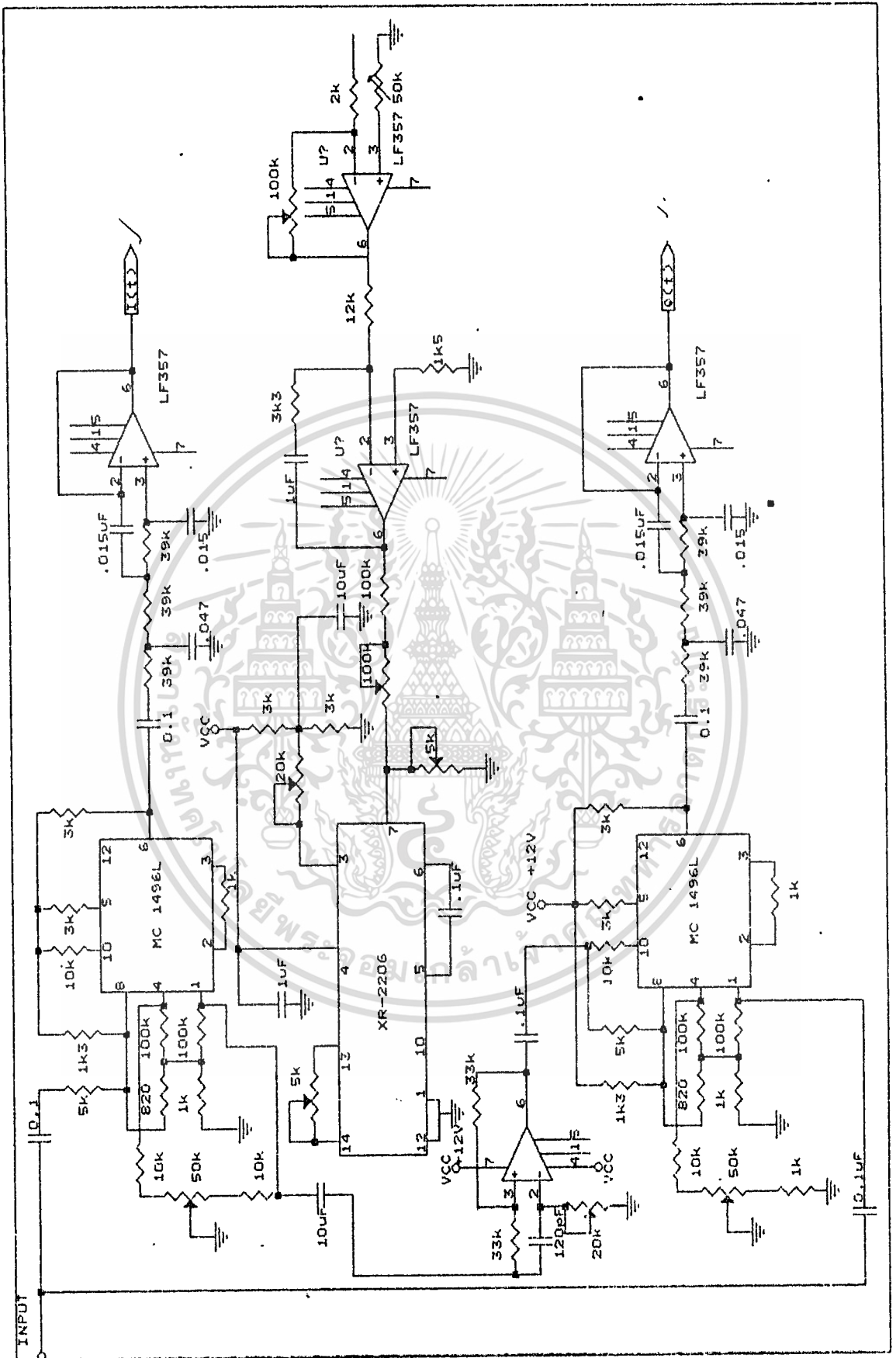


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

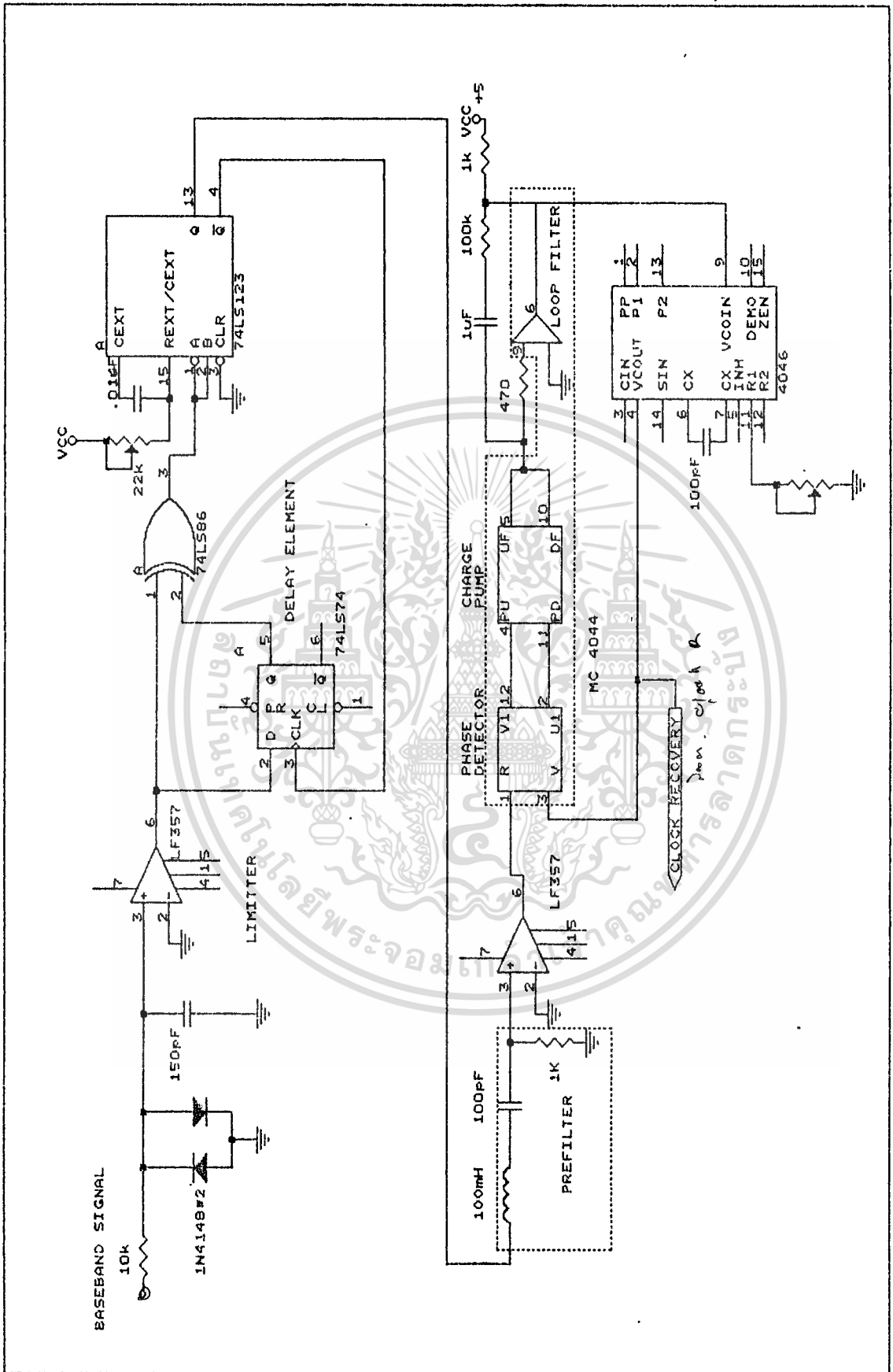
3.2.2 บล็อกไดอะแกรมและวงจรจริงทางภาครับของโมเด็ม DEQPSK

จากบล็อกไดอะแกรมทางภาครับ สัญญาณที่มอดูเลตแบบ DEQPSK ที่มีอัตราข้อมูล 48 kb/s จะเปลี่ยนจากอนุกรมเป็นขนานเพื่อส่งให้กับส่วนของการกู้คืนเฟสซึ่งใช้แบบควอดรีเฟสคอสตาสลูป (Quadrphase Costas Loop) โดยภายในวงจรกู้คืนเฟสจะประกอบด้วยวงจรรูณ วงจรผ่านความถี่ต่ำ วงจรสแควร์ริง วงจรซั่มมิงแอมพลิฟายเออร์ และส่วนของเฟสล็อกคัลป์ ซึ่งไอซีที่ใช้ในการออกแบบจะเหมือนกับทางภาคส่ง สัญญาณที่ผ่านส่วนการคณของ IC MC1496 จะส่งผ่านวงจรมอดูเลตความถี่ต่ำซึ่งสัญญาณที่ได้จากส่วนนี้จะแยกออกเป็นสองส่วน ส่วนหนึ่งป้อนให้กับส่วนของสแควร์ริงซึ่งใช้ IC MC1496 ในการออกแบบ สัญญาณนี้จะนำไปซั่มมิงกับสัญญาณที่แขนด้านล่างของวงจรมอดูเลตความถี่ต่ำ และสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลตความถี่ต่ำด้านบนอีกส่วนหนึ่ง จะนำมาคูณกับสัญญาณที่แขนด้านล่างของวงจรมอดูเลตความถี่ต่ำ ผลที่ได้จะถูกคูณกับสัญญาณที่ผ่านการซั่มมิงได้ เป็นสัญญาณผิดพลาด $(1 - \cos^2 \theta)$ จากนั้นผ่านให้กับลูปฟิลเตอร์ภายในเฟสล็อกคัลป์เพื่อให้ VCO แท้คกิ้งเพื่อแก้สัญญาณผิดพลาดที่เกิดขึ้น

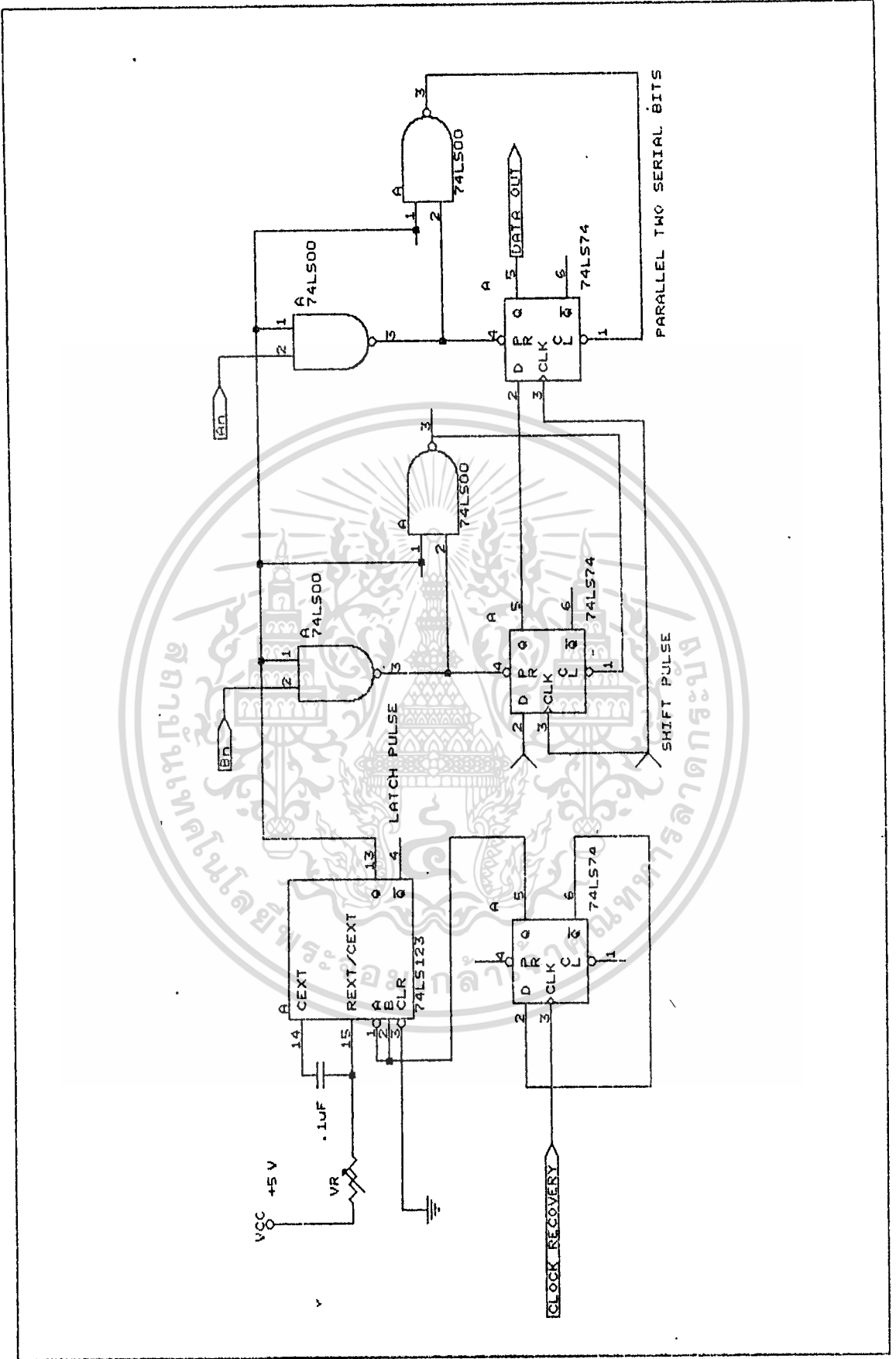
จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลตความถี่ต่ำป้อนให้กับเทรลไฮลคอมพาราเตอร์และวงจรมอดูเลตสัญญาณ เพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาป้อนให้กับวงจรมอดูเลตเทรลไฮลคซึ่งจะทำการถอดรหัสข้อมูล ข้อมูลที่ถอดรหัสแล้วจะถูกป้อนให้กับส่วนถอดรหัสดีเฟมอร์เรนเชียล ข้อมูลที่ได้จะถูกเปลี่ยนจากขนานไปเป็นอนุกรมได้เป็นข้อมูลที่มอดูเลต เพื่อให้ได้ข้อมูลเหมือนกับที่ป้อนเข้าที่ด้านส่ง (NRZ-L)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

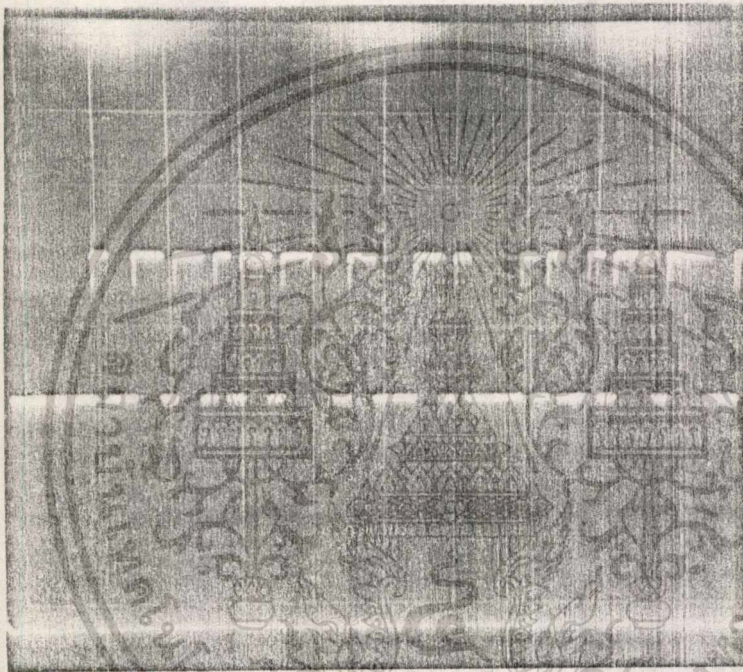


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

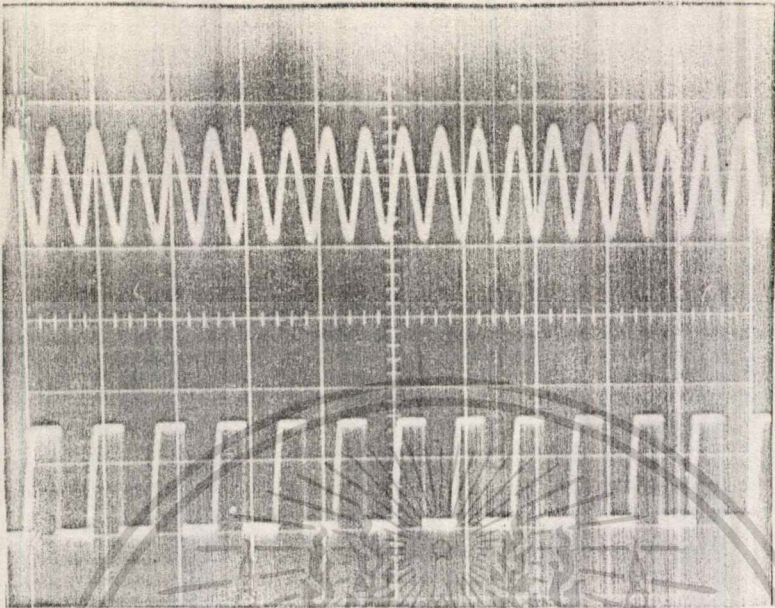
การทดลองและสรุปผลการทดลอง

ในการทดลองครั้งนี้ได้สอดแทรกข้อมูลเป็นสัญญาณกึ่งแรนดัมซึ่งมีขนาดแพทเทรินเท่ากับ 2^7-1 โดยมีการเข้ารหัสแบบ NRZ-L แสดงดังรูปที่ 4.1



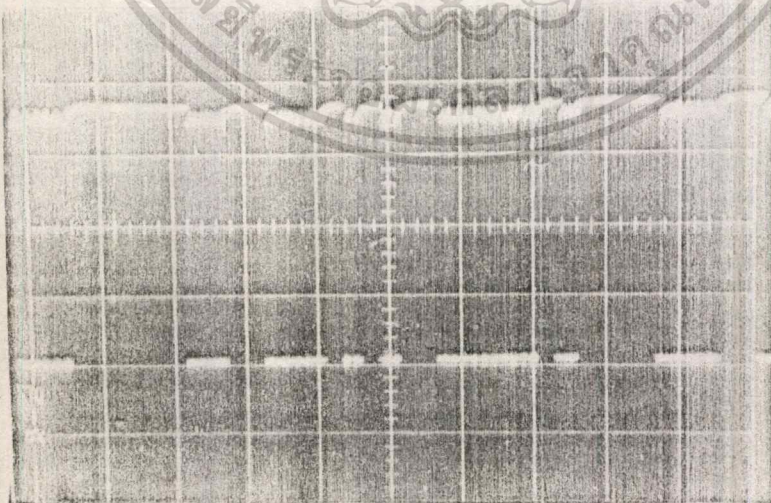
รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของสัญญาณกึ่งแรนดัมซึ่งมีแพทเทรินเท่ากับ 2^7-1

ในการมอดูเลตสัญญาณใช้ความถี่คลื่นพาห์ $f_c = 76$ KHz ด้วยอัตราข้อมูล 48 kb/s ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.2 จากรูปที่ 4.2 รูปด้านบนแสดงลักษณะของคลื่นพาห์ความถี่ 76 KHz สำหรับรูป 4.2 ด้านล่างแสดงลักษณะของอัตราข้อมูลที่ความถี่ 48 KHz



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของคลื่นพาห้ที่ความถี่ 76 KHz และอัตราข้อมูล 48 kb/s

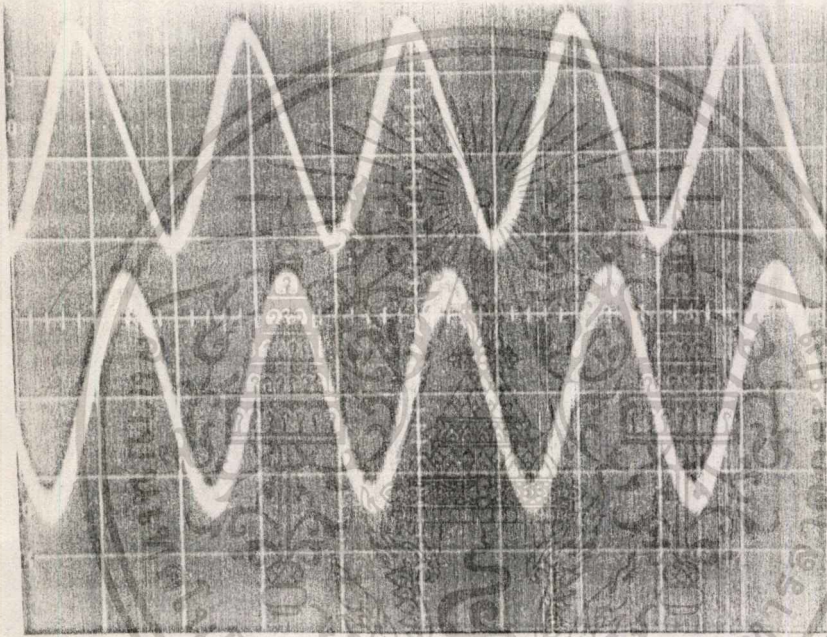
ในการมอดูเลตชั้นแบบ DEQPSK มีการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอนด์-เดอรัลักษณะของสัญญาณที่ผ่านการเข้ารหัสแบบนี้ ประกอบไปด้วย อัตราสัญลักษณ์ ขนาด 24 kb/s และสัญญาณกึ่งแรดัมแบบ NRZ-L ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลแอนด์-เดอรั

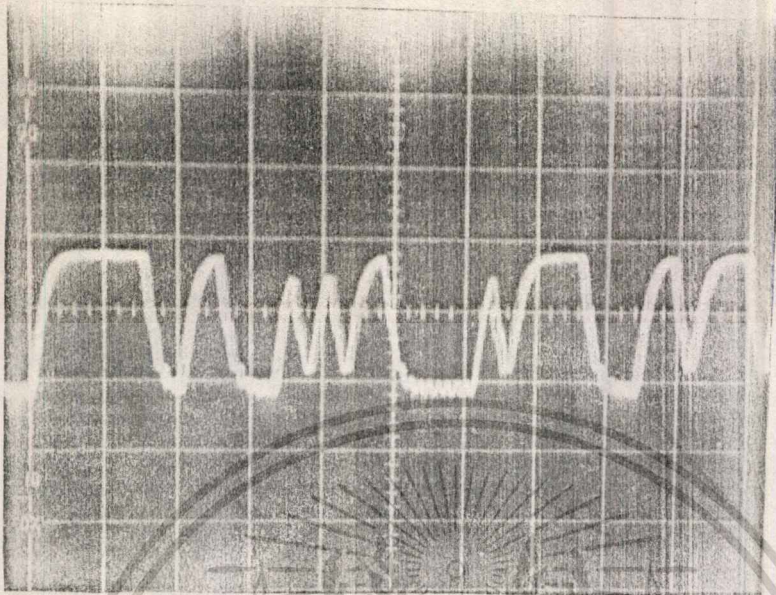
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 ได้แสดงถึงการเปรียบเทียบระหว่างคลื่นพลาที่ถูกลื่อนเฟสไป 90° กับคลื่นพลาปกติ จากการทดลองใช้ค่า $C = 120$ Pf และ R ชนิดเกือกม้าค่า 20 กิโล-โอม สามารถเลื่อนเฟสตั้งแต่ 0° จนถึง 180° โดย $\phi = -2 \arctan(2\pi f R C)$ จากการทดลอง ถ้า R มีค่าเท่ากับรีแอคแตนซ์ของ C ค่ามุมซีต้าจะมีค่าเป็น 90° เมื่อ R และ C ต่อกันทำมุมเฟสล้าหลัง



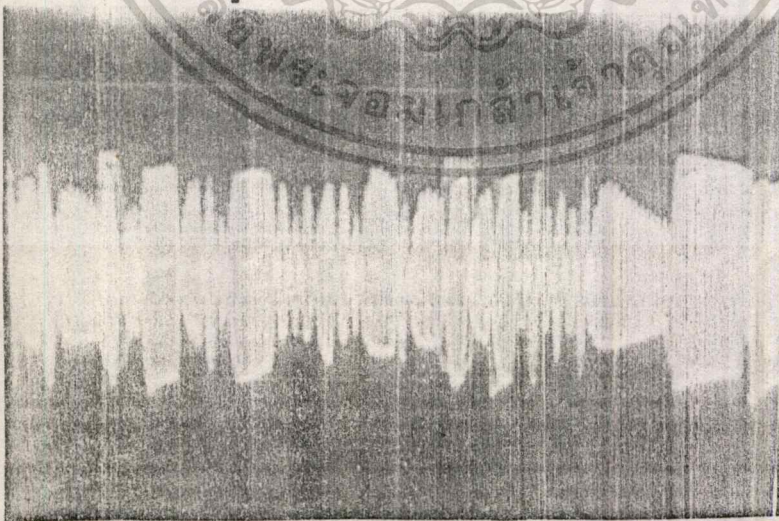
รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบคลื่นพลาที่ถูกลื่อนเฟสไป 90° อดกับคลื่นพลาปกติ

การพิจารณาจากรองผ่านความถี่ต่ำซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 4.5 โดยกำหนดความถี่คัทออฟเท่ากับความถี่ไนท์ควิสต์ซึ่งมีค่า $f_{\text{cut}} = 1/2T_{\text{m}} = f_{\text{m}}/2$ ในที่นี้มีค่า 24 KHz ซึ่ง $T_{\text{m}} = T_{\text{m}} \log_2 M$ โดยค่า M เป็นจำนวนของระดับสัญญาณในการมอดูเลต จากการทดลองไม่มีการอควอไลต์เฟส และใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำลำดับที่ 4 แบบบัตเตอร์เวอร์คคัทออฟที่จุด 3 dB สามารถกรองความถี่ 24 KHz เป็นที่น่าพอใจแต่ยังคงมีการรบกวนตรงขอบล่างของสัญญาณเพียงเล็กน้อยซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเข้ารหัสที่ผ่านการกรองโดยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบ บัตเตอร์เวิร์ธลำดับที่ 4 ที่จุด 3 dB คัทออฟ

จากรูปที่ 4.6 แสดงลักษณะของสัญญาณ DEQPSK มอดูเลชัน โดยได้จากการรวม ช่องสัญญาณ I และ Q จะเห็นว่าสัญญาณบางส่วนมีลักษณะไม่ตึก เนื่องจากผลของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และจากรูป 4.6 จะเห็นว่ายังคงมีการลดแอมพลิจูดของสัญญาณเกิดขึ้น



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะของสัญญาณ DEQPSK มอดูเลชัน

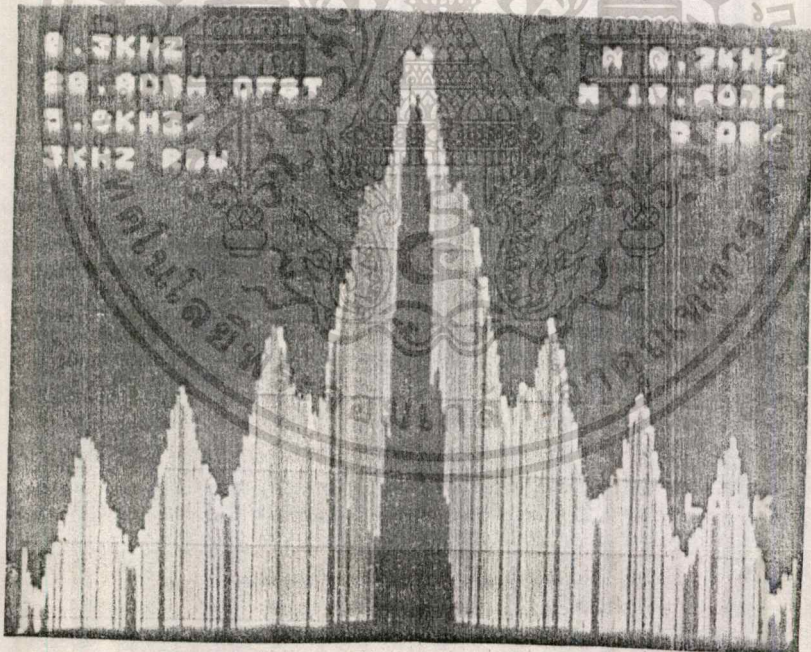
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของ NRZ-L

ในการวัดสเปกตรัมกำลังของสัญญาณกึ่งแรนดัมแบบ NRZ-L ที่ความถี่ 700 Hz แบนวิดท์ 3 KHz จุดกึ่งกลางของเมนโลปที่แสดงไว้ดังรูปที่ 4.7 มีความถี่ 700 Hz ซึ่งเป็นจุดที่มีความหนาแน่นของสเปกตรัมเท่ากับ 18.6 dBm/Hz ที่เมนโลปเดียวกันผลการวัดประมาณค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมเท่ากับ $10 \log 3 \text{ KHz}/1\text{Hz} = 35 \text{ dB}$ ซึ่งสูงกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณมากซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณมีค่าเป็นดังนี้

$$W_p(f) = 2A^2 T_u / 50 [\sin \pi f T_u / \pi f T_u]^2 \quad (4.1)$$

A แทนขนาดแรงดัน 1 โวลต์



รูปที่ 4.7 แสดงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณกึ่งแรนดัมแบบ NRZ-L

จากสมการ 4.1 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{\psi}(f) = 2(1)^2 * 2.083 * 10^{-8} / 50 [\sin \pi f * 2.083 * 10^{-8} / \pi f * 2.083 * 10^{-8}]^2$$

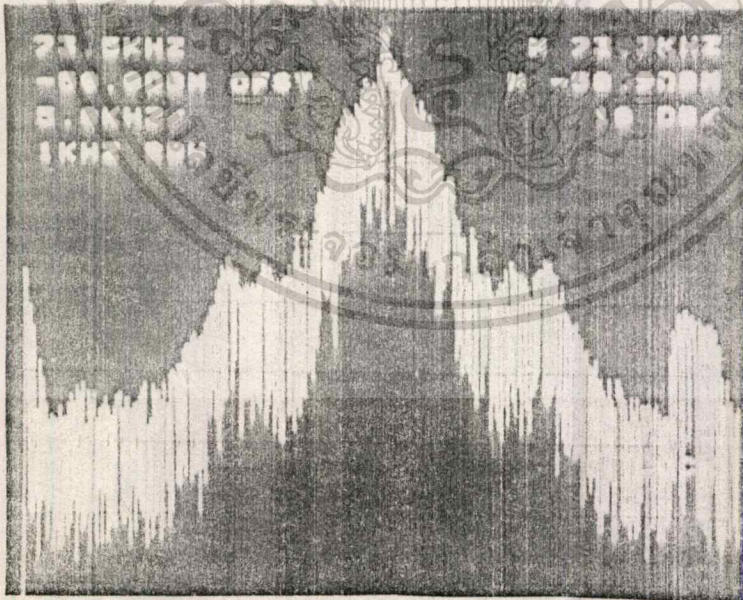
เมื่อความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังที่แบนวิดท์ 1 Hz $f=0$ Hz จะได้

$$W_{\psi}(f=0) = 8.33 * 10^{-7} \text{ w/Hz} \quad \text{ที่ } \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \sin \epsilon / \epsilon = 1$$

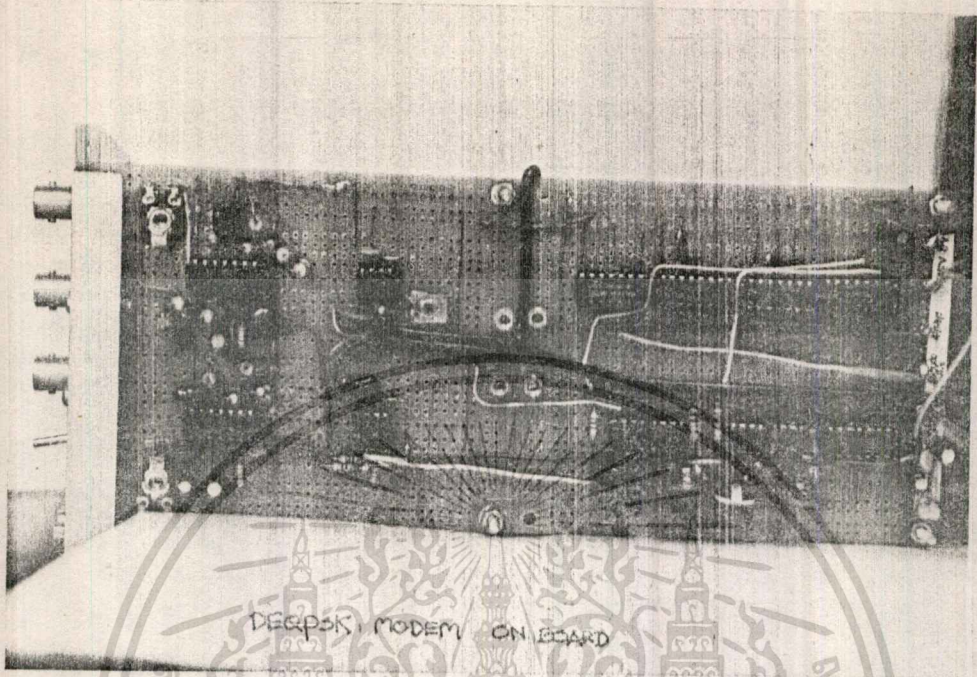
$$\begin{aligned} W_{\psi}(f=0) &= 10 \log 8.333 * 10^{-7} \text{ dBw/Hz} \\ &= 10 \log 8.333 * 10^{-7} \text{ dBm/Hz} \\ &= -30.79 \text{ dBm/Hz} \end{aligned}$$

แสดงดังรูปที่ 4.7

สำหรับรูปที่ 4.8 ได้แสดงความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ DEQPSK มอดูเลตขึ้น จากรูป 4.8 ความถี่ที่จุดกึ่งกลางของเมนโลปที่ 73.7 KHz มีความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังเท่ากับ -50.9 dBm/Hz โดยมีนอยท์แบนวิดท์เท่ากับ 1 KHz เนื่องจากจากผลของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำลำดับที่ 4 แบบบัตเตอร์เวิร์ดที่ 3 dB คัทออฟ



รูปที่ 4.8 แสดงสเปกตรัมกำลังของ DEQPSK มอดูเลตขึ้น ที่อัตราข้อมูล 48 kb/s



รูปที่ 4.9 แสดงลักษณะของวงจรถิ่นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ค่าเฉลี่ยที่ขาออกของ PFD

(Average Value of PFD Output)

ตามเนื้อหาจำกัดที่ ขาออกของ PFD 3 สภาวะจะพิจารณาเมื่อความถี่ขาเข้า f_1 และ f_2 ไม่เท่ากัน

พิจารณา PFD 3 สภาวะถูกแทนโดยรูปที่ 2.63 สมมติว่า $f_1 > f_2$ μ เป็นอัตราส่วน โดย $\mu = f_1 / f_2$ (A1)

กรณีนี้เรามี $\mu > 1$ (A2)

PFD เริ่มที่สภาวะเริ่มแรก อย่างไรก็ตาม หลังจากเวลาทรานเซียนจะลวิทธ์ระหว่างสภาวะ 2 และ 3 เนื่องจาก s_1 เป็นความถี่ที่มากกว่า s_2 s_1 จะมีการเปลี่ยนแปลง เมื่อระบบอยู่ในสภาวะ 3 ในกรณีนี้ PFD ยังคงอยู่ในสภาวะ 3 พิจารณาเวลาภายในระหว่างการเกิดขึ้นทั้งสอง (การเกิดขึ้นของ s_1 เมื่อ PFD อยู่ในสภาวะ 3) การเริ่มต้นของคาบเวลาที่นำสนใจ s_1 จะเปลี่ยนแปลงสถานะ หลังจาก PFD อยู่ในสภาวะ 3 สำหรับค่าระยะเวลา T ที่แล้วยังคงสภาวะนั้น จนกระทั่งขอบขาขึ้นของ s_2 ฤทธิเกิด ผลที่ได้คือพัลส์มีระยะห่าง T

ตัวอย่างของขาออก PFD มีความสัมพันธ์กับ s_1 และ s_2 แสดงในรูป 2.73 พัลส์ที่ 2 ของ X จะกว้างกว่าการเพิ่มระยะห่างระหว่างเฟส (phase duration) เป็นจำนวนมากกว่าความแตกต่างในความยาวของระยะเวลาของ s_1 และ s_2

เนื่องจากระยะเวลาของ s_1 คือ T คาบเวลาของ s_2 คือ μT ความแตกต่างคือ $(\mu - 1)T$ จะได้ค่าระยะห่างระหว่างพัลส์ (pulse duration) ของ $[\epsilon + (\mu - 1)] T$ ระยะห่างของพัลส์ PFD จะเพิ่มถึงพัลส์ที่ K_{th} มีระยะห่างเท่ากับ $[\epsilon + (k - 1)(\mu - 1)] T$ จนกระทั่งระยะห่างระหว่างพัลส์ เกินเวลา T ถ้าเราจำกัดจำนวนของพัลส์ขึ้นเป็น $m + 1$ แล้วเราจะได้

$$[\epsilon + m(\mu - 1)] T > T \quad (A3)$$

ระยะเวลาของช่วงสุดท้าย เมื่อการเปลี่ยนสภาวะ s_1 เกิดขึ้นและ PFD อยู่ในสภาวะ 3 ดังนั้นเพียง T แรกของพัลส์ $(m + 1)$ ถูกรวมภายในคาบเวลาที่สนใจขาออก PFD จะประกอบด้วยพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์ที่ 1	เริ่มที่ 0	สิ้นสุดที่ T	
พัลส์ที่ 2	เริ่มที่ T	สิ้นสุดที่ $[c + (\rho - 1)]T$	
พัลส์ที่ 3	เริ่มที่ 2T	สิ้นสุดที่ $[c + 2(\rho - 1)]T$	

พัลส์ที่ m เริ่มที่ $(m-1)T$ สิ้นสุดที่ $[c + (m-1)(\rho - 1)]T$
 พัลส์ที่ m+1 เริ่มที่ mT สิ้นสุดที่ T

ด้วยค่า m กลายเป็นจำนวนเต็มที่ไม่ใช่ค่าลบ (nonnegative integer)

ต่อไปเราต้องการหาค่าเฉลี่ยของ X ที่มากกว่าระยะเวลาของค่าเฉลี่ยจะให้โดย

$$\begin{aligned}
 X_a &= [V_s / (m + 1)T] \sum_{k=0}^{m-1} (\text{duration of the } k\text{th pulse}) \\
 &= [V_s / (m + 1)T] \left\{ \sum_{n=0}^{m-1} [c + n(\rho - 1)]T + T \right\}. \quad (A4)
 \end{aligned}$$

การนำสูตรไปใช้สำหรับผลรวมของ

$$\begin{aligned}
 X_a &= [V_s / (m + 1)] [mc + m(m - 1)(\rho - 1)/2 + 1] \\
 &= [V_s / 2(m + 1)] [2mc + m(m - 1)(\rho - 1) + 2] \\
 &= [V_s / 2(m + 1)] \{ (m + 1)c + (m - 1) \\
 &\quad [c + m(\rho - 1)] + 2 \}. \quad (A5)
 \end{aligned}$$

จาก (A3) จะได้ว่า

$$c + m(\rho - 1) > 1. \quad (A6)$$

ต่อไปนำ (A6) และ (A5) จะได้

$$\begin{aligned}
 X_a &> [V_s / 2(m + 1)] [(m + 1)c + (m - 1) + 2] \\
 &= [V_s / 2(m + 1)] [(m + 1)c + (m + 1)] \\
 &= V_s(1 + c)/2. \quad (A7)
 \end{aligned}$$

ไปสู่ผลรวม

$$X_n \geq V_{n-1,2} \quad \text{เมื่อ } f_1 > f_2 \quad (A8)$$

ภายใต้เงื่อนไขที่เหมือนกันจะได้ว่า

$$X_n \leq -V_{n-1,2} \quad \text{ที่ค่า } f_1 > f_2 \quad (A9)$$

ในกรณีทั่วไปของค่า PFD N-state เราสามารถพิสูจน์ในเงื่อนไขคล้ายกันที่ค่า

X_n ถ้า $f_1 > f_2$ PFD จะลวิที่ระหว่างสถานะ N และ N-1 ผลที่ ขาออก PFD จะ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นผลรวมของแรงดันคงที่ V_{N-1} และอนุกรมของรูปพีลซ์จะใหญ่กว่าหรือเท่ากับครึ่งหนึ่งของความสูง ผลที่เราจะได้

$$x_1 \geq V_{N-1} + \frac{1}{2}(V_N - V_{N-1}) \text{ for } f_1 > f_2 \quad (\text{A10})$$

ภายใต้เงื่อนไขที่เหมือนกัน แสดงว่า

$$x_1 \leq V_2 + \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \text{ for } f_1 < f_2. \quad (\text{A11})$$

สังเกต (A8) และ (A9) ถูกทำเป็นกรณีพิเศษของ (A10) และ (A11) เหล่านี้ ถูกใช้แทนพารามิเตอร์ใน (A10) และ (A11) $N=3$, $V_3=V_{\infty}$, $V_2=0$, $V_1=-V_{\infty}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small effect on distortion.

FEATURES

Low Sine Wave Distortion	.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01% V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

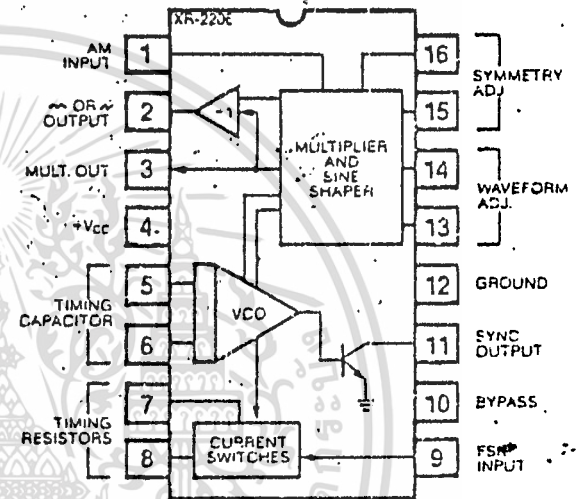
APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = 12V$, $T_A = 25^\circ$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 k\Omega$, $R_2 = 10 k\Omega$, $R_3 = 25 k\Omega$
 unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 > 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$, $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2	± 20	% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C < T_A < 75^\circ C$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$
Sweep Linearity							%	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1 kHz$, $f_H = 10 kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100 Hz$, $f_H = 100 kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	Figure 1, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V p-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2.
Sine Wave Distortion							%	$R_1 = 30 k\Omega$
Without Adjustment		2.5			2.5		%	See Figures 6 and 7.
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k Ω	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation.
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V p-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2.

Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, are shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$. Recommended values of C are from 1000 pF to $100 \mu\text{F}$.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320 I_T (\text{mA})}{C (\mu\text{F})} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at $+3\text{V}$, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from $1 \mu\text{A}$ to 3 mA . The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{3} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{RC} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safe operation of the circuit, I_T should be limited to $< 3 \text{ mA}$.

Output Amplitude:

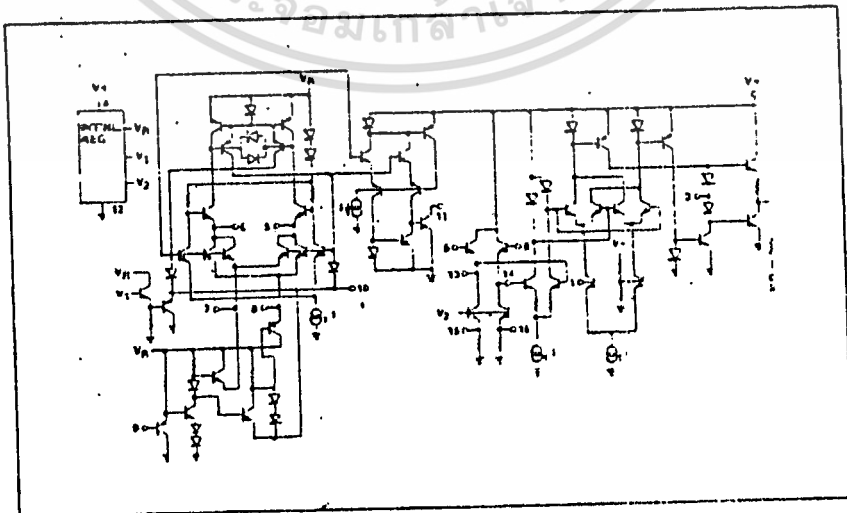
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ would produce approximately $\pm 3\text{V}$ sine wave output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately $100 \text{ k}\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within ± 4 volts of $V^+/2$ as shown in Figure 5. As this bias level approaches $V^+/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB .

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude then becomes a function of V^+ .

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION**Sine Wave Generation****Without External Adjustment:**

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_A at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint, and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of 1.4Ω to $2\text{ M}\Omega$.

XR-2206

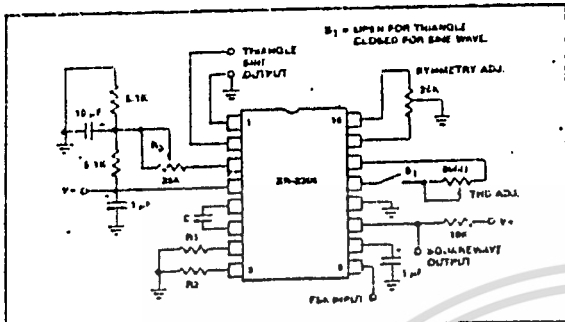


Figure 1: Basic Test Circuit.

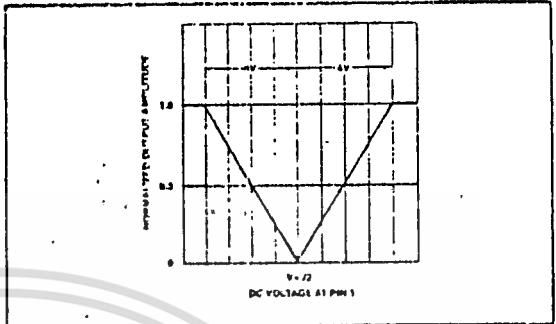


Figure 5: Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

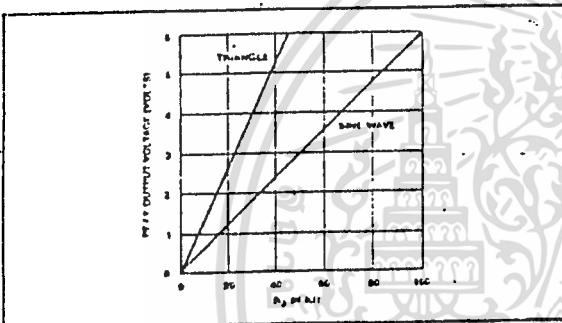


Figure 2: Output Amplitude as a Function of the Resistor, R_3 , at Pin 3.

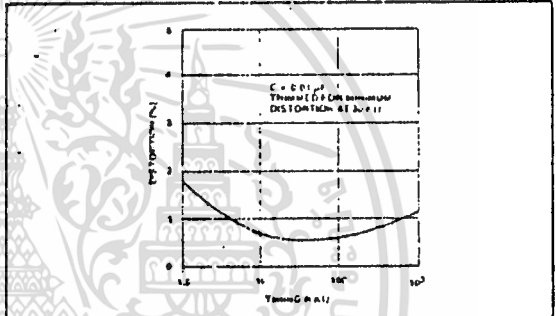


Figure 6: Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

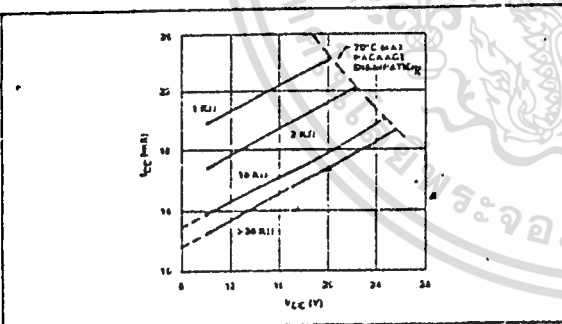


Figure 3: Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R.

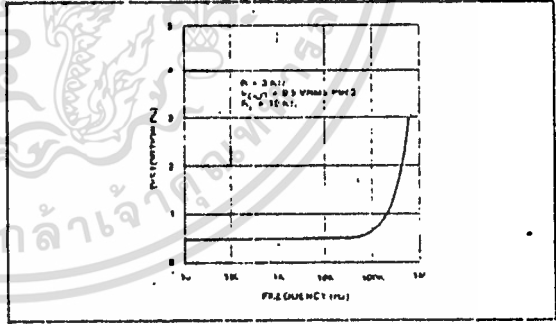


Figure 7: Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

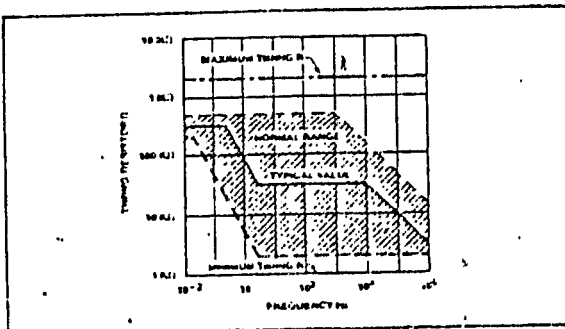


Figure 4: R versus Oscillation Frequency.

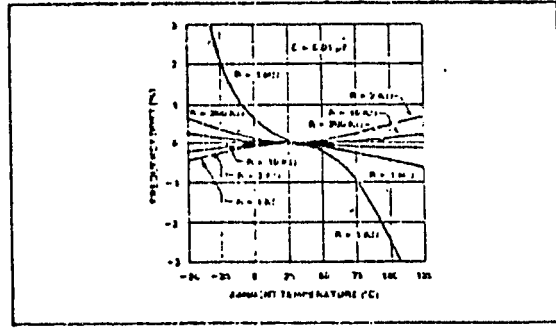


Figure 8: Frequency Drift versus Temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

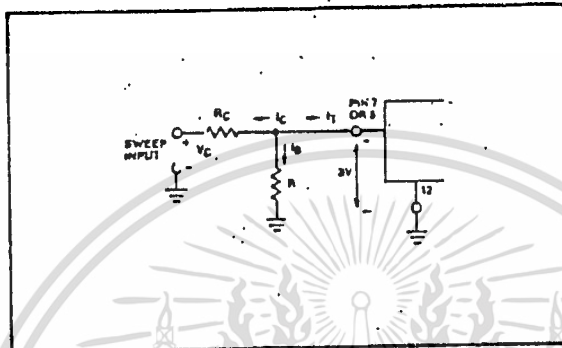


Figure 9: Circuit Connection for Frequency Sweep.

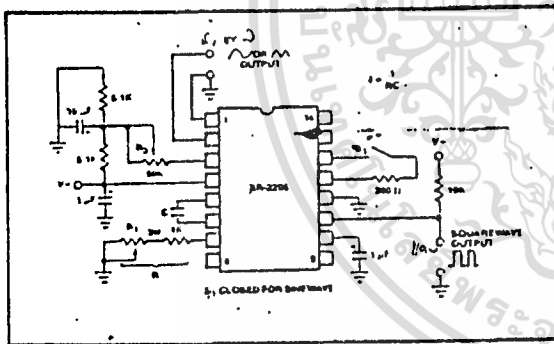


Figure 10: Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R_3 .)

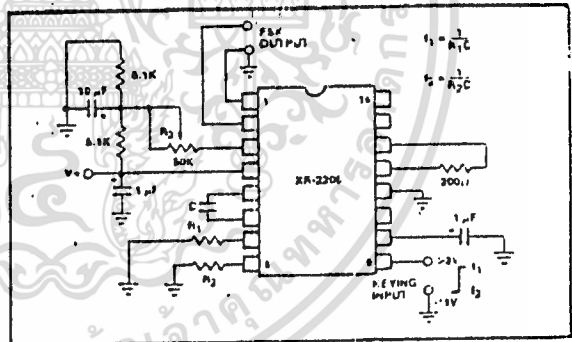


Figure 12: Sinusoidal FSK Generator.

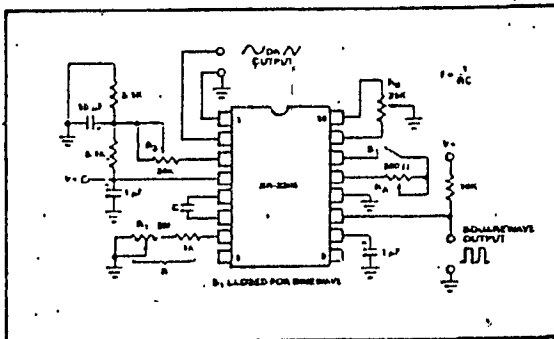


Figure 11: Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing - See Figure 2.)

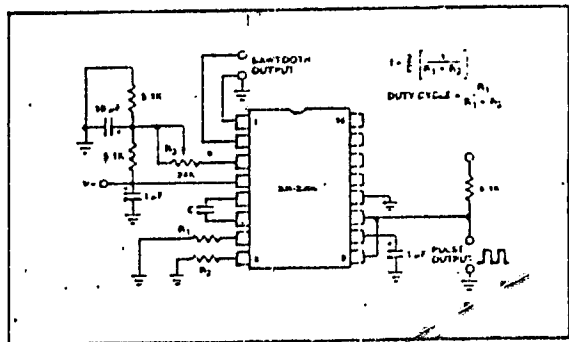


Figure 13: Circuit for Pulse and Ramp Generation.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496D	0°C to +70°C	SC-14
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP
MC1496F		Plastic DIP
MC1496G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP

Specifications and Applications Information

BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression - 65 dB typ @ 0.5 MHz
- 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection - 85 dB typ

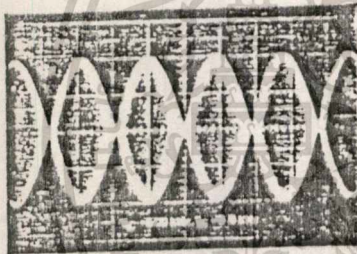


FIGURE 1 - SUPPRESSED-CARRIER OUTPUT WAVEFORM

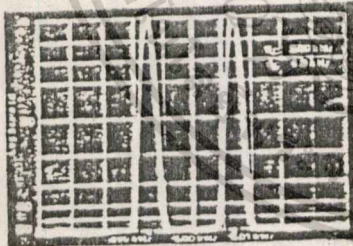


FIGURE 2 - SUPPRESSED-CARRIER SPECTRUM

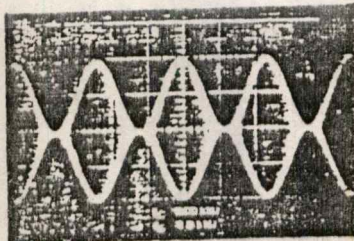


FIGURE 3 - AMPLITUDE MODULATION OUTPUT WAVEFORM

BALANCED MODULATOR/DEMODULATOR

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

MC1496
MC1596

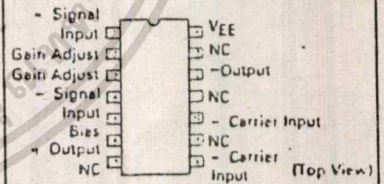
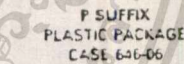
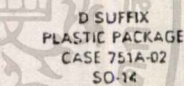
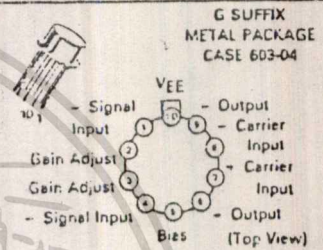
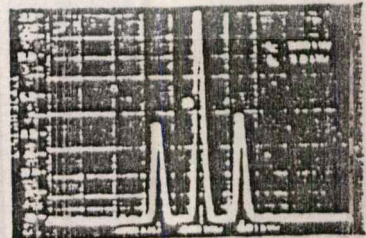


FIGURE 4 - AMPLITUDE MODULATION SPECTRUM



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

MAXIMUM RATINGS* (T_A = -25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₆ - V ₇ , V ₈ - V ₁ , V ₉ - V ₇ , V ₉ - V ₈ , V ₇ - V ₄ , V ₇ - V ₁ , V ₈ - V ₄ , V ₈ - V ₆ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	V	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₇ - V ₈ V ₄ - V ₁	-5.0 = (5 - I _S R _I)	Vdc
Maximum Bias Current	I _S	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R _{θJA}	100 100 160	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	0 to -70 -55 to -125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to -150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (V_{CC} = -12 Vdc, V_{EE} = -6.0 Vdc, I_S = 1.0 mA, R_I = 3.9 kΩ, R_E = 1.0 kΩ, T_A = -25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V _C = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVpp square wave; offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CF}	—	40 140	—	—	40 140	—	μV(rms) mV(rms)
Carrier Suppression I _S = 10 kHz, 300 mV(rms) I _C = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave I _C = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	V _{CS}	—	65 60	—	40	65 50	—	dB
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 ohms) Carrier Input Port, V _C = 60 mV(rms) sine wave I _S = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mV(rms) sine wave V _{CE} = 0.5 Vdc	8	6	BW _{3dB}	—	300	—	—	300	—	MHz
Signal Gain V _S = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz; V _{CE} = 0.5 Vdc	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	r _{ip} C _{ip}	—	200	—	—	200	—	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	r _{op} C _{op}	—	40	—	—	40	—	kΩ pF
Input Bias Current I _{IS} = (I ₁ - I ₂) / 2; I _{IC} = (I ₇ - I ₈) / 2	7	—	I _{bS} I _{bC}	—	12	25	—	12	30	μA
Input Offset Current I _{oS} = I ₁ - I ₂ ; I _{oC} = I ₇ - I ₈	7	—	I _{oS} I _{oC}	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to -125°C)	7	—	TC _{IO}	—	2.0	—	—	2.0	—	μA/°C
Output Offset Current (I _o - I _g)	7	—	I _{oo}	—	14	80	—	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to -125°C)	7	—	TC _{IOO}	—	80	—	—	80	—	μA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, I _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	V _{r-p}
Common-Mode Gain, Signal Port, I _S = 1.0 kHz V _{CE} = 0.5 Vdc	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 8)	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	V _{r-p}
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	V _{r-p}
Power Supply Current I ₆ + I ₈ I ₁₀	7	6	I _{CC} I _{EE} I _D	—	2.0 3.0	3.0 4.0	—	2.0 3.0	4.0 5.0	mA
DC Power Dissipation	7	6	P _D	—	33	—	—	33	—	mW

* Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MOTOROLA LINEAR/INTERFACI DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

GENERAL OPERATING INFORMATION*

Note 1 - Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R₅ of Figure 5).

Note 2 - Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sine-wave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level, V_S. Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair - or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Note 3 and Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

Note 3 - Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain.

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_1}{R_2 + 2r_e} \text{ where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_S \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" (V_C = 0.5 Vdc). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_S.

$$V_S \leq I_S R_E \text{ (Vrms peak)}$$

Note that in the test circuits of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

Note 4 - Common-Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen (see Note 6).

Note 5 - Power Dissipation

Power dissipation, P_D, within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming V_D = V₆, I_D = I₆ + I₈ and ignoring

base current, P_D = 2 I_S (V₆ - V₁₀) + I_S (V₅ - V₁₀) where subscripts refer to pin numbers.

Note 6 - Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions. See Note 3 for R_E equation.

A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_8$$

$$I_5 \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - V_5}{I_5} \approx 500 \Omega \text{ where } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition I_S = 1.0 mA and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_8 = V^* - I_S R_L$$

Note 7 - Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table.

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_8) - (V_7, V_8)] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_7, V_8) - (V_1, V_4)] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_8, \quad V_7 = V_8, \quad V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Note 8 - Transmittance Bandwidth

Carrier transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$Y_{21C} = \left. \frac{i_O \text{ (each sideband)}}{v_i \text{ (signal)}} \right|_{V_C = 0}$$

Signal transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$Y_{21S} = \left. \frac{i_O \text{ (signal)}}{v_i \text{ (signal)}} \right|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_C = 0}$$

*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

Note 9 - Coupling and Bypass Capacitors C_1 and C_2

Capacitors C_1 and C_2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0 ohms at the carrier frequency.

Note 10 - Output Signal, V_o

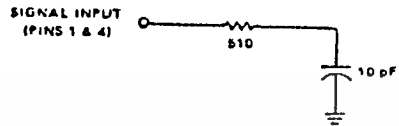
The output signal is taken from pins 6 and 8, either balanced or single-ended. Figure 12 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Note 11 - Negative Supply, V_{EE}

V_{EE} should be dc only. The insertion of an RF choke in series with V_{EE} can enhance the stability of the internal current sources.

Note 12 - Signal Port Stability

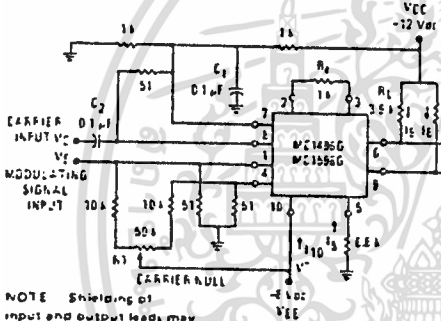
Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a 1 k-ohm resistor in series with the inputs, pins 1 and 4. In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

TEST CIRCUITS

FIGURE 5 - CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION



NOTE Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

FIGURE 6 - INPUT-OUTPUT IMPEDANCE

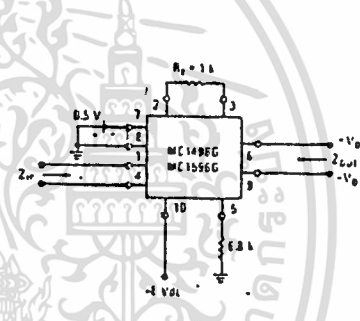


FIGURE 7 - BIAS AND OFFSET CURRENTS

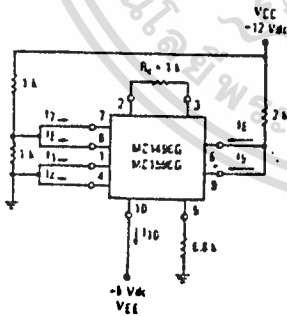
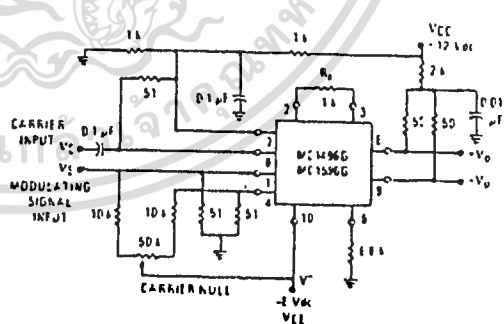


FIGURE 8 - TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH



NOTE Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON-MODE GAIN

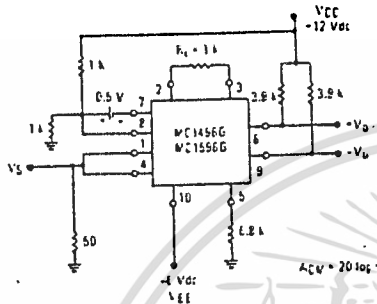
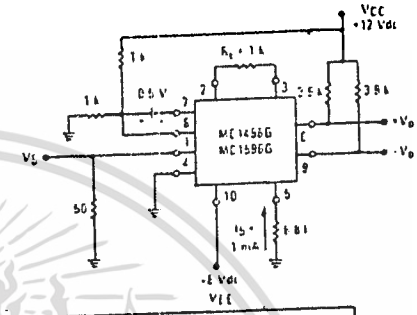


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_c = 500$ Hz (sine wave), $V_C = 60$ mV (rms), $f_s = 1$ kHz, $V_S = 300$ mV (rms), $T_A = -25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

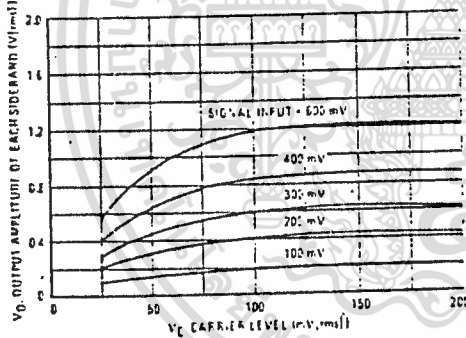


FIGURE 12 - SIGNAL PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

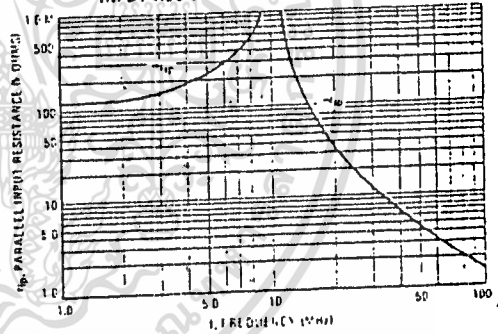


FIGURE 13 - SIGNAL PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

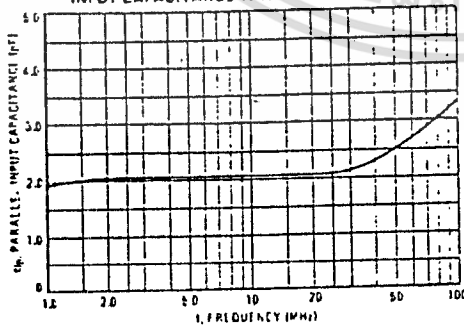
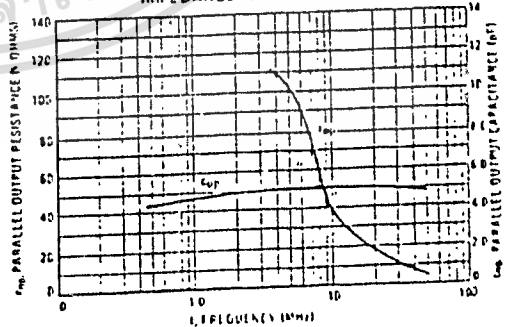


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5 $f_c = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mV(rms), $f_s = 1$ kHz, $V_S = 300$ mV(rms), $T_A = -25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 15 - SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

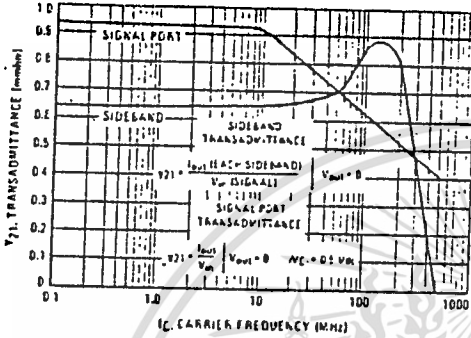


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

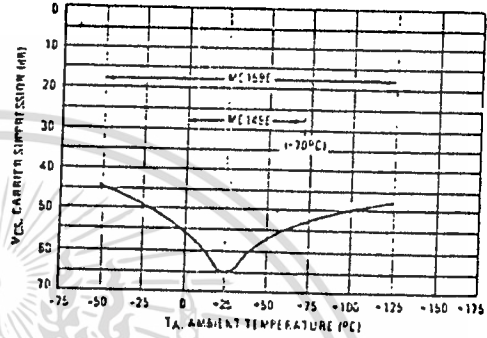


FIGURE 17 - SIGNAL PORT FREQUENCY RESPONSE

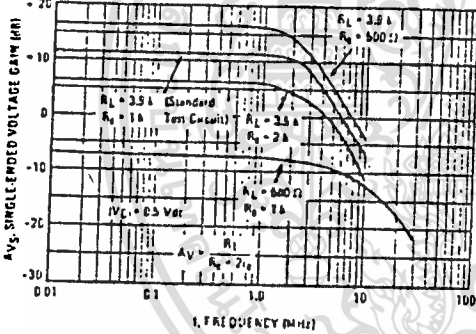


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

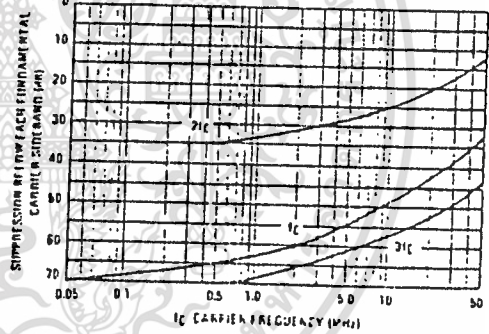


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

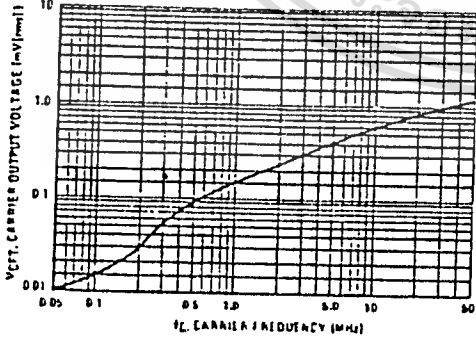
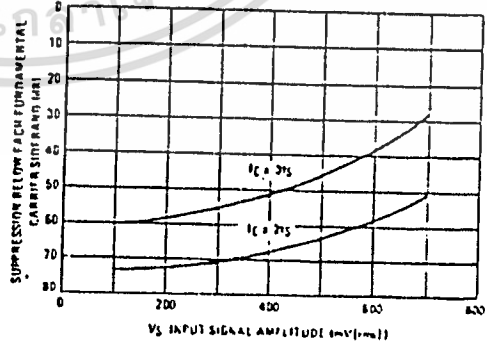


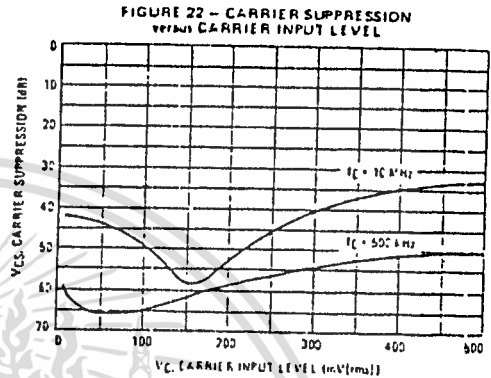
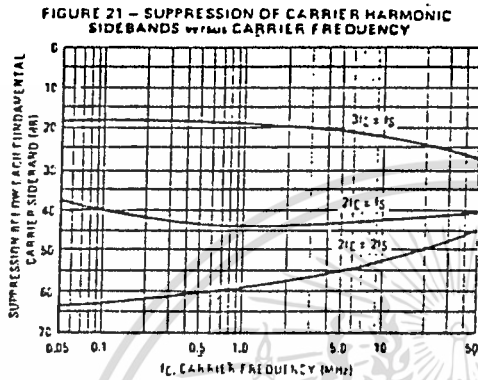
FIGURE 20 - SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)



OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

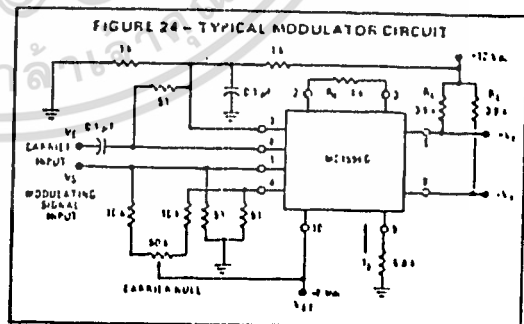
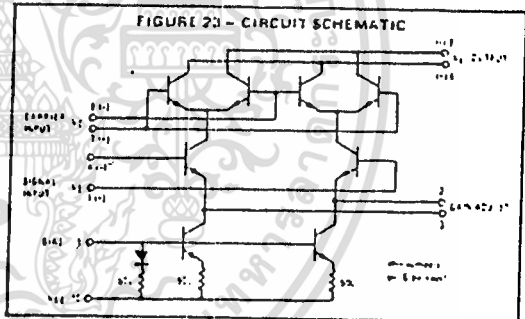
The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.



NOTE Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

OPERATIONS INFORMATION (continued)

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (I_E) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1596/MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Table 1, along with the frequency components contained in the output signal.

FIGURE 25 - TABLE 1
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(ies)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E - 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E - 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C (rms)}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E - 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

NOTES:

1. Low-level Modulating Signal, V_M , assumed in all cases. V_C is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, $f_C = f_M$, and $f_C = 1/2 f_M$.
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4. R_L = Load resistance.
5. R_E = Emitter resistance between pins 2 and 3.
6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at +25°C.

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_E (\text{mA})}$$

7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 50 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μ F capacitors on pins 7 and 8 should be increased to 1.0 μ F. Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/MC1496, the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal as the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

MC1496, MC1596

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Doubly Balanced Mixer

The MC1596/MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mV(rms).

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1596/MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detection and FM Detection

The MC1596/MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1596/MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1596/MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR
(1-12 Vdc SINGLE SUPPLY)

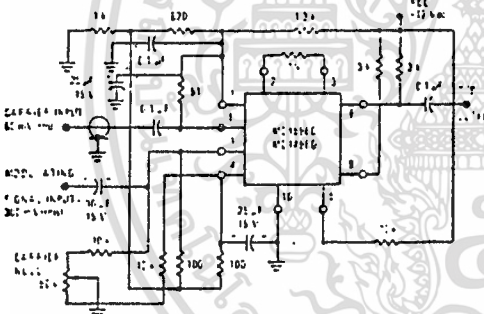


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

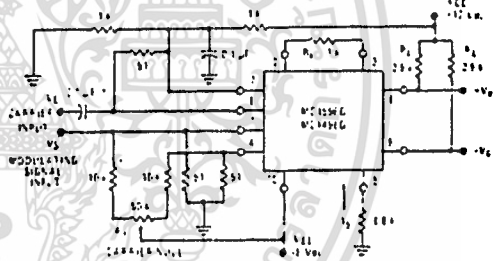


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

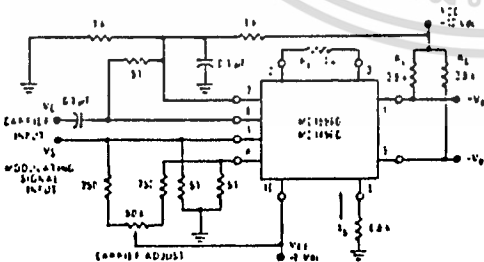
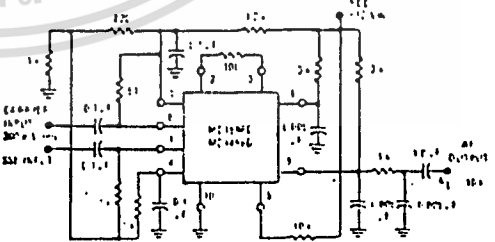


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR
(1-12 Vdc SINGLE SUPPLY)



MC1496, MC1596

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER
(BROADBAND INPUTS, 9.6 MHz TUNED OUTPUT)

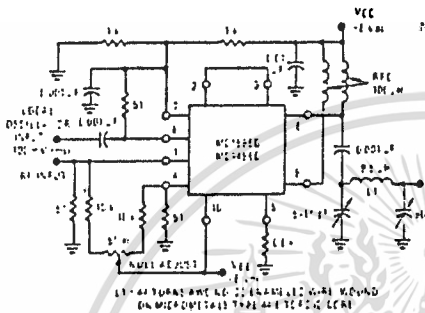


FIGURE 31 - LOW FREQUENCY DOUBLER

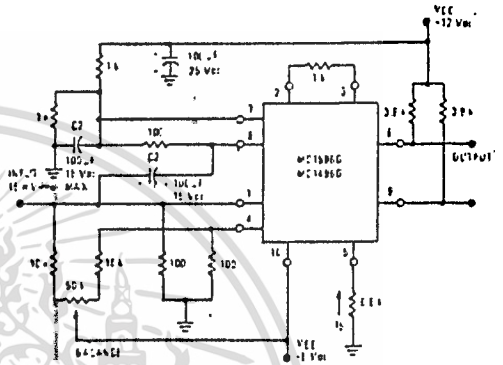
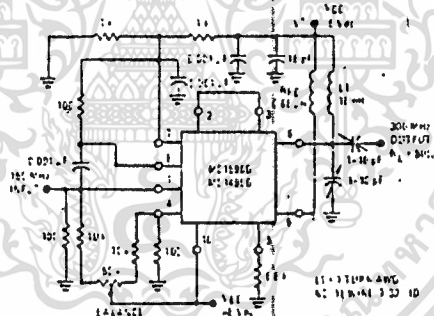
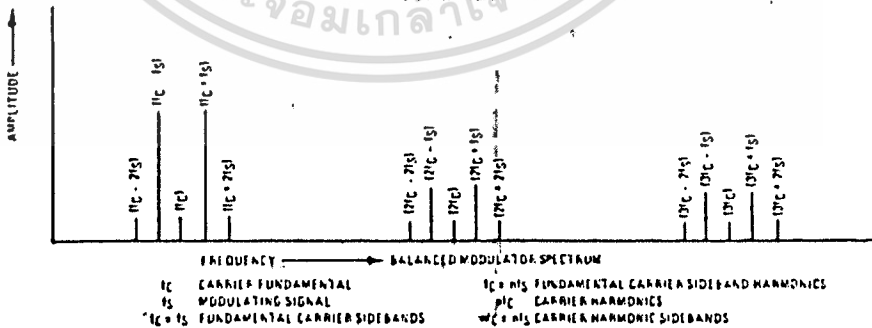


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER



DEFINITIONS



NOTE Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.



MOTOROLA

MC14046B

PHASE-LOCKED LOOP

The MC14046B phase-locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs, PCA_{in} and PCB_{in}. Input PCA_{in} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal PC1_{out}, and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA_{in} and PCB_{in} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals PC2_{out} and PCP_{out}, and maintains a 0° phase shift between PCA_{in} and PCB_{in} signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source-follower output SF_{out} with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- VCO Frequency = 1.4 MHz Typical @ VDD = 10 Vdc
- VCO Frequency Drift with Temperature = 0.04%/°C Typical @ VDD = 10 Vdc
- VCO Linearity = 1% Typical
- Quiescent Current = 5.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Low Dynamic Power Dissipation - 70 μW Typical @ f0 = 10 kHz, VDD = 5.0 Vdc, R1 = 1.0 MΩ, R2 = ∞, RGF = ∞
- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 Vdc
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B

CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

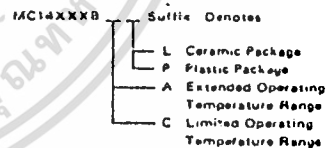
PHASE-LOCKED LOOP



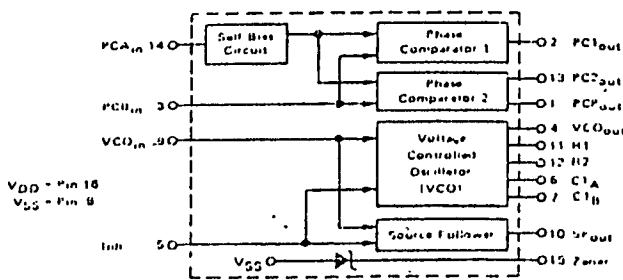
L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

ORDERING INFORMATION



BLOCK DIAGRAM



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltage to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that Vin and Vout be constrained to the range VSS < Vin or Vout < VDD

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either VSS or VDD). Pins 6, 7, 10, 11, 12, and 15 if unused must be left open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

MAXIMUM RATINGS (Voltage referenced to VSS)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V _{DD}	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage - All Inputs	V _{in}	-0.5 to V _{DD} + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mA _{dc}
Operating Temperature Range - AL Device CL/CP Device	T _A	-55 to +125 40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	T _{low} *		25°C			T _{high} *		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage "0" Level V _{in} = V _{DD} or 0	VOL	5.0	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	Vdc
		10	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	Vdc
		15	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	Vdc
	V _{in} = 0 or V _{DD} "1" Level	VOH	5.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	-
10			9.95	-	9.95	10	-	9.95	-	Vdc
15			14.95	-	14.95	15	-	14.95	-	Vdc
Input Voltage** (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc) "0" Level "1" Level	VIL	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	Vdc
		10	-	3.0	-	4.50	3.0	-	3.0	Vdc
		15	-	4.0	-	6.75	4.0	-	4.0	Vdc
	VIH	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	Vdc
		10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0	-	Vdc
		15	11.0	-	11.0	8.25	-	11.0	-	Vdc
Output Drive Current (AL Device) Source Sink	I _{OH}	5.0	-1.2	-	-1.0	-1.7	-	-0.7	-	mA _{dc}
		5.0	-0.25	-	-0.2	-0.36	-	-0.14	-	mA _{dc}
		10	-0.62	-	-0.5	-0.9	-	-0.35	-	mA _{dc}
	I _{OL}	5.0	0.64	-	0.51	0.88	-	0.36	-	mA _{dc}
		10	1.6	-	1.3	2.25	-	0.9	-	mA _{dc}
		15	4.2	-	3.4	8.8	-	2.4	-	mA _{dc}
Output Drive Current (CL/CP Device) Source Sink	I _{OH}	5.0	-1.0	-	-0.8	-1.7	-	-0.6	-	mA _{dc}
		5.0	-0.2	-	-0.16	-0.36	-	-0.12	-	mA _{dc}
		10	-0.5	-	-0.4	-0.9	-	-0.3	-	mA _{dc}
	I _{OL}	5.0	0.52	-	0.44	0.88	-	0.36	-	mA _{dc}
		10	1.3	-	1.1	2.25	-	0.9	-	mA _{dc}
		15	3.6	-	3.0	8.8	-	2.4	-	mA _{dc}
Input Current (AL Device)	I _{in}	15	-	±0.1	-	±0.00001	±0.1	-	±1.0	μA _{dc}
Input Current (CL/CP Device)	I _{in}	15	-	±0.3	-	±0.00001	±0.3	-	±1.0	μA _{dc}
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	-	-	-	-	5.0	7.5	-	-	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package) (I _{inh} = "1" and PCA = "1")	I _{DD}	5.0	-	5.0	-	0.005	5.0	-	150	μA _{dc}
		10	-	10	-	0.010	10	-	300	μA _{dc}
		15	-	20	-	0.015	20	-	600	μA _{dc}
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package) (I _{inh} = "1" and PCA = "1")	I _{DD}	5.0	-	20	-	0.005	20	-	150	μA _{dc}
		10	-	40	-	0.010	40	-	300	μA _{dc}
		15	-	80	-	0.015	80	-	600	μA _{dc}
Total Supply Current I (I _{inh} = "0", I _o = 10 kHz, C _L = 50 pF, R ₁ = 1 MΩ, R ₂ = ∞, R _{GF} = ∞, and 50% Duty Cycle)	I _T	5.0	I _T = (1.46 μA/MHz) I _o + I _{DD}							μA _{dc}
		10	I _T = (2.91 μA/MHz) I _o + I _{DD}							
		15	I _T = (4.37 μA/MHz) I _o + I _{DD}							

*T_{low} = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device

T_{high} = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device

**Noise immunity specified for worst case input combination

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V_{DD} 5.0 Vdc
2.0 Vdc min @ V_{DD} 10 Vdc
2.5 Vdc min @ V_{DD} 15 Vdc

†To Calculate Total Current in General:

$$I_T = 2.2 \times V_{DD} \left(\frac{V_{CO,IN} - 1.65}{R_1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R_2} \right)^{3/4} + 1.6 \times \left(\frac{V_{CO,IN} - 1.65}{R_{GF}} \right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + 9) V_{DD} f + 1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left(\frac{100 \% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) + I_{DD}$$

where: I_T in μA, C_L in pF, V_{CO,IN}, V_{DD} in Vdc, f in KHz, and R₁, R₂, R_{GF} in MΩ, C_L on V_{CO,OUT}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFC14046B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V _{DD} V _{Ic}	Minimum		Typical All Types	Maximum		Units
			AL Device	CL/CP Device		AL Device	CL/CP Device	
Output Rise Time †TLH = 12.0 ns/pF C _L + 30 ns †TLH = 11.5 ns/pF C _L + 15 ns †TLH = 11.1 ns/pF C _L + 10 ns	†TLH	5.0 10 15	- - -	- - -	100 90 65	350 150 110	400 200 160	ns
Output Fall Time †TFL = 11.5 ns/pF C _L + 30 ns †TFL = 10.75 ns/pF C _L + 12.5 ns †TFL = 10.55 ns/pF C _L + 9.5 ns	†TFL	5.0 10 15	- - -	- - -	100 50 37	175 75 55	200 100 70	ns

PHASE COMPARATORS 1 and 2

Input Resistance - P _{CA_{in}}	R _{in}	5.0 10 15	1.0 0.2 0.1	1.0 0.2 0.1	2.0 0.4 0.2	- - -	- - -	MΩ
	- P _{CB_{in}}	R _{in}	15	150	15	1500	- -	- -
Minimum Input Sensitivity AC Coupled - P _{CA_{in}} C series = 1000 pF, f = 50 kHz	V _{in}	5.0	-	-	200	300	400	mV p-p
		10	-	-	400	600	800	
		15	-	-	700	1050	1400	
DC Coupled - P _{CA_{in}} , P _{CB_{in}}	-	5 to 15	See Noise Immunity					

VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)

Maximum Frequency (V _{CO_{in}} = V _{DD} , C1 = 50 pF, R1 = 5 kΩ, and R2 = ∞)	f _{max}	5.0 10 15	0.50 1.0 1.4	0.35 0.7 1.0	0.70 1.4 1.9	- - -	- - -	MHz	
	Temperature - Frequency Stability (R2 = ∞)		5.0	-	-	0.12%	-	-	%/°C
			10	-	-	0.04	-	-	
		15	-	-	0.015	-	-		
Linearity (R2 = ∞) (V _{CO_{in}} = 2.50 V ± 0.30 V, R1 > 10 kΩ) (V _{CO_{in}} = 5.00 V ± 2.50 V, R1 > 400 kΩ) (V _{CO_{in}} = 7.50 V ± 5.00 V, R1 > 1000 kΩ)		5.0	-	-	1	-	-	%	
		10	-	-	1	-	-		
		15	-	-	1	-	-		
Output Duty Cycle	-	5 to 15	-	-	50	-	-	%	
Input Resistance - V _{CO_{in}}	R _{in}	15	150	15	1500	-	-	MΩ	

SOURCE-FOLLOWER

Offset Voltage (V _{CO_{in}} minus S _{F_{out}} , R _{SF} > 50 kΩ)		5.0	-	-	1.65	2.2	2.5	V _{Ic}
		10	-	-	1.85	2.2	2.5	
		15	-	-	1.65	2.2	2.5	
Linearity (V _{CO_{in}} = 2.50 V ± 0.30 V, R _{SF} > 50 kΩ) (V _{CO_{in}} = 5.00 V ± 2.50 V, R _{SF} > 50 kΩ) (V _{CO_{in}} = 7.50 V ± 5.00 V, R _{SF} > 50 kΩ)		5.0	-	-	0.1	-	-	%
		10	-	-	0.6	-	-	
		15	-	-	0.8	-	-	

ZENER DIODE

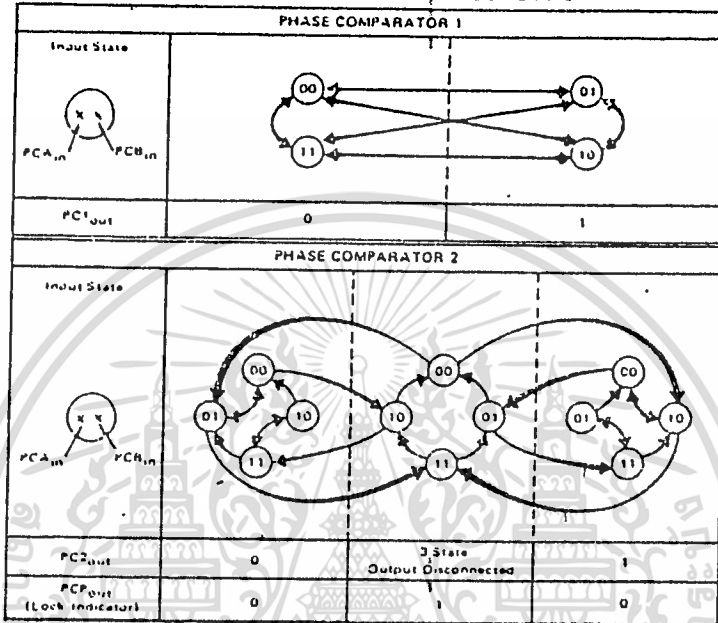
Zener Voltage (I _Z = 50 μA)	V _Z	±	6.7	6.3	7.0	7.3	7.7	V _{Ic}
Dynamic Resistance (I _Z = 1 mA)	R _Z	±	-	-	100	-	-	Ω

*The formula given is for the typical characteristics only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14046B

FIGURE 1 - PHASE COMPARATORS STATE DIAGRAMS



Refer to Waveforms in Figure 3.

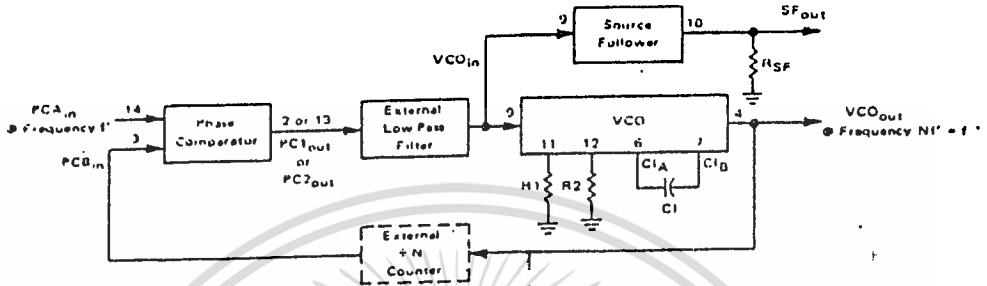
FIGURE 2 - DESIGN INFORMATION

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA _{in} .	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f ₀).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f _{min}).
Phase angle between PCA _{in} and PCB _{in} .	90° at center frequency (f ₀), approaching 0° and 180° at ends of lock range (2f _L).	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range (2f _L).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock. 2f _L = full VCO frequency range = f _{max} - f _{min} .	
Capture frequency range (2f _C).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics (see Figure 3). f _C < f _L	f _C = f _L
Center frequency (f ₀).	The frequency of VCO _{OUT} when VCO _{IN} = 1/2 VDD	
VCO output frequency (f).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})}$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{min}$ <p>Where: 10K < R₁ < 1M 10K < R₂ < 1M 100nF < C₁ < .01 μF</p>	<p>VCO input = V_{SS}</p> <p>(VCO input = V_{DD})</p>

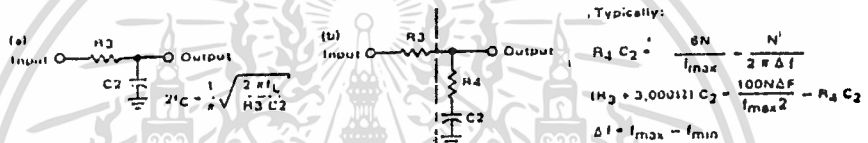
Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is less than 120%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 3 - GENERAL PHASE LOCKED LOOP CONNECTIONS AND WAVEFORMS



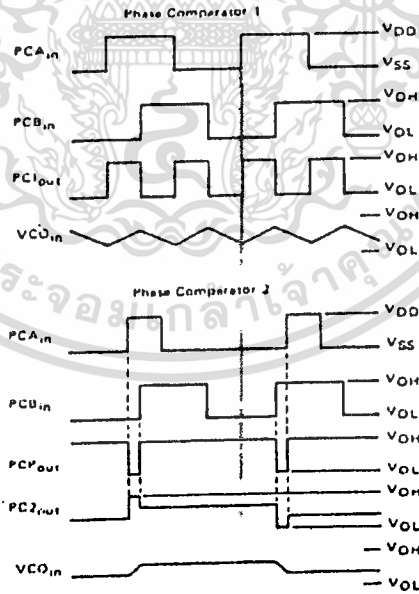
Typical Low-Pass Filters



Note: for further information, see:

- (1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966.
- (2) G. S. Moschytz, "Miniature RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.
- (3) Garth Nash, "Phase-Lock Loop Design Fundamentals", AN-535, Motorola Inc.

Waveforms



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จได้ คณะผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ อ. กฤดากร กล่อมการ ที่ให้การชี้แนะเกี่ยวกับทฤษฎี ตลอดจนแนวทางในการสร้าง รวมทั้งให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือที่จำเป็น

และสุดท้ายต้องขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่ให้การช่วยเหลือในด้านเครื่องพิมพ์ ตลอดจนอุปกรณ์ต่างๆรวมถึงการให้ความสะดวกในการดำเนินงานจนสามารถเขียน ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงด้วยดี



หนังสืออ้างอิง

1. GEORGE L. HEDIN, JACK K. HOLMES, MEMBER, IEEE, WILLIAM C. LINDSEY, FELLOW, IEEE, AND KAIT. WOO, MEMBER, IEEE "Theory of False Lock in Costas Loops" , IEEE Transactions on Communication , VOL. COM-26, NO.1, JANUARY 1978
2. J. TAL, R.K. WHITAKER "Eliminating False Lock in Phase-Lock loops" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-15, No.2 March 1979
3. Takao Arai, Keizou Nobutaka Amada, and Keiro Shinkawa Hitachi, Ltd. Yokohama, Japan ; Yosuo Kominami Hitachi, Ltd. Gunma, Japan "RECEIVER FOR DSB WITH DIGITAL AUDIO SIGNALS" IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-30, No.3 August 1994
4. Dr. KAMILO FEHER, Ph.D., M.A.Sc., P.eng. "DIGITAL COMMUNICATIONS SATELLITE/EARTH STATION ENGINEERING" PRENTICE-HALL Inc., Englewood Cliffs, N.J. 07632 U.S.A.
5. Dr. KAMILO FEHER AND Engineers of Hewlett-Packard ltd. "TELECOMMUNICATIONS MEASUREMENTS, ANALYSIS, AND INSTRUMENTATION" , PRENTICE-HALL, INC. Englewood Cliffs, New JERSEY 07632
6. HAROLD B. KILLEN, Ph.D. , University of Houston "DIGITAL COMMUNICATIONS WITH FIBER OPTICS AND SATELLITE APPLICATIONS
7. รศ.ดร. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ , "หลักการไฟฟ้าสื่อสาร" สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2532