



หัวข้อปริิฤฎณานิพนธ์ เครื่องวัดอัตราบิตผิดพลาดในระบบสื่อสารแบบดิจิทัล
 BIT ERROR RATE MEASURING EQUIPMENT ON DIGITAL
 TRANSMISSION BIT RATE 2.048 Mbit/s

ที่ื่อนักศึกษา นาย ชนวัฒน์ บุญเรือน 35103144
 นาย บัณฑิต เวียนเชียร 35103144
 นาย พงศธร โพนะทา 35103145
 นาย มณฑล คหอม 35103151

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ
 ภาควิชา วิศวกรรมอุตสาหกรรม
 ปีการศึกษา 2537

คณะกรรมการศาสตราจารย์ สถาบันพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาด
 กระบังอนุมัติให้ับปริิฤฎณานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรสาขา
 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริิฤฎณานิพนธ์

- ประธานกรรมการ
- ()
- กรรมการ
- ()
- กรรมการ
- ()
- กรรมการ
- ()
- กรรมการ
- ()

ลิขสิทธิ์ของคณะกรรมการศาสตราจารย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาด
 กระบัง

บทคัดย่อ

การตรวจวัด และทดสอบอัตราบิตผิดพลาดของระบบการสื่อสารสัญญาณแบบดิจิทัลอัตราเร็ว 2.048 เม็กกาบิตต่อวินาที ถูกกำหนดให้ใช้เครื่องวัดและทดสอบ อัตราบิตผิดพลาดซึ่งมีอัตราเร็ว 2.048 เม็กกาบิตต่อวินาที เช่นกันและมีลำดับของสัญญาณทดสอบเป็น $2^{15}-1$ บิต เครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวนถูกนำมาใช้เพื่อทดสอบให้เกิดอัตราบิตผิดพลาดขึ้นในการจำลองระบบการส่งแบบดิจิทัล อัตราเร็ว 2.048 เม็กกาบิตต่อวินาที เพื่อการพิจารณาวิธีการตรวจวัด และทดสอบอัตราบิตผิดพลาดตลอดจนวิธีตรวจวัดและทดสอบคุณภาพของระบบและอุปกรณ์



ABSTRACT

Bit Error Rate measurement and testing of digital transmission system bit rate 2.048 Mbit/s are recommended that a Bit Error Rate measuring equipment bit rate 2.048 Mbit/s and it's PRBS. $2^{15}-1$ should be used. A noise generator is used to generator noise on the simulation of digital transmission system bit rate 2.048 Mbit/s. This simulation is used to consider the process of Bit Error Rate measurement and the process of quality measurement and testing for system and equipment.



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสำเร็จขึ้นมาได้ เนื่องจากได้รับการอนุเคราะห์จากคณาจารย์และเพื่อนนักศึกษา โดยมีอาจารย์ กฤตากร กล่อมการ เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาให้ความรู้ข้อมูล และช่วยเหลือแนะนำแก้ไขปัญหามาโดยตลอดคณะผู้จัดทำใคร่ขอขอบคุณมา ณ. ที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ง
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของระบบสื่อสารแบบดิจิทัล	3
2.1 ระบบสื่อสารดิจิทัล	3
2.2 ต้นกำเนิดของความผิดพลาด	5
2.3 การวัดคุณสมบัติในการทำงานในระบบสื่อสารดิจิทัล	9
2.4 การแสดงความผิดพลาด	14
บทที่ 3 สัญญาณแรนดัมและสัญญาณรบกวน	27
3.1 กระบวนการแรนดัม	27
3.2 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแรนดัม	38
3.3 สัญญาณรบกวน	45
3.4 การส่งผ่านสัญญาณในระบบที่มีสัญญาณรบกวน	63
บทที่ 4 การส่งสัญญาณพีซีเอ็ม	74
4.1 หลักการของการส่งสัญญาณพีซีเอ็ม	74
4.2 หลักการเบื้องต้นของระบบสัญญาณพีซีเอ็มขั้นแรก	75
บทที่ 5 การและการออกแบบเครื่องวัดอัตราผิดพลาด	81
5.1 การวัดสมรรถภาพของระบบโดยใช้ข้อมูลกึ่งแรนดัม	81
5.2 เทคนิคการออกแบบเครื่องวัดอัตราการผิดพลาดของบิต	90
5.3 การออกแบบภาคแสดงผล	95
5.4 การออกแบบวงจรกำเนิดนาฬิกา	97
5.5 วงจรเข้ารหัส NRZ/HDB-3	98
5.6 วงจรถอดรหัส HDB-3/NRZ	104
5.7 วงจรแยกสัญญาณนาฬิกา	107
บทที่ 6 หลักการออกแบบเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน	110
6.1 หลักการของเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน	110
6.2 การออกแบบเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน	111

บทที่ 7	การทดลองและผลของการทดลอง	120
7.1	วงจรรำกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	120
7.2	วงจรรำกำเนิดสัญญาณทดสอบและเปรียบเทียบ	121
7.3	วงจรรำเข้ารหัส, วงจรรำถอดรหัส และวงจรรำกู้สัญญาณนาฬิกา	121
7.4	วงจรรำเริ่มต้นดี เทคโนโลยีผลผลิตของบิท	123
7.5	วงจรรำนับบิทผลผลิต	123
7.6	วงจรรำกำเนิดสัญญาณรบกวน	123
7.7	การจำลองระบบการส่งและการวัดอัตราบิทผลผลิต	124
7.8	การทดสอบโดยผ่านระบบการใช้งานจริง	126
บทที่ 8	สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	131
	หนังสืออ้างอิง	133
	ภาคผนวก	134

บทที่ 1

บทนำ

วัตถุประสงค์

1. เพื่อเสริมสร้างความรู้และประสบการณ์ในการทำงาน
2. เพื่อจำลองระบบการส่งสัญญาณแบบดิจิทัลอัตราเร็ว 2.048 Mbit/s
3. เพื่อสร้างเครื่องวัดอัตราบิตผิดพลาดของระบบการส่งอัตราเร็ว 2.048 Mbit/s
4. เพื่อพิจารณาวิธีวัดทดสอบคุณภาพของระบบรับส่งสัญญาณ ดิจิตอลในรูปของอัตราความผิดพลาดของบิต (BIT ERROR RATE)
5. เพื่ออธิบายถึงวิธีการวัดตรวจสอบคุณภาพของระบบและอุปกรณ์

กล่าวนำ

ข้อสำคัญในการพิจารณาการออกแบบระบบสื่อสาร (COMMUNICATION SYSTEM) คือการกำหนดคุณสมบัติในการใช้งานของระบบในระหว่างเวลาที่ระบบนั้นทำงานอยู่แม้ว่าคุณสมบัติ ในการใช้งานนั้นอาจจะต้องปฏิบัติให้เป็นสิ่งที่พอใจแก่ผู้ใช้งานก็ตามในระบบสื่อสารดิจิทัล (DIGITAL COMMUNICATION SYSTEM) ตัวแปรตัวหนึ่งที่พิจารณาก็คืออัตราความผิดพลาด (ERROR RATE) ซึ่งอัตราความผิดพลาด คือ อัตราส่วนของจำนวนหน่วยข่าวสาร (INFORMATION UNIT) ที่รับมาไม่ถูกต้องต่อจำนวนหน่วยข่าวสารทั้งหมดที่รับในปัจจุบันระบบสื่อสารอนาล็อก (ANALOG COMMUNICATION SYSTEM) ได้ถูกแทนที่โดยการรวมระบบ ดิจิตอลกับระบบอนาล็อก เข้าด้วยกันหรืออาจจะ เป็นระบบดิจิทัลโดยสิ้นเชิงยิ่งกว่านั้นเป็นช่วงการเปลี่ยนจากการสื่อสารรูปแบบเสียง (VOICE) สู่แบบข้อมูล (DATA) ความสำคัญของการแสดงคุณสมบัติในการใช้งานก็เพิ่มขึ้นสัญญาณเสียง เวลาที่ส่งในรูปแบบของดิจิทัลจะมีความถูกต้องสูงคืออัตราความผิดพลาดประมาณ 10^{-3} (หนึ่งในพันบิต) และไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรภายนอกในระบบทำงานที่ต้องการอัตราความผิดพลาดในระดับ 10^{-7} (หนึ่งในสิบล้านบิต) หรืออาจต่ำกว่านี้ ในบางระบบก็ยังคงมีความต้องการการแสดงผลมากขึ้นด้วยโดยทั่วไประบบสื่อสารดิจิทัล เวลาเกิดการรบกวนขึ้นภายในระบบเพียงเล็กน้อยคุณลักษณะคุณสมบัติในการ

ใช้งานระบบจะไม่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใด ต้นเหตุอันนี้เป็นปัญหาในการกำหนดคุณสมบัติการใช้งานเวลาเปรียบเทียบกับ การส่งออกล็อกการผิดเพี้ยนในสัญญาณนาฬิกาจะส่งผลโดยตรงกับคุณสมบัติการใช้งานสำหรับผู้ใช้ และสามารถแสดงผลการผิดเพี้ยนได้อย่างง่ายดายแต่การผิดเพี้ยนของสัญญาณดิจิทัลจะไม่มีผลเด่นชัดต่อคุณสมบัติการใช้งาน จนกระทั่งเกิดการผิดพลาดขึ้นเพราะว่าจะมีช่วงเล็กน้อยเท่านั้นระหว่างจุดเริ่มต้นการผิดพลาดกับคุณสมบัติการใช้งานยอมรับไม่ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

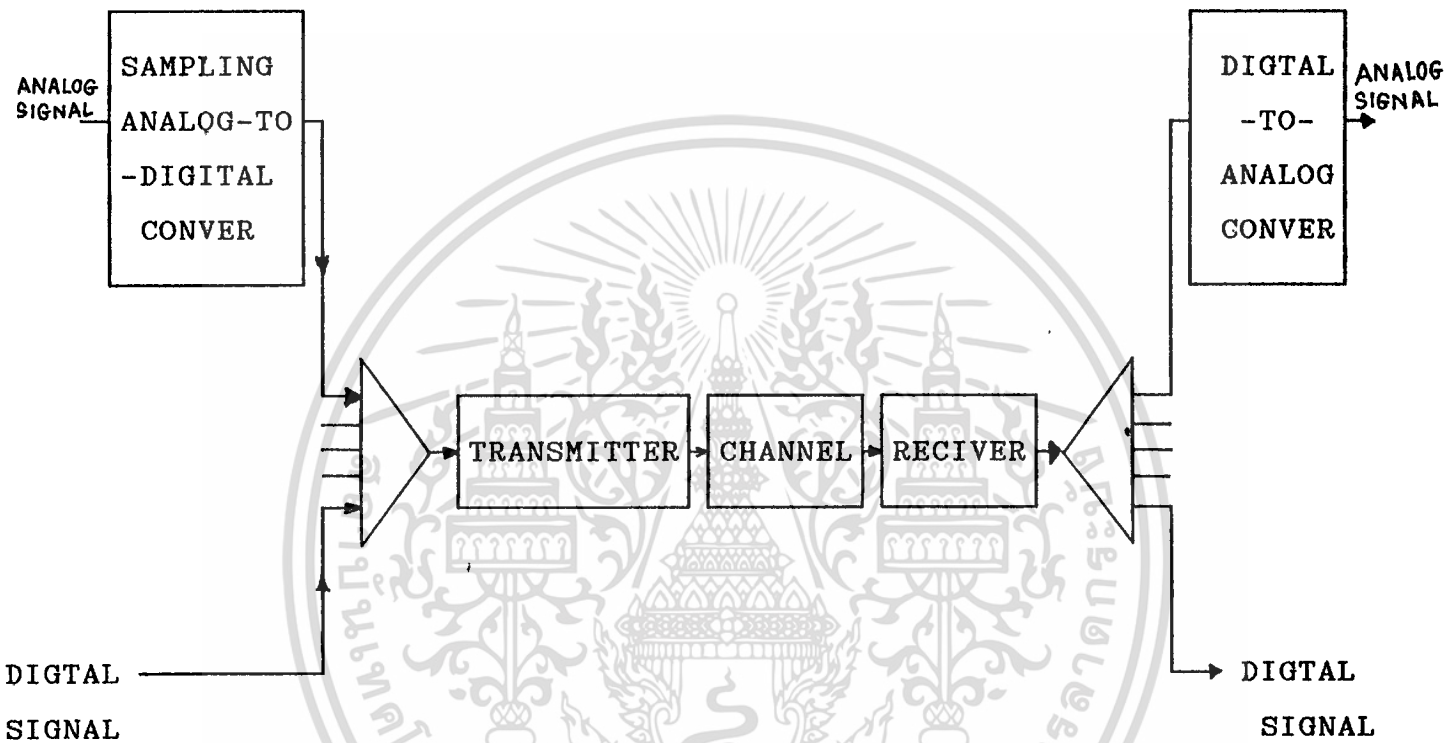
ทฤษฎีและหลักการระบบการสื่อสารดิจิทัล

2.1 ระบบสื่อสารดิจิทัล (DIGITAL COMMUNICATION SYSTEM)

จุดมุ่งหมายของระบบสื่อสารคือ การส่งข่าวสารจากจุดหนึ่งไปยังจุดอื่น ๆ โดยข่าวสารนี้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าในแบบอนาล็อกหรือดิจิทัลสัญญาณอนาล็อก (ANALOG SIGNAL) คือสัญญาณที่มีค่าต่อเนื่องตลอดเวลาในขณะที่สัญญาณดิจิทัล (DIGITAL SIGNAL) คือสัญญาณที่มีค่าแน่นอนและมีจำนวนจำกัด ตัวอย่างของสัญญาณอนาล็อกคือเสียงที่รับได้โดยไมโครโฟน และตัวอย่างของสัญญาณดิจิทัลคือสัญญาณข้อมูลที่ส่งออกจากคอมพิวเตอร์ส่วนประกอบเบื้องต้นของระบบสื่อสารดิจิทัลแสดงให้เห็นใน รูปที่ 1 โดยสัญญาณขาเข้า (INPUT SIGNAL) อาจจะมีลักษณะรูปแบบเดียวกับข้อมูลคอมพิวเตอร์หรือสัญญาณอนาล็อก จะทำการแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยการสุ่มตัวอย่าง (SAMPLING) และการจัดระดับ (QUANTIZATION) สัญญาณแต่ละแบบที่เข้ามาจะถูกตัวส่ง (TRANSMITTER) รวมสถานะแน่นอนของสัญญาณดิจิทัลทั้งหมดเข้าเป็นรูปแบบ ซึ่งเหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณ (CHANNEL) ระหว่างตัวส่งกับตัวรับ โดยที่ช่องสัญญาณจะมีรูปแบบที่แตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับโครงสร้างทางฟิสิกส์เช่นสายคู่ขนาน (WIRE PAIRE) สายโคแอกเชียล (COAXIAL) เส้นใยแสง (OPTICAL FIBERS) และชั้นบรรยากาศสำหรับการส่งด้วยคลื่นวิทยุซึ่งแตกต่างกันไปตามความต้องการของตัวส่ง โดยทั่วไปช่องสัญญาณจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยน (DISTORTION) ไปจากสัญญาณที่ส่งเนื่องจากการบวกลบสัญญาณรบกวน (NOISE) ที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ ทำให้เครื่องรับต้องทำงานหนักในการกู้ (RECOVER) เอาสัญญาณที่ถูกต้องกลับมาถ้าช่องสัญญาณมีระยะทางไกล การลดทอน (ATTENUATION) สัญญาณที่ส่งก็จะสูง ทำให้ต้องมีตัวทวนสัญญาณ (REPEATER) ระหว่างตัวส่งกับตัวรับเพื่อให้ปรับคุณลักษณะของสัญญาณถูกต้องรูปแบบง่าย ๆ ของตัวทวนสัญญาณ คือแอมพลิฟายซึ่งใช้ในแบบอนาล็อกซึ่งจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่รับเข้ามาแล้วส่งออกไป แต่วิธีนี้สัญญาณรบกวนก็จะถูกขยายด้วยซึ่งไม่ได้เป็นการกำจัดการผิดเพี้ยนของสัญญาณส่วนตัวทวนสัญญาณระบบดิจิทัลจะทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่จากสัญญาณเดิมแล้วทำการส่งต่อไป

ความสามารถในการสร้างสัญญาณใหม่เป็นข้อได้เปรียบของระบบดิจิทัล

ในการสื่อสารระบบอนาล็อกตัวทวนสัญญาณจะทำหน้าที่ขยายอย่างเดี่ยวโดยที่เครื่องรับจะทำการกะประมาณรูปร่างของสัญญาณ ให้ตรงกับสัญญาณที่ส่งการวัดคุณสมบัติในการใช้งานของระบบจะวัดในเทอมของการเหมือนกันระหว่างสัญญาณที่ส่งกับสัญญาณที่รับ



รูปที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบโดยทั่วไปของระบบการสื่อสารดิจิทัล

ในการสื่อสารดิจิทัลเครื่องรับจะพิจารณาความคล้ายคลึงของจำนวนที่เป็นไปได้ของสัญญาณที่ส่งมา ยกเว้นสถานะของสัญญาณผิดรูปไปหลายครั้ง การพิจารณาความถูกต้องทำให้สามารถสร้างสัญญาณที่ส่งมาได้สมบูรณ์ จากการกู้สัญญาณส่วนหนึ่งของหน่วยข่าวสารที่กู้ไม่ถูกต้อง (อัตราความผิดพลาด) จะนำมาใช้ในการวัดจำนวนปริมาณของคุณสมบัติในการใช้งานระบบจะเห็นว่าคุณสมบัติในการใช้งานของระบบสื่อสารดิจิทัลจะไม่เกี่ยวข้องกับระยะทางของช่องสัญญาณจากความแตกต่างของการวัดคุณสมบัติในการใช้งานของระบบทั้งสองนี้ เป็นจุดที่นำไปใช้ในการออกแบบอย่างกว้างๆ ระบบดิจิทัลที่เริ่มเข้ามาระบบแรก คือระบบพาหะดิจิทัลที่ 1 (T1 DIGITAL CARRIER SYSTEM)

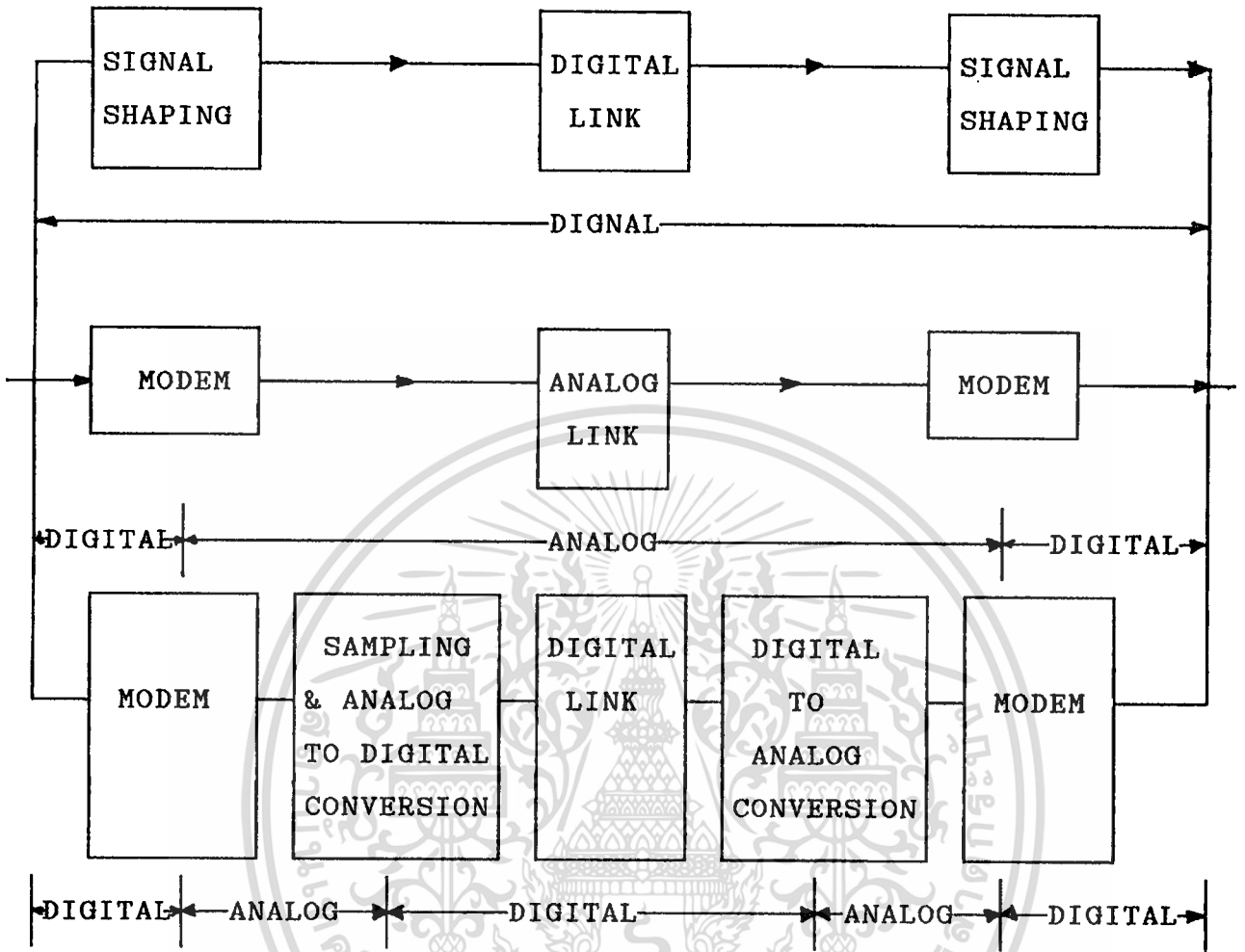
โดยระบบนี้จะใช้เบสแบนด์พัลส์ (BASE BAND PULSE) สำหรับส่งสัญญาณดิจิทัลสองระดับด้วยสายคู่ขนานและมีตัวทวนสัญญาณทุกๆ กิโลเมตรตั้งแต่นั้นมาจำนวนของระบบดิจิทัลก็มีเพิ่มขึ้นโดยมีอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดและใช้ตัวกลางในการส่งที่แตกต่างไปเช่น คลื่นวิทยุ และเส้นใยแสง

ในช่วงต่อมาได้นำเอากฎเกณฑ์ของระบบอนาล็อกมาใช้ในการกำหนดคุณสมบัติการใช้งานระบบสื่อสารดิจิทัลด้วย โดยส่วนใหญ่การพัฒนาาระบบดิจิทัลนี้มีรูปแบบมาจากรูปแบบการส่งข้อมูลอนาล็อก ในปัจจุบันเพื่อความสะดวกในการใช้งาน จึงได้มีการออกแบบการสื่อสารอนาล็อกเพื่อการส่งสัญญาณดิจิทัลผ่านเข้าไปในระบบโครงข่ายของอนาล็อกแต่ละระบบ สัญญาณดิจิทัลจะถูกทำการผสมสัญญาณ (MODULATE) ในลักษณะเช่นเดียวกับผสมสัญญาณอนาล็อกและที่ด้านรับสัญญาณดิจิทัลจะถูกแยกออกจากพาหะ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า โมเดม (MODEM) ซึ่งมาจากคำว่า MODULATOR DEMODULATOR ย่านความถี่ส่วนใหญ่ของสัญญาณที่ใช้ในการส่งของสายสัญญาณโทรศัพท์จะมีย่านความถี่ 300 - 3400 Hz เรียกย่านนี้ว่า ย่านข้อมูลเสียง (VOICE - BAND DATA OR VBD) ซึ่งความกว้างของย่านช่องสัญญาณนี้จะขึ้นอยู่กับชนิดของตัวกลางในการส่งและ วิธีการของการสื่อสารดิจิทัลจะอ้างถึงสัญญาณดิจิทัลที่ส่งในรูปแบบของอนาล็อก

การรวมระบบสื่อสารดิจิทัลและอนาล็อกเข้าด้วยกันเป็นระบบผสมซึ่งมีใช้อยู่ ในปัจจุบันสามารถแสดงให้ดูได้ดังรูปที่ 2.2

2.2 ต้นกำเนิดของความผิดพลาด (SOURCES OF ERROR)

โดยทั่วไป ในระบบสื่อสารดิจิทัลเปอร์เซ็นต์การรบกวนจากช่องสัญญาณจะมีน้อยกว่าระบบอนาล็อก แต่ถ้าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในขั้นตอนสุดท้ายมีมากก็จะทำให้คุณสมบัติในการใช้งานลดลงในแต่่วิธีของการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลจะเป็นการส่งข้อมูล ในรูปแบบของสัญญาณอนาล็อกโดยทั่วไปในการส่งข่าวสารข้อมูลผลของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนนั้น จะเหมือนกันในการส่งสัญญาณทั้ง 2 แบบแต่ความแตกต่างจะอยู่ที่การใช้ตัวทวนสัญญาณในระบบดิจิทัลจะทำการแยกระบบออกเป็นการเชื่อมโยงจุดย่อย ทำให้สามารถคำนวณการผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ และสามารถทำการกำจัดออกไปก่อนที่จะเกิดการผิดเพี้ยนที่สูงชนิดของการผิดเพี้ยนที่เป็นสาเหตุให้เกิดการกู้ข้อมูลผิดพลาดแบ่งเป็น 2 กลุ่ม คือ



รูปที่ 2. 2 แสดงความเป็นไปได้ในระบบดิจิทัล

กลุ่มแรก เป็นผลที่เกิดจากการคาดการณ์ไว้ล่วงหน้าและความไม่สมดุขยของช่องสัญญาณซึ่งผลอันนี้จะไม่น่ามาคิด

กลุ่มสอง กลุ่มที่สองเป็นกลุ่มที่เกิดจากการรบกวน ในรูปแบบที่ไม่สามารถคาดการณ์ได้และผลจากการรบกวนจากภายนอก

ความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ในระบบดิจิทัลนั้นไม่ได้เกิดจากสาเหตุเดียว แต่เกิดจากหลายสาเหตุรวมกัน ซึ่งเป็นผลให้เกิดความแตกต่างของรูปร่างคลื่นในแต่ละจุด ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นมีผลมาจากการบวกลบของสัญญาณรบกวนเข้าไปสองสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดการผิดพลาดขึ้น คือ ความไม่สมบูรณ์ในคุณลักษณะของขนาด (AMPLITUDE) และเฟส (PHASE) เนื่องจากย่านที่จำกัดของช่องสัญญาณ

การผิดเพี้ยนทางขนาด เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความสัมพันธ์และขนาดของส่วนประกอบของสัญญาณในความถี่ต่าง ๆ ที่เปลี่ยนไป และการผิดเพี้ยนทางเฟสเกิดจากการเปลี่ยนแปลงที่เกี่ยวข้องกับเวลาในการส่ง แต่ละรูปแบบของการทำให้สัญญาณที่รับผิดเพี้ยนเป็นฟังก์ชันของค่าสัญญาณที่ส่งมาก่อนที่เฉพาะจุดในเวลานั้น ผลอันนี้เรียกว่าการรบกวนทางสัญลักษณ์ (INTERSYMBOL INTERFERENCE) ถ้าเกิดการเลื่อนของช่องสัญญาณกับการแยกช่องสัญญาณ จะทำให้เกิดการแปลสถานะของข่าวสารที่รับได้ผิดไป

คุณลักษณะของขนาดและ เฟสในตัวกลางที่ส่งบางตัวไม่ว่าจะเป็นสายคู่ขนาน หรือสายโคแอกเซียลจะสัมพันธ์กับค่าคงที่ของเวลาและสามารถแก้ไขได้ โดยการเปลี่ยนช่วงตอบสนองของวงจรในการส่งแต่ละแบบไม่ว่าจะเป็น การส่งคลื่นวิทยุผ่านชั้นบรรยากาศ คุณลักษณะของช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตลอดเวลา สาเหตุของการรบกวนเกิดจากการเปลี่ยนช่วงของระบบมีหลายสาเหตุที่แสดงอาการคล้ายกันและเราสามารถแยกเอาสัญญาณรบกวนนี้ออกไปได้โดยใช้ตัวกรองความถี่ (FILTER) ถ้ากำลังของสัญญาณมีขนาดเท่ากับ กำลังสัญญาณรบกวนจะทำให้เกิดการแปลสัญญาณที่รับได้ผิดไปและอัตราความผิดพลาดก็จะมีค่าสูง ดังนั้นระดับของสัญญาณรบกวนจะถูกคำนวณในขนาดที่สัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณและจะถูกกำจัดออกไปก่อนที่สัญญาณรบกวนจะมีขนาดใหญ่จาก เทคนิคอันนี้ทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดน้อยลง อย่างไรก็ตามผลของสัญญาณรบกวนจะต้องนำมาคิดที่ตัวรับด้วยชนิดของการรบกวนแบบชรรวมดา คือผลชั่วครวที่เกิดจากอิมพัลส์นอยส์ (IMPULSE NOISE) และการหยุดชะงัก อิมพัลส์นอยส์มีคุณลักษณะของการรบกวนเป็นยอดแหลมเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วและมีระดับพลังงานเทียบเท่าระดับของสัญญาณ ซึ่งเป็นสาเหตุอันหนึ่งที่ทำให้ อัตราความผิดพลาดเพิ่มขึ้นการหยุดชะงักของระบบมีลักษณะเช่นเดียวกับการสูญหายของสัญญาณข้อมูลในช่วงสั้นๆ เป็นผลให้เกิดผิดพลาดซึ่งอัตราความผิดพลาดที่เกิดจากสาเหตุทั้งสองนี้เป็นเรื่องชรรวมดาในระบบการสื่อสารดิจิทัลเวลาเกิดปัญหานี้ขึ้นจะทำการแก้ไขโดยการส่งข้อมูลซ้ำ

โดยทั่วไปเวลาที่เกิดพัลส์จนถึงเวลาที่พัลส์หยุดเกิด และไปเริ่มเกิดพัลส์ลูกใหม่นั้น จะมีค่าเวลาที่แน่นอนเมื่อสัญญาณถูกรับมาจะแสดงค่าสูงสุดที่พ้นจากสัญญาณรบกวนและ นี้คือเวลาที่ตัดสินใจว่าควรแสดงค่าสัญญาณดิจิทัลการกำหนด เวลาที่เปลี่ยนไปในเครื่องรับนั้นสามารถนำมาเป็นออฟเซต (OFFSET) คงที่จากการสุ่มที่เหมาะสมที่สุดในแต่ละกรณีของความผิดพลาดที่อยู่ข้างหน้าของมัน

จะถูกทำให้ลดลง สัญญาณรบกวนที่มีระดับต่ำเป็นสาเหตุของความผิดพลาดได้จำนวนของการเส้นทางเฟสที่เกิดจากการสุ่มตัวอย่างเป็นสาเหตุหนึ่งของความผิดพลาด ซึ่งจะต้องทำให้เกิดการกู้ข้อมูลซ้ำและการสร้างสัญญาณใหม่สามารถทำได้จากการสุ่มตัวอย่าง โดยการกำหนดเวลาสัญญาณขึ้นใหม่

ปัญหาการกำหนดเวลาอาจเกิดขึ้นถ้าเครื่องรับเกิดการสูญเสียการติดตามจำนวนหน่วยข่าวสารรับ ในหลายแบบของการพาข่าวสารไปบนช่องสัญญาณ อาจจะทำหนดในแต่ละ เวลาที่แคบบนช่องสัญญาณเป็นช่วงๆ ขบวนการนี้เรียกว่า การแบ่งช่วงเวลาในการส่ง (TIME DIVISION MULTIPLEXING) ถ้าเครื่องรับไม่มีเอกลักษณ์ของช่วงเวลาแคบ ในการเริ่มต้นรับข่าวสารก็ไม่สามารถแบ่งแยกได้อย่างถูกต้อง และไม่มีประโยชน์เว้นแต่ข่าวสารหนึ่งหน่วยจะถูกรับเข้ามาเฉพาะที่ถูกต้องเท่านั้นธรรมชาติ การออกแบบการสื่อสารระบบดิจิทัลคือการเลือกช่องสัญญาณให้มีคุณลักษณะที่เหมาะสมสำหรับการส่งข้อมูล แต่ไม่ใช่สำหรับย่านข้อมูลเสียง (VOICE-BAND DATA) อย่างไรก็ตามช่องสัญญาณที่กล่าวถึงเป็นการเริ่มต้นออกแบบสำหรับการสื่อสารสัญญาณเสียง สำหรับการส่งข้อมูลย่านเสียงเราอาจจะแนะนำสาเหตุที่ทำให้การผสมสัญญาณข้อมูลผิดเพี้ยน แต่ไม่ทำให้ระบบการสื่อสารผิดเพี้ยนซึ่งมีดังนี้

1. การผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้น (NONLINEAR DISTORTION) เป็นการพูดถึงฮาร์โมนิค (HARMONICS) ของความถี่สัญญาณขาเข้า (INPUT SIGNAL) ในสัญญาณขาออก (OUTPUT SIGNAL) มักจะเกิดจากส่วนประกอบของช่องสัญญาณทำให้เอาท์พุทไม่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณอินพุทและทำให้เกิดการรบกวนทางสัญญาณลักษณะ

2. ความถี่ออฟเซต (OFFSET FREQUENCY) เป็นการเลื่อนของความถี่เล็กน้อยด้วยค่าคงที่ในความถี่ทั้งหมดที่ได้รับ ซึ่งเป็นค่าความแตกต่างของความถี่พาหะที่ใช้ในการผสมคลื่น (MODULATION) กับการแปลข้อมูล (DEMODULATION)

3. ลิสทีนเนอร์เอ็กโก (LISTENER ECHO) เป็นการบวกรบกวนในช่วงเวลาที่หน่วงด้วยสัญญาณตัวมันเองจะเกิดการสะท้อนที่ไม่ต่อเนื่องในทางเดินการส่ง

4. การรบกวนจากความถี่ (SINGLE-FREQUENCY INTERFERENCE) เป็นการบวกรบกวนสัญญาณโทนเสียง (TONE) เข้ากับสัญญาณอินพุท



5. อัตราการขยายและเฟสฮิต (GAIN AND PHASE HIT) เป็น การเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วในขนาดหรือเฟสของสัญญาณที่รับ โดยมีสาเหตุจาก ช่องสัญญาณ

แม้ว่าสาเหตุของการผิดพลาดในระบบการสื่อสารคือ ความไม่สมบูรณ์ ของช่องสัญญาณ ซึ่งผลที่เกิดขึ้นกับสัญญาณจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับส่วนประกอบของ ความไม่สมบูรณ์นั้นๆ โดยทั่วไป อัตราความผิดพลาดจะสูงและข้อมูลที่รับได้จะใช้ ไม่ได้ในช่วงการส่งที่ไม่สำเร็จนี้ ถ้าระบบมีเครื่องตรวจสอบก็จะทำให้ผู้ใช้งานสา มารถพบได้ในเวลาอันสั้น

2.3 การวัดคุณสมบัติในการใช้งานในระบบสื่อสารดิจิทัล

2.3.1 กฎเกณฑ์คุณสมบัติการใช้งาน (PERFORMANCE CRITERIA)

ในการกำหนดชนิดความสามารถของระบบการสื่อสารที่จะพาข่าวสาร และเปรียบเทียบระบบนั้นเข้ากับระบบอื่น ๆ คือการตั้งกฎเกณฑ์คุณสมบัติในการใช้ งานที่ดี ซึ่งเป็นสิ่งที่ต้องการแต่ละกฎเกณฑ์เหมาะสำหรับการใช้งานอย่างง่ายและ คุณสมบัติของคุณสมบัติในการใช้งานระบบนั้นต้องสมบูรณ์และรายละเอียดภายนอก จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของระบบข้อกำหนดมีความจำเป็นสำหรับผู้ออกแบบหรือผู้ใช้ ระบบสื่อสาร เพื่อให้สามารถทำการเปรียบเทียบความแตกต่างของวิธีการส่งข่าว สารและสามารถที่จะเลือกนำมาใช้งานจริงๆได้ ตัวอย่างอันหนึ่งของการเลือกที่ จะทำการสื่อสารข้อมูลการส่งจะส่งในรูปแบบของดิจิทัลหรืออานาล็อกทางเดินที่ดี ของข่าวสารจากแหล่งกำเนิดถึงผู้ใช้อาจจะติดตั้งถาวรสำหรับการเชื่อมต่อระหว่าง จุดถึงจุดหรืออาจจะตั้งขึ้นชั่วคราวเฉพาะเวลาที่ต้องการ

จำนวนกฎเกณฑ์คุณสมบัติในการใช้งานที่มีแนะนำใช้ช่วงเวลาที่ผ่านมา ส่วนใหญ่จะเกี่ยวข้องกับคุณสมบัติในการสื่อสารข้อมูลที่พิจารณาที่จุดของผู้ใช้งานใน แต่ละระบบ อย่างไรก็ตามกฎเกณฑ์ที่แนะนำไว้สามารถที่จะนำไปประยุกต์ เข้ากับ การส่งสัญญาณเสียงที่ได้รับการแปลงให้เป็นดิจิทัลในรูปแบบอื่นๆได้ กฎเกณฑ์อีกอัน หนึ่งที่เกี่ยวข้องกับคุณสมบัติในการใช้งานก็ คือการรับผิดชอบและการบำรุงรักษากฎ เกณฑ์อันนี้เป็นผลดีในการเพิ่มคุณสมบัติการใช้งานขึ้นอีกข้อเสนอแนะอันแรกที่ยอมรับ ก็คือข้อเสนอแนะของสมาคมมาตรฐานแห่งชาติอเมริกา (AMERICA NATIONAL STANDARDS INTITNTE OR ANSI) ซึ่งพิจารณาคุณสมบัติการใช้งานในเทอมของ เฟสที่ใช้สำหรับการติดต่อ (CALL PHASE) เฟสที่ใช้สำหรับติดต่อสามารถแบ่ง ออกได้เป็น 5 เฟสคือ

1. เฟสที่ใช้สำหรับการเชื่อมต่อ (CONNECTION PHASE)

2. เฟสที่ใช้สำหรับการเชื่อมโยง (LINK PHASE) สัญญาณเฟสทั้งสองจะเกิดขึ้นในเวลาที่มีการส่งข่าวสารผ่านช่องสัญญาณโดยเฟสที่ 1 จะใช้สำหรับวงจรสวิตซ์ (SWITCHED CIRCUIT) เพื่อทำการตัดต่อช่องสัญญาณและเฟสที่ 2 ใช้ในการเตรียมสำหรับการรับส่งข่าวสาร

3. เฟสการส่งข่าวสาร (INFORMATION TRANSFER PHASE) เป็นเฟสที่แสดงถึงการเริ่มต้นการส่งข่าวสารและสิ้นสุดการส่งข่าวสาร

4. และ 5. (CONNECTION CLEARING PHASE) เป็นเฟสที่ใช้ในการเคลียร์การเชื่อมต่อต่าง ๆ เมื่อสิ้นสุดการส่งข่าวสาร

สมาคมมาตรฐานแห่งชาติอเมริกาได้ให้คำจำกัดความของกฎเกณฑ์ 4 ข้อที่กำหนดคุณสมบัติในการใช้งานของทางเดินข่าวสาร (INFORMATION PATH) โดยประกอบด้วย

1. อัตราการส่งบิตข่าวสาร (TRANSFER RATE OF INFORMATION)
2. เวลาที่ใช้ในการส่ง (TRANSFER OVERHEAD TIME)
3. อัตราความผิดพลาดที่ปรากฏ (RESIDUAL ERROR RATE)
4. กฎเกณฑ์ที่เป็นประโยชน์อื่น ๆ (AVAILABILITY)

อัตราการส่งบิตข่าวสารแสดงโดยอัตราส่วนระหว่างจำนวนบิตในระหว่างช่วงเวลาของเฟสการส่งข่าวสาร ซึ่งจะแสดงในรูปของบิตต่อวินาทีและที่ใช้ในการส่งจะวัดโดยเวลาของเฟสติดต่อกันหมดยกเว้นเฟสการส่งข่าวสารหารด้วยจำนวนของบิตข่าวสารที่รับคือ

$$T_1 + T_2 + T_4 + T_5$$

$$TOT =$$

$$\frac{\text{NUMBER OF INFORMATION BITS ACCEPTED BY RECEIVE}}{\text{...}}$$

โดยที่ T_i คือ ระยะเวลาของเฟส i ในหน่วยวินาทีและอัตราความผิดพลาดเป็นอัตราส่วนระหว่างจำนวนหน่วยข่าวสารที่ไม่ถูกต้องต่อจำนวนหน่วยข่าวสารทั้งหมด ที่เครื่องรับจากผลเหล่านี้เป็นส่วนหนึ่งของการตัดสินใจเลือกช่วงเวลาซึ่งจะทำให้ทางเดินข่าวสารมีความสามารถในทางปฏิบัติตามที่กำหนดมาซึ่งในรูปที่ 2.3 จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกฎเกณฑ์คุณสมบัติในการใช้งานกับเฟสที่ใช้

สำหรับติดต่อ

แม้ว่าความหมายของกฎเกณฑ์จะเป็นการแนะนำเกี่ยวกับข้อควรระวัง และผู้ใช้งานสามารถตรวจสอบได้ง่าย ๆ อย่างไรก็ตามก็ตามกฎเกณฑ์ คือ การแยกเอา การเสื่อมลงของคุณสมบัติในการใช้ งานออกและบ่งบอกถึงสาเหตุของเหตุการณ์ที่เกิดขึ้น กฎเกณฑ์คุณสมบัติในการใช้งาน 7 ข้อที่ควรพิจารณา

1. ความสามารถ (ACCESSIBILITY) เป็นการวัดความสามารถ ในการใช้งานหรือการติดต่อด้วยระบบสื่อสารที่สามารถหาบริการได้ง่าย

2. ผลประโยชน์ (AVAILABILITY) เป็นการวัดความน่าจะเป็น ของการบริการในชั้นตอนสุดท้าย

3. ความถูกต้อง (ACCURACY) เป็นการวัดความผิดพลาดที่เกิดจาก การส่งข่าวสาร

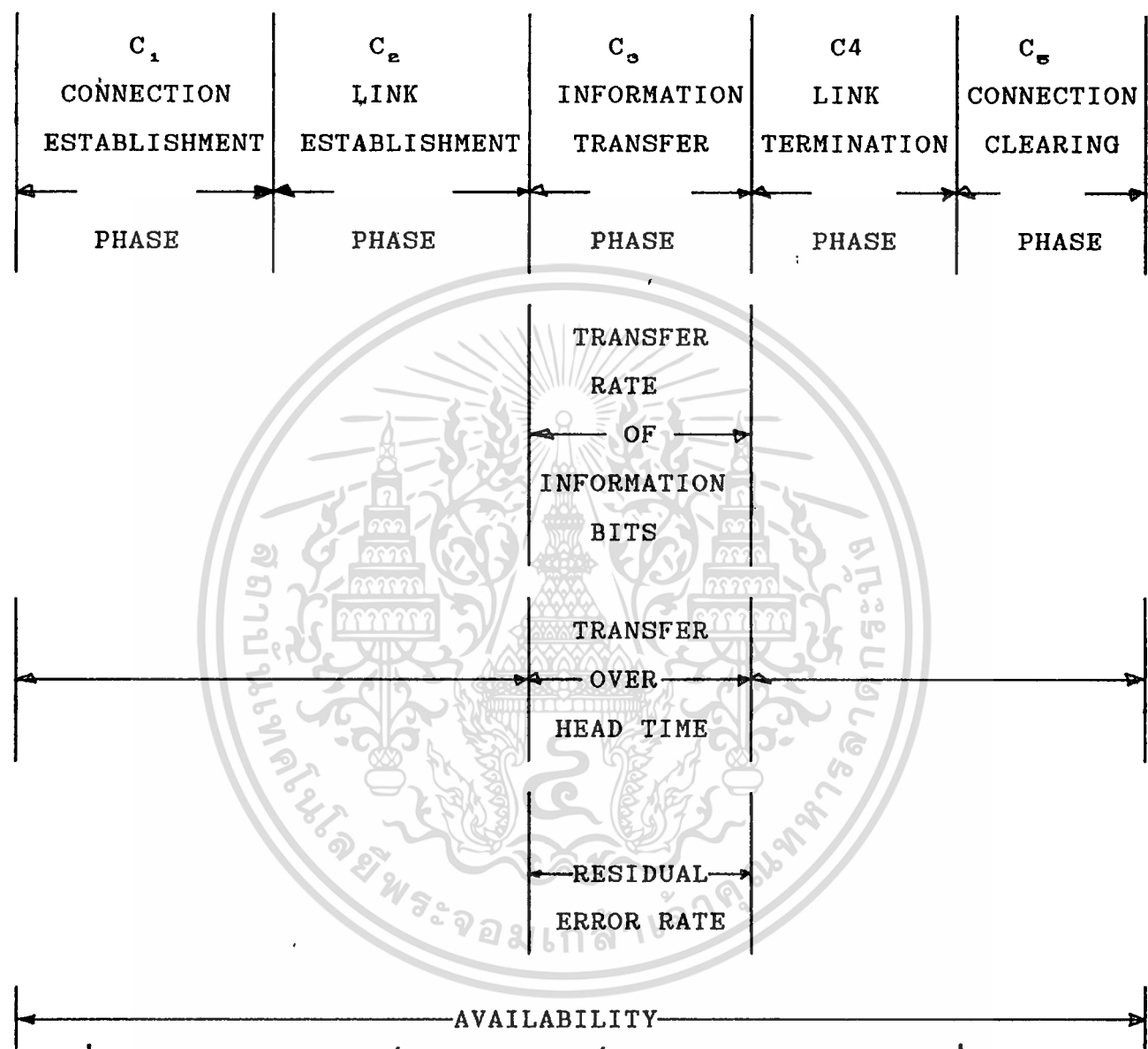
4. การหน่วงเวลา (DELAY) การวัดเวลาที่ผ่านไปที่เกิดขึ้นกับแหล่ง กำเนิดข่าวสารหรือผู้ใช้เป็นช่วงเวลาระหว่างการเริ่มต้นส่งข่าวสารของแหล่งกำเนิดหรือช่วงเวลาที่ยิบแรกถึงผู้ใช้งาน

5. การแสดงผล (EFFICIENCY) การแสดงความสามารถซึ่งระบบ จะหาหนทางคล้ายคลึงสำหรับการส่งข่าวสาร

6. ความปลอดภัย (SECURITY) เป็นการวัดระดับความสามารถของ ระบบที่จะไม่ทำให้ข้อมูลถูกทำลาย

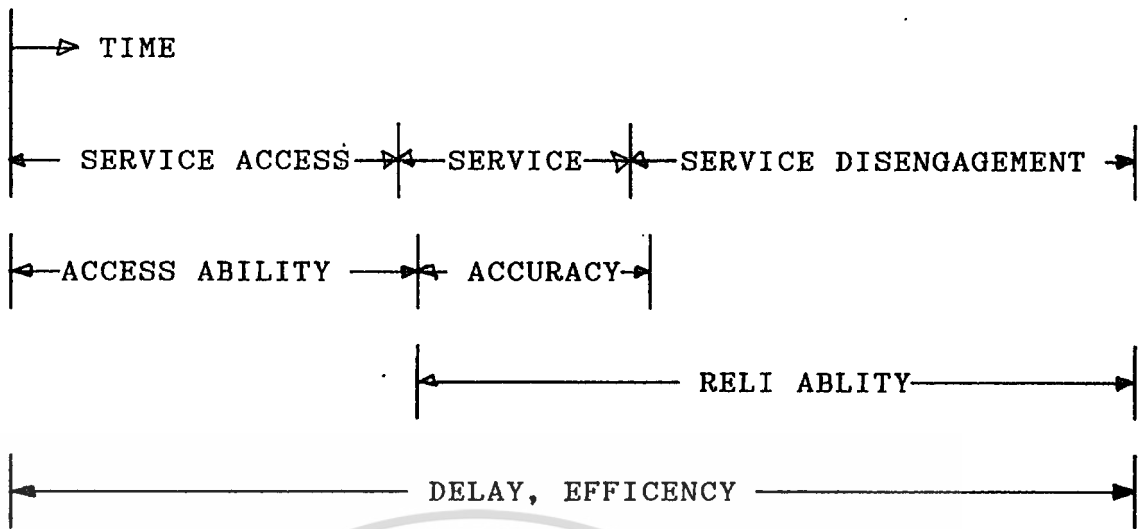
7. การเปลี่ยนแปลง (TRANSPARENCY) คือ ความสามารถที่จะ เปลี่ยนแปลงในการส่งข้อมูลได้กว้างขึ้น

CALL PHASE



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเกณฑ์คุณสมบัติการใช้งานกับเฟสเพื่อติดต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่วงเวลาซึ่งใช้เป็นกฎเกณฑ์ในการวัด

2.3.2 พารามิเตอร์ของคุณสมบัติในการใช้งาน (PERFORMANCE PARAMETER)

กฎเกณฑ์คุณสมบัติโดยทั่วไปที่มีอยู่เป็นธรรมดาที่จะค่อนข้างจะเป็นเรื่องย่อ ๆ และจะไม่สามารถทำการวัดได้โดยตรง ถ้าต้องการแสดงค่าออกมาเป็นตัวเลขพารามิเตอร์ ในการใช้งานจะถูกจำกัดและวัดเฉพาะคุณสมบัติที่มีอิทธิพลต่อการใช้งานซึ่งแต่ละกฎเกณฑ์นั้นอาจจะสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ย่อย ๆ และสามารถกำหนดค่าได้ ถ้าสูตรที่คำนวณนั้นรวมผลของตัวแปรนั้นด้วยการไม่เหมือนกันของกฎเกณฑ์คุณสมบัติการใช้งานกับพารามิเตอร์ซึ่งจะเป็นการวัดความเหมาะสมในระบบ และเป็นเครื่องชี้ความแตกต่างระหว่าง ผู้เลือกใช้พารามิเตอร์ที่เหมาะสมโดยจะวัดผลประโยชน์ของข่าวสารที่จุดปลายของระบบสื่อสารดิจิทัล และการจัดการหรือเก็บรักษาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมซึ่งจะวัดแต่ละส่วนประกอบของแต่ละระบบส่วนพารามิเตอร์ของผู้ใช้งานจะเกี่ยวข้อง กับการตรวจสอบคุณสมบัติในการใช้งานที่พบในความเป็นจริงทั้งหมดและพารามิเตอร์นี้ จะใช้วัดการตรวจสอบการทำงานของส่วนที่จัดไว้ และใช้ค่าพารามิเตอร์หาจุดของปัญหาที่เกิดขึ้นแต่ในที่นี้ เราจะพิจารณาพารามิเตอร์ที่มีความสัมพันธ์กับอัตราความผิดพลาดเท่านั้นส่วนใหญ่ วิธีการวัดความแน่นอนของพารามิเตอร์จะอยู่ในรูปแบบของการแสดงอัตราความผิดพลาด ซึ่งหาได้จากการนับจำนวนหน่วยข่าวสารที่ผิด (NE) แล้วหารด้วยจำนวนหน่วยข่าวสารทั้งหมด (NI) ในช่วงเวลาที่วัดได้

NE

$$ER = \frac{\quad}{\quad}$$

NI

ซึ่งค่าอันนี้จะนำไปใช้ในการประมาณความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาด โดยทั่วไปแล้วจำนวนข้อผิดพลาดที่รับจะเท่ากับจำนวนข้อผิดพลาดที่ส่งแต่ในระบบจะมีการเสียหายของข้อมูลในช่องสัญญาณและรูปแบบการจำลองผิดพลาดก็จะนับได้เหมือนกับการคำนวณอัตราความผิดพลาด มีความเป็นไปได้ที่จะคำนวณเนื้อหาความเสียหาย และจำลองหน่วยข้อผิดพลาดเพื่อหาความผิดพลาดข้อผิดพลาดที่ติดต่อกัน จะตรวจสอบความผิดพลาดในหน่วยของบิต และอัตราบิตผิดพลาดโดยข้อผิดพลาดจะมีโครงสร้างเป็นตัวอักษร (CHARACTOR) หรือบล็อก (BLOCK) ในระบบส่วนใหญ่ เปรียบเช่นต์ของการเกิดบิตผิดพลาดในรูปแบบตัวอักษรจะเกิดเป็นส่วนน้อย ดังนั้นอัตราความผิดพลาดจะแสดงในรูปของความผิดพลาดต่อตัวอักษรหรือบล็อกที่รับเข้ามาและอัตราความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะเปลี่ยนไปตามขนาดของตัวอักษร หรือบล็อก รูปแบบการแสดงความผิดพลาดจะต้องมีการกล่าวแนะนำด้วย บางระบบมีการบวกข้อผิดพลาดส่วนเกินเข้าไปในสัญญาณที่ส่ง โดยอยู่ในรูปของการบวกบิตข้อผิดพลาดเรียกว่า พาริตีบิต (PARITY BIT) ซึ่งค่าของมันจะถูกกำหนดจากบิตของข้อผิดพลาดอื่น ๆ ผลที่นำเอาพาริตีมาใช้คือมันจะถูกใช้แสดงการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลซึ่งอัตราพาริตีผิดพลาด (PARITY ERRORBIT) สามารถแสดงได้เหมือนกับ อัตราความผิดพลาดของบิต โดยการดีเท็คพาริตีแล้วหารด้วยจำนวนบิตทั้งหมด การวัดอัตราความผิดพลาด คือการแสดงจำนวนของการผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่วงของคาบเวลานั้นวิธีการหนึ่งที่เป็นไปได้ในการแสดงการกระจายคือ ช่วงเวลาอิสระที่เกิดความผิดพลาด (ERROR-FREE INTERVAL) ซึ่งจะวัดในช่วงเวลาที่เกิดความผิดพลาดตัวแรกถึงความผิดพลาดตัวต่อไปค่าช่วงเวลาที่ได้รับ ระหว่างเวลาที่ทำการวัดสามารถใช้เขียนกราฟแสดงเครื่องหมายระหว่างความผิดพลาด และช่วงเวลาที่เกิดความผิดพลาดสามารถวัดได้เหมือนกับการวัดบิตที่ผิดพลาดในช่วงเวลา หรือ ช่วงของตัวอักษรหรือบล็อกขึ้นอยู่กับความสะดวกของผู้ทำการวัด

2.4 การแสดงความผิดพลาด (ERROR MONITORS)

ในการแสดงความผิดพลาดที่เกิดขึ้น เราสามารถออกได้ 4 แบบ

1. การแสดงความผิดพลาดโดยใช้สัญญาณทดสอบ (ERROR MONITORS USING TEST SIGNALS)

2. การแสดงความผิดพลาดโดยการวัดพารามิเตอร์ (ERROR MONITORS MEASURING SIGNAL PARAMETERS)

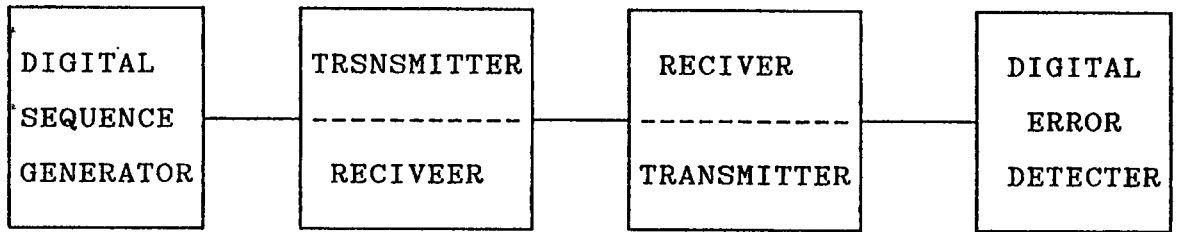
3. การแสดงความผิดพลาดโดยการแยกจุดเสียหาย (ERROR MONITORS USING VIOLATION DETECTION)

4. การแสดงความผิดพลาด โดยการวัดการแสดงความผิดพลาดปลอม (ERROR MONITOR USING PSEUDO-ERROR MONITORING)

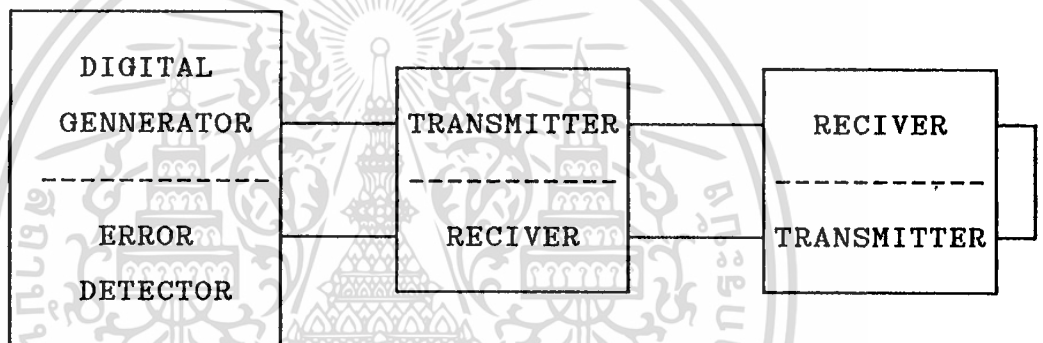
โดยสัญญาณทดสอบ (TEST SIGNAL) คือ สัญญาณที่มีรูปแบบและระดับของสัญญาณที่รู้ รูปแบบใช้เพื่อทำการทดสอบและกะประมาณคุณสมบัติในการใช้งานระบบ หรือวัดอัตราความผิดพลาดและอัตราความผิดพลาดสามารถทำการกะประมาณได้จากการวัดพารามิเตอร์ ของสัญญาณซึ่งในการจะวัดพารามิเตอร์ตัวใดขึ้นอยู่กับแต่ละกรณีบ่อยครั้งที่ข้อมูลจะถูกทำการเข้ารหัสก่อนที่จะทำการส่งเวลาที่เกิดความผิดพลาดขึ้นจะทำให้รูปแบบสัญญาณเปลี่ยนไป เราจะทำการตรวจสอบจำนวนจุดที่ถูกทำลายไปและกะประมาณความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ส่วนการแสดงความในแบบที่4 นั้นจะพิจารณาทางเดินของสัญญาณที่รองลงมากับการควบคุมจำนวนของการรบกวนและทำการบวกรวมความผิดพลาดที่ได้เพิ่ม ซึ่งจะสัมพันธ์กับความผิดพลาดจริง ๆ จากการวัดอัตราความผิดพลาดปลอมจากแสดงความผิดพลาดในแต่ละแบบนี้ปริภูมินิพนธ์ เล่มนี้ เลือกว่าเฉพาะการแสดงความผิดพลาดโดยใช้สัญญาณทดสอบ

2.4.1 การแสดงความผิดพลาดโดยใช้การทดสอบลำดับ (ERROR MONITORING USING TEST SEQUENCES)

ส่วนใหญ่วิธีที่แน่นอนของการกำหนดคุณภาพข่าวสารที่ส่งออกไปยังเครื่องมือรับคือ การเปรียบเทียบข้อมูลที่ได้รับได้กับข้อมูลที่ส่งซึ่งข้อมูลพิเศษที่รู้รูปแบบจะถูกนำมาใช้ในการทดสอบหรืออาจจะใช้วิธีการป้อนกลับคือ ที่เครื่องรับจะทำการส่งข่าวสารที่รับได้กลับมายังแหล่งกำเนิด การตรวจสอบทำได้โดยเปรียบเทียบสัญญาณที่ส่งและรับทำให้รู้จำนวนของการผิดพลาดที่ได้เกิดขึ้นในระบบสื่อสารในการส่งข้อมูลทดสอบ (TEST SEQUENCES) จะทำจากข้อมูลดิจิทัล (DIGITAL SEQUENCE) โดยรวมให้ทางผ่านช่องสัญญาณจากแหล่งจ่ายถึงจุดทดสอบ หรือสัญญาณตรวจสอบอนาล็อก (ANALOG TEST SEQUENCE) จะใช้ตรวจสอบส่วนของช่องสัญญาณอนาล็อกเท่านั้น โดยใช้หลักการตรวจสอบลำดับสัญญาณทดสอบ ตรวจสอบในแต่ละส่วนของการสื่อสารจะทำให้เราหาสาเหตุของการเสื่อมลงในระบบแต่ละส่วน นี้คือความจำเป็นในการตรวจสอบระบบถ้าหากระบบเกิดเปลี่ยนไป



(A) ONE WAY CHNNEL TEST



(B) TWO WAY CHANNEL TEST

รูปที่ 2.5 แสดงการทดสอบระบบแบบต่าง ๆ

จากรูปที่ 2.5 แสดงย่านของการตรวจสอบโดยใช้สัญญาณอนาล็อก และดิจิทัลตรวจสอบโดยการส่งแบบทิศทางเดียวแบบมีการย้อนกลับในการส่งแบบ ทิศทางเดียวจะต้องมีอุปกรณ์ทดสอบและผู้เชี่ยวชาญในการทำงานที่ปลายทางถ้าใช้ แบบย้อนกลับจะสามารถทำการทดสอบได้ไกลและแน่นอน

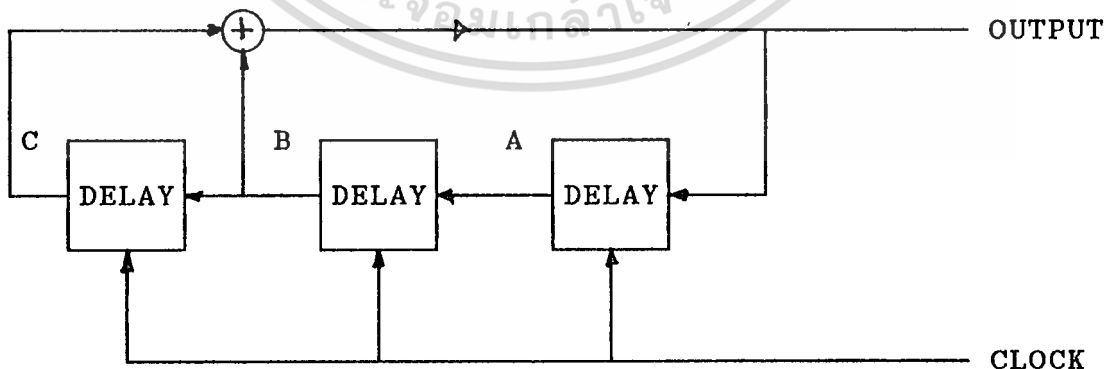
2.4.2 สัญญาณทดสอบแบบลำดับดิจิทัล (DIGITAL TEST SEQUENCES)

การทดสอบลำดับทดสอบแบบดิจิทัลหาค่าคุณสมบัติขนาดจำนวนของการ ผิดพลาดในคาบเวลาหนึ่งสามารถที่จะตรวจจับการผิดพลาดในระยะไกลได้ ในระ หว่างที่วัดอยู่นั้นอุปกรณ์กำเนิดสัญญาณและตรวจจับความผิดพลาดจะทำหน้าที่ส่งข้อมูล แทนในการวัดจำนวนความผิดพลาดโดยสัญญาณทดสอบแบบลำดับดิจิทัลแสดงผลโดย การกำหนดโครงสร้างในลำดับทดสอบหรือบันทึกสถานที่เกิดความผิดพลาดการวัดโดย

ใช้ลำดับทดสอบดิจิทัลจะต้องรู้รูปแบบในการส่งข้อมูล ที่ด้านรับปลายทางจะเอาข้อมูลที่ได้อ่านเปรียบเทียบกับค่าที่ได้ออกมาเป็นผลการผิดพลาด รูปแบบของข้อมูลจะอ่านจากส่วนที่เก็บใช้ในการเก็บลำดับทดสอบทั้งทางด้านส่งและด้านรับ สำหรับตัวอย่างเช่น เทปหรือหน่วยความจำ แต่โดยทั่วไปจะใช้รีจิสเตอร์ (REGISTER) ตัวอย่างของรูปแบบสัญญาณแสดงในรูปที่ 2.6 แต่ละตัวของรีจิสเตอร์จะเก็บ 1 หลักไบนารี (BINARY) เท่ากับที่มันป้อนเข้าทางอินพุตเมื่อป้อนสัญญาณนาฬิกา ข้อมูลจะถูกเลื่อนไป และจะนำไปบวกกันกับบิตที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตรีจิสเตอร์ หรือจากส่วน (STATE) อื่น ๆ โดยใช้ตัวเลือกที่เหมาะสมของตำแหน่งสำหรับทำการป้อนกลับและบวกกัน มันจะให้คาบของการอนุกรมซึ่งจะเป็นจุดประสงค์ของการตรวจสอบที่สามารถพิจารณาได้ คาบของอนุกรมนี้จะกำหนดได้โดย N-STAGE ของรีจิสเตอร์คือ $2^N - 1$ คุณสมบัติอื่น ๆ ของค่าคาบอนุกรมคือ

1. จะมีชิฟต์รีจิสเตอร์ (SHIFT REGISTER) ที่ใช้งาน N บิตรวมกันยกเว้นจุดเป็นศูนย์รวมกันและคาบของอนุกรมคือ $2^N - 1$
2. แต่ละคาบเวลาของอนุกรมจะประกอบด้วย 1 หรือ 0 และจำนวนของ 1 และ 0 เกือบเท่ากันจะคาดว่าอนุกรมเป็นจริง
3. การเรียงกันของอนุกรมคือ $-1/N$ สำหรับทุกเวลาที่เลื่อนยกเว้นเวลาที่เลื่อนไปศูนย์ (SHIFT OF ZERO) ลักษณะเช่นนี้อนุกรมจะใกล้เคียงคุณสมบัติของไวท์นอยส์

MOD 2 ADDER



3 ELEMENT SHIFT REGISTER

TIME	VALUES AT POINTS			
	A	B	C	OUTPUT
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
2	0	0	1	1
3	1	0	0	0
4	0	1	0	1
5	1	0	1	1
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0
8	0	1	1	0
9	0	0	1	1
10	1	0	0	0
11	0	1	0	1
12	1	0	1	1

7 BIT
PSEUDO
RANDOM
SEQUENCE

รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างของแหล่งกำเนิด PSEUDO RANDOM SEQUENCE

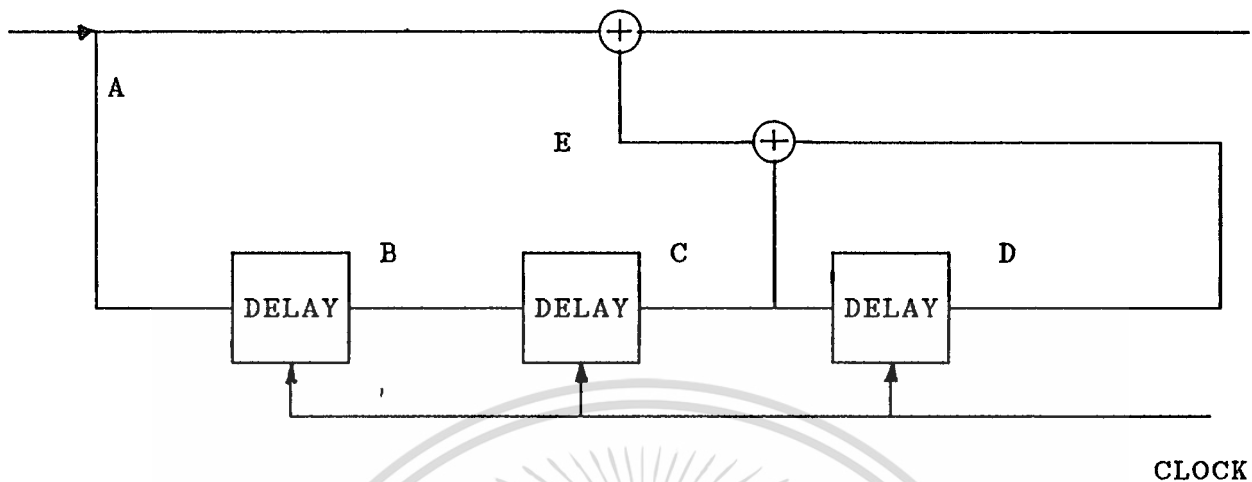
ถ้า N เพิ่มขึ้นอนุกรมก็จะใกล้เคียงความเป็นจริงมากขึ้น มาตรฐานที่กำหนดไว้ของความยาวคือ 63, 511, 2407 บิต สำหรับการส่งความเร็วต่ำในย่านของความถี่เสียงสูงถึง 2-3 ล้านบิตในการส่งที่มีความเร็วสูงอนุกรมที่ยาว ๆ จะมีค่าใกล้เคียงกับข้อมูลที่ส่งมากกว่าการผิดพลาดในการรับข้อมูลสามารถตรวจได้ โดยจะต้องรู้รูปแบบในอนุกรมและตำแหน่งในการรับข้อมูลแต่ละส่วนของอนุกรม ถ้ารูปแบบดิจิทัลที่ส่งและการตรวจวัดการผิดพลาดที่รับได้ร่วมกัน (ต่อแบบป้อนกลับ) และเกิดการหน่วงเวลาตลอดช่องสัญญาณจะเล็กกว่าเวลาที่ส่งข้อมูลในระบบส่งแบบทิศทางเดียวการตรวจสอบและการวัดบ้นช่องสัญญาณจะแสดงการหน่วงเวลา อย่างไรก็ตามมันมักจะมีอิสระจากอนุกรมที่จะส่งและตรวจจับการผิดพลาด แหล่งกำเนิด 2

ตัวในการส่งและรับที่ต้องมีการซิงค์ (SYNC) ข้อมูลที่รับได้แบบฟอร์มที่แน่นอนในลำดับทดสอบ โดยเฉพาะรูปแบบ (PATTERN) ที่ยาวเป็นพันบิตนิยมใช้ชิพรีจิสเตอร์เครื่องมือในรูปที่ 7 ที่ภาครับเป็นออโต้ซิงค์ (AUTOSYNC) ในการเข้ารหัส (DECODE) ทำได้โดยป้อนข้อมูลที่ได้รับเข้าวงจรเข้ารหัส (DECODER) การทำงานแบบนี้จะแสดงผลการกู้ข้อมูลได้รวดเร็วจากการเสียของซิงค์ถ้าสัญญาณถูกรบกวนไป 2-3 บิตทั้งบิตที่ความผิดพลาดและถูกต้องจะถูกเข้ารหัสด้วยการผิดพลาดแต่ละส่วนในด้านรับข้อมูลเป็นเหตุให้จำนวนของการวัดการผิดพลาดเกิดขึ้นในการแยกความผิดพลาดเดี่ยว ๆ ออกจากระบบ การวัดความผิดพลาดจะทำให้เมื่อเกิดการผิดพลาดจะแทปออฟ (TAPPED OFF) จากตัวเข้ารหัสดังนั้นถ้ามีเอ็กซ์แทป (X-TAPS) วงจรเข้ารหัสในแต่ละความผิดพลาดข้อมูลที่รับจะให้ X นับจำนวนความผิดพลาด วงจรตรวจความผิดพลาดแสดงในรูป 2.8 เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาของความผิดพลาดที่เกิดขึ้น โดยใช้วงจรเข้ารหัสเอ็กซ์แทปในการแทนของข้อมูลที่เข้ามาอินพุทของวงจรเข้ารหัสการซิงค์โดยการใช้สวิทช์ต่อรีจิสเตอร์อินพุทกับรับเอ็กซ์แทปในระหว่างที่ก่อนอธิบายออโต้ซิงค์ N เซลล์ (N-CELLS) ของรีจิสเตอร์จะไหลด้วยข้อมูลที่ผิดพลาดสวิทช์จะผลัดไปที่ขั้วอื่นและเอ็กซ์แทปของวงจรเข้ารหัสป้อนกลับมาที่อินพุท ถ้าชิพรีจิสเตอร์ไหลข้อมูลที่มีความผิดพลาดในเวลานี้เอ็กซ์แทปของวงจรเข้ารหัสจะซิงค์กับข้อมูลที่ได้รับและจะตรงโดยอนุกรมย่อย (SUB-SEQUENT) ความผิดพลาดในอนุกรมรับผลที่ได้จะเป็นต่อสัญญาณผิดพลาดอย่างไรก็ตามการเข้ารหัสจะไม่ซิงค์ใหม่ถ้ามีการใส่หรือเอาออกจากอนุกรมรับในกรณีนี้จะเกิดขึ้นได้การทำงานของอุปกรณ์ตรวจสอบต้องใช้การไหลด้วยมือและสวิทช์ซึ่งจะตรงข้ามกับแบบอัตโนมัติ (AUTOMATIC) การรีซิงค์ (RESYNC) จะไม่ต้องการระหว่างการทำงานเมื่อเกิดความผิดพลาดอย่างมากมาในการทำงาน ในโหมดการทำงานด้วยมือ (MANUAL MODE) จะใช้ในการตรวจสั้น ๆ ในการตรวจยาว ๆ ต้องการความแน่นอนสูงจึงใช้โหมดการทำงานแบบอัตโนมัติ (AUTOMATIC MODE) หลายครั้ง การแสดงผลจะอธิบายเมื่อรวมกับประโยชน์ของโหมดธรรมดาและโหมดอัตโนมัติ การทำงานในการตรวจจับความผิดพลาดใช้ออโต้รีซิงค์ (AUTORESINC) เอ็กซ์แทปเป็นรหัสของแพทเทิร์นที่ผิดพลาด (ERROR PATTERN) ในการเข้ารหัสใช้วงจรรูป 2.9 เป็นไปได้ที่เกิดเปลี่ยนความผิดพลาด ในการถอดรหัสและทำให้เกิดแพทเทิร์นที่ผิดพลาดแทนที่ความผิดพลาดแพทเทิร์น ซึ่งเป็นข้อเสียของระบบความเร็วสูง เมื่อเพิ่มวงจรมันจะทำให้การรีซิงค์โดยอัตโนมัติในการตรวจจับความผิดพลาดในโหมดธรรมดาเครื่องมือที่ใช้ควรจะวัดได้แน่นอนในระดับ 2000 หรือมากกว่า

การตรวจจับความผิดพลาดใน 10000 บิต ของข้อมูลนี้

TRANSMIT SEQUENECE

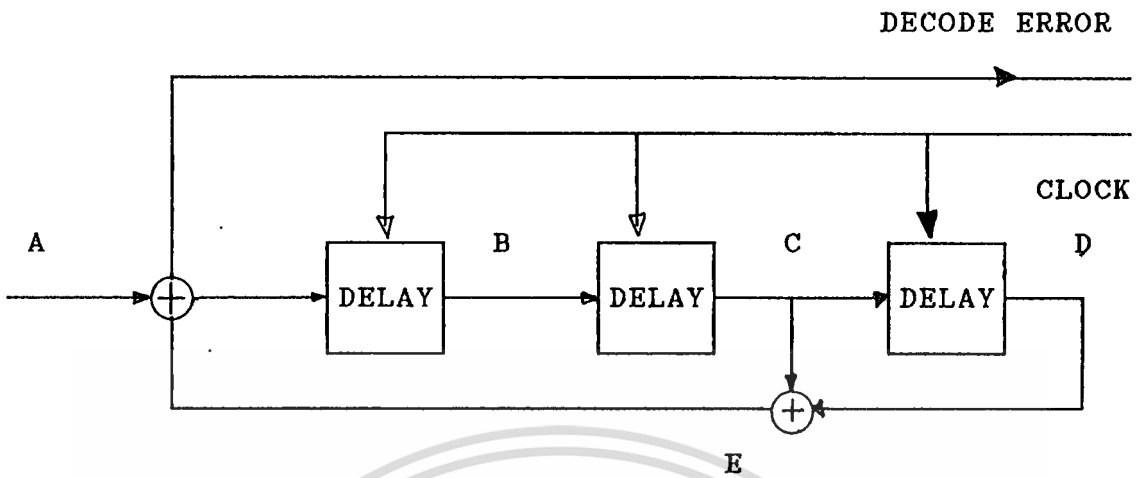
ERROR F



TIME	VALUES AT POINTS						NOTES
	A	B	C	D	E	F	
0	0	0	0	0	0	0	TIME TO LODE SHIFT REGISTER
1	0	0	0	0	0	0	
2	1	0	0	0	0	1	
3	0	1	0	0	0	0	
4	1	0	1	0	1	0	ERROR MULITPLI CATION
5	1	1	0	1	1	0	
6	0	1	1	0	1	1	
7	0	0	1	1	0	0	
8	0	0	0	1	1	1	
9	1	0	0	0	0	1	
10	0	1	0	0	0	0	
11	1	0	1	0	1	0	
12	1	1	0	1	1	0	

รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างของตัวแยกความผิดพลาดแบบอัติโนมติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



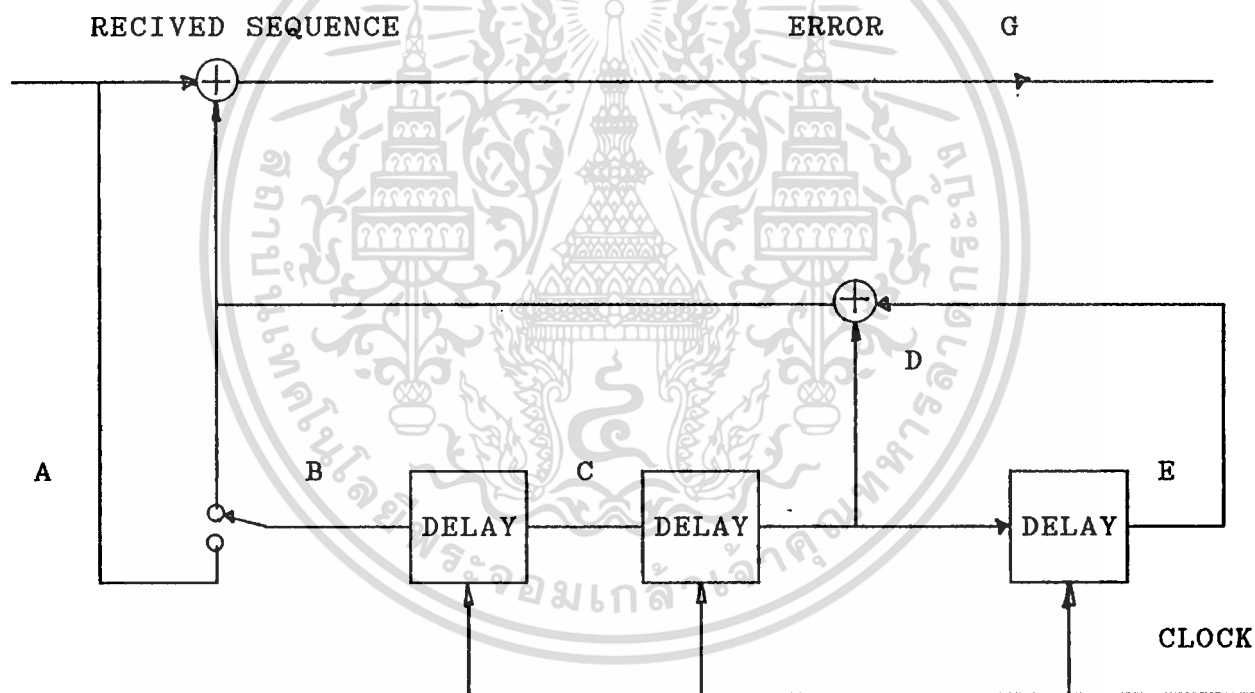
TIME	VALUES AT POINTS						NOTES
	A	B	C	D	E		
T	0	0	0	0	0	0] SINGLE ERROR DETECTED] DOUBLE ERROR DETECTED
T+1	0	0	0	0	0	0	
T+2	1	0	0	0	0	1	
T+3	0	1	0	0	0	0	
T+4	1	0	1	0	1	0	
T+5	1	0	0	0	1	0	
T+6	0	0	0	1	0	0	
T+7	0	0	0	0	0	0	
T+8	1	0	0	0	0	1	
T+9	1	1	0	0	0	1	
T+10	1	1	1	0	1	0	
T+11	0	0	1	1	0	0	
T+12	1	0	0	1	1	0	

รูปที่ 2.8 แสดงตัวอย่างของวงจรแยกความผิดพลาดแบบซิงโครนิสธรรมดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควรจะทำจัดผลของการสูญเสียของซิงก์และการลดทอน

การนับจำนวนความผิดพลาด โดยอัตโนมัติการรัซึ่งจะประกอบด้วยค่า ก่อนที่จะเสียซิงก์โดยจะถูกปิดบังไว้เมื่อรีจิสเตอร์ไหลซึ่งเป็นผลที่ผิด เมื่ออัตรา ความผิดพลาดที่สูงมาก ๆ แน่แน่นอนจะต้องระวังในการเข้าใจผิดในการทำงานนับ ความผิดพลาด ข้อมูลที่แสดงการคาดคะเนของอัตราความผิดพลาดของอนุกรมทด สอบดิจิตอลจะส่งสำหรับระยะที่ยาว ในการตรวจจับจำนวนสูงสุดของการผิดพลาด ในรูปจะให้ข้อมูลเกี่ยวกับจำนวนของการนับบิตที่ผิดพลาด และจำนวนของบิตที่ถูก ได้ในเวลาระหว่างการที่เกิดผิดพลาดการวัดย่านที่ผิดพลาดนี้สามารถยกเว้นได้ใน ระดับที่เมื่อจำนวนของความผิดพลาด เพิ่มขึ้นและย่านที่เชื่อถือได้ลดลงอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.9 แสดงการแยกความผิดพลาดสำหรับตัวแยกความผิดพลาดแบบอัตโนมัติ

การแสดงผลโดยใช้ลำดับทดสอบดิจิตอลสามารถ ตรวจจับความผิด พลาดได้เร็วและถูกต้องถ้าการผิดพลาดต่ำมันจะต้องการเวลามากที่จะได้ผลการ วัดในการวัดจะอธิบายในการตรวจสอบเวลาโดยนับจำนวนของการผิดพลาดและ จำนวนบิตที่รับได้จนกระทั่งเพียงพอรูป และตารางที่ให้จะยอมให้เชื่อถือได้ในระ

ห้วงที่พบในแต่ละส่วน

TIME	VALUES AT POINTS								NOTES
	SW	A	B	C	D	E	F	G	
0	B	0	0	0	0	0	0	0	ERROR TO LODE SHIFT REGISTER
1	B	0	0	0	0	0	0	0	
2	B	1	1	0	0	0	0	1	
3	B	0	0	1	0	0	0	0	
4	A	1	1	0	1	0	1	0	ERROR DETECTED BIT SLIP CAUSING LOSS OF SYNC
5	A	1	1	1	0	1	1	0	
6	A	0	1	1	1	0	1	1	
7	A	0	0	1	1	1	0	0	
8	A	0	0	0	1	1	0	0	
9	A	1	1	0	0	1	1	0	
10	A	0	0	1	0	0	0	0	
11	A	1	1	0	1	0	1	0	
12	A	0	1	1	0	1	1	0	
13	A	1	1	1	1	0	1	1	
14	A	1	0	0	1	1	0	1	
15	A	0	1	0	0	1	1	1	

รูปที่ 2.9 แสดงการแยกความผิดพลาดสำหรับตัวแยกแบบความผิดพลาดแบบอัตโนมัติ

2.4.3 การวัดอัตราความผิดพลาดของบิท

ตามปกติสิ่งที่ชี้ถึงคุณภาพในการทดสอบระบบรับส่งสัญญาณดิจิทัลก็คือ ความผิดพลาดของบิทซึ่งสามารถแสดงได้หลายรูปแบบเช่น ความผิดพลาดใน 1 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ERROR SECONDS) ความผิดพลาดที่เป็นชุดหรือกลุ่ม (ERROR BLOCK) และค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตตามปกติค่าความผิดพลาดที่ใช้ในการวัดคุณภาพของระบบในข้อมูลจะเลือกให้เหมาะสมกับความผิดพลาดที่กำหนดไว้ในการออกแบบค่าความผิดพลาดโดยทั่วไปสามารถวัดได้ 2 แบบคือนอกการใช้งาน (OUT OF SERVICE)

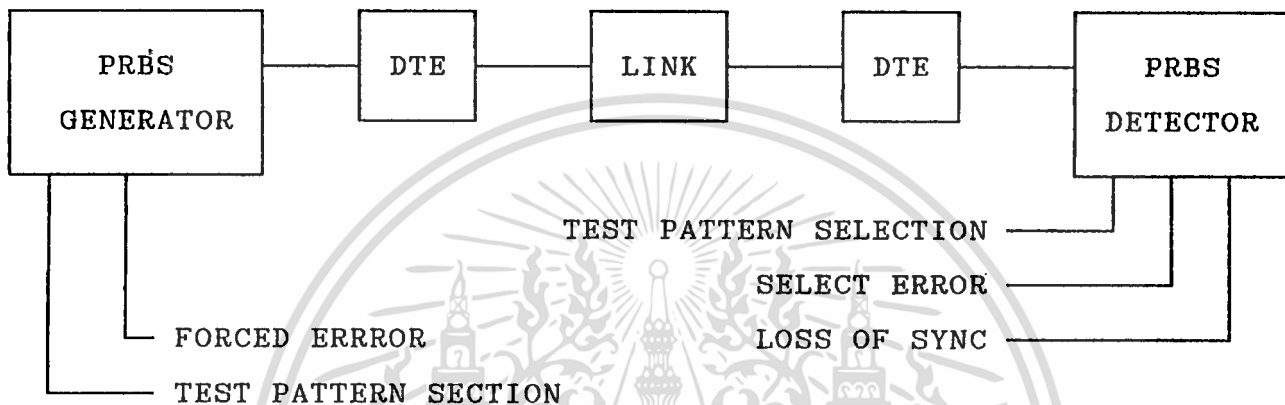
APPLICATION BIT RATE	PATTERN LENGTH	CCITT RECOMMENDATION (1.2)
20 Kb/s	$2^{19}-1$	v.52
20-72 Kb/s	$2^{20}-1$	v.57
1.544 Kb/s	$2^{15}-1$	0.151
2.048 Kb/s	$2^{15}-1$	0.151
6.312 Kb/S	$2^{15}-1$	0.151
8.448 Kb/s	$2^{15}-1$	0.151
32.064 Kb/s	$2^{15}-1$	0.151
34.368 Kb/s	$2^{23}-1$	0.151
44.736 Kb/s	$2^{15}-1$	0.151
139.264 Kb/s	$2^{23}-1$	0.151

ตารางที่ 1 แสดงข้อเสนอแนะของ CCITT เพื่อวัดอัตราความผิดพลาดโดยใช้ PSEUDO RANDOM BINARY SEQUENCES

และในระหว่างการใช้งาน (IN SERVICE) ในกรณีของการวัดนอกการใช้งานข่าวสารที่ใช้งานอยู่จะถูกแทนด้วยรูปแบบของสัญญาณทดสอบที่รู้แน่นอนก็คือ สัญญาณ PRBS (PSEUDO RANDOM BINARY SEQUENCE) แทนข่าวสารที่ใช้งานอยู่ทางด้านรับจะรับสัญญาณทดสอบมาแล้วทำการเปรียบเทียบเทียบกับสัญญาณข่าวสารที่สร้างขึ้นโดยมีรูปแบบเหมือนกับสัญญาณข่าวสาร ทดสอบที่ส่งมาโดยเปรียบเทียบแบบบิตต่อบิต ซึ่งความแตกต่างที่เกิดขึ้นก็คือความผิดพลาดของข้อมูลสัญญาณทดสอบที่สร้างขึ้นจะมีคาบเวลาที่ซ้ำกัน โดยมีค่าเท่ากับ 2^n-1 เมื่อ n คือ จำนวนของ

พีอาร์บีเอสเตอร์ ซึ่งจะเลือกให้เหมาะสมกับอัตราเร็วของข้อมูลนั้น ๆ

รูปแบบทั่วไปสำหรับอัตราเร็วข้อมูลที่เป็นมาตรฐานนั้นแสดงไว้ตาม ตารางที่ 1 ดังนั้นการวัดนอกการใช้งานซึ่งไม่มีการรับส่งข่าวสารจึงเหมาะสมกับการทดสอบการตรวจสอบ และการทดลองระบบ



รูปที่ 2.10 แสดงหลักการวัด ความผิดพลาดของบิต

รูปที่ 2.10 เป็นรูปที่แสดงให้เห็นสำหรับวัดการผิดพลาดของบิตทางด้านส่ง และรับรูปแบบสัญญาณทดสอบ PRBS ที่กำหนดขึ้นมาและตัวตรวจจับก็จะเลือกรูปของสัญญาณที่ต้องการที่ด้านรับนั้นจะมีการเลือกรูปแบบของการวัดความผิดพลาดที่เกิดขึ้นซึ่งอาจจะเป็นความผิดพลาดทางพัลส์ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิต ความผิดพลาดในหนึ่งวินาทีหรือชุดความผิดพลาด โดยขึ้นอยู่กับการออกแบบสำหรับการออกแบบอัตราความผิดพลาดของบิตการวัดความผิดพลาดด้านคุณภาพของเครื่อง อาจแสดงให้เห็นด้วยสายตาและอาจจะอยู่ในรูปของการพิมพ์ออกมาโดยปกติแล้วชุดทดสอบจะมีความสามารถบางอย่างเช่น ความสามารถในการใส่ความผิดพลาดทางด้านส่งสัญญาณและ ตรวจสอบหาความผิดพลาดในทางด้านรับสัญญาณ และแสดงให้เห็นถึงการหายไปของซิงโครไนซ์ (SYNCHRONOUS) ได้ทางด้านรับการผิดพลาดอิสระ (ERROR FREE SECOND) เป็นรูปแบบหนึ่งของการวัดความผิดพลาดโดยการกำหนดเป็นเปอร์เซ็นต์ของความผิดพลาดที่วัดได้ในช่วงเวลาของ 1 วินาทีการวัดความผิดพลาดทำได้ 2 อย่างคือแบบซิงโครนัส (SYNCHRONOUS) และ (ASYNCHRONOUS) ในลักษณะของซิงโครนัสความผิดพลาดจะถูกกำหนดว่า ในช่วง 1 วินาที

หลังจากเกิดความผิดพลาดครั้งแรกแล้วข้อดีของชิงโครน์สก็คือ การวัดกระทำได้ เครื่องมือที่แตกต่างกันแต่อ่านค่าได้เหมือนกันบนเส้นเชื่อมโยงเดียวกัน ผลเสียก็คือการวัดของชิงโครน์สค่าความผิดพลาดไม่เป็นไปตามผลของความผิดพลาดโดยตรงแต่ค่อนข้างจะเป็นค่าความผิดพลาดฟรีไทม์ (ERROR FREE TIME) ในแบบอะชิงโครน์สจะมีการตรวจสอบความผิดพลาดในแต่ละช่วงเวลา 1 วินาที ข้อดีของแบบนี้ก็คือ ให้ค่าความผิดพลาดโดยตรงข้อเสียก็คือ อุปกรณ์ที่แตกต่างกันอาจจะจะต้องใช้วิธีการวัดที่แตกต่างกัน การวัดความผิดพลาดในระหว่างการใช้งานจะทำได้เมื่อรูปแบบของสัญญาณที่ใช้งานซ้ำกันอยู่เป็นประจำสัญญาณนี้ จะสามารถตรวจสอบความผิดพลาดนั้นได้ดังนั้นวิธีการตรวจสอบในระหว่างการใช้งานอยู่ เป็นเพียงค่าความผิดพลาดโดยประมาณและ ผลที่ได้ก็ไม่ใช่การวัดที่แท้จริงวิธีนี้มีประโยชน์ในการตรวจสอบคุณภาพของอุปกรณ์ระหว่างที่ใช้ระบบงานอยู่ อย่างไรก็ตามถ้าการประเมินอัตราการผลิตสามารถกระทำได้อย่างรวดเร็ว เพียงพอรูปแบบของการทดสอบในระหว่างการใช้งานสามารถใช้ควบคุมการทำงานของระบบสวิชชิงที่สมบูรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

สัญญาณแรนดัมและสัญญาณรบกวน

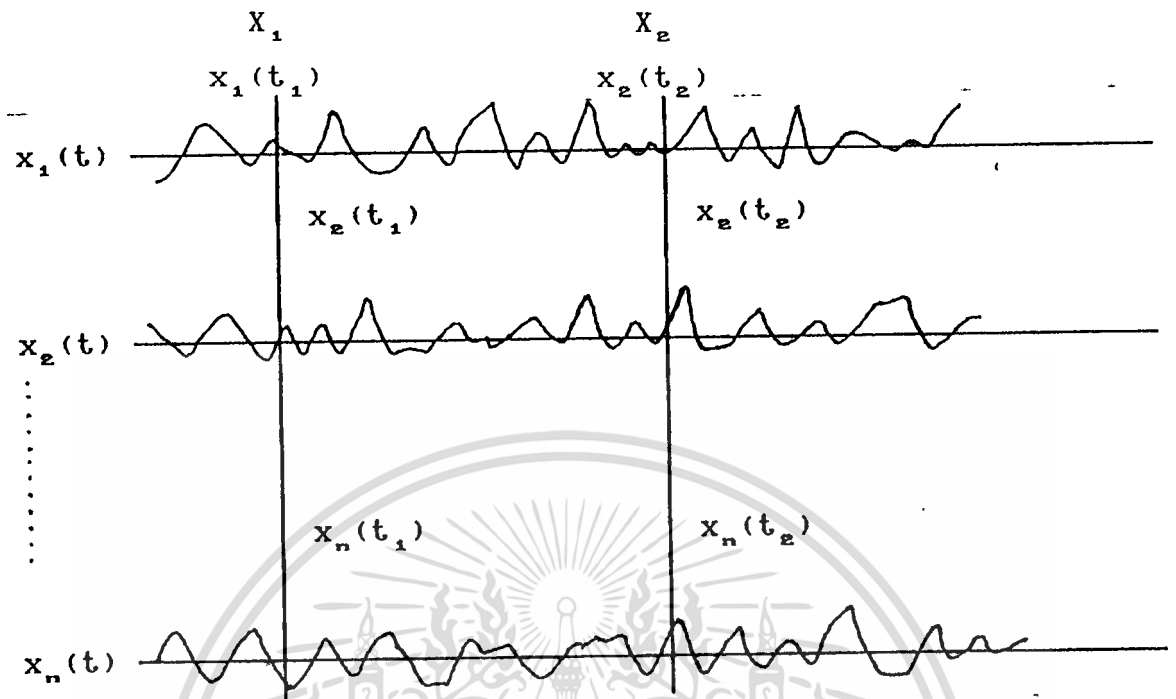
สัญญาณในระบบสื่อสารนั้น โดยทั่วไปจะต้องมีลักษณะที่มีความไม่แน่นอน จึงจะให้ปริมาณข่าวสารมากดังนั้นการศึกษาพฤติกรรม และคุณสมบัติของสัญญาณแรนดัมจึงจัดว่าเป็นพื้นฐานที่สำคัญในการวิเคราะห์สัญญาณในระบบสื่อสารและพื้นฐานอันเดียวกันนี้ก็สามารถใช้อธิบายสัญญาณรบกวนหลาย ๆ แบบที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร เพราะสัญญาณรบกวนนั้นโดยทั่วๆไปก็เป็นสัญญาณแรนดัมแต่เป็นสัญญาณแรนดัมที่เราไม่สามารถใช้ประโยชน์ได้เท่านั้น ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์สัญญาณแรนดัมทั้งแบบที่ใช้งานได้ และแบบที่เป็นสัญญาณรบกวน

3.1 กระบวนการแรนดัม (RANDOM PROCESS OR STOCHASTIC PROCESS)

3.1.1 ความหมายของกระบวนการแรนดัม

ในการพิจารณาเกี่ยวกับพหุสมบัติของเหตุการณ์ของการทดลองเชิงสถิติ นั้นเราไม่ได้พิจารณาเรื่องเกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเอาไว้อันที่จริงสัญญาณแรนดัมในระบบไฟฟ้าสื่อสารก็ดี หรือปรากฏการณ์แรนดัมต่าง ๆ ในธรรมชาติก็ดี พหุสมบัติที่จะเกิดตัวแปรแรนดัมตัวหนึ่งนั้นมักจะมีค่า เปลี่ยนแปลงตามเวลาเสมอ ลักษณะดังกล่าวนี้เรียกว่า กระบวนการแรนดัม หรือว่ากระบวนการสโตแคสติก ดังนั้นถ้าเปรียบเทียบกับตัวแปรแรนดัมซึ่งตัวแปรแรนดัมจะแปลงฟังก์ชันที่เป็นเหตุการณ์ทางสถิติให้เป็นตัวเลขค่าจริง กระบวนการแรนดัมก็จะเป็นการแปลงเหตุการณ์ทางสถิติให้เป็นฟังก์ชันของเวลาที่มีค่าจริง และ เซต (SET) ของฟังก์ชันเวลาที่เป็นไปได้ทั้งหมดนี้เรียกว่า "เอ็นเซมเบิล" (ENSEMBLE) ตัวอย่างของเอ็นเซมเบิลที่เห็นได้ชัด ได้แก่ เซตของฟังก์ชันที่แสดงไว้ใน รูปที่ 3.1-1 โดยที่ $x_1(t), \dots, x_n(t)$ อาจจะได้มาจากการสังเกต การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของสัญญาณรบกวน แบบความร้อน (THERMAL NOISE) ที่ปรากฏที่หัวของความต้านทาน N ตัวที่เหมือนกันทุกประการ ตัวอย่างของเอ็นเซมเบิลที่จะเกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนต่อไปในภายหลัง ได้แก่ เซตของฟังก์ชันที่มี $x(t)$ เขียนได้เป็น

$$x(t) = A \cos(\omega t + \theta) \tag{1}$$



รูปที่ 3.1-1 เช็ทของสัญญาณแรนดัมที่ประกอบกันเป็นเอ็นเซมเบิล

โดยที่ A และ ω มีค่าคงที่ และ ϕ เป็นตัวแปรแรนดัมที่มีค่าอยู่ระหว่าง $0 - 2\pi$ rad โดยเกิดขึ้นได้ด้วยพروبะบิลิตี้ที่เท่ากันตลอดช่วง ตัวอย่างอีกอันหนึ่งก็ได้แก่ เช็ทของฟังก์ชัน $x(t)$ ที่มีค่าดังนี้

$$x(t) = \sum_{n=-N}^N [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (2)$$

โดยที่ a_n, b_n เป็นตัวแปรแรนดัมที่เป็นอิสระจากกันมีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สมการ (2) นี้เราจะใช้อีกครั้งหนึ่งในการวิเคราะห์ สัญญาณรบกวนในระบบในภายหลัง ตัวอย่างของเอ็นเซมเบิลในสมการ (1) ก็ดี ในสมการ (2) ก็ดีจะเห็นได้ว่าถ้าเรากำหนดเวลาเป็น t_1 ค่าที่เกิดขึ้นก็ไม่สามารถกำหนดตายตัวลงไปได้ว่าเป็นอะไร ทั้งนี้เพราะเราไม่สามารถรู้แน่นอนว่า ϕ ก็ดีหรือ a_n, b_n ก็ดีจะมีค่าเป็นเท่าใดและถ้าเรารู้ค่า ϕ หรือ a_n, b_n ที่ถูกต้องได้ สัญญาณนั้นก็จะเป็นสัญญาณที่รู้ค่า และจะหมดความแรนดัมไป

3.1.2 การคิดพروبะบิลิตี้ของกระบวนการแรนดัม

การคิดพروبะบิลิตี้ ของกระบวนการแรนดัมนั้นอาจกล่าวได้ว่าเป็นการขยายความ

คิดต่อจากการคิดพหุคูณของตัวแปรแรนดัม ที่มีตัวแปรด้านเวลาเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ดังนั้นถ้าให้ $x(t)$ เป็นตัวแทนของฟังก์ชันในเอ็นเซมเบิล เมื่อเราทำการสังเกตตรงเวลา $t=t_1$ พหุคูณของตัวแปรแรนดัม $x(t_1)$ จะอยู่ในช่วง x_1 และ $x_1 + \Delta x_1$ หรือ $P(x_1 < x(t_1) < x_1 + \Delta x_1)$ จะเขียนได้ดังนี้

$$\lim_{\Delta x_1 \rightarrow 0} P(x_1 < x(t_1) < x_1 + \Delta x_1) = p_1(x_1, t_1) \Delta x_1 \quad (3)$$

ในขั้นต่อไปถ้าเราทำการสังเกตที่เวลา t_1 และ t_2 แล้วหาพหุคูณของตัวแปรแรนดัมที่จะเกิด x_1 และ x_2 ว่าเป็นเท่าใด ผลที่ได้ก็จะเป็นจอยนต์พหุคูณของตัวแปรแรนดัมของเหตุการณ์ 2 อันจะเขียนสัญลักษณ์เป็น $p_2(x_1, t_1; x_2, t_2)$ ซึ่งเป็นพหุคูณของตัวแปรแรนดัมที่เกิด x_1 ที่ t_1 และเกิด x_2 ที่ t_2 ในทำนองเดียวกันถ้าเราขยายจำนวนของเวลาที่ทำการสังเกตเป็น n โดยที่ $t_i < t_{i+1}$ จอยนต์ระบบพหุคูณของตัวแปรแรนดัมที่เกิดขึ้นก็จะเขียนได้เป็น $p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n)$

เมื่อพิจารณาต่อไปถึงพหุคูณของตัวแปรแรนดัมแบบมีเงื่อนไข กล่าวคือ พหุคูณของตัวแปรแรนดัมที่จะเกิด x_2 ที่เวลา t_2 หลังจากเกิด x_1 ที่เวลา t_1 ซึ่งจะใช้สัญลักษณ์เป็น $p_c(x_2, t_2 | x_1, t_1)$ นั้นจะมีความหมายว่า เราพิจารณาในซัพเซต (SUBSET) ของเอ็นเซมเบิลที่เกิด x_1 ที่เวลา t_1 จะมีโอกาสไปเกิด x_2 ถึง $x_2 + \Delta x_2$ ที่เวลา t_2 ได้เท่าใด เราจะได้ความสัมพันธ์ของพหุคูณของตัวแปรแรนดัมแบบมีเงื่อนไขกับจอยนต์พหุคูณของตัวแปรแรนดัมในรูปต่อไปนี้

$$p_c(x_2, t_2 | x_1, t_1) = \frac{p_2(x_1, t_1; x_2, t_2)}{p_1(x_1, t_1)} \quad (4)$$

ในทำนองเดียวกับที่กล่าวมานี้ ถ้าพิจารณาพหุคูณของตัวแปรแรนดัมแบบมีเงื่อนไขที่เวลา t_n ซึ่งจะใช้สัญลักษณ์เป็น $p_c(x_n, t_n | x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_{n-1}, t_{n-1})$ ก็หมายความว่า ในขณะที่รู้ค่า $x(t)$ ที่เวลา t_1, t_2 ถึง t_{n-1} จะมีโอกาสเกิด x_n ที่เวลา t_n เป็นเท่าใด ลักษณะที่กล่าวมานี้เหมือนกับพหุคูณของตัวแปรแรนดัมของการเปลี่ยนแปลงค่าจากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่งตามเวลา ดังนั้นจึงเรียกว่า ทรานสิชันพหุคูณของตัวแปรแรนดัม

ฟังก์ชัน (TRANSITION PDF)

3.1.3 ค่าเฉลี่ยของเอ็นเซ็มเบิลและคอร์รีเลชันฟังก์ชัน

ค่าเฉลี่ย ของเอ็นเซ็มเบิลนั้น หมายถึงการหาค่าเฉลี่ยของเอ็นเซ็มเบิลที่เวลา t ใด ๆ ดังนั้นถ้าให้ $p_1(x, t)$ เป็นพหุคูณความน่าจะเป็นที่ฟังก์ชันที่เวลา t เราจะสามารถหาค่าเฉลี่ย ของเอ็นเซ็มเบิลได้ในทำนองเดียวกับการหาค่าเฉลี่ยของตัวแปร แรนด้อม ดังนี้คือ

$$\overline{x(t)} = E[x(t)] \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} xp_1(x, t) dx \quad (5)$$

ในกระบวนการแรนด้อมทั่วไปที่ไม่มีคุณสมบัติเฉพาะที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป ค่าเฉลี่ย ของเอ็นเซ็มเบิลตามสมการ (5) นี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามเวลากล่าว คือ ถ้าใช้ รูป 3.1-1 ประกอบค่าเฉลี่ยของเอ็นเซ็มเบิลที่เวลา t_1 จะไม่เท่ากับที่เวลา t อื่น ๆ ในทำนองเดียวกัน กับการคิดค่าเฉลี่ยของตัวแปรแรนด้อมหลายตัว ถ้าเราให้ $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ เป็นฟังก์ชันของค่า x_1, x_2, \dots, x_n ซึ่งเกิดขึ้นที่เวลา t_1, t_2, \dots, t_n ตามลำดับเราจะสามารถหาค่าเฉลี่ยเอ็นเซ็มเบิลของกรณีนี้ได้ใช้จอยนท์ พหุคูณความน่าจะเป็นที่ฟังก์ชัน $p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n)$ ดังนี้คือ

$$E[f(x_1, x_2, \dots, x_n)] = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} f(x_1, x_2, \dots, x_n) p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) dx_1 dx_2 \dots dx_n \quad (6)$$

ในลำดับต่อไป เราจะพิจารณาค่าแวนเรียนซ์ของค่า x ที่เวลา t ซึ่งจะสามารถนิยามได้ แบบเดียวกับตัวแปรแรนด้อมดังนี้

$$\sigma^2(t) = E\{[x(t) - \overline{x(t)}]^2\} = E[x^2(t) - x(t)\overline{x(t)} - \overline{x(t)}x(t) + \overline{x(t)}^2] \quad (7)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่า x_1 ที่เกิดเวลาที่ t_1 กับ x_2 ที่เกิดเวลาที่เวลา t_2 กล่าวคือ ถ้าเราให้ m_1 และ m_2 เป็นค่าเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอ็นเซ็มเบิลที่เวลา t_1 และ t_2 ตามลำดับ ค่าเฉลี่ยเอ็นเซ็มเบิลของ $(x_1 - m_1)$ $(x_2 - m_2)$ จะถูกเรียกว่า โคแวนเรียนซ์ฟังก์ชัน (COVARIANCE FUNCTION) โดยที่ใช้สัญลักษณ์เป็น $C(t_1, t_2)$ และเขียนได้ดังนี้

$$C(t_1, t_2) \triangleq E[(x_1 - m_1)(x_2 - m_2)] = \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} (x_1 - m_1)(x_2 - m_2) p_2(x_1, t_1; x_2, t_2) dx_1 dx_2 \quad (8)$$

ในทำนองเดียวกันเราอาจนิยามออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันได้ในรูปต่อไปนี้

$$R(t_1, t_2) \triangleq E[x_1 x_2] = \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} x_1 x_2 p_2(x_1, t_1; x_2, t_2) dx_1 dx_2 \quad (9)$$

ความหมายของสมการ (8) นี้เป็นการพิจารณาว่า การกระจายของตัวแปรแรนดัมที่เวลา t_1 มีความสัมพันธ์กับการกระจายของตัวแปรแรนดัมที่เวลา t_2 เป็นอย่างไร คือ ถ้าการกระจายต่างกันมาก สมการ (8) ก็จะมีค่าต่ำ ซึ่งลักษณะดังกล่าวนี้จะเป็นการพิจารณาว่าค่าเอ็นเซ็มเบิลที่เวลา t_1 และ t_2 มีความคล้ายคลึงกันมากน้อยแค่ไหนจึงถูกเรียกว่า โคแวนเรียนซ์ของฟังก์ชัน ในทำนองเดียวกันสมการ (9) ก็จะเป็นการบอกว่าสัญญาณแรนดัมนั้นมีความคล้ายคลึงในตัวเองเป็นอย่างไร ออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันนี้เป็นฟังก์ชันที่มีค่าอยู่กับการเลือก t_1 และ t_2 ในกรณีที่มีการบวนการแรนดัมมีคุณสมบัติเป็นแบบสแตชันนารี (STATIONARY RANDOM PROCESS) ดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป ค่าออโตคอร์รีเลชันนี้ จะขึ้นอยู่กับผลต่างระหว่างที่ t_2 กับ t_1 เท่านั้น ในกรณีเฉพาะที่ $t_1 = t_2 = t$ นั้นค่าโคแวนเรียนซ์ฟังก์ชันและออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันในสมการ (8) และสมการ (9) จะกลายเป็นค่าแวนเรียนซ์ และค่ากำลังสองเฉลี่ยของเอ็นเซ็มเบิลไป และค่าทั้งสองนี้จะสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยของ เอ็นเซ็มเบิลยกกำลังสอง ดังที่แสดงไว้ในสมการ (7) ในทำนองเดียวกันกับออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันเราจะสามารถนิยาม ความสัมพันธ์ระหว่างกระ

บวกรวมการแรนดัม 2 อันได้ ในรูปของครอสคอร์รีเลชันฟังก์ชัน ถ้า $x(t)$ และ $y(t)$ เป็นสัญญาณแรนดัมในกระบวนการแรนดัม 2 อัน ครอสคอร์รีเลชันฟังก์ชันจะมีนิยามดังนี้

$$R_{xy}(t_1, t_2) \triangleq E[x_1 y_2] \tag{10}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2 p_2(x_1, t_1; y_2, t_2) dx_1 dy_2$$

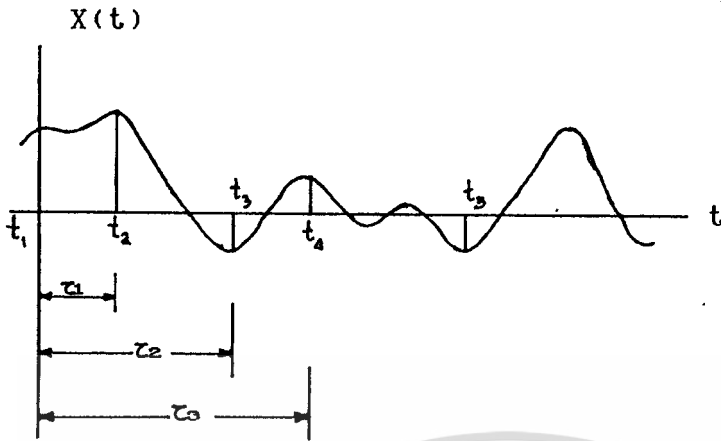
ในกรณีที่ $x(t)$ กับ $y(t)$ ไม่มีส่วนสัมพันธ์ในเชิงสถิติจะได้ $p_2(x_1, t_1; y_2, t_2) = p_x(x_1, t_1) p_y(y_2, t_2)$ ซึ่งทำให้สมการ (10) เขียนได้เป็น

$$R_{xy}(t_1, t_2) = E[x_1] E[y_2] \tag{11}$$

ในลำดับต่อไป จะเป็นการพิจารณาค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของ $x(t)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันตัวอย่างอันหนึ่งในเอ็นเซมเบิล ถ้าให้ x_1, x_2, \dots, x_n เป็นค่า $x(t)$ ที่เกิดขึ้นที่เวลา t_1, t_2, \dots, t_n ตามลำดับเราจะสามารถหาค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของ $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ ได้โดยการรักษาระยะห่างระหว่าง t_1, t_2, \dots, t_n ดังนี้

$$\langle f(x_1, x_2, \dots, x_n) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} f(x(t), x(t+1), \dots, x(t+n-1)) dt \tag{12}$$

รูปที่ 3.1-2 แสดงตัวอย่างภาพการคิดค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของสัญญาณแรนดัมอันหนึ่งในเอ็นเซมเบิล สำหรับฟังก์ชัน $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ นั้นอาจจะเป็น $x, x^2, x_1 x_2$ หรือฟังก์ชันอื่น ๆ ก็ได้ กรณีที่ $f(x) = x$ $\langle x \rangle$ ก็จะเป็นค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของสัญญาณ และถ้า $f(x) = x^2$ $\langle x^2 \rangle$ ก็จะเป็นค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของกำลังของสัญญาณแรนดัมนั้น



รูปที่ 3.1-2 ภาพแสดงการคิดค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของสัญญาณแรมดัมอันหนึ่งในเอ็น
เอ็มเบิล

3.1.4 คุณสมบัติเฉพาะบางประการของเอ็นเอ็มเบิลของสัญญาณแรม
ดัม

จากที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.1.2 และ 3.1.3 จะเห็นได้ว่าในกรณีของเอ็นเอ็มเบิลที่ไม่มีคุณสมบัติเฉพาะบางประการที่จะกล่าวต่อไปนี้ พรอบบะบิลิตีเดนซิติฟังก์ชันก็ดี ค่าเฉลี่ยของเอ็นเอ็มเบิลในรูปต่าง ๆ ก็ดีจะเป็นฟังก์ชันของเวลาหมดซึ่งในสภาพ เช่นนี้การจัดการกับสัญญาณแรมดัมจะทำได้ลำบากมาก อย่างไรก็ตาม สัญญาณแรมดัมที่เราใช้ในการสื่อสารหรือสัญญาณรบกวนที่เกิดในระบบสื่อสารนั้นมักจะสร้างเอ็นเอ็มเบิลที่มีคุณสมบัติเฉพาะที่สำคัญ 2 ประการ คือ เป็นสเตชันนารี (STATIONARY) เป็นเออร์กอดิก (ERGODIC) ซึ่งมีคุณสมบัติทั้งสองประการนี้ จะมีความหมายต่อไปนี้ก่อนอื่นคุณสมบัติของเอ็นเอ็มเบิลที่เป็นแบบสเตชันนารีเมื่อพิจารณาที่พรอบบะบิลิตีเดนซิติฟังก์ชันถ้าเราให้ x_1, x_2, \dots, x_n เป็นสัญญาณแรมดัมที่เกิดขึ้นที่ เวลา t_1, t_2, \dots, t_n ตามลำดับ จอชนที่พรอบบะบิลิตีเดนซิติฟังก์ชัน $p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n)$ จะขึ้นกับผลต่างของค่า t เท่านั้น ซึ่งจะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = p_n(x_1, 0; x_2, t_2 - t_1; \dots; x_n, t_n - t_1) \quad (13)$$

กระบวนการแรมดัมที่มีคุณสมบัติตามสมการ (13) นี้เรียกว่า มีคุณสมบัติเป็นสเตชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นารัจยอนท์พروبะบิลิตีเดนซิติฟังก์ชันทางขวามือของสมการ (13) อาจเขียนเป็น $p_n(x_1, x_2, t_2 - t_1; x_3, t_3 - t_1; \dots; x_n, t_n - t_1)$ และกรณีที่ $n=1$ $p_1(x, t) = p(x)$ เพราะพروبะบิลิตีเดนซิติฟังก์ชันจะไม่ขึ้นกับค่าสัมบูรณ์ของ t แต่จะขึ้นกับค่าผลต่างของ t เท่านั้นในเอ็นเซมเบิลของกระบวนการแรนดัมแบบนี้ ถ้าเราเปลี่ยนเวลาจาก t เป็น $t + \tau$ คือเวลาเลื่อนไป สัญญาณแรนดัมอันหนึ่งจะเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณแรนดัมอีกอันหนึ่งในเอ็นเซมเบิลเดียวกันนั้น ถึงแม้การเลื่อนเวลาจะทำให้สัญญาณแรนดัมเปลี่ยนไปมา แต่เมื่อมองจากเอ็นเซมเบิลโดยรวมแล้ว จะเห็นได้ว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นซึ่งลักษณะดังกล่าวนี้ก็คือความหมายที่แท้จริงของคุณสมบัติที่เป็นสเตชันนารีของกระบวนการแรนดัม ในกรณีของกระบวนการแรนดัมที่เป็นสเตชันนารีนี้ ค่าเฉลี่ยของเอ็นเซมเบิลที่นิยามไว้ในสมการ (5) ก็จะไม่ขึ้นกับเวลา และเขียนได้เป็น

$$\overline{x(t)} = E[x(t)] = \bar{x} = m_1 \tag{14}$$

นอกจากนี้ออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันที่นิยามไว้ในสมการ (9) ก็จะไม่ขึ้นกับผลต่างของ t_2 กับ t_1 เท่านั้น ถ้าให้ $\tau = t_2 - t_1$ สมการ (9) จะเขียนได้ดังนี้

$$R(\tau) = \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} x_1 x_2 p_2(x_1; x_2, \tau) dx_1 dx_2 = E[x(t)x(t+\tau)] \tag{15}$$

สมการ (5) นี้จะคล้ายคลึงกับ ออโตคอร์รีเลชัน ของสัญญาณที่นิยามไว้ในสมการ (12) มาก และในกรณีที่ $x(t)$ เป็นค่าที่ไม่ต่อเนื่องการอินทิเกรตก็จะเปลี่ยนรูปเป็นผลบวกไปในกรณีที่สุดโต่งที่ $\tau = 0$ $R(0)$ ก็จะแสดงค่ากำลังสองเฉลี่ยของเอ็นเซมเบิล ออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน ก็จะมีคุณสมบัติทำนองเดียวกันกับออโตคอร์รีเลชัน ดังนี้

$$R(0) = E[x^2(t)] \tag{16 ก.}$$

$$|R(\tau)| \leq R(0) \tag{16 ข.}$$

$$R(-\tau) = R(\tau) \tag{16 ค.}$$

ในกรณีของครอสคอรัลรีเลชันฟังก์ชันที่นิยามไว้ในสมการ (10) นั้น ในเงื่อนไขของ สเตชันนารีก็จะเป็นฟังก์ชันของผลต่างระหว่าง t_2 กับ t_1 เช่นเดียวกัน ถ้าให้ $t_2 - t_1 = \tau$ $R_{xy}(t_1, t_2)$ ก็เขียนได้ดังนี้

$$R_{xy}(\tau) = E\{X(t)y(t+\tau)\} \tag{17}$$

อนึ่ง ถ้ากระบวนการเร้นดัมนั้นมีความค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิล และ ค่า ออโตรีเลชันของสเตชันไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา เราจะเรียกว่ามีคุณสมบัติเป็นสเต ชันนารีในมุกกว้าง (WIDE-SENSE STATIONARY)

ในลำดับต่อไป จะกล่าวถึงคุณสมบัติเฉพาะของกระบวนการเร้นดัมที่สำคัญ ประการที่สอง คือ คุณสมบัติที่เป็นเออร์โกดิก คุณสมบัติที่เป็นเออร์โกดิกนี้เป็นคุณสมบัติที่ค่าเฉลี่ยของเอ็นเซมเบิล เท่ากับค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของสัญญาณเร้นดัมใด ๆ ในเอ็นเซมเบิลนั้น หรือเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\langle X(t) \rangle = E[X(t)] \tag{18}$$

คุณสมบัติที่เป็นเออร์โกดิกนี้อาจจะอธิบายโดยใช้รูปที่ 3.1-1 ได้ดังนี้ สัญญาณเร้นดัม $x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots, x_n(t)$ เป็นเซตของสัญญาณเร้นดัมที่ประกอบกันเป็น เอ็นเซมเบิล การที่ค่าเฉลี่ยเชิงเวลาของสัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง เช่น $x_1(t)$ มีค่า เท่ากับค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลที่เวลา t ใด ๆ ก็หมายความว่าสัญญาณเร้นดัม $x_1(t)$ นั้นจะเป็นตัวแทนของเอ็นเซมเบิลนั้นได้ คุณสมบัติที่เป็นเออร์โกดิกนี้จึงให้ความสะดวกอย่างยิ่งในการวิเคราะห์สัญญาณเร้นดัม เมื่อเราทำการพิจารณาความสัมพันธ์ ระหว่างคุณสมบัติที่เป็นสเตชันนารี กับคุณสมบัติที่เป็นเออร์โกดิก จะพบว่าเอ็นเซมเบิลที่เป็นเออร์โกดิกจะต้องเป็นสเตชันนารีด้วย แต่เอ็นเซมเบิลที่เป็นสเตชันนารี ไม่ได้รับประกันการเป็นเออร์โกดิกเสมอไป คุณสมบัติที่เป็นเออร์โกดิกนั้นนอกจากจะทำให้ค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิล และค่าเฉลี่ยเชิงเวลา เท่ากันดังสมการ (18) แล้ว ยังทำให้ค่าเฉลี่ยอื่น ๆ ที่นิยามไว้ตอนต้นเท่ากันดังนี้

$$\langle x^2(t) \rangle = E[x^2(t)] \tag{19 ก.}$$

$$\langle (x(t)-m)^2 \rangle = E[(x-m)^2] = \sigma^2 \quad (19 ข.)$$

$$\langle (x_1-m)(x_2-m) \rangle = E[(x(t)-m)\{t+\tau\}-m] = C(\tau) \quad (19 ค.)$$

$$\langle x_1 x_2 \rangle = E[x(t)x(t+\tau)] = R(\tau) \quad (19 ง.)$$

ตัวอย่างของ สัญญาณแรนดัมที่มีคุณสมบัติเป็นเออร์กอดิกก็ได้แก่ สัญญาณรูปไซน์ ที่มีเฟสไม่แน่นอนที่นิยามไว้ในสมการ (1) สัญญาณในกระบวนการ เกาส์เซียนแบบสเตชันนารี และสัญญาณรบกวน แลลซ์อิตนอยส์ ซึ่งอยู่ในข่ายของกระบวนการพัชชอง เป็นต้น อย่างไรก็ตามจะไม่มี การทดสอบแบบง่าย ๆ ที่จะบ่งบอกได้ว่ากระบวนการแรนดัมใด ๆ มีคุณสมบัติเป็นเออร์กอดิก หรือ ไม่ ดังนั้นโดยทั่วไปเราจะมักถือว่ากระบวนการแรนดัมที่มีคุณสมบัติเป็นสเตชันนารีจะมีคุณสมบัติเป็นเออร์กอดิกด้วย หรือ ว่าถ้าเราสามารถอ้างได้ว่า สัญญาณแรนดัมตัวอย่างสามารถเป็นตัวแทนของเอ็นเซมเบิลได้ก็จะถือว่ากระบวนการแรนดัมนั้นเป็นเออร์กอดิก

3.1.5 ตัวอย่างการคำนวณค่าเฉลี่ยของกระบวนการแรนดัม

ในหัวข้อนี้จะยกตัวอย่างการคำนวณค่าเฉลี่ยของกระบวนการแรนดัม 2 ตัวอย่าง คือ ตัวอย่างแรกเป็นสัญญาณรูปไซน์ ที่มีเฟสเป็นตัวแปรแรนดัมดังที่แสดงไว้ในสมการ (1) คือ $x(t) = A \cos(Wt+\phi)$ เนื่องจาก ϕ เป็นตัวแปรแรนดัมที่อยู่ในช่วง $0-2\pi$ rad โดยมีพروبะบิลิตีส์่าเสมอคือ $p_\phi(\phi, t) = (1/2\pi)$ ดังนั้นเมื่อเราทำการหาค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลตามทีนิยามไว้ในสมการ (5) จะได้ผลดังนี้

$$E[A \cos(Wt+\phi)] = \int_0^{2\pi} A \cos(Wt+\phi) (1/2\pi) d\phi$$

$$= (A/2\pi)[\sin(Wt+2\pi) - \sin Wt] = 0 \quad (20)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว้ค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลจะเท่ากับ 0 เสมอในลำดับต่อไปเราจะหาค่าอโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันของสัญญาณแรนดัมนี้ ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$R(t_1, t_2) = A^2 E[\cos (wt_1+\phi) \cos (wt_2+\phi)]$$

$$\begin{aligned}
 &= (1/2) A^2 E [\cos (wt_1 - wt_2) + \cos (wt_1 + wt_2 + 2\phi)] \\
 &= (1/2) A^2 E [\cos w(t_1 - t_2)] \\
 &= (1/2) A^2 \cos w(t_1 - t_2) \tag{21}
 \end{aligned}$$

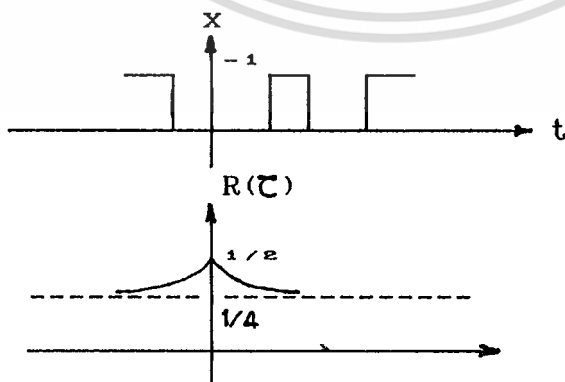
เนื่องจาก $R(t_1, t_2)$ เป็นฟังก์ชันของผลต่างระหว่าง t_1, t_2 ดังนั้นกระบวนการ แรนดัมจึงเป็นแบบสเตชันนารี และในกรณีพิเศษที่ $t_1 = t_2 = t$

$$R(t, t) = R(0) = (A^2/2) \tag{22}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า $R(0)$ จะแสดงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรูปไซน์นั้น

ในการแสดงว่า กระบวนการแรนดัมนี้เป็นแบบเออร์กอดิกหรือไม่นั้นจะทำได้โดยการทดลองหาค่าเฉลี่ยเชิงเวลาดูซึ่งเราก็จะสามารถพิจารณาได้ว่าเนื่องจากเป็นสัญญาณรูปไซน์ค่าเฉลี่ยเชิงเวลาก็จะเป็นศูนย์ ดังนั้นกระบวนการแรนดัมนี้ก็เป็นแบบเออร์กอดิกด้วย สำหรับตัวอย่างที่สอง จะเป็นสัญญาณโทรเลขซึ่งเป็นลักษณะแรนดัมดังตัวอย่างที่แสดงไว้ใน รูปที่ 3.1-3 (ค) สัญญาณนี้จะมีลักษณะเป็นแรนดัมดังนี้คือ พรอบบะบิลิตีที่จะเป็น 0 หรือ 1 ที่เวลาใด ๆ จะมีค่าเท่ากัน และไม่ขึ้นกับเหตุการณ์ก่อนหน้านั้น และในช่วงเวลา t ถึง $t+dt$ จะมีพรอบบะบิลิตีของการเปลี่ยนค่าเป็น ADT ในลักษณะดังกล่าวนี้ถ้าเราทำการสังเกตเป็นช่วงเวลา T วินาที จะพบว่าพรอบบะบิลิตีที่มีการเปลี่ยนค่า k ครั้งจะอยู่ในรูปของการกระจายแบบพัวซองซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$p(k, t) = (aT)^k e^{-aT} / k! \tag{23}$$



รูปที่ 3.1-3 สัญญาณโทรเลขแบบแรนดัมและออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน

ในการหาค่าออกโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันเราจะพิจารณาค่า x_1 ที่เวลา t และค่า x_2 ที่เวลา $t + \tau$ ดังนี้คือ ผลคูณของ x_1 และ x_2 จะไม่เป็น 0 ก็ต่อเมื่อ $x_2 = x_1 = 1$ เท่านั้น นั่นก็หมายความว่าในช่วงเวลา τ นี้การเปลี่ยนค่าของ x_1 ซึ่งเท่ากับ 1 จะต้องเกิดขึ้นเป็นจำนวนครั้งที่เท่ากับเลขคู่ ดังนั้นเราจะหาออกโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันโดยใช้สมการ (19 ง.) ได้ดังนี้

$$R(\tau) = (1/2)e^{-a|\tau|} \sum_{k: \text{even}} (a|\tau|)^k / k! = (1/4)[1 + e^{-2a|\tau|}] \quad (24)$$

และเนื่องจากค่าเฉลี่ยของสัญญาณเป็น $(1/2)$ ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าค่าออกโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน จะลู่เข้าหาค่าเฉลี่ยยกกำลัง หรือ $(1/4)$ เมื่อ $\tau \rightarrow \infty$ เขียนรูปของสมการ (24) จะได้เป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.1-3 (ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อ $\tau \rightarrow \infty$ $R(\tau)$ จะลู่เข้าหา m^2 หรือ $(1/4)$

3.2 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแรนดัม

การหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแรนดัม นับว่ามีความสำคัญสำหรับการวิเคราะห์ระบบในอาณาจักรของความถี่มาก ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงขอกล่าวถึงแนวความคิดพื้นฐาน ซึ่งต่อเนื่องจากหัวข้อ 3.1 เพื่อนำไปใช้ในการหาค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแรนดัมต่อไป

3.2.1 กำลังของสัญญาณกับค่าเฉลี่ยเชิงเวลา

สัญญาณแรนดัม ที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนนั้นประเภทที่ใช้ประโยชน์และพบในระบบสื่อสารมักจะมีคุณสมบัติเป็นสเตชันนารี และเออร์โกดิกหรืออย่างน้อยก็เป็นสเตชันนารี ในกระบวนการแรนดัมที่เป็นสเตชันนารีถ้าเลือกฟังก์ชันตัวอย่างมาอันหนึ่ง เช่น $x(t)$ ค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลแบบต่าง ๆ ของ $x(t)$ เช่น $E[x^2(t)]$ ก็จะไม่ขึ้นกับเวลาลักษณะดังกล่าวนี้เป็น การบ่งชี้ว่าสัญญาณแรนดัมนี้อาจจะมีพลังงานไม่จำกัด แต่มีกำลังงานจำกัดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือสัญญาณนั้นจะเป็นสัญญาณกำลังงาน ซึ่งกำลังของสัญญาณนั้นนิยามจากค่าเฉลี่ยเชิงเวลาได้ดังนี้

$$P_{T(s)} = (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt \tag{1}$$

โดยที่ s แสดงว่า $x(t)$ เป็นฟังก์ชันตัวอย่างใด ๆ อันหนึ่งค่าเฉลี่ยเชิงเวลาตามสมการ (1) นี้จะต้องมีค่าจำกัดเสมอถึงแม้ T จะมีขนาดใหญ่เข้าหาอนันต์นอกจากนั้นถ้ากระบวนการ แรนดัมนั้นเป็นเออร์กอดิกค่าเฉลี่ยตามสมการ (1) นี้จะเท่ากับ $E[x^2(t)]$ ด้วยและเนื่องจากเราไม่รู้ล่วงหน้าว่าสัญญาณแรนดัมที่จะถูกสร้างขึ้นมามีลักษณะอย่างไรเราจึงทำการนิยามค่าเฉลี่ยของกำลังงาน สัญญาณแรนดัมในรูปต่อไปนี้

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} E[P_{T(s)}] \tag{2}$$

โดยที่ค่าเฉลี่ย P หมายถึงค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลของ $P_{T(s)}$ หรือ $E[P_{T(s)}]$ ซึ่งจะต้องจัดการหาค่านี้ก่อนที่จะคิดค่าลิมิต $T \rightarrow \infty$ เพื่อที่จะได้รู้ว่า P มีค่าจำกัดอย่างไรก็ตาม เนื่องจากการหาค่าเฉลี่ยเชิงเวลาการหาค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลสามารถที่จะสลับลำดับกันได้ ดังนั้น P จะเขียนได้ดังนี้

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} E[x^2(t)] dt = \langle E[x^2(t)] \rangle \tag{3}$$

สมการ (3) นี้แสดงว่า เราจะหาค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลก่อนที่จะหาค่าเฉลี่ยเชิงเวลา ซึ่งสลับกันกับสมการ (2) และในกรณีที่เป็นสเตชันนารีและเป็นเออร์กอดิกเราจะได้ความสัมพันธ์ว่า

$$E[x^2(t)] = \langle x^2(t) \rangle = \sigma_x^2 + m_x^2 = R(0) \tag{4}$$

โดยที่ σ_x^2 เป็นแวนเรียนซ์และ m_x เป็นค่าเฉลี่ยตามลำดับ และเนื่องจาก $\langle \sigma_x^2 + m_x^2 \rangle = \sigma_x^2 + m_x^2$ ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการ (4) ลงในสมการ (3) ก็จะได้ผลดังนี้

$$\bar{P} = \langle \sigma_x^2 + m_x^2 \rangle = \sigma_x^2 + m_x^2 = R(0) \tag{5}$$

ผลที่ได้ในสมการ (5) นี้จะทำให้เรารู้ค่าเฉลี่ย เอ็นเซมเบิลของกำลังงานของสัญญาณแรมดัมได้ ซึ่งนับว่าเป็นความสะดวกในการใช้งานต่อไปเป็นอย่างยิ่ง

จากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้อาจจะสรุปความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยเชิงเวลาและค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลของสัญญาณแรมดัมที่เป็นเออร์กอดิกได้ดังนี้

- 1 ค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิล m_x เท่ากับค่าเฉลี่ยเชิงเวลา $\langle x(t) \rangle$ และเป็นส่วนประกอบกระแสตรงของสัญญาณ
- 2 ค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลยกกำลังสอง คือ m_x^2 ซึ่งเท่ากับค่าเฉลี่ยเชิงเวลากยกกำลังสองจะเป็นกำลังงานของส่วนประกอบของกระแสตรง
- 3 ค่าเฉลี่ยกำลังสองของเอ็นเซมเบิลคือ $E[x^2(t)]$ จะเท่ากับค่าเฉลี่ยของกำลังงานทั้งหมด คือ $\langle x^2(t) \rangle$
- 4 ค่าแวนเรียนซ์ σ_x^2 จะเท่ากับกำลังงานของส่วนประกอบกระแสสลับ
- 5 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_x เปรียบได้กับค่า RMS ของส่วนประกอบกระแสสลับตามข้อสรุปข้างบนนี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณแรมดัมที่มีลักษณะเป็นเออร์กอดิกนั้นสามารถจัดการหาค่าต่าง ๆ ได้เช่นเดียวกับการหาค่าเหล่านั้นจากสัญญาณไฟฟ้าที่มีส่วนประกอบกระแสตรงและกระแสสลับร่วมกันอยู่

3.2.2 การหาค่าความหนาแน่นสเปกตรัม

เนื่องจากเราสามารถจัดการกับสัญญาณแรมดัมในลักษณะเดียวกันกับสัญญาณแบบรู้ค่าได้ดังที่กล่าวมาข้างต้นในด้านของความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแรมดัมก็จะสามารถหาได้โดยใช้ออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน คือให้ทฤษฎีบทของวินเนอร์-คินซิน ดังนี้คือ

$$G_x(f) = \int_{-\alpha}^{\alpha} R(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (6)$$

และเมื่อทำฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มกลับก็จะสามารถหา $R(\tau)$ ได้จาก $G_x(f)$ ดังนี้

$$R(\tau) = \int_{-\alpha}^{\alpha} G_x(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (7)$$

3.2.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแรนดัมกับกฎการวางซ้อนและมอดูเลชัน

สัญญาณแรนดัมบางอัน อาจจะมองได้ว่าเป็นผลบวกของ สัญญาณแรนดัมอื่น ๆ ได้สภาพดังกล่าวนี้จะเกิดในระบบสื่อสารโดยทั่วไป เช่น สัญญาณดิจิทัลที่มีสัญญาณรบกวนอยู่ก็จัดว่าเป็นสัญญาณแรนดัมอันหนึ่งถ้าให้ $x(t)$ และ $y(t)$ เป็นสัญญาณแรนดัม 2 ชุด สัญญาณแรนดัมที่เกิดจากผลบวกหรือผลลบของสัญญาณพวกนี้ จะเขียนได้เป็น

$$z(t) = x(t) \pm y(t) \quad (20)$$

ในกรณีที่สัญญาณแรนดัม $x(t), y(t)$ เป็นแบบสแตชันนารีทั้งคู่แล้วยังมีคุณสมบัติเป็นสแตชันนารีร่วมกันอยู่กล่าวคือ $R_{xy}(t_1, t_2) = R_{xy}(t_1 - t_2)$ เมื่อทำการหาออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน ของสมการ (20) จะได้

$$R_z(\tau) = R_x(\tau) + R_y(\tau) \pm [R_{xy}(\tau) + R_{yx}(\tau)] \quad (21)$$

และเมื่อทำการหาค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสมการ (21) โดยใช้สมการ (6) ผลที่ได้จะเป็นดังนี้

$$G_z(f) = G_x(f) + G_y(f) + [G_{xy}(f) + G_{yx}(f)] \quad (22)$$

โดยที่

$$G_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (23)$$

ในกรณีที่สัญญาณ $x(t)$ และ $y(t)$ เป็นอิสระต่อกัน และผลคูณของค่าเฉลี่ยคือ $m_x m_y = 0$ เราจะได้

$$R_{xy}(\tau) = R_{yx}(\tau) = 0 \quad (24)$$

และในเงื่อนไขเช่นนี้สมการ (21) และสมการ (22) จะเขียนได้เป็น

$$R_z(\tau) = R_x(\tau) + R_y(\tau) \quad (25 ก.)$$

$$G_z(f) = G_x(f) + G_y(f) \quad (25 ข.)$$

นอกจากนี้ค่าเฉลี่ยกำลังสอง $z(t)$ จะเขียนได้เป็น

$$\overline{z^2} = \overline{x^2} + \overline{y^2} \quad (26)$$

ผลที่ได้ในสมการ (25) และสมการ (26) นี้เป็นการบ่งชี้ว่า กฎการวางซ้อนจะใช้ได้ในกรณีที่สัญญาณแรนด้อมที่เป็นส่วนประกอบที่เป็นอิสระต่อกัน ซึ่งเราจะเรียกสัญญาณทั้งสองนี้ว่า อยู่ในสภาวะอินโคฮีเรนท์ (INCOHERENT) โดยปกติสัญญาณรูปไซน์ที่ได้จากเครื่องกำเนิดสัญญาณคนละเครื่องกันมักจะอยู่ในสภาวะอินโคฮีเรนท์ ซึ่งกำลังงานเฉลี่ยที่จะได้จะเป็นตามสมการ (26) กล่าวคือ ถ้ามีรูปคลื่นไซน์ 2 สัญญาณซึ่งมีความถี่และขนาดเท่ากัน แต่เฟสไม่ตรงกันกำลังเฉลี่ยของ 2 สัญญาณนี้ รวมกันก็จะเท่ากับ 2 เท่าของกำลังเฉลี่ยของแต่ละสัญญาณ แต่ถ้าสัญญาณทั้งสองนั้นซิงโครนัสกันคือมีเฟสเท่ากันด้วยกำลังเฉลี่ยของสัญญาณผลบวกจะได้เป็น 4 เท่าของกำลังเฉลี่ยแต่ละสัญญาณ สภาวะที่สัญญาณซิงโครนัสกันนี้เราเรียก สัญญาณทั้งสองนี้ว่าอยู่ในสภาวะโคฮีเรนท์กัน เรื่องเกี่ยวกับสัญญาณโคฮีเรนท์นี้จะถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารแบบ โคฮีเรนท์ทั้งหลายซึ่งรายละเอียดเพิ่มเติมจะปรากฏในอีกหลาย ๆ บท

ที่จะตามมาในอันดับต่อไป เราจะพิจารณาสัญญาณแรนดัมอันหนึ่งที่ถูกลมอดูเลตด้วยสัญญาณแรนดัมอีกอันหนึ่งในรูปต่อไปนี้

$$z(t) = x(t) \cos(\omega_c t + \phi) \tag{27}$$

โดยที่ $x(t)$ สัญญาณแรนดัมแบบสเตชันนารีและ ϕ เป็นตัวแปรแรนดัมที่มีพหุคูณบิเลตี่ที่จะเป็น $0-2\pi$ ได้เท่า ๆ กัน ถ้าเราไม่รวม ϕ ไว้ $z(t)$ จะไม่เป็นสเตชันนารีเพราะ $\cos(\omega_c t)$ จะมีค่าเปลี่ยนไปตามค่า t ที่สังเกต

การหาออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชันของสมการ (27) นี้จะทำได้ตามนิยามในสมการ (19 ง.) ของหัวข้อ 3.1.4 ดังนี้

$$\begin{aligned} R_z(t_1, t_2) &= E\{x(t_1) \cos(\omega_c t_1 + \phi)\} \{x(t_2) \cos(\omega_c t_2 + \phi)\} \\ &= (1/2) E[x(t_1)x(t_2)] \{ \cos \omega_c (t_1 - t_2) + E[\cos(\omega_c t_1 + \omega_c t_2 + 2\phi)] \} \\ &= (1/2) R_x(t_1, t_2) \cos \omega_c (t_1 - t_2) \end{aligned}$$

และเนื่องจาก $x(t)$ เป็นสเตชันนารี ถ้าให้ $t_1 - t_2 = \tau$ จะได้

$$R_z(\tau) = (1/2) R_x(\tau) \cos \omega_c \tau \tag{28}$$

ซึ่งเมื่อทำการคำนวณฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของสมการ (28) นี้จะได้ผลดังนี้

$$G_z(f) = (1/4) [G_x(f - f_c) + G_x(f + f_c)] \tag{29}$$

ผลที่ได้นี้ก็เหมือนกับการบีของสัญญาณแบบรู้ค่า กล่าวคือ ผลของมอดูเลชันในอาณาจักรของความถี่ก็จะเป็นการเลื่อนสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์ให้ไปอยู่รอบ ๆ สเปกตรัมของสัญญาณ คลื่นพาห์อันที่จริงสัญญาณมอดูเลชันในสมการ (27) นั้น อาจจัดได้ว่าเป็นกรณีตัวอย่างของสัญญาณแรนดัมที่เกิดจากผลคูณของสัญญาณแรนดัมอื่น คือ

$$z(t) = x(t)y(t) \tag{30}$$

ซึ่งค่า $x(t)$ และ $y(t)$ ต่างเป็นแบบสเตรชันนารี และเป็นแบบสเตรชันนารีร่วมกันอยู่ โดยทั่วไปออกโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ $z(t)$ นี้จะเขียนได้ดังนี้

$$R_z(\tau) = R_x(\tau)R_y(\tau) \tag{31}$$

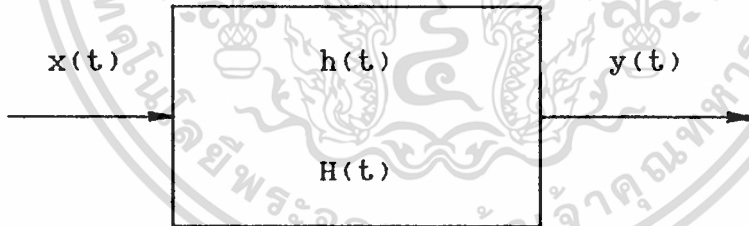
$$G_z(f) = G_x(f) * G_y(f) \tag{32}$$

3.2.4 การส่งสัญญาณแรมดัมผ่านวงจรถิลเตอร์

ถ้าเราผ่านสัญญาณแรมดัม $x(t)$ เข้าสู่วงจรถิลเตอร์ที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็น $h(t)$ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2-1 ในกรณีที่สัญญาณ $x(t)$ เป็นแบบสเตรชันนารีและมีออกโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังเป็น $R_x(\tau)$ และ $G_x(f)$ ตามลำดับเราจะสามารถหาสัญญาณขาออก $y(t)$ ได้ดังนี้

$$y(t) = h(t) * x(t) \tag{33}$$

ในช่วงที่ $|t| < T/2$ เมื่อใช้ $x_T(t)$ ตามนิยามในสมการ (13) จะได้ $y_T(t)$ ในรูปต่อไป



รูปที่ 3.2-1 การป้อนสัญญาณแรมดัมเข้าสู่วงจรถิลเตอร์

$$y_T(t) = h(t) * x_T(t) \tag{34}$$

เมื่อทำฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มสมการ (34) นี้ จะได้

$$Y_T(f) = H(f)X_T(f) \tag{35}$$

และจากนิยามของความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังตามสมการ (18) จะสามารถเขียน $G_y(f)$ ได้ในรูปต่อไปนี้.

$$\begin{aligned}
G_y(f) &= \lim_{T \rightarrow \infty} (1/T) E\{|Y_T(f)|^2\} = \lim_{T \rightarrow \infty} (|H(f)|^2/T) * E\{|X_T(f)|^2\} \\
&= |H(f)|^2 G_x(f)
\end{aligned}
\tag{36}$$

ผลที่ได้ตามสมการ (36) นี้เป็นการบ่งบอกว่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณขาออกจะขึ้นอยู่กับขนาดของ $H(f)$ เท่านั้น โดยไม่ขึ้นกับคุณสมบัติทางด้านเฟสของ $H(f)$ ในกรณีที่สัญญาณขาเข้ามี $G_x(f)$ เป็นค่าคงที่ เช่น สัญญาณไวท์นอยส์ (WHITE NOISE รายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อ 3.3) สัญญาณขาออกก็จะแสดงคุณสมบัติขนาดของ $H(f)$ นั้นหมายความว่า ถ้าเราอยากรู้คุณสมบัติเชิงขนาดของฟิลเตอร์ เราจะได้โดยป้อนสัญญาณไวท์นอยส์ เข้าสู่ฟิลเตอร์แล้วตรวจดูความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง ของสัญญาณขาออกก็จะได้ $|H(f)|^2$ ออกมา การตรวจดูความหนาแน่นสเปกตรัมอาจทำได้โดยใช้เครื่องมือวิเคราะห์ (SPECTRUM ANALYZER) หรือเครื่องมือวัดแรงดันที่มีฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่แคบ ๆ อยู่ด้านหน้า

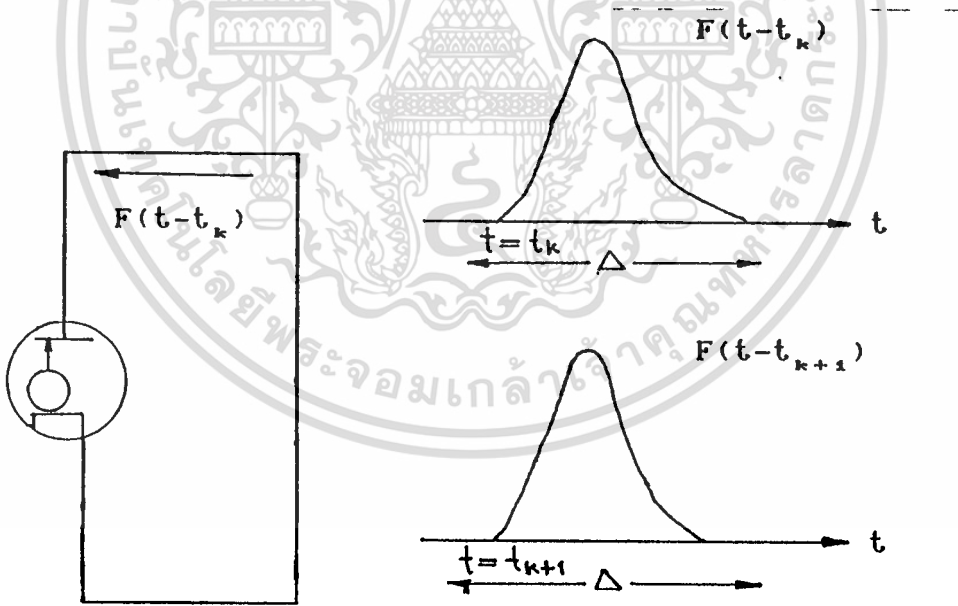
3.3 สัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารโดยทั่วไปอาจจำแนกออกได้เป็น 2 แบบด้วยกันคือ แบบที่เกิดจากภายนอกระบบซึ่งได้แก่ สัญญาณรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE) ซึ่งอาจเกิดขึ้นตามธรรมชาติ เช่น ฟ้าแลบ ฟ้าผ่า เป็นต้น หรือเกิดขึ้นจากการกระทำของมนุษย์ เช่น สไปค่นอยส์ (SPIKE NOISE) จากรถยนต์และเครื่องจักรกลทางไฟฟ้า เป็นต้น สำหรับแบบที่สองนั้นเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในระบบ คือ เกิดจากชิ้นส่วนต่าง ๆ ที่ประกอบเป็นวงจรไฟฟ้ารวมทั้งตัวสายนำสัญญาณด้วย สัญญาณรบกวนแบบที่ 2 นี้จึงเป็นสัญญาณรบกวนที่เป็นเนื้อแท้ของระบบ และไม่ว่าจะป้องกันได้ ตัวอย่างของสัญญาณรบกวนแบบหลังนี้ที่เราพบในระบบสื่อสารเป็นประจำ ได้แก่ ชีตนอยส์ และสัญญาณรบกวนความร้อนในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงลักษณะการเกิด และลักษณะเฉพาะของสัญญาณรบกวนทั้งสองอย่างนี้

3.3.1 ขี้อตนอยส์

ขี้อตนอยส์ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั่วไปในสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลาย เช่น หลอดสุญญากาศรอยต่อ P-N ของสารกึ่งตัวนำ และเลเซอร์ไดโอด เป็นต้น สาเหตุของการเกิดขี้อตนอยส์ ก็คือความไม่แน่นอนในการปล่อยอิเล็กตรอนของชั้นส่วนในอิเล็กตรอนิกส์นั่นเอง เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้น เราจะอธิบายลักษณะการเกิด ขี้อตนอยส์ในหลอดไดโอดซึ่งเป็นกรณีที่เข้าใจง่ายก่อน โดยจะทำการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในอานาจกรของควมถี่ด้วย

รูปที่ 3.3-1 แสดงรูปของหลอดไดโอดที่จะทำการพิจารณานี้ ก่อนอื่นเพื่อให้สะดวกในการคิด จะสมมุติว่าไดโอดทำงานอยู่ในสภาวะที่ถูกควบคุมอุณหภูมิไว้ได้เป็นอย่างดี โดยที่ไม่มีประจุ (SPACE CHARGE) ค้างอยู่ระหว่างขั้วทั้งสองในสภาวะเช่นนี้ กระแสที่ไหลจะไหลอยู่ในช่วงที่มีการปล่อยอิเล็กตรอนออกจากขั้วคาโทดแล้วเดินทางไปยังขั้วแอโนด และเนื่องจากจังหวะของการปล่อยอิเล็กตรอนนี้จัดได้ว่าเป็นกระบวนการเร้นดัมอันหนึ่ง ดังนั้นกระแสที่ไหลบในวงจรจึงไม่สามารถหลีกเลี่ยงการกระเพื่อมของขนาดได้ ซึ่งการกระเพื่อมของกระแสดังกล่าวนี้ ก็คือขี้อตนอยส์นั่นเอง



รูปที่ 3.3-1 หลอดไดโอดและกระแสที่ไหลเนื่องจากอิเล็กตรอน 1 ตัว

ในขั้นต่อไป เราจะพิจารณาถึง รูปร่างของกระแสที่ไหลว่าเป็นอย่างไร โดยพิจารณาว่าที่เวลา $t = t_k$ ถ้ามีอิเล็กตรอนหลุดออกมาตัวหนึ่งแล้วถูกเร่งด้วย

แรงดันไฟฟ้าระหว่างขั้วอาโนดกับขั้วคาโทดในที่สุดอิเล็กตรอนก็จะเคลื่อนที่ไปปะทะกับขั้วอาโนดและในช่วงเวลาดังกล่าวนี้ จะเกิดมีกระแสไหลถ้าให้รูปร่างของกระแสเป็น $F(t-t_k)$ และช่วงเวลาที่ไหลเป็นดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 3.3-1 กระแสรวม $I(t)$ ที่ไหลในวงจรจะเขียนได้ดังนี้

$$I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F(t-t_k) \tag{1}$$

เนื่องจาก t_k ซึ่งเป็นจังหวะที่จะเกิดอิเล็กตรอนตัวที่ k มีความไม่แน่นอน กระแส $F(t-t_k)$ จึงจัดได้ว่าเป็นตัวแปรแรนดัมอันหนึ่ง และจากทฤษฎีบทเซ็นทรัลลิมิตกระแสรวมคือ $I(t)$ ซึ่งเท่ากับ ผลบวกของตัวแปรแรนดัมมากมายก็สามารถคาดคะเนได้ว่า จะมีการกระจายอยู่ในรูปเกาส์เซียน กล่าวคือ ถ้าให้พหุคูณของบิลิตที่ค่ากระแสจะอยู่ระหว่าง I กับ $I+dI$ คือ $p(I)dI$ หรือพหุคูณของบิลิตที่เดนิซิติฟังก์ชันก็จะเขียนได้เป็น

$$p(I) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(I-\bar{I})^2}{2\sigma^2}} \tag{2}$$

โดยที่ \bar{I} เป็นค่าเฉลี่ยของกระแส หรือเป็นส่วนประกอบของกระแสตรงนั่นเอง สำหรับค่าแวลเรียนซ์คือ จะเขียนได้เป็น

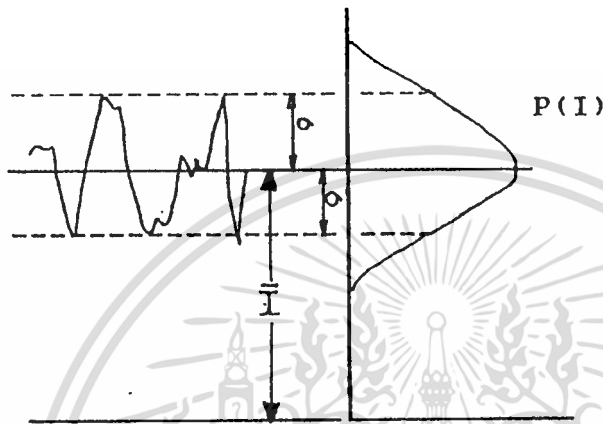
$$\sigma^2 = E[(I-\bar{I})^2] = \overline{I^2} - \bar{I}^2 \tag{3}$$

ค่าแวลเรียนซ์ นี้ก็จะแสดงกำลังงานของ ส่วนประกอบที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา หรือสัญญาณรบกวนนั่นเอง รูปที่ 3.3-2 แสดงลักษณะการไหลของกระแส ซึ่งมีการกระเพื่อมในรูปเกาส์เซียนดังกล่าวมาข้างต้น และสัญญาณรบกวนช็อนตอยส์นี้จัดว่าเป็นสัญญาณรบกวนชนิดเกาส์เซียนแบบหนึ่ง

ในลำดับต่อไป เราจะวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนนี้วิธีที่ใช้ในการวิเคราะห์นี้ จะเป็นไปตามที่อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.2.2 กล่าวคือในขั้นแรกเราจะทำการพิจารณาค่า $I(t)$ เฉพาะในช่วง $-T/2 < t < T/2$ ก่อน แล้วนำค่า $I(t)$ ในช่วงดังกล่าวนี้ไปแตกอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งในกรณีของสัญญาณรบกวนเราจะ

ต้องใช้ฟังก์ชันฐานที่เป็นไปได้ทั้งหมดคือทั้ง $\cos 2\pi nt/T$ และ $\sin 2\pi nt/T$ ดังนี้

$$I(t) = (a_0/2) + \sum_{n=1}^N (a_n \cos(2\pi nt/T) + b_n \sin(2\pi nt/T)) \quad (4)$$



รูปที่ 3.3-2 การไหลของกระแสที่มีที่อดนอสส์ปรากฏอยู่และการกระจายของขนาดกระแส

ถึงแม้สัญญาณที่ได้จากข้างขวามือของสมการ (4) จะเป็นสัญญาณรายคาบซึ่งมีคาบเวลาเป็น T และจะเหมือนกับสัญญาณ $I(t)$ จริง ๆ ก็เฉพาะในช่วงของ $-T/2 < t < T/2$ แต่ถ้าเราขยายเวลา T ออกไปในที่สุดข้างขวามือของสมการ (4) ก็จะเหมือนกับ $I(t)$ ในช่วงที่กว้างขึ้นเรื่อย ๆ ค่าสัมประสิทธิ์ a_n, b_n ในสมการที่ (4) จะหาได้ดังนี้

$$a_n = (2/T) \int_{-T/2}^{T/2} I(t) \cos(2\pi nt/T) dt \quad (5 ก.)$$

$$b_n = (2/T) \int_{-T/2}^{T/2} I(t) \sin(2\pi nt/T) dt \quad (5 ข.)$$

ในกรณีที่เรานิยามให้ $I(t)$ มีค่าอยู่ในช่วง $-T/2 < t < T/2$ เท่านั้นและถ้าเราให้ในช่วงเวลา T นี้มีอิลีคตรอนถูกปล่อยออกมา K ตัว กระแส $I(t)$ ในช่วงเวลานี้จะเขียนได้เป็น

$$I_k = \sum_{k=1}^K F(t-t_k) \tag{6}$$

การกระจายอนุกรมฟูเรียร์ของสมการ (6) จะได้เป็น

$$I_k(t) = (a_{0k}/2) + \sum_{n=1}^N \{ a_{nk} \cos(2\pi nt/T) + b_{nk} \sin(2\pi nt/T) \} \tag{7}$$

จากสมการ (7) และสมการ (6) จะหาค่าสัมประสิทธิ์ a_{nk} และ b_{nk} ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} a_{nk} &= (2/T) \sum_{k=1}^K \int_{-T/2}^{T/2} F(t-t_k) \cos(2\pi nt/T) dt \\ &= (2/T) \sum_{k=1}^K \int_{-T/2-t_k}^{T/2-t_k} F(t) \cos(2\pi nt/t+t_k) dt \end{aligned} \tag{8 ก.}$$

$$b_{nk} = (2/T) \sum_{k=1}^K \int_{-T/2-t_k}^{T/2-t_k} F(t) \sin(2\pi nt/t+t_k) dt \tag{8 ข.}$$

เนื่องจาก $F(t)$ มีค่าเฉพาะช่วง $0 < t < \Delta$ เท่านั้น ดังนั้นถ้า Δ เล็กกว่า T และ T/n มาก ๆ เราจะสามารถขยายช่วงของการอินทิเกรตได้เป็นจาก $-\alpha$ ถึง α โดยไม่ส่งผลกระทบต่ออะไร ทั้งนี้เพราะผลกระทบจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ $T/2-t_k$ และ $-T/2-t_k$ มีค่าเล็กกว่าซึ่งหมายความว่าอิลีคตรอนที่เกิดขึ้นที่เวลา t_k ที่อยู่

ในช่วงดังกล่าวนี้เท่านั้นที่ถูกกระทบแต่อิเล็กทรอนิกส์ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาดังกล่าวนี้เรา
 ถือว่าน้อยมาก จึงสรุปว่า ไม่มีผลกระทบอะไรเมื่อพิจารณาเช่นนี้สมการ (8 ก.)
 และสมการ (8 ข.) จะเขียนได้ดังนี้

$$a_{nk} = \frac{2}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \cos(2\pi n t_k / T) \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \cos(2\pi n t / T) dt$$

$$- \frac{2}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \sin(2\pi n t_k / T) \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \sin(2\pi n t / T) dt \quad (9 ก.)$$

$$b_{nk} = \left(\frac{2}{T} \right) \sum_{k=1}^{\infty} \cos(2\pi n t_k / T) \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \sin(2\pi n t / T) dt$$

$$+ \left(\frac{2}{T} \right) \sum_{k=1}^{\infty} \sin(2\pi n t_k / T) \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \cos(2\pi n t / T) dt \quad (9 ข.)$$

เนื่องจาก t_k เป็นค่าที่เกิดขึ้นในช่วง $-T/2$ ถึง $T/2$ โดยมีพรอบบะบิลิตีเท่ากัน
 ตลอด ดังนั้น $\cos(2\pi n t_k / T)$ และ $\sin(2\pi n t_k / T)$ จึงเป็นตัวแปรแรมดัมและ
 เนื่องจาก a_{nk} เป็นผลบวกของตัวแปรแรมดัมจำนวนมาก ๆ a_{nk} ก็จะเป็นตัว
 แปรแรมดัมที่มีการกระจายแบบ เกาส์ เขียนดังนั้นถ้าเรารู้ค่าเฉลี่ยและค่าแวนเรียนซ์
 ของการกระจายนี้ ก็จะสามารถระบุรูปร่างของการกระจายออกมาได้อย่างชัดเจน
 ในการหาค่าเฉลี่ยของ a_{nk} และ b_{nk} นั้น เนื่องจากตัวแปรแรมดัม $\cos(2\pi n t_k / T)$
 และ $\sin(2\pi n t_k / T)$ ต่างก็เป็นตัวแปรแรมดัมที่เป็นอิสระจากกันดังนั้นกฎ
 การวางซ้อนจึงใช้งานได้ ทำให้สามารถเขียนค่าเฉลี่ย a_{nk} ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{a_{nk}} &= \frac{2}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \overline{\cos(2\pi n t_k / T)} \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \cos(2\pi n t / T) dt \\ &\quad - \frac{2}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \overline{\sin(2\pi n t_k / T)} \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \sin(2\pi n t / T) dt \end{aligned} \quad (10)$$

และเนื่องจาก t_k มีพหุคูณของ T จะเกิดในช่วง $-T/2$ ถึง $T/2$ เท่ากันตลอดคือ $1/T$ ดังนั้นจะได้

$$\overline{\cos(2\pi n t_k / T)} = \overline{\sin(2\pi n t_k / T)} = 0 \quad (11)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (11) ลงในสมการ (10) จะได้

$$\overline{a_{nk}} = 0 \quad (12 ก.)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$\overline{b_{nk}} = 0 \quad (12 ข.)$$

ในการหาค่าแอมพลิจูดนั้น เราจะหาได้โดยพิจารณาว่า ค่าเฉลี่ยของผลคูณระหว่าง $\cos(2\pi n t_k / T)$ และ $\sin(2\pi n t_k / T)$ จะเป็นศูนย์เสมอ ดังนั้นเมื่อเราทำการหาและจะได้

$$\begin{aligned} \overline{a_{nk}^2} = \overline{b_{nk}^2} &= (2K/T^2) \left[\int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \cos(2\pi n t / T) dt \right]^2 \\ &\quad + \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) \sin(2\pi n t / T) dt \right]^2 \end{aligned}$$

$$= (2K/T) \left| \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) e^{(-j2\pi n t/T)} dt \right|^2 \tag{13}$$

และ

$$\overline{a_{nk} a_{mk}} = \overline{a_{nk} b_{nk}} = \overline{b_{nk} b_{mk}} = 0, n \neq m \tag{14}$$

และเนื่องจากค่าเฉลี่ยของ a_{nk} และ b_{nk} เป็นศูนย์ สมการ (13) จึงเป็นค่าแวง
 เรียงตัวของ a_{nk} และ b_{nk} ไปในตัว และจะเห็นได้ว่าถึงแม้ a_{nk} และ b_{nk} จะ
 เป็นตัวแปรแรนดัมที่เป็นอิสระจากกัน ค่าแวงเรียงตัวของตัวแปรทั้งสองนี้จะเท่ากัน

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณาว่าในช่วงเวลา T ที่เราเลือกนี้โอกาสที่จะ
 เกิดอเล็คตรอน K ตัว ก็ยังเป็นตัวแปรแรนดัมอันหนึ่งซึ่งมีการกระจายของพروب
 ะบิลิตีฟังก์ชันในรูปของพัวซองดังนี้

$$p(K) = \frac{(\alpha T)^K * e^{-\alpha T}}{K!} \tag{15}$$

และเนื่องจากพروبะบิลิตีที่จะเกิด a_{nk} และ b_{nk} เท่ากับ $p(K)$ ดังนั้น เราจะ
 สามารถหาค่าเฉลี่ยของ a_{nk} และ b_{nk} และค่าเฉลี่ยที่ได้นี้จะเท่ากับ a_n และ b_n
 ตามลำดับ กล่าวคือ

$$a_n = \sum_{k=0}^{\alpha} p(K) a_{nk} \tag{16 ก.)}$$

$$b_n = \sum_{k=0}^{\alpha} p(K) b_{nk} \tag{16 ข.)}$$

ค่า a_n, b_n ในสมการ (16) นี้ ก็จะมีการกระจายในรูปเกาส์เซียนเช่นเดียวกับ
 a_{nk}, b_{nk} ดังนั้น ถ้าเราหาค่าเฉลี่ยและค่าแวงเรย์นร์ได้ก็จะรู้ค่าที่ชัดเจนของการ
 กระจายได้ ก่อนอื่นค่าเฉลี่ยของ a_n, b_n จะได้เป็นดังนี้

$$\overline{a_n} = \sum_{k=0}^{\alpha} p(k) \overline{a_{nk}} = 0 \quad (17 ก.)$$

$$\overline{b_n} = \sum_{k=0}^{\alpha} p(k) \overline{b_{nk}} = 0 \quad (17 ข.)$$

และเมื่อกำหนดค่า $\overline{a_n^2}$ และ $\overline{b_n^2}$ โดยใช้สมการ (13) และสมการ (14) จะได้

$$\begin{aligned} \overline{a_n^2} &= \overline{b_n^2} = \sum_{k=0}^{\alpha} p(k) \overline{a_{nk}^2} \\ &= \left(\frac{2}{T^2} \right) \left| \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) e^{-j2\pi nt/T} dt \right|^2 \sum_{k=0}^{\alpha} (k\alpha T)^k / k! e^{-\alpha T} \\ &= \left(\frac{2\alpha}{T} \right) \left| \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) e^{-j2\pi nt/T} dt \right|^2 = 0_n^2 \end{aligned} \quad (18)$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$\overline{a_n a_m} = \overline{a_n b_m} = \overline{b_n b_m} = 0, \quad n \neq m \quad (19)$$

โดยสรุปแล้วจะอธิบายได้ว่า เมื่อเราทำการกระจายกระแสช็อนนอยล์ $I(t)$ ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ดังที่แสดงในสมการ (4) ค่า a_n, b_n จะเป็นตัวแปรแรมดัมที่อิสระจากกัน และมีค่าเฉลี่ยและค่าแวนเรชันร้เท่ากันตามที่แสดงในสมการ (17) และสมการ (18) ตามลำดับในขั้นต่อไปจะเป็นการหาสเปกตรัมกำลังของช็อนนอยล์ โดยจะพิจารณาดังนี้คือก่อนอื่นค่า $1/T$ นั้นคือช่วงห่างของสเปกตรัมของสัญญาณซึ่งเราจะเขียนเป็น Δf ซึ่งเป็นการเขียนเป็นความถี่ฮาร์โมนิคอันดับที่ n ก็จะเขียนได้ดังนี้

$$f_n = (n/T) = n\Delta f \quad ; \Delta f = (1/T) \quad (20)$$

ค่าแอมพลิจูดในสมการ (18) ก็จะเขียนได้เป็น

$$G_n^2 = 2\alpha\Delta f \left| \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t)e^{-j2\pi f_n t} dt \right|^2 \quad (21)$$

และถ้าให้ $G_{\omega}(f)$ เป็นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณจะพบว่าในช่วงความถี่ระหว่าง f_n ถึง $f_n + \Delta f$ จะมีกำลังอยู่ $G_{\omega}(f_n) \Delta f$ นั่นคือ

$$G_{\omega}(f_n) \Delta f = G_n^2 = 2\alpha\Delta f \left| \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t)e^{-j2\pi f_n t} dt \right|^2 \quad (22)$$

ค่า $G_{\omega}(f_n) \Delta f$ นี้อาจจะหาได้จากสเปกตรัมของสัญญาณโดยตรงโดยพิจารณาว่าในช่วง f_n คือ $f_n + \Delta f$ นั้นมีสเปกตรัม $a_n \cos(2\pi f_n t)$ และ $b_n \sin(2\pi f_n t)$ อยู่เท่านั้น ดังนั้นผลบวกของกำลังเฉลี่ยของ 2 สเปกตรัมนี้จะเป็น $G_{\omega}(f_n) \Delta f$ ดัง
นั่นคือ

$$G_{\omega}(f_n) \Delta f = a_n^2/2 + b_n^2/2 = G_n^2 \quad (23)$$

สำหรับการหาค่าอินทิกรัลในสมการ (21) นั้นจะเห็นได้ว่าเป็นการหาค่าฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของ $F(t)$ ซึ่งเป็นรูปร่างของกระแสที่เกิดจากการปล่อยอิเล็กตรอน 1 ตัวที่เวลา $t_k=0$ เนื่องจาก $F(t)$ มีค่าในช่วง $0 < t < \Delta$ เท่านั้น และ Δ ก็มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ T/n หรือ $1/f_n$ ดังนั้นเราถือได้ว่าในช่วง $0 < t < \Delta e^{-j2\pi f_n t} = 1$ ซึ่งจะทำให้ได้ฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของ $F(t)$ ในรูปต่อไปนี้

$$\int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\alpha}^{\alpha} F(t) dt = e \quad (24)$$

โดยที่ e เป็นประจุของอิเล็กตรอน 1 ตัวผลที่ได้ทางขวามือของสมการ (24) นั้น เป็นเพราะการอินทิเกรตเชิงเวลาของกระแสที่เกิดจากอิเล็กตรอน 1 ตัวยอมเท่ากับประจุของอิเล็กตรอน 1 ตัวนั้นเมื่อเป็นเช่นนี้เราอาจกล่าวได้ว่าในย่านความถี่ที่เชิง Δ เวลาที่อิเล็กตรอนใช้เวลาในการเดินทางจากขั้วคาโทดไปขั้วแอโนดไม่ เป็นปัญหา กำลังของสัญญาณในช่วง Δf ก็จะเขียนได้เป็น

$$G_u(f) \Delta f = \delta_n^2 = 2\chi e^2 \Delta f \quad (25)$$

และเนื่องจาก χ คือ อัตราเฉลี่ยของการเกิดอิเล็กตรอนใน 1 วินาที ดังนั้น

$$\bar{I} = e\chi \quad (26)$$

ซึ่งทำให้สมการ (25) เขียนได้เป็น

$$G_u(f) \Delta f = \delta_n^2 = 2e\bar{I} \Delta f \quad (27)$$

จากที่อธิบายมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าช็อตนอยส์ เป็นสัญญาณรบกวนที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน และ เมื่อพิจารณาสเปกตรัมกำลังของสัญญาณจะพบว่า มีขนาดเท่ากันตลอดลักษณะเช่นนี้เราจะเรียกว่าไวท์นอยส์ (WHITE NOISE) หรือสัญญาณรบกวนสีขาว เหตุผลที่ใช้คำว่า ไวท์นอยส์ เพราะต้องการเทียบเคียงกับแสงสีขาวที่มีสเปกตรัมของแสงสีอยู่ครบถ้วนในลำดับต่อไป เราจะพิจารณากรณีที่หลอดไดโอดอยู่ในสภาพใช้งานจริง ซึ่งมักจะมีประจุค้างอยู่ระหว่างขั้วทั้งสอง ข้อแตกต่างที่เกิดขึ้นก็คือ เมื่อมีอิเล็กตรอนค้างอยู่ตรงกลางก็จะทำให้ศักดาไฟฟ้าที่บริเวณนั้นต่ำกว่าขั้วคาโทด ผลก็คือขั้วอิเล็กตรอนที่หลุดออกจากขั้วคาโทดในขณะที่ผ่านบริเวณนั้นก็จะถูกดูดให้ช้าลงทำให้ประจุบริเวณนั้นเพิ่มขึ้น ซึ่งเท่ากับทำให้ศักดาไฟฟาลดต่ำลงผลก็คือจะดูดอิเล็กตรอนตัวอื่นให้ช้าลงตามส่วนด้วยปรากฏการณ์นี้จะทำให้ขนาดของช็อตนอยส์

ลดลง และทำให้ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังต่ำกว่าค่าที่ได้ในสมการ (27) เรา มักแสดงผลที่ลดลงนี้ด้วยค่าคงที่ Γ ดังนี้คือ

$$G_{\omega}(f)\Delta f = 2e\Gamma^2 I\Delta f \tag{28}$$

โดยที่ Γ จะมีค่าน้อยกว่า 1 และขึ้นอยู่กับสภาพการใช้งานของหลอดไดโอดนั้น

ในกรณีของไดโอดแบบ สารกึ่งตัวนำที่มีรอยต่อ P-N นั้นสภาพการเกิดของอิเล็กตรอนกับโฮล (HOLE) และส่งผ่านเป็นกระแสที่นั่นจะทำให้เกิดช็อตนอยส์แบบเดียวกับที่เกิดข้างต้นเพราะฉะนั้น วิถีวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่กล่าวมาข้างต้นก็จะสามารถใช้ร่วมกันได้ และสิ่งที่ต้องหาก็คือกระแสที่ไหลผ่านรอยต่อ P-N ตามทฤษฎีของสารกึ่งตัวนำ ถ้าเราให้ V เป็นแรงดันที่ตกคร่อม กระแสที่ไหลผ่านรอยต่อเขียนได้ดังนี้

$$I = I_{\omega}(e^{eV/kT} - 1) \tag{29}$$

ซึ่งในความจริงแล้วจะมีกระแสไหลจากด้าน P ไป N เป็น $I_{\omega}e^{eV/kT} = I + I_{\omega}$ และกระแสที่ไหลส่วนกลับจาก N ไป P เป็น I_{ω} ดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 3.3-3 เนื่องจากกระแสทั้งสองส่วนนี้ต่างเป็นตัวแปรแรนดัมที่อิสระจากกันเพราะฉะนั้นต่างก็จะสร้าง ช็อตนอยส์ที่มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังเป็น $2e(I + I_{\omega})\Delta f$ และ $2eI_{\omega}\Delta f$ ตามลำดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของช็อตนอยส์ทั้งหมดก็จะเป็นผลบวกของช็อตนอยส์ทั้งสองนี้ ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$G_{\omega}(f)\Delta f = 2e(I + 2I_{\omega})\Delta f \tag{30}$$

โดยที่ I คือ ค่ากระแสตรงซึ่งได้จากผลต่างของกระแสทั้งสองที่ไหลสวนทางกัน ในกรณีที่ $I \gg I_{\omega}$ สมการ (30) ก็จะลดรูปลงเหลือ

$$G_{\omega}(f)\Delta f = 2eI\Delta f \tag{31}$$

ซึ่งก็จะได้ผลเหมือนสมการ (27)

ลักษณะของการเกิดช้อตนอยส์ และวิธีวิเคราะห์สัญญาณที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะสามารถใช้อธิบายในกรณีของหลอดไตรโอด และทรานซิสเตอร์ได้เช่นเดียวกัน และนี่เป็นสาเหตุอันหนึ่งที่ทำให้วงจรขยายทั้งหลายเพิ่มระดับของ สัญญาณรบกวนให้กับสัญญาณที่เข้ามา ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวอีกครั้งในหัวข้อ 3.4

3.3.2 สัญญาณรบกวนความร้อน (THERMAL NOISE)

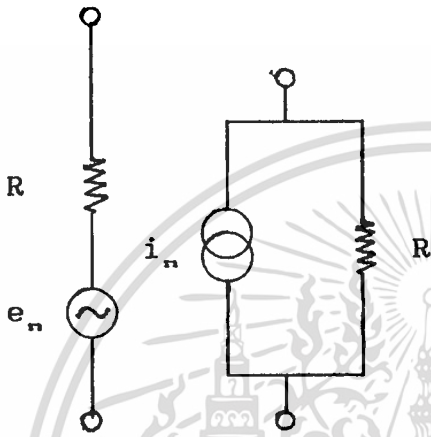
สัญญาณรบกวนความร้อนนั้นเกิดจากปรากฏการณ์พื้นฐานที่ว่า ความต้านทานไฟฟ้าที่ดี ลวดตัวนำไฟฟ้าที่ดี จะมีอิเล็กตรอนอิสระอยู่เป็นจำนวนมากที่พร้อมที่จะนำกระแสได้ และในสภาพที่ตัวความต้านทานไฟฟ้ามีอุณหภูมิอันหนึ่ง เช่น T K โครงสร้างภายในผลึกที่ดี อิเล็กตรอนอิสระที่ดีย่อมจะมีการสั่นกระเพื่อมด้วยความร้อนนั้น และเนื่องจากอิเล็กตรอนที่มีประจุอยู่การสั่นกระเพื่อมของอิเล็กตรอนก็จะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าที่หัวของความต้านทานนั้น และแรงดันไฟฟ้าก็จะมีลักษณะเป็นสัญญาณแรนดัม ตามสภาพการเคลื่อนไหวอย่างแรนดัมของอิเล็กตรอนจำนวนมาก ๆ สัญญาณแรนดัมที่เกิดขึ้นนี้ไม่สามารถที่จะใช้ประโยชน์ในการสื่อสารได้จึงถูกเรียกว่าสัญญาณรบกวนความร้อน สัญญาณรบกวนความร้อนนี้จากการศึกษาทั้งทางทฤษฎีและทางการทดลองพบว่า ถ้าความต้านทานเป็น R อยู่ในสภาพเสถียรทางความร้อน (THERMAL EQUILIBRIUM) แรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวนที่ปรากฏที่หัวขณะไม่มีไหลจะอยู่ในรูป ไวท์เกาส์เซียนนอยส์ และมีสเปกตรัมกำลังที่มีค่าคงที่ตลอดย่านความถี่ตั้งต้นคือ

$$G_{e_n}(f) = 4kTR \tag{32}$$

โดยที่ k เป็นค่าคงที่โบลต์ซ์แมนและมีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} J/K T เป็นอุณหภูมิสัมบูรณ์ และ R เป็นความต้านทานที่มีหน่วยเป็น โอห์ม อันที่จริงตามหลักการทางกลศาสตร์ควอนตัมสมการ (32) จะเป็นจริงจนถึงความถี่ในหลักของ 10^{12} Hz เท่านั้น แต่เนื่องจากความถี่ที่เราใช้ในวงจร อิเล็กตรอนิกทั่วไปจะอยู่ในหลักของ 10^{12} Hz เป็นอย่างสูง ดังนั้นเราจึงอนุโลม ได้ว่า สมการ (32) เป็นจริงตลอดย่านความถี่ใช้งานเมื่อเราพิจารณาที่ช่วงความถี่แคบ ๆ อันหนึ่งคือ f และให้ e_n เป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าของสัญญาณรบกวนที่ช่วงความถี่นี้จากสมการ (32) เราจะได้

$$e^2_n = 4kTR f \tag{33}$$

และเมื่อใช้ทฤษฎีวงจรไฟฟ้า คือ ทฤษฎีบทของเทวินิน และทฤษฎีบทของนอร์ตันก็จะ
ได้วงจรสมมูลรูปดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 3.3-4 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยที่
แหล่งกำเนิดของกระแสของสัญญาณรบกวนใน รูป (ข) จะมีค่าดังนี้



รูปที่ 3.3-4 วงจรสมมูลของความต้านทาน R ที่มีสัญญาณรบกวนความร้อน

$$\overline{I^2_n} = 4kT\Delta f/R \tag{34}$$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.3-4 และกฎการส่งผ่านกำลังสูงสุด เราจะ
ได้ว่า กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าของ สัญญาณรบกวนจะจ่ายให้โหลดได้จะ
เกิดขึ้นตอนที่โหลดมีค่าเท่ากับ R และเรียกว่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายได้ (AVAILABLE
POWER) ซึ่งจะหาได้ในรูปต่อไปนี้

$$P_u = \overline{e^2_n}/4R = kT\Delta f \tag{35}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าการจ่ายไฟฟ้ที่จ่ายได้จะไม่ขึ้นกับค่า R ของความต้านทาน แต่จะขึ้น
อยู่กับอุณหภูมิของความต้านทานเพียงอย่างเดียว เพื่อให้เห็นตัวเลขที่ชัดเจนจะลอง
คำนวณกรณีที T = 300 K และ f มีค่าเท่ากับ 5 MHz ซึ่งเป็นแบนด์วิดท์ที่
จัดว่ากว้างก็จะได้ $P_u = 2.055 \times 10^{-14}$ W ซึ่งจัดว่าไม่ใหญ่เมื่อเทียบกับสัญญาณ

รบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรขยายที่จะ กล่าวในหัวข้อ 3.4

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณาสัญญาณรบกวนความร้อนของกรณีที่เป็นวงจรไฟฟ้าแบบพาสซีฟทั่วไปคือ นอกจากมีค่าความต้านทานแล้วอาจจะมีค่ารีแอคแตนซ์อยู่ด้วยเพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนจะใช้วงจรที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.3-5 ในการคำนวณซึ่งเราจะแสดงให้เห็นว่าเราจะสามารถใช้ความต้านทานของวงจรที่มองจากขั้วปลายเปิด ในการคิดสัญญาณรบกวนความร้อนของวงจรทั้งหมดได้ กล่าวคือก่อนอื่นความต้านทาน R_1 และ R_2 ในรูป(ก) จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าของสัญญาณรบกวนดังวงจรสมมูลที่แสดงไว้ใน รูป (ข) จากนั้นถ้าให้แรงเคลื่อนไฟฟ้า e_1 และ e_2 สร้างแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมปลายเปิดเป็น e_{o1} และ e_{o2} ตามลำดับเราจะสามารถเทียบความสัมพันธ์ระหว่าง e_{o1} กับ e_1 ได้ดังนี้

$$\overline{e_{o1}^2} = \overline{e_1^2} (R_2 + 1/j\omega C) / (R_1 + R_2 + 1/j\omega C) \tag{36}$$

และได้

$$\begin{aligned} \overline{e_{o1}^2} &= \overline{e_1^2} (R_2^2 + 1/\omega^2 C^2) / (R_1 + R_2)^2 + 1/\omega^2 C^2 \\ &= (1 + \omega^2 C^2 R_2^2) * (4KTR_1 \Delta f) / (1 + \omega^2 C^2 (R_1 + R_2)^2) \end{aligned} \tag{37}$$

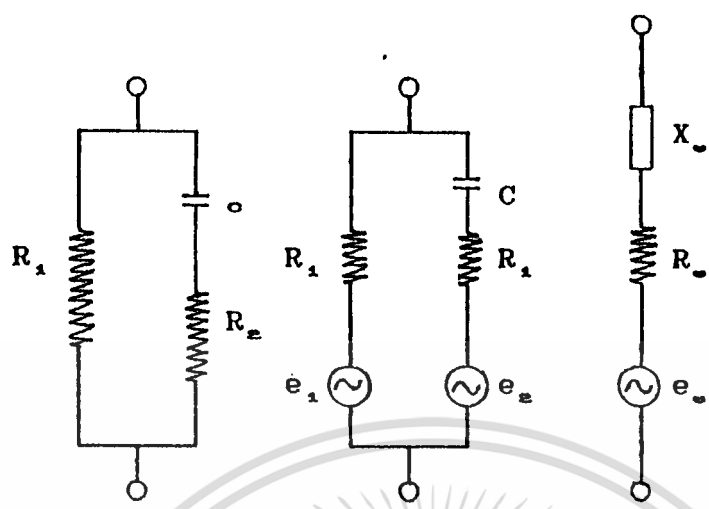
ในทำนองเดียวกัน จะหา e_{o2} ได้ผลดังนี้

$$\overline{e_{o2}^2} = \omega^2 C^2 R_1^2 * (4KTR_2 \Delta f) / (1 + \omega^2 C^2 (R_1 + R_2)^2) \tag{38}$$

และเนื่องจาก e_{o1} และ e_{o2} เกิดขึ้นอย่างอิสระจากกัน $\overline{e_{o1}^2}$ ซึ่งเป็นกำลังที่จ่ายได้ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าผลรวมจะเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{e_{oT}^2} &= (\overline{e_{o1} + e_{o2}})^2 = \overline{e_{o1}^2} + \overline{e_{o2}^2} \\ &= 4kT \Delta f * (R_1 \{1 + \omega^2 C^2 R_2 (R_1 + R_2)\}) / (1 + \omega^2 C^2 (R_1 + R_2)^2) \end{aligned} \tag{39}$$

เมื่อเราทำการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากปลายเปิดของวงจรจะได้ผลดังนี้



รูปที่ 3.3-5 ตัวอย่างวงจรแพลสซีฟที่มีค่ารีแอคแตนซ์อยู่ด้วยกับวงจรสมมูลเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนความร้อน

$$\begin{aligned}
 Z_{\omega} &= R_1(R_2 + 1/j\omega C) / (R_1 + R_2 + 1/j\omega C) \\
 &= R_1 \{1 + \omega^2 C^2 R_2 (R_1 + R_2)\} / (1 + \omega^2 C^2 (R_1 + R_2)) \\
 &\quad - j(\omega C R_1^2) / (1 + \omega^2 C^2 (R_1 + R_2)) \\
 &= R_e + jX_e
 \end{aligned}
 \tag{40}$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการ (39) และสมการ (40) จะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนความร้อนที่เกิดขึ้นในวงจรแพลสซีฟทั่วไปจะหาได้โดยการให้ค่า R_e ซึ่งเป็นความต้านทานของวงจรเมื่อมองจากปลายเปิดของวงจรนั้นดังกล่าวข้างต้น และอาจจะเขียนสมการ (39) ใหม่ได้ดังนี้

$$\overline{e_{n_1}^2} = 4kTR_e \Delta f
 \tag{41}$$

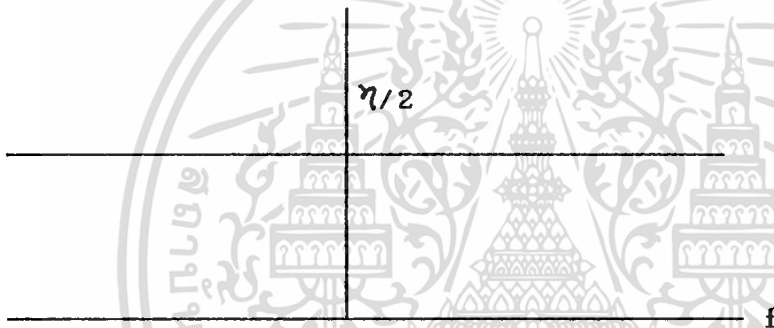
3.3.3 การคิดแบนด์วิดท์สมมูลของสัญญาณรบกวน

ตามที่ได้อธิบายมาในหัวข้อ 3.3.1 และ 3.3.2 จะเห็นได้ว่า ซีอานอยส์ และสัญญาณรบกวนความร้อน ถึงแม้จะมีสาเหตุการเกิดคนละแบบ แต่ผลที่ได้ออกมาจะเหมือนกันคือ เป็นไวท์เกาส์เซียนนอยส์ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากันตลอดย่านความถี่ใช้งานและเท่ากับ KT ตามสมการ (35) อย่างไรก็ตาม การคำนวณเพื่อให้ได้สมการ (35) นั้นเป็นการคิดความถี่ด้านบวกด้านเดียวในกรณีที่เราต้องเปลี่ยนไปให้ความถี่ด้านลบด้วย ความหนาแน่นสเปกตรัมก็จะเปลี่ยนไป $KT/2$ ถ้าให้ $\eta = KT$ การกระจายความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.3-6 เมื่อไวท์นอยส์นี้ผ่านวงจรฟิลเตอร์ซึ่งมีทรานสฟอร์มฟังก์ชันเป็น $H(f)$ จากสมการ (36) ในหัวข้อ 3.2 เราจะได้ว่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนที่ผ่านฟิลเตอร์แล้วจะเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$G_v(f) = (\eta/2) |H(f)|^2$$



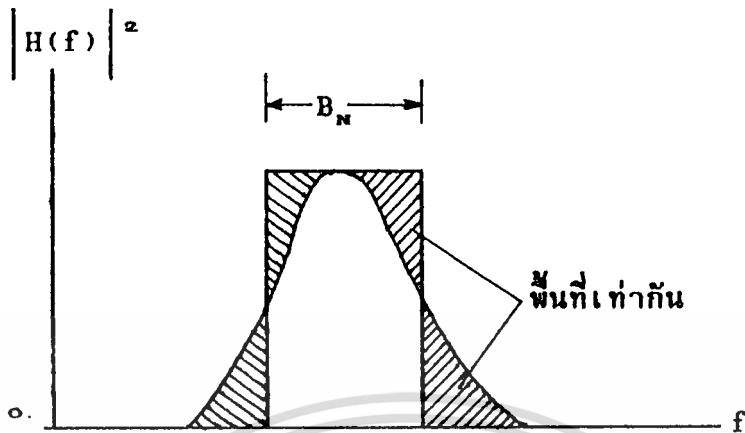
รูปที่ 3.3-6 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนแบบไวท์นอยส์ที่คิดความถี่ทั้งด้านบวกและด้านลบ

และเมื่อทำการหาค่ากำลังของสัญญาณรบกวนที่ผ่านฟิลเตอร์ไปได้จะเป็น

$$N = (\eta/2) \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \eta \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (43)$$

ในการนิยามแบนด์วิดท์สัมมูลของฟิลเตอร์นี้ เราจะพิจารณาดังนี้คือเนื่องจาก $H(f)$ เป็นทรานสฟอร์มฟังก์ชันของ ฟิลเตอร์ซึ่งส่วนใหญ่จะมีค่าสูงสุด ดังที่แสดงไว้ ใน

รูปที่ 3.3-7



รูปที่ 3.3-7 กราฟสแควร์ฟังก์ชันของฟิลเตอร์และการคิดแบนด์วิดท์สมมูล

ดังนั้นเราจะนิยามแบนด์วิดท์สมมูลโดยยึดค่าสูงสุดของ $|H(f)|$ เป็นหลักดังนี้

$$B_N = \frac{1}{|H(f)|_{\max}^2} \int_0^\infty |H(f)|^2 df \quad (44)$$

ซึ่งทำให้สมการ (43) เขียนได้เป็น

$$N = |H(f)|_{\max}^2 B_N \quad (45)$$

อันที่จริงฟิลเตอร์ที่เราใช้ในภาคปฏิบัติทั่วไปเรามักพบว่าค่า B_N นี้จะใกล้เคียงกับค่าแบนด์วิดท์ปกติ (-3 dB) ของฟิลเตอร์มาก โดยเฉพาะฟิลเตอร์ที่มีช่วงทรานสิชันแคบ เพราะฉะนั้นโดยทั่วไปจึงอนุโลมให้ B_N เท่ากับแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์ได้ อย่างไรก็ตามสำหรับฟิลเตอร์ที่มีช่วงทรานสิชันกว้าง เช่น ตัวอย่างของ RC ฟิลเตอร์ เมื่อลองคำนวณ B_N ตามสมการ (44) โดยใช้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน $H(f) = 1/(1+jf/B)$ จะได้ผลดังนี้

$$B_N = \int_0^\alpha df / 1 + (f/B)^2 = (\pi/2) * B = (1/4RC) \quad (46)$$

โดยที่ $B = 1/2\pi RC$ และเป็นแบนด์วิดท์ปกติของฟิลเตอร์ จะเห็นได้ว่ากรณีนี้ B_N จะกว้างกว่า B ประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์

ในอันดับสุดท้าย ถ้าเราพิจารณาสัญญาณรบกวนที่ผ่านออกฟิลเตอร์เนื่องจากสัญญาณรบกวนเดิมเป็นแบบ ไวท์เกาส์เซียนนอยส์ คือมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังเท่ากันตลอดเมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์สัญญาณที่ได้ออกมาถึงแม้จะเปลี่ยนไปจาก ไวท์นอยส์ แต่ก็ยังมีลักษณะเป็นเกาส์เซียนนอยส์อยู่คือมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีการกระจายของขนาดอยู่ในรูปเกาส์เซียน ถ้าให้สัญญาณขาออกนี้เป็น $y(t)$ เราจะได้กำลังของสัญญาณนี้ในรูปต่อไป

$$\overline{y^2} = \sigma_x^2 = N = |H(f)|_{\max}^2 B_N \quad (47)$$

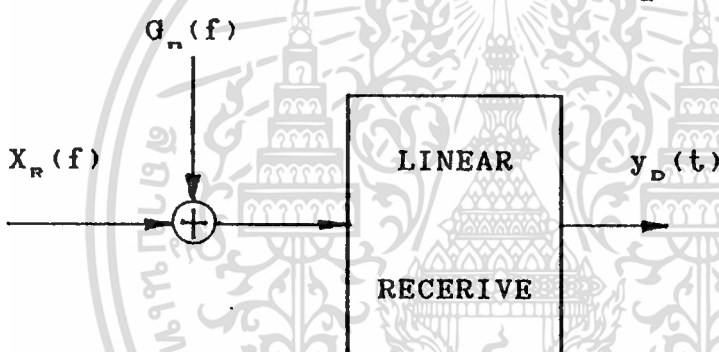
จากสมการ (47) นี้ เราต้องการรู้ค่า เราอาจจะทำการวัดได้โดยใช้เครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่รู้ค่า $|H(f)|_{\max}$ และ B_N เพราะจากกำลังไฟฟ้าที่วัดได้ เราจะสามารถหาออกมาได้ตามสมการ (47)

3.4 การส่งผ่านสัญญาณในระบบที่มีสัญญาณรบกวน

ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้ว่า ระบบสื่อสารไฟฟ้าโดยทั่วไปนั้น จะมีสัญญาณรบกวนพ่วงอยู่ด้วยเสมอ เพราะชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ หรือแม้แต่ความต้านทานและสายนำสัญญาณเองก็ยังสามารถสร้างสัญญาณรบกวน ดังนั้นการส่งผ่านสัญญาณในทุกๆระบบ จึงต้องพบกับสัญญาณรบกวนเสมอ ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนที่มีต่อสัญญาณที่ต้องการ โดยจะพิจารณาในระบบส่งสัญญาณอนาล็อกแบบ เบสแบนด์ก่อนซึ่งจะเป็นพื้นฐานในการเปรียบเทียบสำหรับระบบที่ใช้มอดูเลชันที่จะกล่าวต่อไปในภายหลัง

3.4.1 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนและอัตราส่วนระหว่างสัญญาณจริง กับสัญญาณรบกวน

ในระบบสื่อสารนั้นสัญญาณรบกวนจะเกิดขึ้นได้หลายจุด ตั้งแต่ตอนสร้างสัญญาณและขยายสัญญาณที่ต้นทาง ระหว่างส่งมาตามสายนำสัญญาณและแน่นอนที่ภาครับของระบบ ผลกระทบของสัญญาณรบกวน จะมีมากขึ้นตามลำดับเมื่อขนาดของสัญญาณจริงเล็กลงซึ่งก็คือตรงตำแหน่งเข้าภาครับนั่นเอง ดังนั้นโดยทั่วไปเรามักจะใช้รูปที่ 3.4-1 ในการวิเคราะห์ผลกระทบของสัญญาณรบกวน โดยรวมเอาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นก่อนหน้านั้นทั้งหมด มารวมกับสัญญาณจริงที่ส่งผ่านเข้ามา และที่ขาเข้าของภาครับนั้นมีการ แมทซ์โวลตจกันอย่างสมบูรณ์ สำหรับภาครับนั้นเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ จะสมมุติให้วงจรภาครับ เป็นระบบเชิงเส้นที่ไม่เปลี่ยนแปลงตาม



รูปที่ 3.4-1 รูปแบบของระบบสื่อสารที่ใช้ในการวิเคราะห์ผลกระทบของสัญญาณรบกวน

เวลาถ้าให้ $x_r(t)$ เป็นสัญญาณที่เข้าสู่วงจรภาครับ และมีสัญญาณรบกวนแบบ ไวท์เกาส์ เขียนผ่าน เข้ามาพร้อมกันด้วยสัญญาณที่ออกจากวงจรภาครับโดยทั่วไปจะเขียนได้ดังนี้

$$y_D(t) = x_D(t) + n_D(t) \tag{1}$$

เราจะทำการหาค่ากำลังของสัญญาณในสมการ (1) นี้ ได้จากค่าเฉลี่ยของสมการต่อ

ไปน

$$y^z_D(t) = x^z_D(t) + 2x_D(t)n_D(t) + n^z_D(t) \quad (2)$$

โดยทั่วไปสัญญาณรบกวนจะไม่มีคอร์รีเลชันกับสัญญาณจริงดังนั้นค่าเฉลี่ยเทอมที่ (2) ของสมการ (2) จะเป็นศูนย์ ทำให้สมการ (2) เขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{y^z_D} &= \overline{x^z_D} + \overline{n^z_D} \\ &= S_D + N_D \end{aligned} \quad (3)$$

ซึ่งหมายถึงกำลังของสัญญาณที่ออกจากวงจรภาครับจะเท่ากับกำลังของสัญญาณที่ต้องการคือ S_D บวกกับกำลังของสัญญาณรบกวนคือ N_D สัญญาณรบกวนแบบนี้เรียกว่า แอดดิทีฟนอยส์ (ADDITIVE NOISE) ในการพิจารณาว่าคุณภาพของสัญญาณ $y_D(t)$ จะดีมากขึ้นหรือน้อยเท่าไร เราจะนิยามจากอัตราส่วนระหว่างกำลังของ สัญญาณที่ต้องการ กับกำลังของสัญญาณรบกวน (SIGNAL-TO- NOISE RATIO) และเพื่อความกระชับรัดจะขอใช้ตัวย่อภาษาอังกฤษว่า SNR จากสมการ (3) SNR จะเขียนได้ดังนี้

$$SNR_D = S_D / N_D = \overline{x^z_D} / \overline{n^z_D} \quad (4)$$

ในทำนองเดียวกันถ้าให้ S_R และ N_R แสดงกำลังของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณรบกวนที่ขาเข้าของวงจรภาครับ SNR ของสัญญาณขาเข้าจะเขียนได้ดังนี้

$$SNR_R = S_R / N_R \quad (5)$$

โดยที่ N_R เป็นกำลังของ สัญญาณรบกวนที่ค่านิ่งถึงแบนด์วิดท์สมมูลของภาครับแล้ว ในระบบอนาล็อกแบบเบสแบนด์ที่เราพิจารณาอยู่นี้ เนื่องจากวงจรภาครับจะจัดการกับสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณรบกวนเหมือน ๆ กัน กล่าวคือมีการขยายกำลังก็ขยายด้วยกันมีการกรองสัญญาณก็กรองด้วยกัน ดังนั้น SNR_D จะไม่มีโอกาสดีกว่า SNR_R เสมอ เพราะในวงจรภาครับเองก็จะสร้างสัญญาณรบกวนขึ้นมาดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว

อนึ่งค่า SNR นั้นโดยทั่วไปเราจะใช้หน่วยเป็น dB ซึ่งจะหาได้โดยการทำอัตราส่วนที่มีหน่วยเป็นเท่าให้เป็นหน่วย dB หรือ ถ้าหน่วยของกำลังเป็นหน่วยที่คิดเป็น dB_w หรือ dB_m อยู่แล้ว SNR ก็จะหาได้จากผลต่างของ dB_w หรือ dB_m ของสัญญาณและสัญญาณรบกวน สำหรับการต้องการค่า SNR ของสัญญาณแต่ละชนิด เช่น สัญญาณเสียง สัญญาณวิดีโอและสัญญาณเสียงตามโทรศัพท์ เป็นต้น จะไม่เท่ากัน ยกตัวอย่างเช่นสัญญาณวิดีโอที่ที่จะต้อง มี SNR สูงกว่า 40 dB ขึ้นไป สัญญาณเสียงโดยเฉพาะดนตรีที่จะฟังเพราะเสนาะหูจะต้องมี SNR สูงกว่า 50 dB ขึ้นไป สำหรับสัญญาณทางโทรศัพท์ถ้ามี SNR สูงกว่า 25 dB ขึ้นไปก็จัดว่าใช้ได้

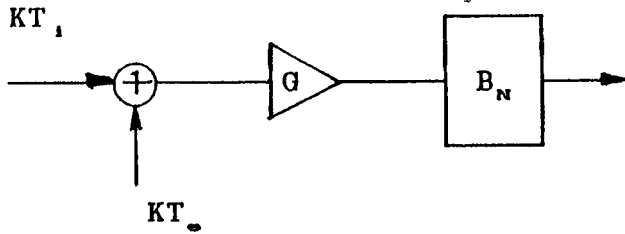
3.4.2 นอยส์ฟิกเกอร์และอุณหภูมิสัญญาณรบกวน (NOISE FIGURE AND NOISE TEMPERATURE)

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไปโดยเฉพาะวงจรขยายสัญญาณจะมีการสร้าง สัญญาณรบกวนเพิ่มเติมขึ้นเสมอ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดวิธีวัดคุณสมบัติในเชิงสัญญาณรบกวนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ขึ้นมาซึ่งนอยส์ฟิกเกอร์และอุณหภูมิสัญญาณรบกวน เป็นตัวเลขที่ใช้เพื่อการนี้โดยทั่วไปเพื่อความสะดวกในการอธิบายจะใช้ตัวอย่างของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นวงจรขยายกำลังดังที่แสดง ไว้ใน รูปที่ 3.4-2 วงจรขยายโดยทั่วไปนั้นมักจะขยายสัญญาณโดยมีแบนด์วิดท์เป็น ค่า ๆ หนึ่งค่าแบนด์วิดท์ นี้เราจะอนุโลมให้เท่ากับค่าแบนด์วิดท์สมมูลของสัญญาณรบกวนคือ B_N ถ้าเราให้สัญญาณรบกวนที่ถูกสร้างขึ้นจากชิ้นส่วน แออดที่ฟในวงจรขยาย ซึ่งมักจะ เป็นข้อด นอยส์มีอุณหภูมิของสัญญาณรบกวนเป็น T_n นั้นหมายความว่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนจะเป็น kT_n (คิดเฉพาะความถี่ด้านบวก) สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายพร้อม ๆ กับสัญญาณจริงและสัญญาณรบกวนที่ เข้าสู่ วงจรขยายถ้าให้อัตราการขยายกำลัง ของวงจรขยายเป็น G เท่าเราจะพบว่าสัญญาณรบกวนที่ ออกจากวงจรขยายที่มีแบนด์วิดท์ B_N จะมีกำลังดังนี้

$$N_o = GB_N kT_1 + GB_N kT_n = GB_N k(T_1 + T_n) \tag{6}$$

โดยที่ T₁ เป็นอุณหภูมิของสัญญาณรบกวนขาเข้า ในขณะที่สัญญาณที่ต้องการจะมีขนาดเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4-2 วงจรขยายกำลังของสัญญาณที่สร้างสัญญาณรบกวนอยู่ภายในด้วย

$$S_0 = GS_1 \tag{7}$$

เมื่อนำ สมการ (7) ตั้งแล้วหารสมการ (6) จะได้ SNR ของสัญญาณขาออก ซึ่ง จะเขียนในรูปของ SNR ของสัญญาณขาเข้าได้ดังนี้

$$\begin{aligned} SNR_0 &= S_0/N_0 = GS_1/GB_{N_1}(T_1+T_0) \\ &= 1/(1+T_0/T_1)*(S_1/N_1) = SNR_1/(1+T_0/T_1) \end{aligned} \tag{8}$$

โดยที่เราให้ $SNR_1 = S_1/kT_1B_N$ โดยถือว่าถึงแม้สัญญาณรบกวนขาเข้าจะเป็น แบบไวท์นอยส์ แต่เมื่อผ่านฟิลเตอร์แล้ว ผลกระทบที่เกิดขึ้นก็มีเพียง kT_1B_N เท่านั้น จากสมการ (8) นี้จะเห็นได้ว่า SNR_0 จะเล็กกว่า SNR_1 เสมอในกรณีที่ $T_0 \ll T_1$ จะได้ $SNR_0 \approx SNR_1$ ซึ่งหมายความว่าถ้า T_0 เล็กกว่า T_1 มาก ๆ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในวงจรถ่ายก็จะไม่มีผลอะไร แต่ในกรณีกลับกันคือถ้า $T_0 \gg T_1$ สัญญาณรบกวนภายในก็จะส่งผลกระทบมากจนทำให้ $SNR_0 \approx (T_1/T_0)SNR_1$ ในการเปรียบเทียบ SNR_0 กับ SNR_1 นั้นเราจะนิยามฟิกเกอร์ F ขึ้นมาดังนี้

$$SNR_0 = (1/F)*SNR_1 \tag{9}$$

โดยที่ $T_1 = T_0$ นอยส์ฟิกเกอร์ (บางครั้งเรียกว่านอยส์แฟคเตอร์) ก็จะเป็นตัว บ่งว่า SNR_0 จะเลวลงกว่า SNR_1 เป็นอัตราเท่าใด จากสมการ (8) จะเขียน F ได้ดังนี้

$$F = 1+T_0/T_1 \tag{10}$$

หรือถ้าเรารู้ F และ T ก็จะเขียน T_u ได้ดังนี้

$$T_u = (F-1)*T_1 \tag{11}$$

โดยเฉพาะถ้าสัญญาณรบกวนขาเข้าเป็นสัญญาณรบกวนความร้อนเท่านั้น T_1 ก็จะเป็นอุณหภูมิใช้งานของวงจรซึ่งเรามักจะเขียนด้วย T_u ในเงื่อนไขเช่นนี้ สมการ (11) ก็จะเขียนได้ดังนี้

$$T_u = (F-1)*T_u \tag{12}$$

โดยทั่วไป T_u จะขึ้นกับ T_u และนี่เป็นเหตุผลที่เครื่องขยายที่ต้องการ T_u ต่ำต้องควบคุมอุณหภูมิให้ต่ำไว้

จากสมการ (10) จะเห็นได้ว่าค่านอยส์ฟิกเกอร์จะใหญ่กว่า 1 เสมอ และอาจจะมีค่าหลายสิบเท่า ในกรณีที่วงจขยายมีสัญญาณรบกวนภายในสูง ดังนั้นเราจึงมักนิยมใช้หน่วยของนอยส์ฟิกเกอร์เป็น dB เช่นเดียวกับกับหน่วยของ SNR ซึ่งจากสมการ (9) ถ้า SNR ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกต่างก็แสดงในรูปของ dB อยู่แล้ว นอยส์ฟิกเกอร์ที่คิดเป็น dB ก็จะเท่ากับผลต่างของ SNR_1 กับ SNR_u

ตารางที่ 3.4-1 แสดงตัวอย่างของเครื่องขยายสัญญาณที่ใช้ในงานต่างๆ ซึ่งจะมีคุณสมบัติแตกต่างกันไปแล้วแต่ความต้องการของระบบโดยที่ค่าที่แสดงไว้เป็นค่าประมาณเท่านั้นระบบที่ต้องการที่มีคุณสมบัติดีมาก ๆ ได้แก่ระบบสื่อสารดาวเทียม เพราะสัญญาณที่เข้ามาถึงภาครับมีระดับต่ำมาก จึงใช้พาราเมตริกแอมพลิไฟเออร์ FET แอมพลิไฟเออร์อย่างดี

3.4.3 การคำนวณนอยส์ฟิกเกอร์ของระบบ

ในการคำนวณนอยส์ฟิกเกอร์ของระบบนั้น ก่อนอื่นเรามักจะพบเสมอว่าในระบบสื่อสารนั้นนอกจากจะมีวงจขยายสัญญาณแล้วยังมีวงจรับทอนสัญญาณด้วย ตัวอย่างที่ดีที่สุดก็คือ ตัวรับทอนสัญญาณ (ATTENUATOR) และตัวส่งนำสัญญาณเอง ดังนั้นก่อนอื่นเราจะกล่าวถึงการคิด นอยส์ฟิกเกอร์ของวงจรับทอนสัญญาณก่อนอันที่จริง วิธีการคิดที่ใช้ในกรณีของวงจขยายสัญญาณจะสามารถใช้ในกรณีของวงจรับ

ตารางที่ 3.4-1 คุณสมบัติของเครื่องขยายสัญญาณแบบต่าง ๆ ($T_u = 290\text{ K}$)

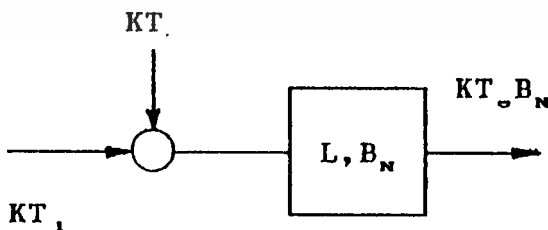
ชนิด	ความถี่	แบนด์วิดท์	T_u (K)	F (dB)	G (dB)
(1) พาราเมตริก แอมพลิไฟเออร์ แบบควบคุม อุณหภูมิ	4 GHz	500 MHz	10	0.15	10-20
(2) แอมพลิไฟเออร์ ที่ใช้ FET	1 GHz	50 MHz	110	1.4	12-15
	400 MHz	200 MHz	420	3.9	15-30
(3) ออปแอมป์	10 MHz	1 MHz	1000	6.5	30

บั้นทอนสัญญาณ ก่อนอื่นที่จริงวิธีการคิดที่ใช้ในกรณีของวงจรขยายสัญญาณจะสามารถใช้
ในกรณีของวงจรบั้นทอนสัญญาณได้โดยใช้เพียงค่า G ที่แสดงการบั้นทอนกล่าวคือ
ถ้าให้การบั้นทอนสัญญาณเป็น L เท่า G ก็จะเท่ากับ $1/L$ ตามรูปที่ 3.4-3 เมื่อ
ไหลทางด้านขาออก แมทซ์ได้พอดีกับวงจร เราจะได้สัญญาณรบกวนที่ขาออกเป็น
 $N_u = kT_u B_N$ เมื่อแทนค่า N_u และ $G = 1/L$ ลงในสมการ (6) จะได้

$$kT_u B_N = (1/L)(B_N kT_1 + B_N kT_u)$$

หรือ

$$T_u = LT_u - T_1 \tag{13}$$



รูปที่ 3.4-3 การคิดนอยส์ฟิกเกอร์ของดั่งบั้นทอนสัญญาณ

และเมื่อให้ $T_1 = T_0$ คืออุณหภูมิสัญญาณขาเข้าเท่ากับอุณหภูมิโดยรอบ ก็จะได้

$$T_u = (L-1)T_0 \quad (14)$$

ในกรณีของอุณหภูมิทั่วไปคือ $T > T_0$ ก็จะสามารถเขียนได้เป็น

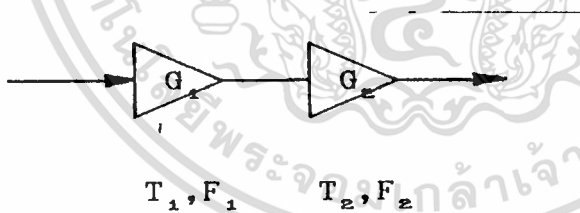
$$T_u = (L-1)T \quad (15)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (15) ลงในสมการ (10) จะได้นอยส์ฟิกเกอร์ในรูปต่อไปนี้

$$F = 1 + (L-1)(T/T_0) \quad (16)$$

ในกรณีที่ $T = T_0$ จะทำให้ $F = L$

ในลำดับต่อไปเราจะพิจารณานอยส์ฟิกเกอร์ของวงจรขยาย 2 วงจรที่ต่อกันอย่างแคสเคดดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 3.4-4 เราจะสามารถหานอยส์ฟิกเกอร์และ อุณหภูมิสัญญาณรบกวนรวมของระบบได้โดยพิจารณาเดียวกับที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.4.2 กล่าวคือถ้าให้วงจรขยายทั้งสองมีอัตราขยายและอุณหภูมิสัญญาณรบกวนที่แสดงไว้ในรูป เราจะสามารถหาสัญญาณรบกวนที่ออกมาจากวงจรที่หนึ่งและวงจรที่สองได้เป็นลำดับดังนี้



รูปที่ 3.4-4 วงจรขยาย 2 วงจรที่ต่อกันอย่างแคสเคด

$$N_{o1} = G_1 k(T_1 + T_1) B_N \quad (17)$$

$$\begin{aligned} N_{o2} &= G_2 \{ G_1 k(T_1 + T_1) B_N + kT_2 B_N \} \\ &= G_1 G_2 k B_N (T_1 + T_1 + (T_2 / G_1)) \end{aligned} \quad (18)$$

และเมื่อเขียน N_{o_e} ให้อยู่ในรูปเดียวกันกับสมการ (6) คือ $N_{o_e} = Gk_B N_f (T_1 + T_u)$ ก็จะได้อัตราขยาย G และอุณหภูมิของสัญญาณรบกวนของระบบเป็นดังนี้

$$G = G_1 G_2 \tag{19}$$

$$T_u = T_1 + (T_2 / G_1) \tag{20}$$

และจะได้ noise figure เกอร์รวมของระบบเป็น

$$\begin{aligned} F &\doteq 1 + (T_u / T_1) = 1 + (T_1 / T_1) + (T_2 / G_1 T_1) \\ &= F_1 + ((F_2 - 1) / G_1) \end{aligned} \tag{21}$$

เมื่อพิจารณา เป็นขั้นตอนดังตัวอย่างที่กล่าวมานี้ ในกรณีที่มีวงจรขยายต่อกันอย่าง แคลสแตกอยู่ N วงจร เราจะสามารถหาอุณหภูมิของสัญญาณรบกวนและ noise figure รวมได้ดังต่อไปนี้

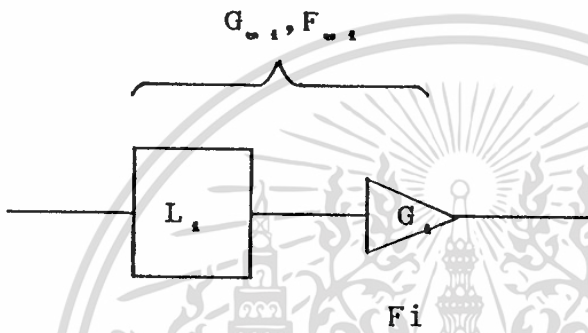
$$T_u = T_1 + (T_2 / G_1) + (T_3 / G_1 G_2) + \dots + (T_N / G_1 G_2 \dots G_{nN-1}) \tag{22}$$

$$F = F_1 + (F_2 - 1 / G_1) + (F_3 - 1 / G_1 G_2) + \dots + (F_N - 1 / G_1 G_2 \dots G_{nN-1}) \tag{23}$$

จากสมการ (22) และสมการ (23) นี้จะเห็นได้ว่าค่า G_1 ใหญ่พอสมควร เช่น มากกว่า 100 เท่า หรือ 20 dB และ T_2 ไม่สูงกว่า T_1 มากนัก ค่า T_u ก็ดี F ก็ดีจะขึ้นอยู่กับ T และ F_1 เป็นหลัก ดังนั้นในทางปฏิบัติ เราจึงมักจะใช้วงจรขยายวงจรแรกที่มีคุณสมบัติดีคือ มีอัตราขยายสูงพอสมควร และมีอุณหภูมิสัญญาณรบกวนต่ำทั้งนี้เพื่อให้สามารถขยายสัญญาณในขั้นที่ 2 หรือขั้นที่ 3 ต่อไปได้โดยไม่ทำให้ noise figure ของระบบเลวลงมากนักวงจรขยายอันดับแรกที่ขยายสัญญาณอ่อน ๆ ที่เข้ามานี้มีชื่อเรียกหลายชื่อแล้วแต่ที่ใช้งานเช่น โลว์ noise แอมพลิไฟเออร์ (LOW NOISE AMPLIFIER = LNA) ฟรอนต์เอนด์แอมพลิไฟเออร์ (FRONT-END AMPLIFIER) และพรีแอมพลิไฟเออร์ (PREAMPLIFIER) เป็นต้น ระบบสุดท้ายที่จะกล่าวในที่นี้คือ ระบบที่มีเครื่องขยายสัญญาณสลับสายนำสัญญาณดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 3.4-5 เครื่องขยายสัญญาณที่อยู่ระหว่างทางนี้มักเรียกว่า เครื่องทวนสัญญาณ (RE-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PEATER) ระบบนี้เดิมที่เป็น ระบบพื้นฐานของการส่ง สัญญาณโทรทัศน์แบบ FDM (FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING) ซึ่งปัจจุบันได้เลิกใช้และเปลี่ยนเป็น ระบบ PCM (PULE CODE MODULATION) ซึ่งไม่เข้าข่ายระบบนี้เพราะในระบบ PCM สัญญาณรบกวนในแต่ละช่วงจะไม่เหมาะสม อย่างไรก็ตามระบบส่งโทรทัศน์ตามสายหรือ CATV (CABLE TELEVISION SYSTEM) ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันก็เข้า ข่ายในระบบนี้ และระบบส่งสัญญาณอนาล็อกอื่น ๆ ที่ต้องมีสายนำสัญญาณและเครื่อง ทวนสัญญาณจะเข้าข่ายระบบนี้ทั้งสิ้น



รูปที่ 3.4-5 ระบบที่มีเครื่องขยายสัญญาณสลักับสายนำสัญญาณ

ในการวิเคราะห์ระบบนี้ จะทำได้โดยการพิจารณาสายนำสัญญาณและ เครื่องทวนสัญญาณอันดับที่ i โดยถือว่าเป็นยูนิตที่ i ถ้าให้ค่าการบั่นทอนสัญญาณของ สายนำสัญญาณเป็น L_1 และเครื่องทวนสัญญาณมีอัตราขยายเป็น G_1 และนอยส์ฟิก เกอร์เป็น F_1 ตามลำดับ เราจะได้ว่าอัตราขยายรวมของยูนิตที่ i นี้จะเป็น

$$G_{0,1} = G_1/L_1 \tag{24}$$

และจากสมการ (6) ถ้าเราให้ $T = T_0$ นอยส์ฟิกเกอร์ของส่วนที่เป็นสายนำสัญญาณก็จะเท่ากับ L_1 เมื่อแทนค่าลงในสมการ (21) ก็จะได้ นอยส์ฟิกเกอร์รวมของยูนิตที่ i นี้เป็น

$$F_{0,1} = L_1 + (F_1 - 1)/(1/L_1) = L_1 F_1 \tag{25}$$

จากผลในสมการ (25) นี้ เราจะสามารถหานอยส์ฟิกเกอร์รวมของระบบที่มี N ยูนิต ได้โดยให้ สมการ (23) ดังนี้

$$F = L_1 F_1 + (L_1/G_1)(L_2 F_2 - 1) + (L_1 L_2/G_1 G_2)(L_3 F_3 - 1) + \dots \\ + (L_1 L_2 \dots L_{N-1}/G_1 G_2 \dots G_{N-1})(L_N F_N - 1) \quad (26)$$

ในกรณีเฉพาะแต่ใช้ในภาคปฏิบัติโดยทั่วไป คือ เครื่องทวนสัญญาณทุกเครื่องมีคุณสมบัติเหมือนกันและการสูญเสียในแต่ละสายแต่ละช่วงมีค่าเท่ากัน คือ $G_1 = G_2$ และ $L_1 = L_2$ และถ้าให้ $G_1/L_1 = 1$ คือ การสูญเสียสัญญาณกับการขยายสัญญาณมีขนาดเท่ากันซึ่งเป็นกรณีที่ใช้ในระบบ CATV ทั่วไปสมการที่ (26) จะเขียนได้เป็น

$$F = NL_1 F_1 - (N-1) NL_1 F_1 \quad (27)$$

การประมาณค่าในสมการ (27) ใช้งานได้เพราะได้ทั่วไปค่า L_1 มักจะมีค่ามากกว่า 10 และ ค่า F_1 จะอยู่ในช่วง 2-10 และเมื่อพิจารณาในด้านของ SNR SNR ของระบบที่มี N ยูนิต จะเลวลงกว่าระบบที่มียูนิตเดียวดังนี้

$$SNR_o = (1/F) SNR_1 \quad (1/NL_1 L_1) SNR_1 = (1/N) SNR_1 \quad (28)$$

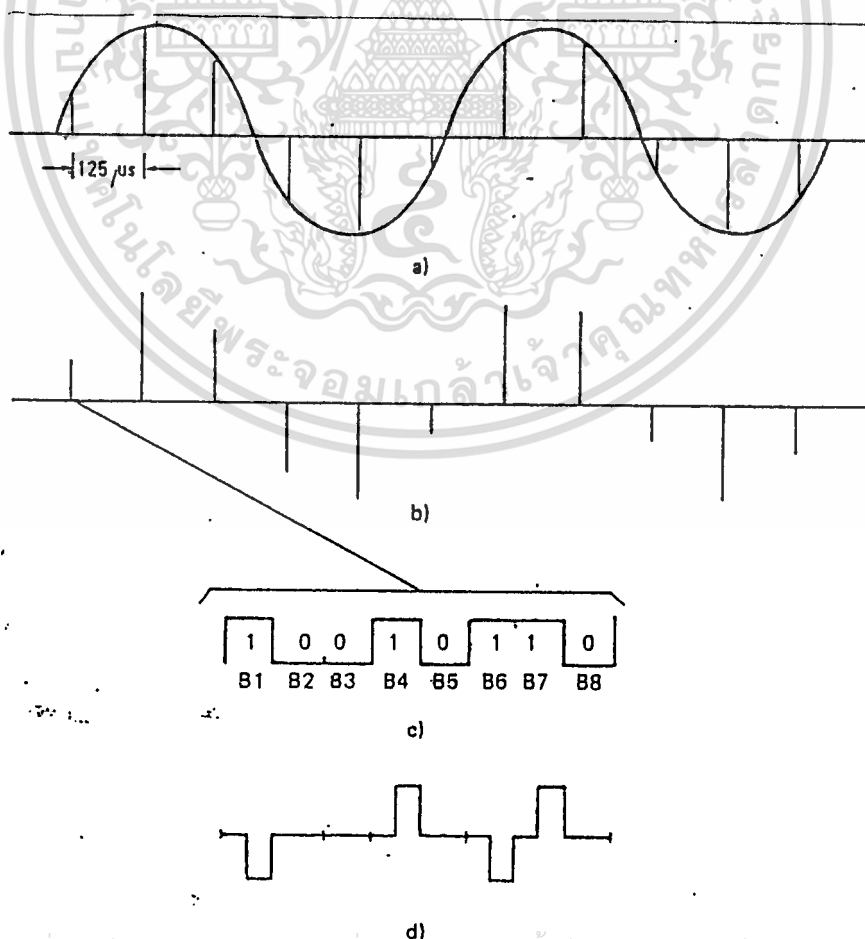
โดยที่ SNR_1 หมายถึง SNR ที่ขาเข้าที่ยูนิตที่ 1 และ SNR_1 ซึ่งเท่ากับ $SNR_1 / L_1 F_1$ คือ SNR ที่ออกจากยูนิตที่ 1 จากสมการ (28) นี้จะสรุปได้ว่า SNR ของกรณีที่มี N ยูนิต จะเลวลงกว่า SNR ของกรณีที่มียูนิตเดียวที่เป็น N เท่า ดังนั้นถ้าใช้เครื่องทวนสัญญาณเป็นจำนวนมาก สัญญาณต้นทางก็จะมีคุณภาพดีมากไม่เช่นนั้นสัญญาณที่ปลายทางอาจจะมีคุณภาพเลวลงจนยอมรับไม่ได้ อย่างไรก็ตาม สมการ (28) หรือสมการ (26) นี้จะใช้ได้ในกรณีที่สัญญาณรบกวนความร้อนที่แมทริงโพลด์ของวงจรขยายตัวแรกมีขนาดใหญ่กว่าสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในตัวสัญญาณเอง ยกตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณรบกวนความร้อนมีระดับ 1 mV ในขณะที่สัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในตัวสัญญาณมีระดับเป็น 0.1 mV สมการทั้งสองนี้ก็จะใช้งานได้ แต่ถ้าตัวเลขสลับกัน สมการทั้งสองนี้ก็จะไม่สามารถใช้งานได้และหมายถึง SNR_o ก็จะเลวลงในระดับที่ต่ำกว่าผลที่ได้ในทั้งสองสมการนี้

บทที่ 4

การส่งสัญญาณพีซีเอ็ม (PCM TRANSMISSION)

4.1 หลักการของการส่งพีซีเอ็ม

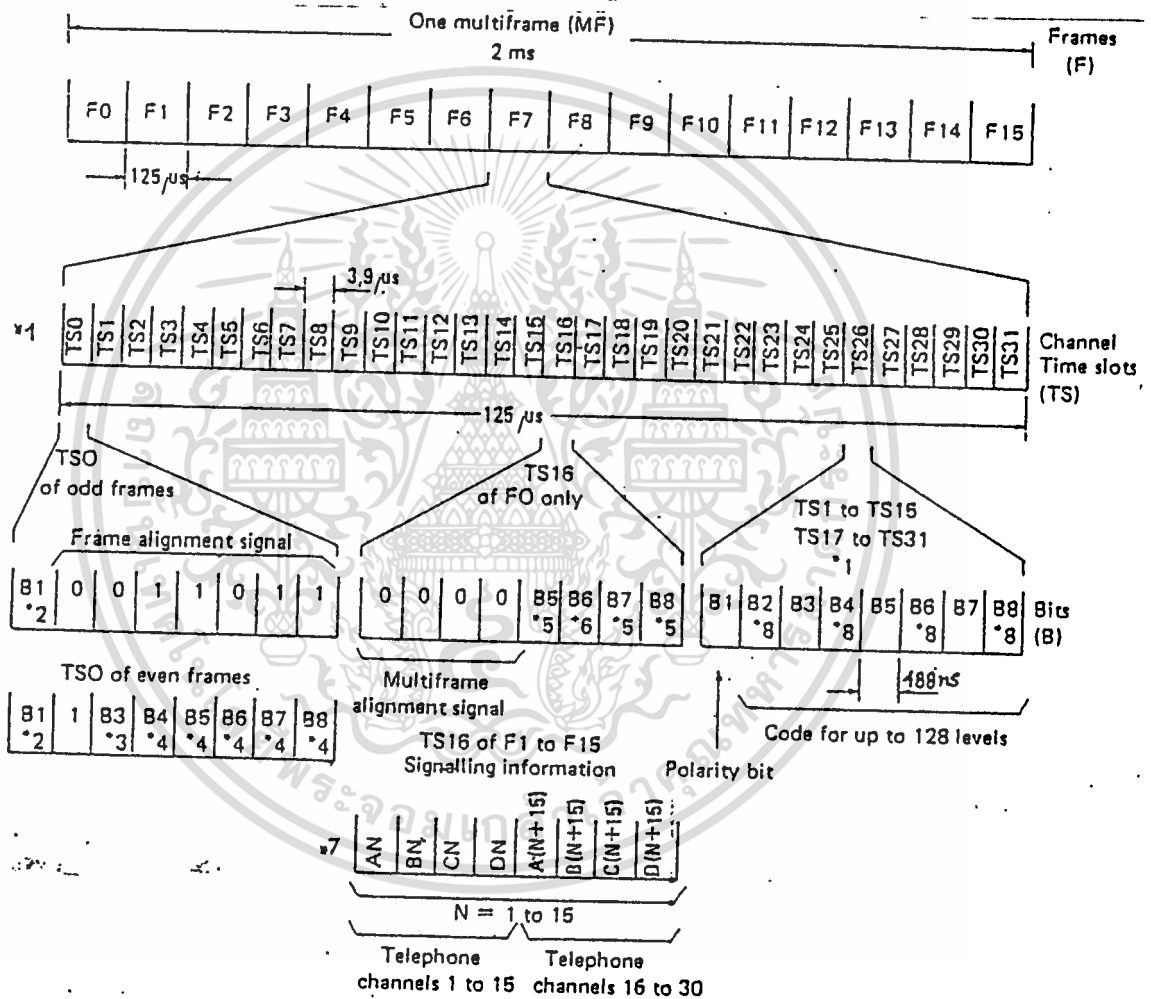
สัญญาณอนาล็อกจะถูกเปลี่ยนเป็นระดับการชุ่ม (LEVEL SAMPLED) 8000 ครั้ง/วินาที (รูป 4.1a) ทำให้ได้สัญญาณพัลส์แอมพลิจูดโมดูเลท (PULSE AMPLITUDE MODULATED : PAM) (รูป4.1 b) แต่ละสัญญาณที่ได้จากการชุ่มจะถูกเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณพัลส์โดยแทนด้วยรหัส 8 บิตโดยบิตแรก B_1 เป็นบิตกำหนดขั้วของสัญญาณชุ่ม ส่วน 7 บิตที่เหลืออาจจะถูกใช้เพื่อทั้งแอมพลิจูดของสัญญาณชุ่มที่เป็นบวกและลบบิต คู่ B_2, B_4, B_6 และ B_8 จะถูกกำหนดให้กลับกันเพื่อเพิ่มเวลาที่บรรจุภายใต้ช่องสัญญาณที่อยู่ในสภาพว่างจากการใช้งาน (รูป4.1c) จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งเข้ายังสายส่งโดยเป็นสัญญาณการส่งชนิด HDB-3 (HDB-3 LINE SIGNAL) (รูปที่ 4.1 d) การเข้ารหัสของสัญญาณไบนารี (BINARY SIGNAL) ไปเป็นสัญญาณ HDB-3 ถูกกระทำภายใต้กฎเกณฑ์ซึ่งมีอธิบายในภาคผนวกของ CCITT RECOMMENDATION G730 ของสมุดปกสีส้มลำดับ III-2 และมีกล่าวอยู่ในบทที่ 5 ของเอกสารนี้



รูปที่ 4.1 หลักการของ PCM TRANSMISSION

4.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของระบบการรวมสัญญาณพีซีเอ็มขั้นแรก

ตามรูปที่ 4.2 แต่ละเฟรม (F) จะประกอบด้วย 32 ช่องของช่วงเวลา [CHANNEL TIME SLOTS (TS)] เริ่มจาก TSO ถึง TS31 แต่ละช่องของช่วงเวลาบรรจุนำได้ด้วย 8 บิต ซึ่งเป็นรหัสไบนารีของสัญญาณจากชุมด้วยอัตรา 8000 ตัวอย่าง/วินาที 1 เฟรม จะมีความยาว 125 μ s ดังนั้นแต่ละช่องของช่วงเวลาจะเท่ากับ 3.9 μ s แต่ละบิตจะเท่ากับ 0.44 μ s อัตราเร็วของบิตที่เกิดขึ้นในระบบจะเท่ากับ $8000 \times 32 \times 8 = 2048 \text{ Kbit/s}$ (รูปที่ 4.2)

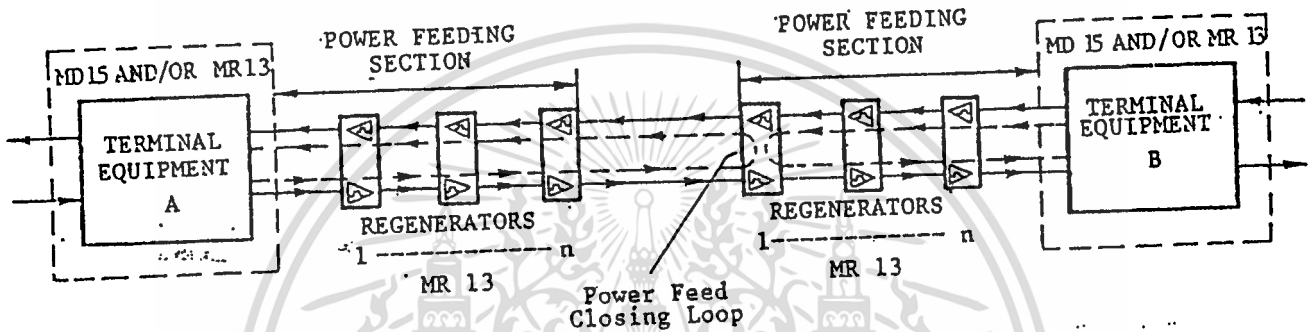


- *1 : TS1 to TS15 allocated to telephone channels 1 to 15 and TS17 to TS31 allocated to telephone channels 16 to 30.
- *2 : Reserved for international use. If not used, fixed to 1.
- *3 : Mux alarm indication to remote end (alarm B3 = 1, no alarm B3 = 0).
- *4 : Reserved for national use. If not used, fixed to 1.
- *5 : Spare bits. If not used, fixed to 1.
- *6 : Signalling alarm indication to remote end (alarm B6 = 1, no alarm B6 = 0).
- *7 : When bits B, C and D are not used, they should have the values : B = 1, C = 0, D = 1
- *8 : Even bits are only inverted when the channel time slot is carrying speech information.

รูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างของ MULTIFRAME, FRAME, และ CHANNEL TIME SLOT

สัญญาณ PCM MULTIPLEX อัตราเร็ว 2048 Kbit/s จะถูกเข้ารหัส เป็น HDB-3 แล้วส่งเข้าสายส่งซึ่งเป็นคู่สายของทองแดง ในระบบการส่งตามข้อกำหนดของ CCITT จะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญ 2 ชนิดคือ

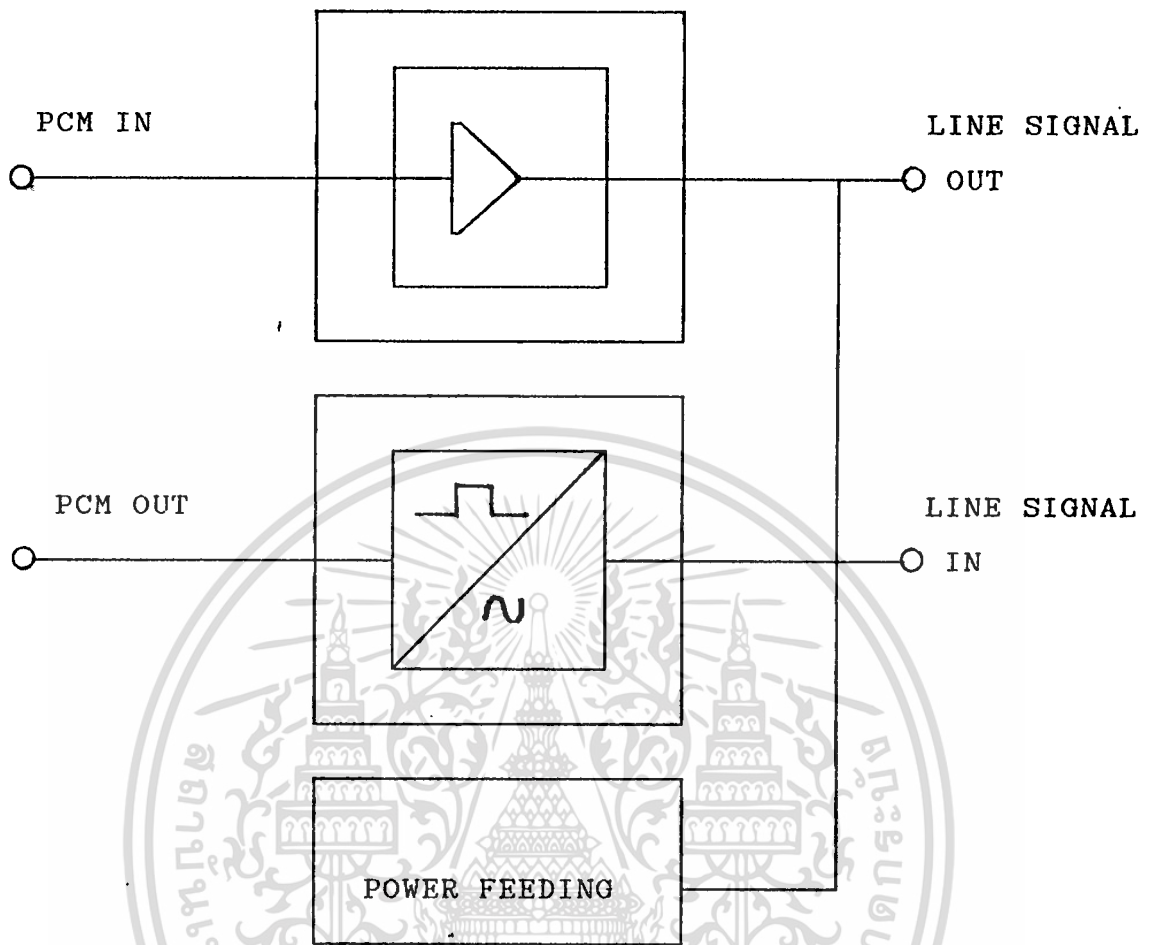
1. อุปกรณ์เชื่อมต่อสถานีหรืออุปกรณ์เชื่อมต่อปลายทาง (TERMINAL STATION EQUIPMENT)
2. อุปกรณ์กำเนิดสัญญาณขึ้นมาใหม่ระหว่างสายส่ง (LINE REGENERATOR EQUIPMENT)



รูปที่ 4.3 แสดงการเชื่อมต่อ

1. อุปกรณ์เชื่อมต่อสถานี (TERMINAL STATION EQUIPMENT)

ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รวมและแยกสัญญาณพีซีเอ็มกับสายส่ง ซึ่งเป็นคู่สายทองแดงโดยอุปกรณ์ TERMINAL STATION จะทำการปรับปรุงสัญญาณให้มีคุณภาพของสัญญาณทั้งด้านรับ และด้านส่งให้มีความเหมาะสมที่จะส่งเข้าไปยังสายส่ง และที่รับมาให้กับอุปกรณ์แยกสัญญาณพีซีเอ็ม (PCM DEMULTIPLEX) ในส่วนของอุปกรณ์ TERMINAL STATION ยังประกอบด้วยอุปกรณ์ที่จำเป็นแก่ระบบเมื่อมีการส่งสัญญาณเป็นระยะทางไกล ๆ คือแหล่งจ่ายกำลังงานเข้าไปในสายส่ง (POWER FEEDING SUPPLY) เพื่อป้อนให้กลับอุปกรณ์ LINE REGENERATOR และอุปกรณ์สังเกตการณ์ระยะไกล (TELEMONITORING)



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรม TERMINAL

2. อุปกรณ์กำเนิดสัญญาณขึ้นมาใหม่ระหว่างสายส่ง (LINE REGENERATOR EQUIPMENT)

ในการส่งสัญญาณผ่านสายคู่ทองแดง คุณภาพของสัญญาณจะต่ำลงโดยอิทธิพลของสิ่งต่อไปนี้

1. การถูกลดทอนลงของระดับสัญญาณ (ATTENUATION)
2. การผิดเพี้ยนของความถี่ในสเป็คตรัมกำลังงานของขบวนพัลส์
3. การสะสมของสัญญาณรบกวนซึ่งเป็น CROSSTALK จากการส่งสัญญาณอื่น ๆ ในเคเบิล

จากการที่คุณภาพของสัญญาณลดต่ำลงนี้เอง เมื่อต้องการที่จะส่งสัญญาณ เป็นระยะทางที่ไกลออกไปการกำเนิดสัญญาณขึ้นมาใหม่ก่อนที่จะส่งต่อไป (REGENERATOR) จะช่วยให้สัญญาณมีคุณภาพดีกลับคืนมาโดยมีการผิดเพี้ยนของเวลาน้อยที่สุด มีการผิดพลาดของสัญญาณดิจิทัลน้อยที่สุดอุปกรณ์รีเจนเนอเรเตอร์จะเป็นตัวปรับปรุงสัญญาณโดยในการปรับปรุงสัญญาณของอุปกรณ์รีเจนเนอเรเตอร์จะประกอบด้วย

1. การลดทอนสัญญาณ (ATTENUATION) และการทำให้สัญญาณเท่ากัน (EQUALIZATION)

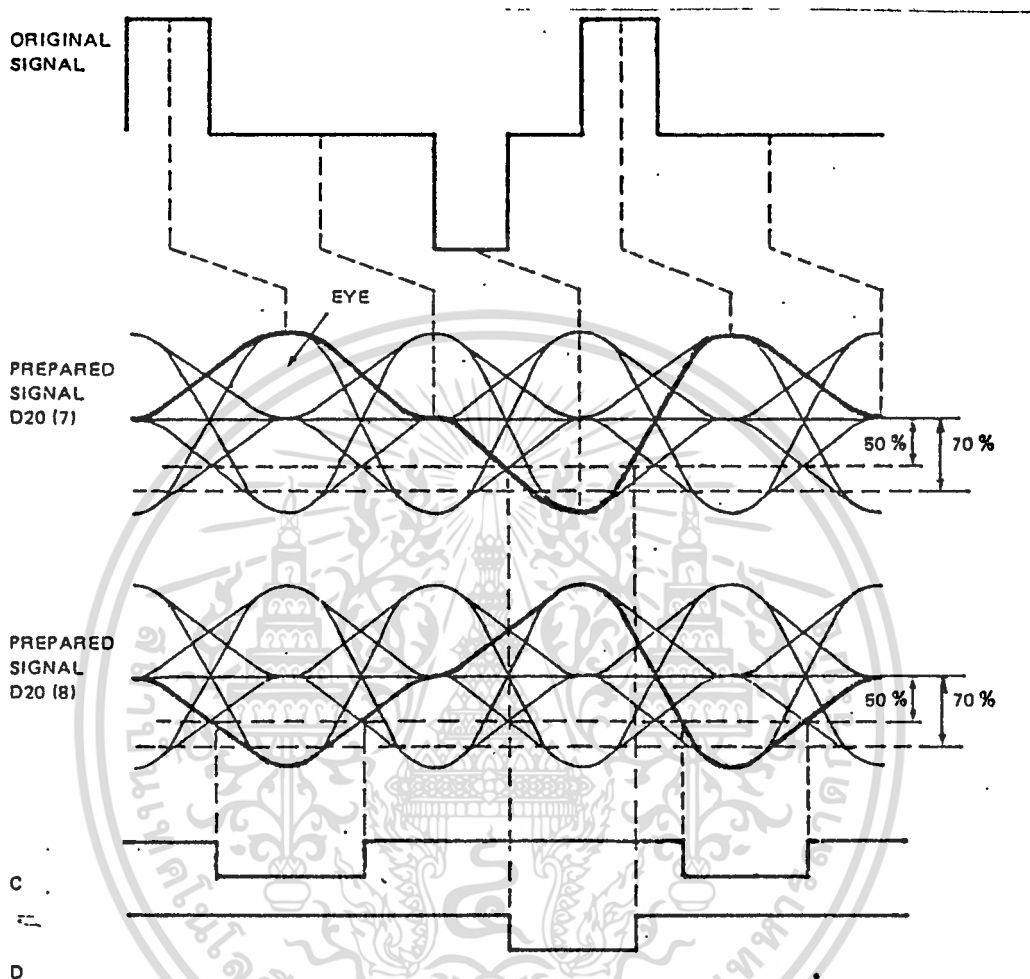
เพื่อแยกเอาความถี่ซึ่งผิดเพี้ยนออก กระบวนการของการลดทอนและการทำให้เท่ากันจะทำให้ใช้ได้รูปแบบของพัลส์ (PULSE SHAPE) ที่สม่ำเสมอกลับคืนมา แม้วามันจะไม่ถึงกับเป็นสี่เหลี่ยมก็ตาม

2. การลดสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นครอสส์ทอล์ค (CROSSTALK NOISE)

เพื่อให้เหลือเฉพาะสัญญาณที่ต้องการโดยไม่มีผลกระทบสัญญาณการลดลงของสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นครอสส์ทอล์ค เป็นผลมาจากการลดทอนสัญญาณเหนือความถี่ ฮาล์ฟ-บิตเรต (HALF BIT RATE FREQUENCY) ในสเปคตรัมกำลังของสัญญาณด้วยเหตุผลเพราะว่าขบวนพัลส์มีการสลับกลับกันของมาร์ค (ALTERNATE-MARK-INVERSION : AMI) ยกเว้นไวโอเลชันพัลส์ใน HDB-3 จะบรรจุไว้ด้วยความถี่พื้นฐานสูงสุด (HIGHEST FUNDAMENTAL FREQUENCY) ตรงกับสัญญาณมาร์คทั้งหมดซึ่งเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราเร็วของบิต (HALF-BIT RATE) ข่าวสารได้ถูกเข้ารหัสกับสัญญาณมาร์คทั้งหมด ดังนั้นข่าวสารจึงถูกนำไปในแถบความถี่นี้ด้วยการอ็ควอไลเซชันจึงมีความจำเป็นต่อความถี่นี้อย่างยิ่ง ดังนั้นสัญญาณรบกวนในสเปคตรัมส่วนเหนืออาจจะถูกลดทอนได้ด้วยวิธีการกรองสัญญาณ

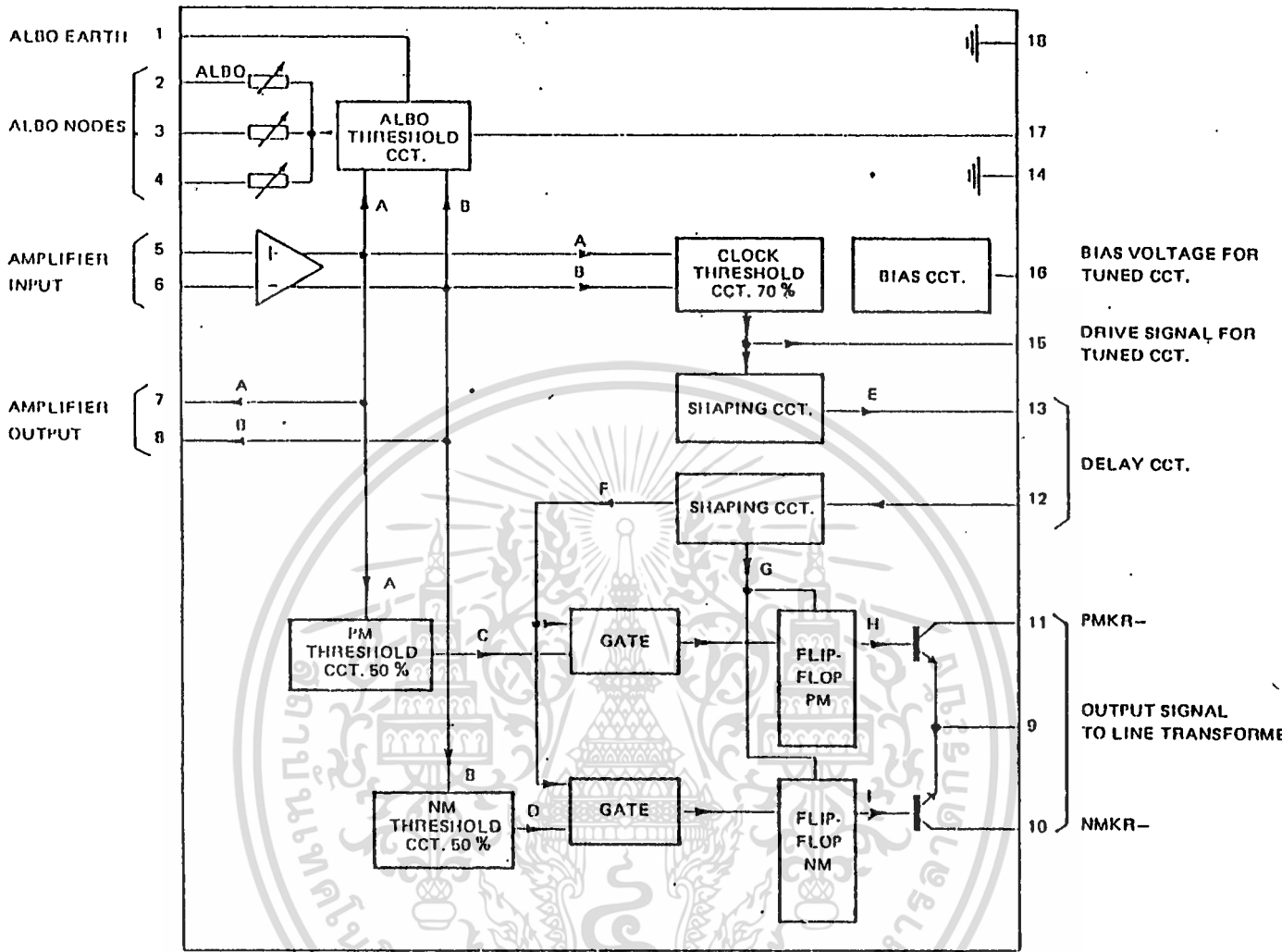
3. การขยายสัญญาณ

สัญญาณจะถูกปรับปรุงเป็นขั้นสุดท้ายเมื่อแอมพลิจูดของมันถูกยกขึ้นใน ระดับที่มีการกำหนดไว้ตามต้องการ เพื่อกรรมวิธีของการกำเนิดสัญญาณขึ้นมาใหม่ สัญญาณที่ได้รับการปรับปรุงแล้วได้มาจากคุณสมบัติของ ออสซิลโลแกรม (CHARACTERISTIC OSCILLOGRAM) ซึ่งรู้จักในชื่อของอายไดอะแกรม (EYE DIAGRAM) ซึ่งแสดงลักษณะทางอุดมคติตามรูปที่ 4.5



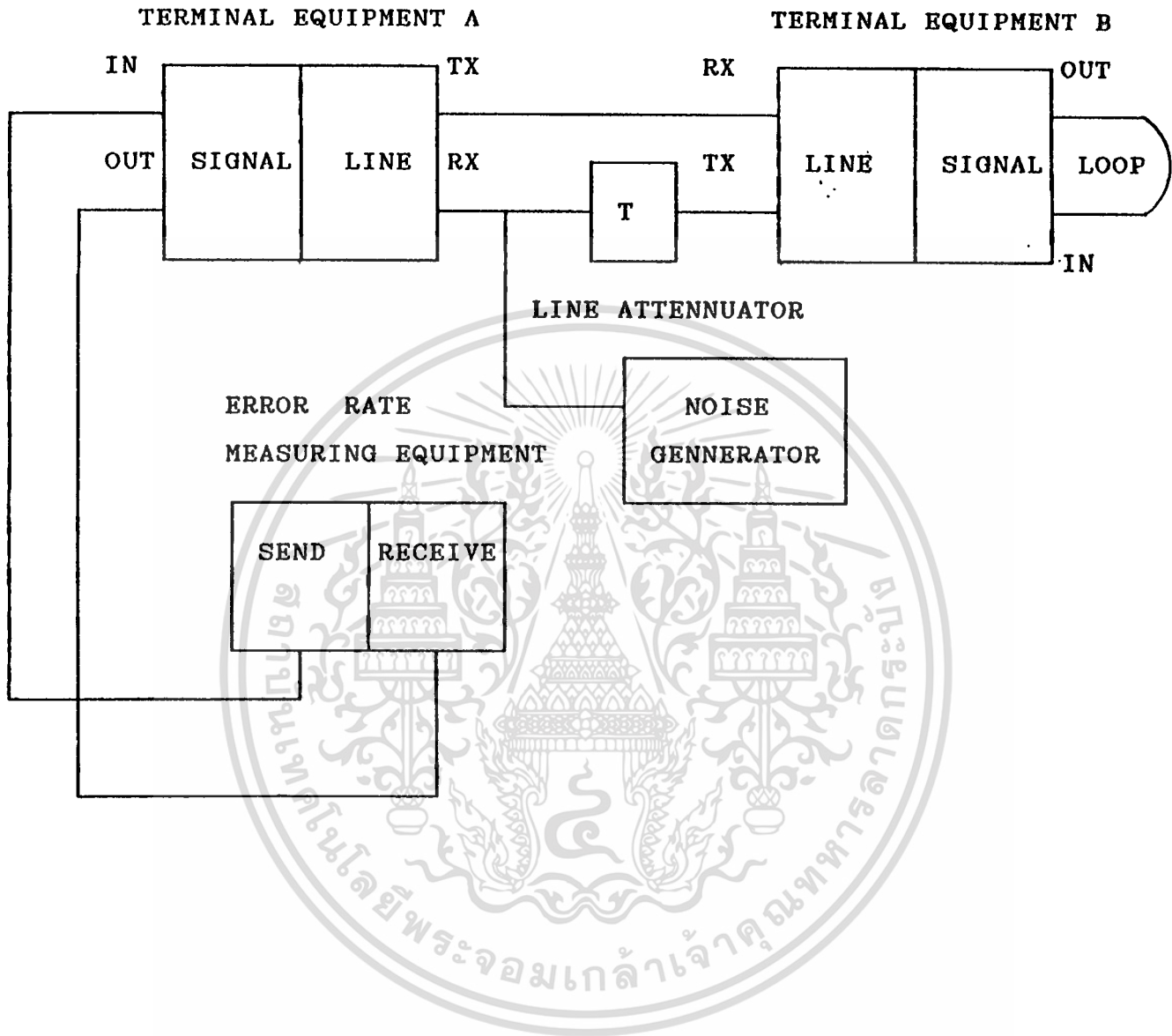
รูปที่ 4.5 TIMING PATTERNS OF REGENERATOR

เส้นหนาเป็นผลจากขบวนพัลส์แสดงเหนือไดอะแกรม รูปร่างของมันขึ้นอยู่กับกรอควอลิเซชัน HF- CUT OFF และการขยายสัญญาณอินพุทไปยังรีเจเนเรเตอร์ ในการทำความเข้าใจบริเวณที่เปิดของตา คือสิ่งที่ถูกลด เช่นสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในแถบด้านต่ำของความถี่ ซึ่งเป็นครึ่งหนึ่งของอัตราเร็วของบิทหรือรูปแบบอื่น ๆ ของสัญญาณแทรกซ้อน (SIGNAL INTERFERENCE) ถ้ามีการรบกวนสูงตาจะเป็นเปอร์เซ็นต์ (%) ต่ำ



รูปที่ 4.6 แสดง LINE REGENERATOR CHIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 BLOCK DIAGRAM แสดงการเชื่อมโยงอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบเครื่องวัดอัตราการผิดพลาดของบิต

ในการสื่อสารข้อมุลนั้น ตัวการที่ทำให้เกิดการผิดพลาดการรับข้อมูล นอกจากจะเป็นคุณสมบัติของช่องสัญญาณ ซึ่งมีความผิดเพี้ยนทางด้านแอมพลิจูดหรือเฟสแล้ว สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (GAUSSION NOISE) และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (IMPULSIVE NOISE) นั้นก็มีผลต่อการรับข้อมูลโดยตรงโดยสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน จะทำให้ข้อมูลที่ได้รับผิดพลาดเป็นแรนดัมเดี่ยว ๆ (SINGLE RANDOM ERROR) ส่วนสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะทำให้เกิดการผิดพลาดของข้อมูลแบบเบริส (BURST ERROR) รวมทั้งการเกิดที่การรับการผิดพลาดแบบเบริสสำหรับการจางหายในกรณีที่เป็นการสื่อสารแบบเคลื่อนที่ (MOBILE COMMUNICATION) หรือการเชื่อมต่อโดยระบบไมโครเวฟ

ในการวัดสมรรถภาพของระบบสื่อสารระบบอนาล็อก (ANALOG COMMUNICATION SYSTEM) คุณสมบัติของสัญญาณที่ได้รับมักบอกเป็นจำนวนสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน (SIGNAL TO NOISE RATIO : SNR) ซึ่งก็พอที่จะทราบคุณสมบัติของช่องสัญญาณ หรือคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ว่าสามารถที่จะสื่อสารกันได้อยู่เรื่อง หรือมีประสิทธิภาพมากน้อยเพียงใด.

5.1 การวัดสมรรถภาพของระบบโดยใช้ข้อมูลกึ่งแรนดัม

ในทางระบบสื่อสารทางดิจิทัล (DIGITAL COMMUNICATION SYTEM) เรามักจะบอกสมรรถภาพของระบบหรือคุณสมบัติของช่องสัญญาณว่าดีหรือไม่เพียงใด โดยการบอกอยู่ในลักษณะของอัตราบิตที่ผิด (BIT ERROR RATE : BER) ต่อการส่งของข้อมูลทั้งหมด การส่งข้อมูลในความเป็นจริงข้อมูลที่เกิดขึ้นจะไม่มีรูปแบบที่แน่นอน ดังนั้นถ้าเราสร้างสัญญาณขึ้นทดสอบจึงต้องมีคุณสมบัติทางสถิติใกล้เคียงกับข้อมูลที่ส่งจริงคือมีความเป็นแรนดัม (RANDOM) แต่จะต้องมีคุณสมบัติในการสามารถที่จะทำการชิงโครไนซ์สัญญาณกลับที่ภาครับสัญญาณที่ใช้ทดสอบดังกล่าวนี้คือสัญญาณข้อ

มัลติจิงแรนดัม (PSEUDO RANDOM BINARY SEQUENCE : PRBS) หรือรหัสจิงแรนดัม (PSEUDO RANDOM CODE)

การวัดอัตราการผิดพลาดของบิตเป็นการบอกว่ามีบิตผิดมากเท่าไรในจำนวนที่ส่งทั้งหมดซึ่งไม่ได้บอกตำแหน่งหรือระยะห่างของบิตที่ผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบ อาจไม่เพียงพอสำหรับการการออกแบบขนาดของแพคเกจสำหรับการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณ สำหรับการวัดอัตราความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบอาจแสดงพร้อมช่วงปราศจากการผิดพลาด (ERROR FREE INTERVAL : EFI) โดยค่า EFI นี้จะวัดจากระหว่างช่วงของการผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงการวัด EFI

จากรูปแสดงช่วงปราศจากการผิดพลาด (EFI) โดยการผิดพลาดที่เกิดขึ้นเป็นแบบเบริสโดยช่วงของการวัด EFI จะแยกการเกิดความผิดพลาดแบบเบริส โดยจะสนใจระยะความห่างระหว่างบิตผิดตั้งแต่จำนวน 100 บิตขึ้นไปการแสดงผลของ EFI อาจแสดงในรูปผลของกราฟฮิสโตแกรม (HISTOGRAM) ซึ่งแสดงขนาดของ EFI ต่อความถี่ที่เกิดซึ่งจะมีประโยชน์ในการนำไปใช้เป็นข้อมูลสำหรับการออกแบบขนาดแพคเกจ (PACKET) ของการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณ

5.1.1 การสร้างข้อมูลจิงแรนดัม

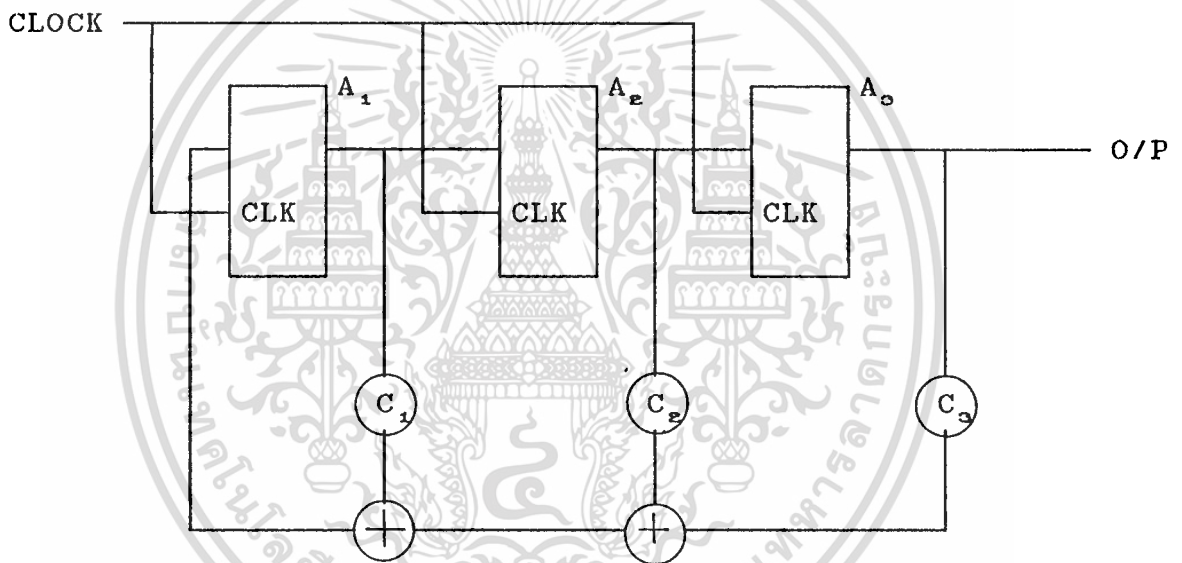
การสร้างข้อมูลจิงแรนดัมสามารถสร้างได้โดยวงจรพีพรีจีสเตอร์โดยจำนวนที่เควนที่เกิดขึ้นของรหัสจะมีความยาวเท่ากับ สองยกกำลังด้วยจำนวนรีจีสเตอร์ลบหนึ่ง ซึ่งเราอาจจะเรียกรหัสจิงแรนดัมอย่างนี้ว่า รหัสมีซีเควนสูงสุด (MAXIMUM LENGTH SEQUENCE CODE) การสร้างรหัสโดยพีพรีจีสเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูป 5.1.1 ก

A₁ , A₂ , A₃ เป็นฟลิปฟลอปต่ออนุกรมเป็นชิฟท์รีจิสเตอร์

C₁ , C₂ , C₃ เป็นค่าสัมประสิทธิ์การป้อนกลับ (FEEDBACK COEFFIENCY)



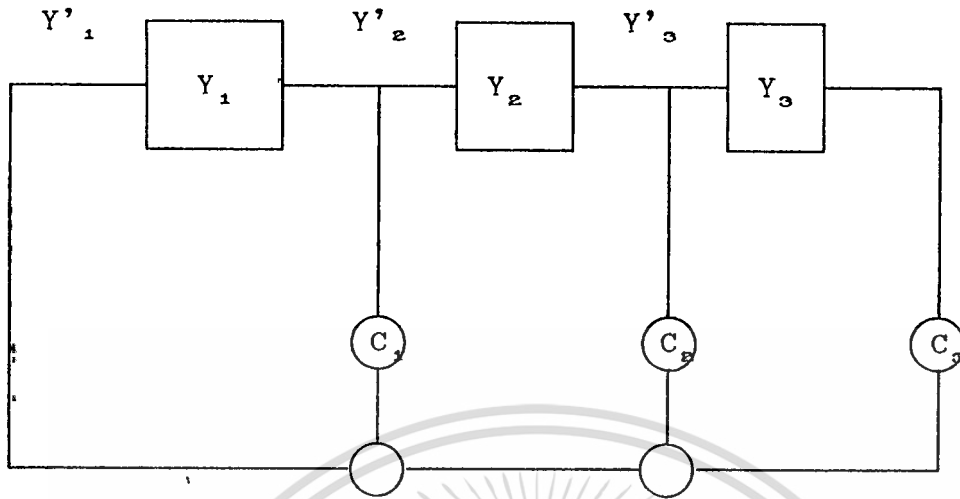
เป็นเครื่องหมายการมอดูโลสอง (MODULO 2)



รูปที่ 5.1.1 ก แสดงโครงสร้างวงจรถ่ายค่าเนตสัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัม

กรณีที่จะทำให้วงจรรูป 5.1.1 ก สามารถสร้างที่ความเร็วสูงสุดได้นั้น การเลือกสัมประสิทธิ์

การป้อนกลับจะต้องเลือกให้ถูกต้องจากรูป 5.1.2 แต่ถ้าให้ Y_1', Y_2', Y_3' เป็นสถานะปัจจุบัน (PRESENT STATE) และ Y_1, Y_2, Y_3 เป็นสถานะภายหน้า (NEXT STATE) ของฟลิปฟลอปเขียนได้ดังนี้



รูปที่ 5.1.1 ข แสดงสถานะของฟลิปฟล็อป

$$\begin{aligned}
 Y_1' &= C_1 Y_1 + C_2 Y_2 + C_3 Y_3 \\
 Y_2' &= Y_1 \\
 Y_3' &= Y_2
 \end{aligned}
 \dots (1)$$

จากสมการข้างบน เขียนเป็น MATRIX ได้คือ

$$\begin{bmatrix} C_1 & C_2 & C_3 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix} Y_1' \\ Y_2' \\ Y_3' \end{bmatrix}
 \dots (2)$$

หรือ $T[x] = [x']$ ----- (3)

โดย T เป็น TRANSITION MATRIX ถ้านำค่า $[x']$ แทนในที่ $[x]$ จนกระทั่ง x ซ้ำค่า เราสามารถหาค่า CHARACTERISTIC POLYNOMIAL ของ T MATRIX คือ

$$O(x) = \text{DET}(T - XI) \dots (4)$$

โดย I เป็น UNITY MATRIX หรือแสดงในรูป โพลีโนเมียลได้คือ

$$O(X) = X^n + C_1 X^{n-1} + C_2 X^{n-2} + \dots + C_n \quad \dots (5)$$

ถ้าต้องการให้ชุดบิตพีริจิสเตอร์ กำเนิดสัญญาณรหัสที่มีขีดเควนสูงสุด (MAXIMUM SEQUENCY CODE) แล้ว O(X) ต้องเป็น IRREDUCIBLE POLYNOMIAL

TIME	Values at point			
	a	b	c	d (OUT PUT)
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
2	0	0	1	1
3	1	0	0	0
4	0	1	0	1
5	1	0	1	1
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0
8	0	1	1	0
9	0	0	1	1
10	1	0	0	0
11	0	1	0	1
12	1	0	1	1

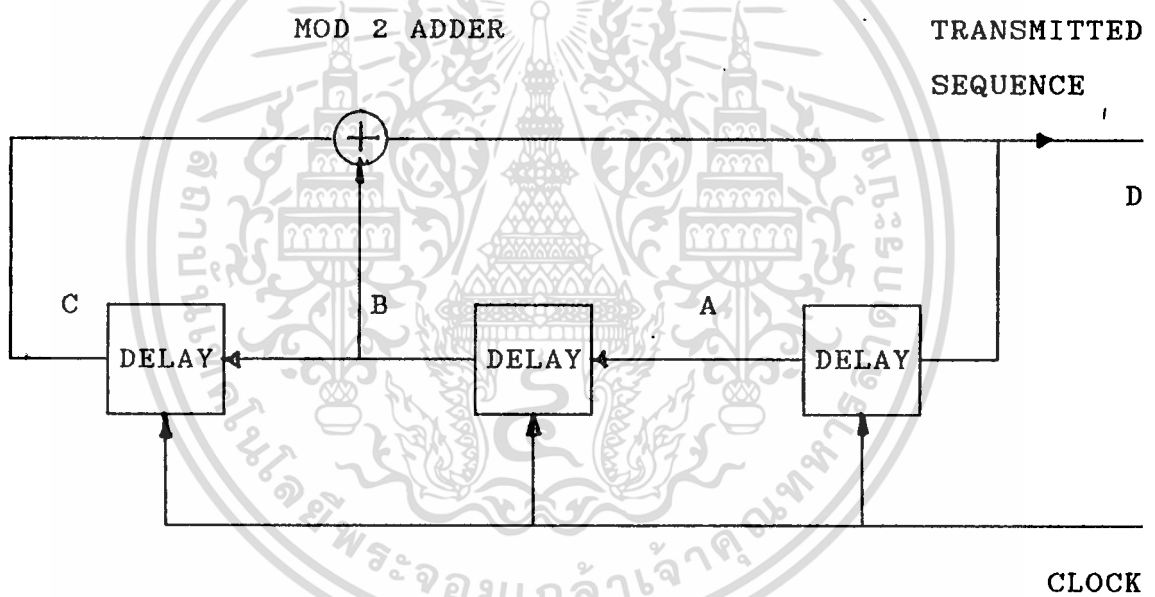
7 BIT (2³-1)
PSEUDO-RANDOM
SEQUENCE

ตารางที่ 5.1.1 ก แสดงขีดเควนของ PRBS ขนาด 2³⁻¹

สำหรับปริจิสเตอร์จำนวนใด ๆ ได้ตามตารางดังนี้

จำนวนปริจิสเตอร์ N	รหัสสูงสุด 2^{n-1}	จำนวนแพบ ที่เลือกได้	แพบตัวอย่าง
4	15	2	(4, 1), (4, 3)
6	63	6	(6, 1), (6, 5, 2, 9)
9	511	48	(9, 4), (9, 8), (9, 6, 4, 3)
11	2047	176	(11, 2), (11, 8, 5, 2)

ตารางที่ 5.1.1 ข แสดงจำนวนปริจิสเตอร์มีซีเควนที่เกิดขึ้นและการเลือกแพบ



ตารางที่ 5.1.1 ค แสดงการกำเนิดสัญญาณกึ่งแรนดัม ขนาด 2^{3-1}

5.1.2 คุณสมบัติของสัญญาณกึ่งแรนดัม

1. จำนวน "1" ที่เกิดในซีเควนมากกว่า "0" อยู่เท่ากับหนึ่งหรือถ้ารหัสมีความยาว 2^3-1 จะมี "1" อยู่เท่ากับ $2^n/2$ หรือถ้ามีจำนวนบิตปริจิสเตอร์แล้วประมาณได้ว่าโอกาสการเกิดหนึ่งเท่ากับโอกาสการเกิดศูนย์

2. จำนวนบิตที่ติดกันสำหรับซีพท์รีจิสเตอร์ขนาด n สภาวะแล้ว
 - จำนวนบิต 1 ติดกัน n บิตจะมี 1 ครั้งในซีเควน
 - จำนวนบิต 0 ติดกัน $n-1$ บิตจะมี 1 ครั้งในซีเควน
 - จำนวนบิต 0 และ 1 ติดกัน $n-2$ บิตจะมี 2 ครั้งในซีเควน
 - จำนวนบิต 0 และ 1 ติดกัน $n-3$ บิตจะมี 4 ครั้งในซีเควน
 - จำนวนบิต 0 และ 1 ติดกันสองครั้ง บิตจะมี 2^{n-4} ครั้งใน

ซีเควน

จำนวนบิต 0 และ 1 เป็นบิตเดี่ยว ๆ จะมี 2^{n-3} ในซีเควน

3. ค่าออกโตคอรี่เรชันสัญญาณจะมีค่าสูงสุดที่จุดศูนย์และค่าสูงสุดทุกระยะซีพท์ของออกโตคอรี่เรชันจะมีค่าเท่ากับ $-1/2^{n-1}$ ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าถ้าหากสเตทของซีพท์รีจิสเตอร์หรือ n มีจำนวนมาก ๆ แล้วรหัสกึ่งแรนดัมก็จะมี ความใกล้เคียง ในความเป็นแรนดัมดังนั้นความเข้มข้นของสเป็คตรัมกำลังของสัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัม สามารถหาได้จากทฤษฎีของวินเดอร์ คินชิน (WINDER KINCHINE THEOREM) ที่กล่าวว่าความเข้มข้นของสเป็คตรัมกำลังเป็นฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของออกโตคอรี่เรชันฟังก์ชัน

$$S(F) = \int_{-\alpha}^{\alpha} R_{xx}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad \dots\dots (6)$$

และ

$$R_{xx}(\tau) = \int_{-\alpha}^{\alpha} s(f) \exp(j2\pi f\tau) df \quad \dots\dots (7)$$

โดยจากคุณสมบัติข้างต้นค่าออกโตคอรี่เรชันของสัญญาณกึ่งแรนดัมแสดงได้ดังนี้

$$R_{xx}(\tau) = \begin{cases} A^2 [1 - (N+1)/NT - |\tau|] & |\tau| \leq T \\ -A^2/N & \text{สำหรับช่วงเวลาที่เหลือ} \end{cases} \quad \dots\dots (8)$$

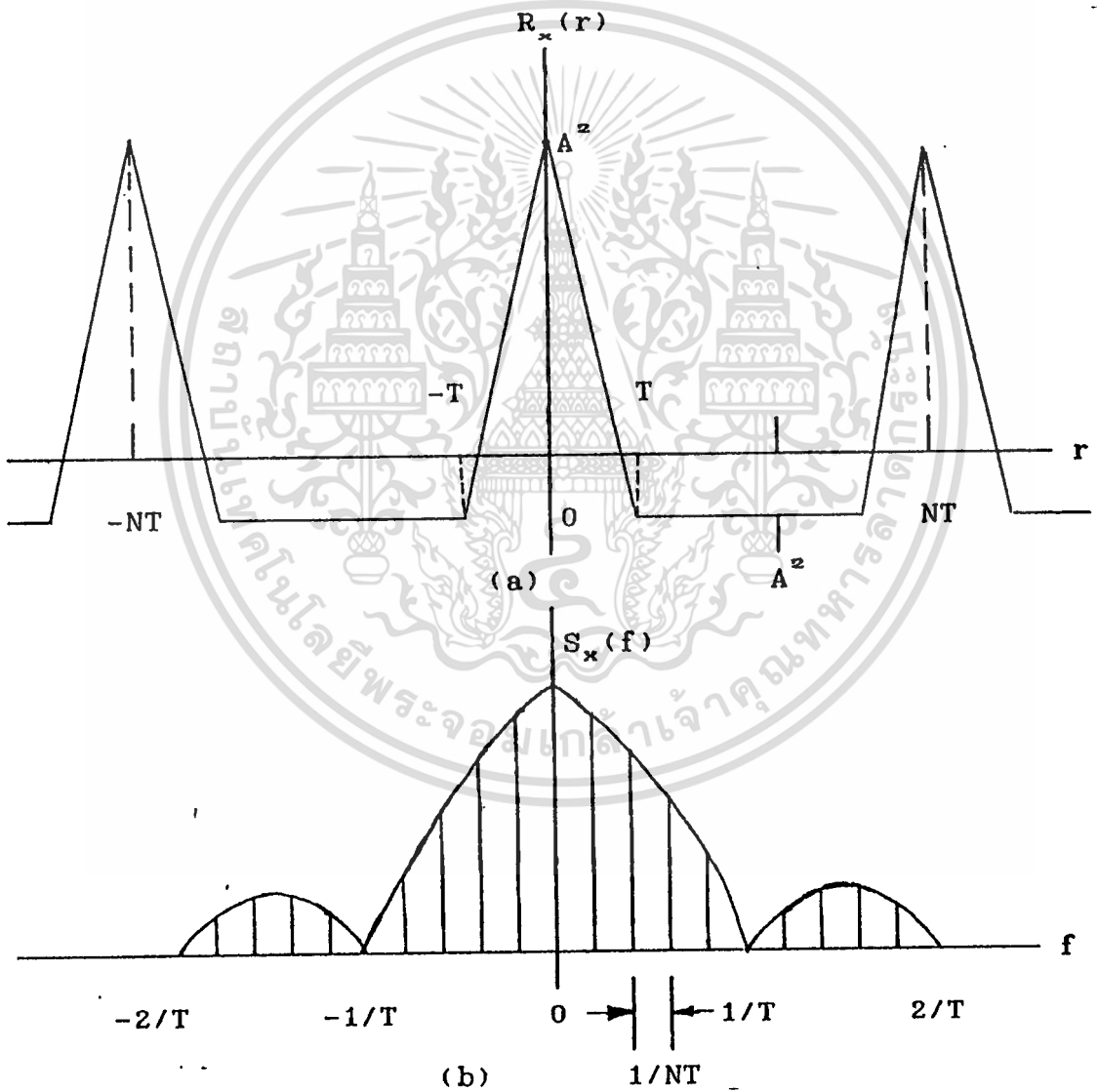
จากออกโตคอรี่เรชันใน(8) สามารถหาความเข้มข้นของสเป็คตรัมกำลังของสัญญาณข้อมูลแรนดัมได้โดยทำการใช้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม

$$S_{xx}(f) = \int_{-\alpha}^{\alpha} R(\tau) \exp(-j2\tau f) d\tau \quad \dots\dots (9)$$

ซึ่งจะได้

$$S_x(f) = (A^2/N)d(f) + (A^2/N^2)(1+N) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2(n/N)d(f-n/NT) \dots (10)$$

จากสมการ (10) แสดงรูปความเข้มขึ้นสเปกตรัมกำลังได้ในรูปที่ 5.1.2 โดยไลน์สเปกตรัมเกิดขึ้นทุก ๆ ระยะ $1/NT$ และจะมีเอนVELOPE ของไลน์สเปกตรัมเป็นฟังก์ชัน $[\text{SIN}(\pi f T / \pi f T)]^2$ โดยสเปกตรัมจะเท่ากับศูนย์ทุก ๆ ระยะเท่ากับ $1/T$

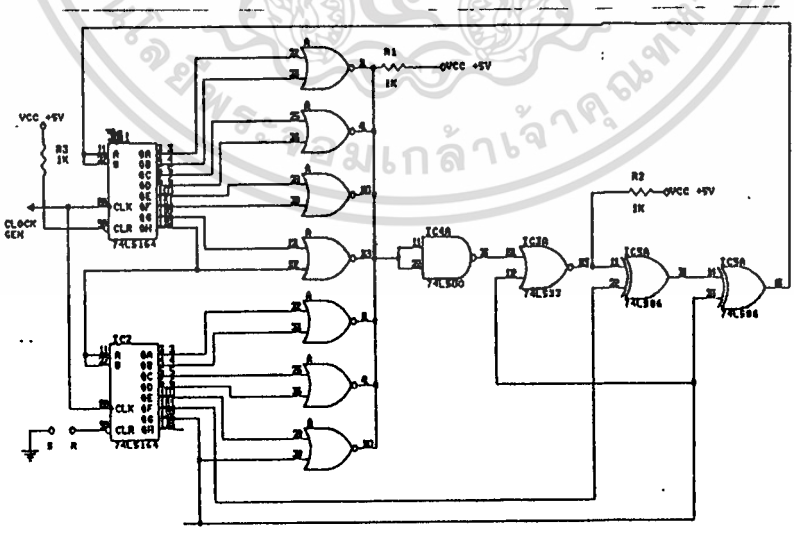


รูปที่ 5.1.2 แสดงค่าออกโตคอรี่เรชันและความเข้มขึ้นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณถึง แรนดัม

5.1.3 การสร้างสัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัมในทางปฏิบัติ

สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ การส่งข้อมูลมีความเร็วขนาด 2.048 Mbit/s ซึ่งการเลือกขนาดของชิพที่รีจิสเตอร์เพื่อสร้างสัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัมให้มีความเข้มข้นของสเป็คตรัมกำลังที่เกิดขึ้นมีขนาดใกล้เคียงกับการส่งสัญญาณพีซีเอ็มที่เลือกขนาดของชิพที่รีจิสเตอร์เท่ากับ 15 โดยวงจรที่ใช้งานจริงแสดงได้ดังรูป 5.1.3

วงจรประกอบด้วยวงจรรวม 74HC164 สองตัวซึ่งแต่ละตัวเป็นชิพที่รีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตการเลือกแทป (TAP) เพื่อให้เกิดซีเควสูงที่สุดสำหรับสัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัมขนาด $2^{15} - 1$ นั้นเลือกแทป 14 และ 15 ของชุดชิพที่รีจิสเตอร์ Q_7 และ Q_8 ของวงจรรวม 74HC164 (U1) ตัวล่างในวงจรแล้วป้อนเข้าอินพุตของวงจรรวม 74HC86 ซึ่งเป็นเอกซ์คลูซีฟออร์ ทำหน้าที่เป็นโมดูล 2 สำหรับวงจรรวม 74HC86 และ 74LS33 นอร์เกตที่เพิ่มเข้าไปในวงจรใช้เพื่อป้องกันสภาวะที่เอาต์พุตของชิพที่รีจิสเตอร์เป็น "0" พร้อมกันหมดซึ่งเมื่อเกิดสภาวะนี้แล้วทำให้ซีเควเอาต์พุตที่เกิดขึ้นเป็น "0" ตลอด ดังนั้นเมื่อเกิดสภาวะ "0" ที่ทุกเอาต์พุตของชิพที่รีจิสเตอร์แล้วที่เอาต์พุตของของ 4078 จะได้ลอจิก "1" ซึ่งจะทำให้ลอจิก "1" ป้อนกลับที่อินพุตของชิพที่รีจิสเตอร์ ทำให้ไม่เกิดการค้างสภาวะ "0" ตลอดไป



รูปที่ 5.1.3 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัมขนาด $2^{15} - 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 เทคนิคการออกแบบเครื่องวัดอัตราการผลิตของบิท

สำหรับการวัดอัตราผลิตของบิท โดยใช้สัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัมวิธีเปรียบเทียบที่ภาครับกับภาคส่งเพื่อวัดความผิดพลาดทำได้โดย

1. กำเนิดสัญญาณ PRBS แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณแล้วทำการรับข้อมูลที่ส่งมาเปรียบกับภาคส่ง (LOOP BACK) ซึ่งวิธีนี้เป็นทดสอบระบบที่ใช้ส่งแบบ FULL DUPLEX

2. กำเนิดสัญญาณ PRBS ที่ภาคส่งแล้วส่งผ่านช่องสัญญาณแล้วที่ภาครับให้รับสัญญาณรับได้ผ่านชุดอินเวอร์ตชิพที่รีจิสเตอร์มาמודูโลกับสัญญาณ PRBS ที่ได้รับ โดยเอาที่พหุคูณจะให้เป็นรูปแบบของบิทที่ผิด แต่ถ้าการวัดโดยวิธีไม่นิยมใช้วัดเพราะว่ามีปัญหาจากการคูณของบิทผิด (ERROR MULTIPLICATION)

3. กำเนิดสัญญาณ PRBS ที่ภาคส่งแล้วส่งผ่านช่องสัญญาณแล้วที่ภาครับสร้างสัญญาณ PRBS ที่ซึ่งโครไนซ์กับภาคส่งขึ้นมาเปรียบเทียบซึ่งเป็นวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

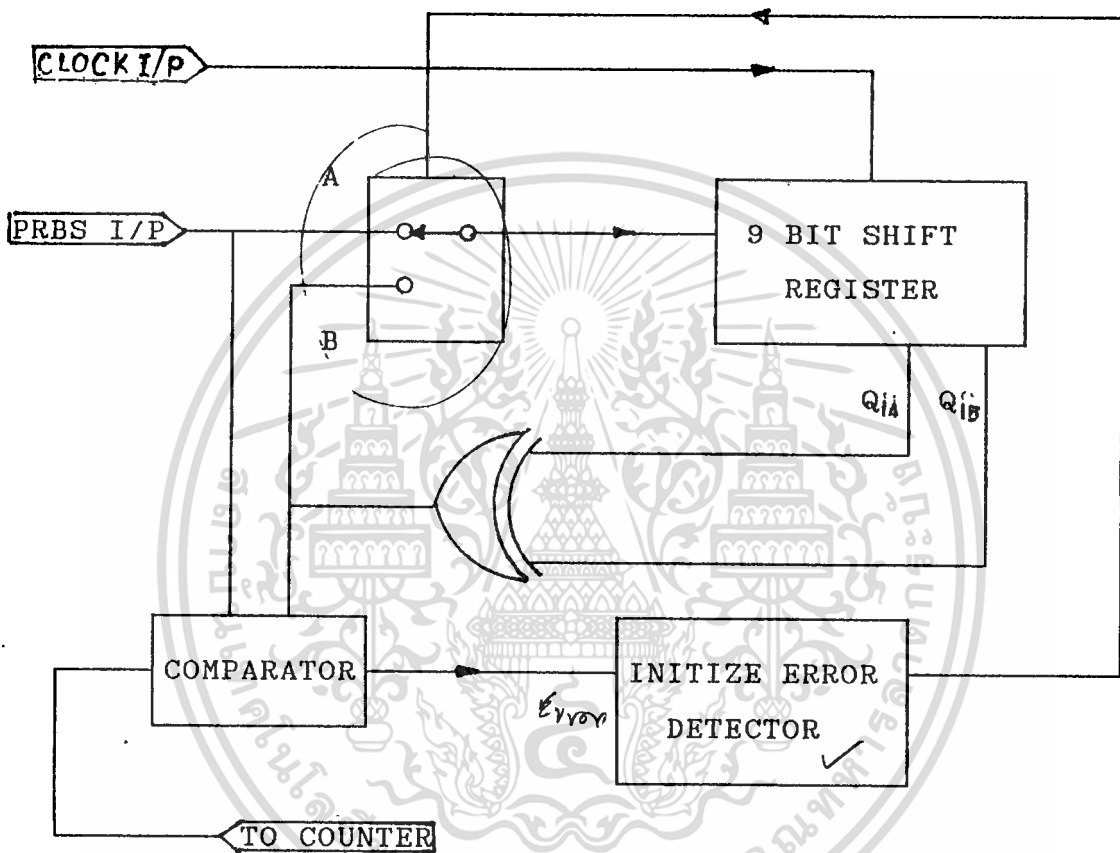
5.2.1 หลักการออกแบบเครื่องวัดอัตราการผลิตของบิท

การวัดความผิดพลาดของบิทที่เกิดขึ้นโดยใช้ข้อมูลกึ่งแรนดัมที่กล่าวมาแล้วนั้น ที่ภาครับจะสร้างสัญญาณที่มีซีควนตรงกันในเวลาเดียวกันหรือสัญญาณภาครับมีการชิงโครไนซ์กับภาคส่งโดยโครงสร้างของวงจรภาครับแสดงได้ดังรูป

5.2.1 ก

โดยในตอนแรกที่ภาครับวงจรกำเนิดข้อมูลกึ่งแรนดัมทำงานเป็นอิสระหรือสวิทช์อยู่ในตำแหน่ง B สัญญาณข้อมูลกึ่งแรนดัมที่ภาครับถูกเปรียบเทียบกับภาคส่งที่วงจรเปรียบเทียบ (COMPARATOR) แล้วป้อนเข้าสู่เริ่มต้นดีเทคความผิดพลาด (INITIAL ERROR DETECTOR) ซึ่งจะพบบิทที่ผิดพลาดมากในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นจะทำให้วงจรเริ่มต้นดีเทคความผิดพลาด ให้สัญญาณเอาท์พุทที่ทำให้สวิทช์ไปอยู่ที่ตำแหน่ง A ซึ่งเป็นการชิงโครไนซ์ข้อมูล หลังจากสวิทช์อยู่ในตำแหน่ง A ในช่วงเวลาหนึ่งก็จะกลับสู่ตำแหน่ง B ซึ่งเป็นการสร้างสัญญาณกึ่งแรนดัมที่ภาครับที่มีซีควนตรงกันกับภาคส่งตลอดไป สำหรับส่วนที่เป็นวงจรเปรียบเทียบอีกชุดที่พ้อ เช่นเดียวกันกับการมอดูโล 2 คือถ้าอินพุททั้งสองต่างกันจะให้เอาท์พุทเป็น "1" ถ้าอินพุททั้งคู่เหมือนกันจะได้เอาท์พุทเป็น "0" สำหรับส่วนที่เป็นสวิทช์สำหรับเลือกสัญญาณให้กับชุดชิพที่รีจิสเตอร์ ซึ่งมีขนาด 9 บิท เช่นเดียวกันกับภาคส่งนั้นสามารถใช้วงจรรวมมัลติเพล็กซ์เซอร์ (MULTIPLEXER) แต่การออกแบบใน

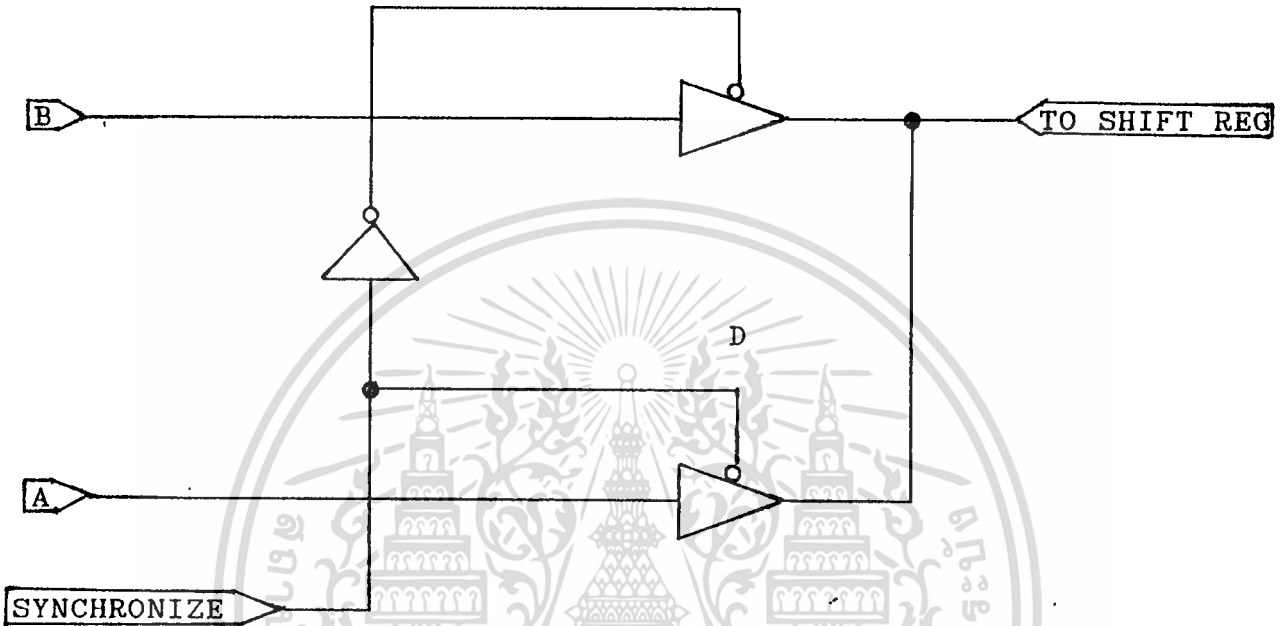
ที่น้อกแบบโดยใช่วงจรรวมบัฟเฟอร์ที่สามารถควบคุมให้อยู่ในสภาวะไฮอิมพีแดนซ์ได้โดยการต่อเป็นสวิทช์ 2 ทางสามารถแสดงได้ดังรูป 5.2.1 ข



รูปที่ 5.2.1 ก แสดงโครงสร้างการวัดอัตราความผิดพลาดของบิต

จากรูปสัญญาณ Synchronize เป็นสัญญาณเอาท์พุทจากวงจรเริ่มต้นดีเทคความผิดพลาดถ้าสัญญาณสภาวะ "0" สัญญาณจากอินพุท A ซึ่งเป็นสัญญาณที่รับจากภาคส่ง โดยตรงมาทำการซิงโครไนซ์ใช้ชิพท์รีจิสเตอร์ที่ภาครับกำเนิดสัญญาณให้มีซีควนตรงกันกับภาคส่ง แต่ถ้าสัญญาณ SYNCHRONIZE เป็นสภาวะ "1" จะทำให้สัญญาณจากอินพุท B ซึ่งเป็นการป้อนกลับจากชุดชิพท์รีจิสเตอร์เข้าที่ชิพท์รีจิสเตอร์ที่ภาครับเอง

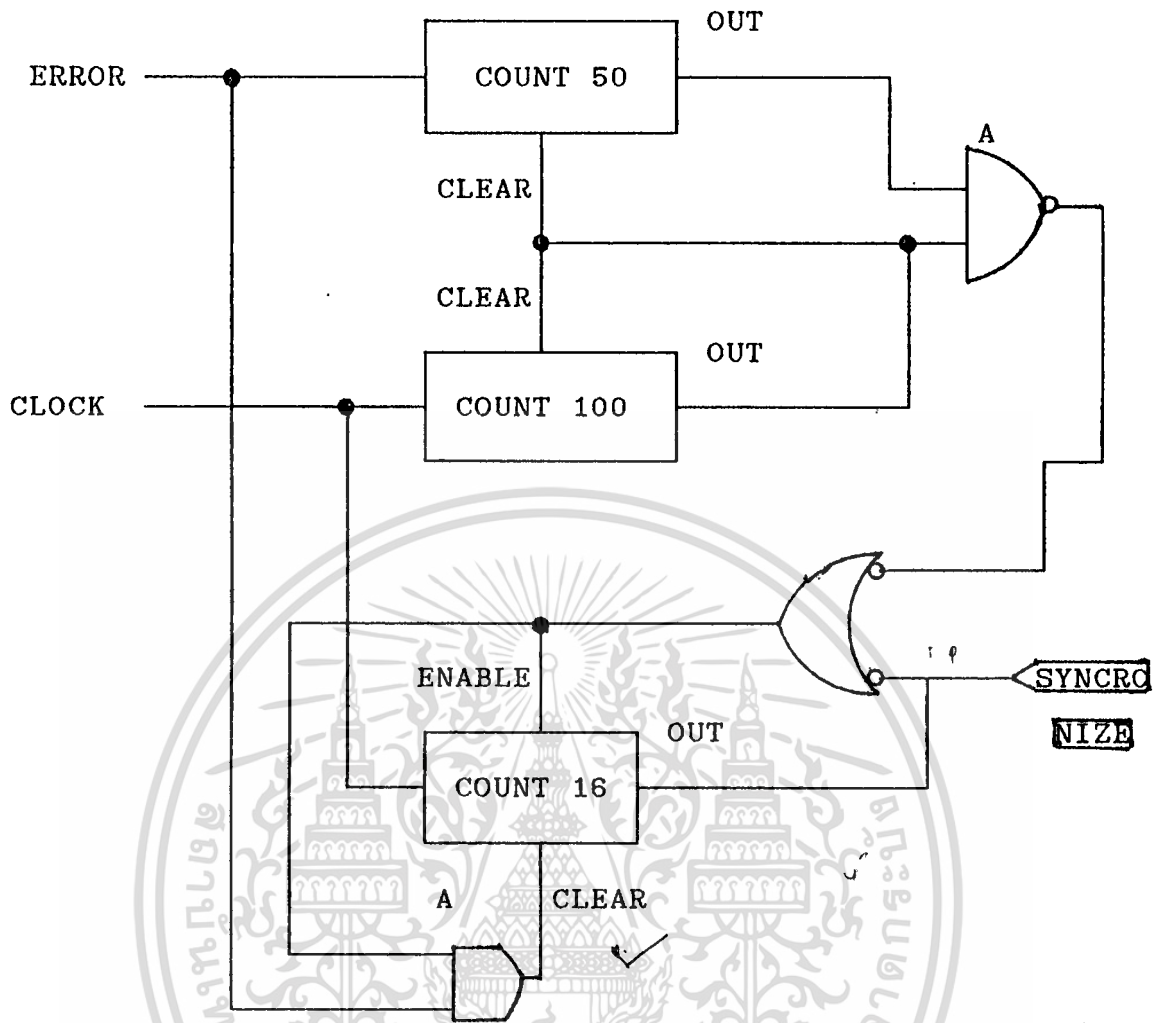
E



รูปที่ 5.1 ข แสดงวงจรที่ใช้ทำหน้าที่เป็นสวิตช์

5.2.2 การออกแบบวงจรเริ่มต้นดีเทคความผิด

สำหรับการออกแบบวงจรมีและวงจรเริ่มต้น ดีเทคความผิดสามารถอธิบายหลักการได้คือวงจรนี้จะให้เอาท์พุทเป็นลอจิก "0" เพื่อให้ชิพที่รีจิสเตอร์ที่วงจรภาครับทำการซิงโครไนซ์ กับภาคส่งใหม่เมื่อปรากฏว่ามีบิตจากการเปรียบเทียบที่ภาคส่งและภาครับมากกว่า 50 % ขึ้นไปหรือในจำนวนสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) 100 ลูกมีความผิดพลาดถึง 50 ลูก สัญญาณเอาท์พุทของวงจรจะเป็นลอจิก "0" อยู่เท่ากับจำนวนสัญญาณนาฬิกา 16 ลูก ซึ่งเพียงพอที่จะทำให้ชุดชิพที่รีจิสเตอร์ที่ภาครับบรรจุเอาซีแควนของภาคส่งเข้าไป เพื่อทำการซิงโครไนซ์โดยหลักการของวงจรสามารถอธิบายได้ดังรูป



รูปที่ 5.2.2 ก แสดงหลักการทำงานของวงจรรีเซ็ตอัตโนมัติ

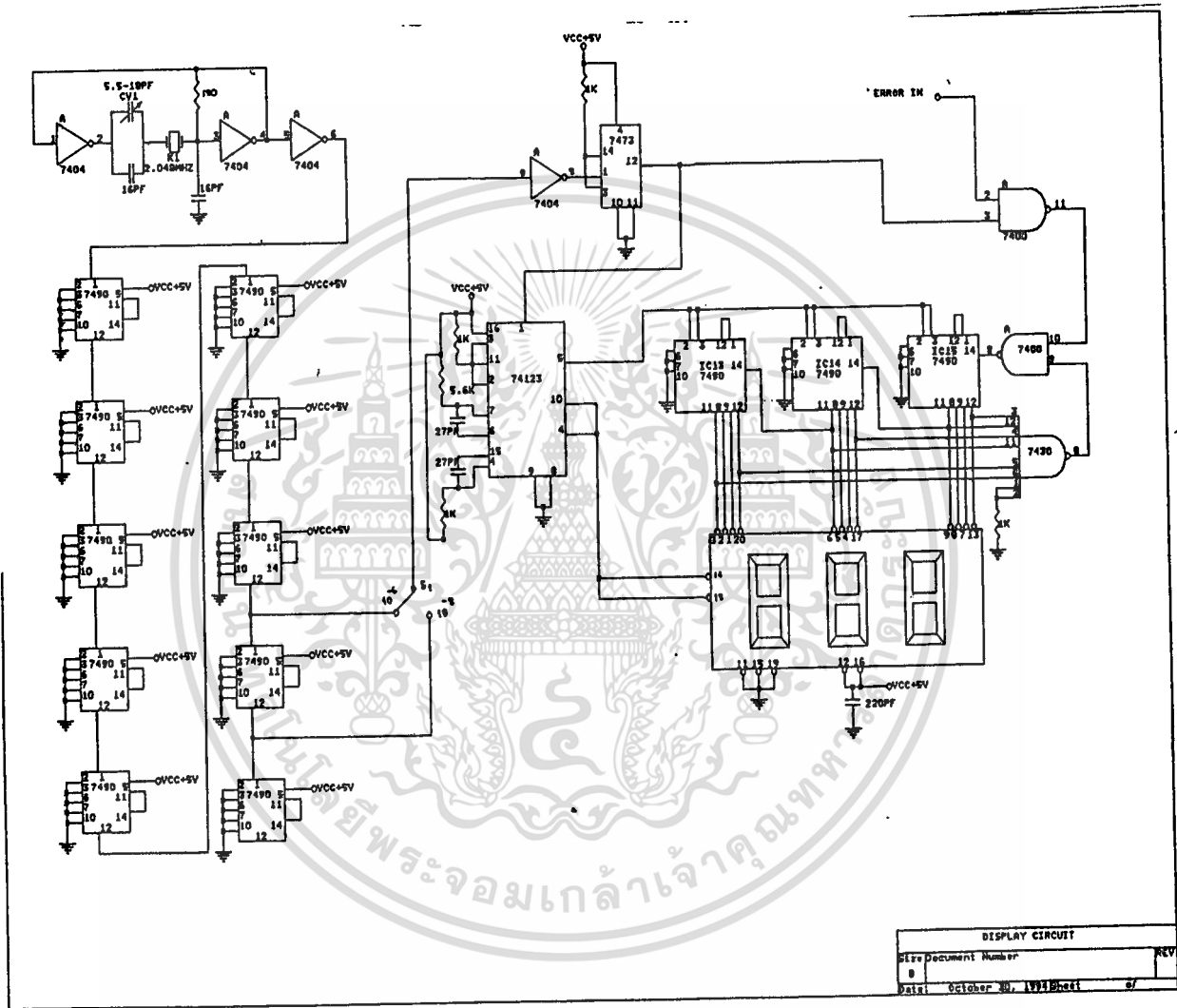
จากโครงสร้างของวงจรมีอธิบายได้คือเมื่อตอนเริ่มต้นสัญญาณ SYNCHRONIZE (หรือเอาท์พุทของวงจรรีเซ็ต 16) จะมีสถานะเป็น "0" หรือเริ่มต้นบิตที่ความเร็วของสัญญาณภาคส่งเข้าไปจำนวน 16 บิต ซึ่งจะเป็นการชิงโครไนซ์ระหว่างภาคส่งและภาครับ หลังจากนั้นเอาท์พุทของวงจรรีเซ็ต 16 จะมีสถานะเป็น "1" ซึ่งทำให้ภาครับกำเนิดสัญญาณข้อมูลถึงแรมดัมที่เป็นอิสระมีที่ความเร็วเดียวกันกับภาคส่ง แต่ถ้าเกิดเหตุการณ์ที่ความเร็วของภาคส่งและภาครับเกิดเลื่อนไม่ตรงกันซึ่งอาจเกิดขึ้นได้ เนื่องจากการรบกวนของสัญญาณอิมพัลส์ที่ภาคส่งหรือภาครับ โดยเมื่อลำดับที่ความเร็วของภาคส่งและภาครับไม่ตรงกันหรือหลุดการชิงโครไนซ์ สัญญาณข้อมูลจะผิดพลาดเกิดขึ้นเป็นจำนวนมากหรือมากกว่าจำนวน 50 บิตขึ้นไปภายในสัญญาณนาฬิกาจำนวน 100 บิต วงจรจะเกิดสัญญาณรีเซ็ต (ENABLE) ทำ

จากวงจรรีบ 100 และรีบ 50 จะถูกทำการเคลียร์ทุก ๆ สัญญาณนาฬิกา 100 ลูกโดยนำเอาสัญญาณ QD วงจรรวม 74LS390 (U1A) และจาก RCO ของ วงจรรวม 74LS160 ผ่านแนกเกท U5C ไปเป็นสัญญาณเคลียร์วงจรรวม 74 LS161 และผ่านอินเวอร์เตอร์ U4A เพื่อเคลียร์วงจรรวม 74LS390 สำหรับ สัญญาณที่เกิดจากความผิดพลาดจำนวน 50 บิต ขึ้นภายใน 100 บิต ได้จาก การนำเอาสัญญาณจากขา RCO ของ 74LS160 (U2), 74LS160 (U3) โดย ผ่านแนกเกท U5A โดยเอาที่พุกของแนกเกท U5A จะมีสภาวะเป็น "0" เมื่อมี ความผิดพลาดขนาด 50 บิต ใน 100 บิต ทำให้เอาที่พุกแนกเกท U5B มีสภาวะ เป็น "1" ทำให้สภาวะลอจิกที่ขา ENP หรือขาอินเอาเบิลของวงจรรวม 74LS 161 เกิดการอินเอาเบิลให้ 74LS161 เริ่มนับโดยขณะนี้ เอาที่พุกขา RCO กับ เป็นสัญญาณเอาที่พุกแนกเกท U5A ผ่านแนกเกท U5B ดังนั้นทำให้วงจรรวม 74LS161 ทำการนับสัญญาณนาฬิกาไป 16 ลูกดังนั้นเราจึงสามารถนำสัญญาณ ขา RCO เป็นสัญญาณ SYNCHRONIZE สำหรับวงจรรวบรวมได้ แต่ถ้าภายใน ช่วงการนับของ 74LS161 มีบิตที่ผิดพลาดเข้ามาในระบบวงจรรวม 74LS161 จะถูกเคลียร์ให้เริ่มต้นนับใหม่โดยนำเอาสัญญาณขา RCO ผ่านอินเวอร์เตอร์ U4D จึงสามารถใช้เป็นสัญญาณซิงโครไนซ์เพื่อเกตสวิตซ์เช่นเดียวกับสัญญาณ SYNCHRONIZE

5.3 การออกแบบภาคแสดงผล

การแสดงผลได้ออกแบบให้แสดงผลการนับจำนวนบิตที่ผิดพลาดด้วย อุปกรณ์ LED (IC CHIP) ซึ่งมีวงจรถ่าย LATCH และถอดรหัส BCD อยู่ภายใน 3 ชุด แสดงตัวเลข 3 หลัก วงจรรีบซึ่งอาศัย IC 7490 จำนวน 8 ตัวทำงาน ร่วมกันจะนับได้สูงสุด 999 นอกจากนี้ยังประกอบไปด้วยวงจรถ่ายจำนวนบิต ที่ต้องการตรวจสอบซึ่งประกอบไปด้วย IC 7490 จำนวน 8 ตัว แบ่งเป็น 10^{10} 10^{10} เพื่อใช้ในการนับผิดพลาดต่อจำนวนบิต 10^{10} และ 10^{10} สภาวะการนับ จะแสดงให้เห็นด้วย LED ดังนี้

- กรณี
1. ไม่มีสัญญาณทางอินพุตเข้ามา แสดงอินพุต ALARM
 2. เครื่องไม่สามารถ SYNCHRONIZE ได้เนื่องจากมี ERROR สูงใน LINE จะแสดงสภาวะ LED และ BUZZER
 3. เมื่อมี ERROR สูงจะแสดงที่ LED



รูปที่ 5.3 แสดงวงจรการทำงานของภาคแสดงผล

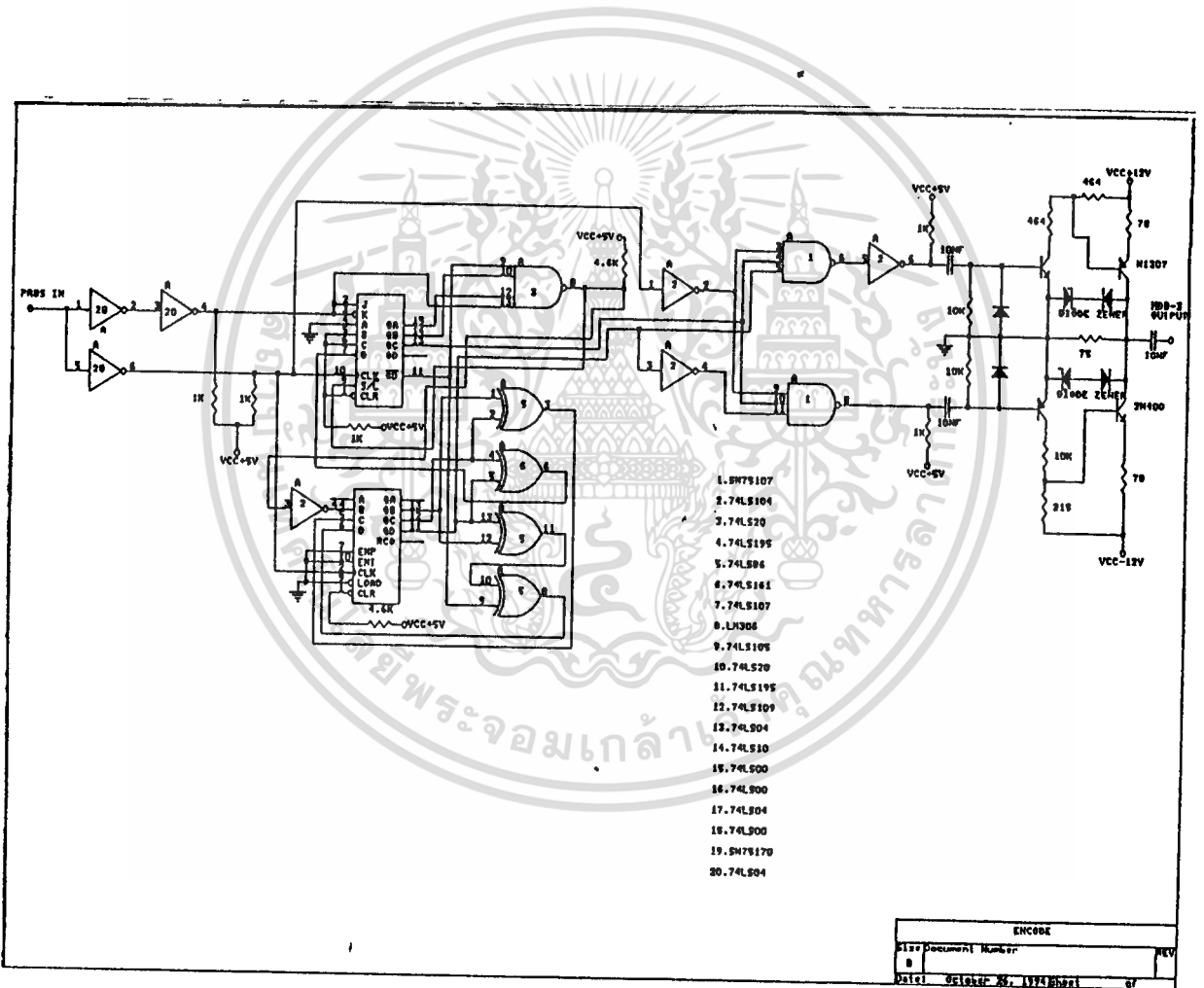
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DISPLAY CIRCUIT	
File Document Number	REV
0	
Date: October 20, 1991	Sheet 5/

5.4 วงจรเข้ารหัส NRZ/HDB3

วงจรมีหน้าที่ในการเปลี่ยนสัญญาณทดสอบพืชูดอนคอมซึ่งเป็น NRZ ไปเป็น HDB-3 เพื่อลดปัญหาและเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณในการส่งโดยเฉพาะ การกู้สัญญาณนาฬิกากลับคืนมาทางด้านรับ ซึ่งหลักเกณฑ์ในการเปลี่ยนสัญญาณเป็น HDB-3 มีดังนี้

การเข้ารหัส HDB-3 ซึ่งเป็นชนิดหนึ่งของรหัสที่ใช้ในการสื่อสารแสดง ให้เห็นในตามรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงการเข้ารหัส NRZ/HDB-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปบิต "1" จะแทนด้วยพัลส์ "+" และ "-" สลับกันไป (โดยทำการปรับปรุงเป็นสัญญาณแบบ RZ 50%) ในลักษณะของไบโพลาร์บวกและลบส่วนบิต "0" แทนด้วยระดับ 0 โวลต์แต่จะมีข้อกำหนดเฉพาะของกรณีบิต "0" ดังนี้

1. เมื่อมีบิต "0" เกิดขึ้นติดกันน้อยกว่า 4 บิต บิต "0" แต่ละบิตนั้นแทนด้วยระดับ 0 โวลต์

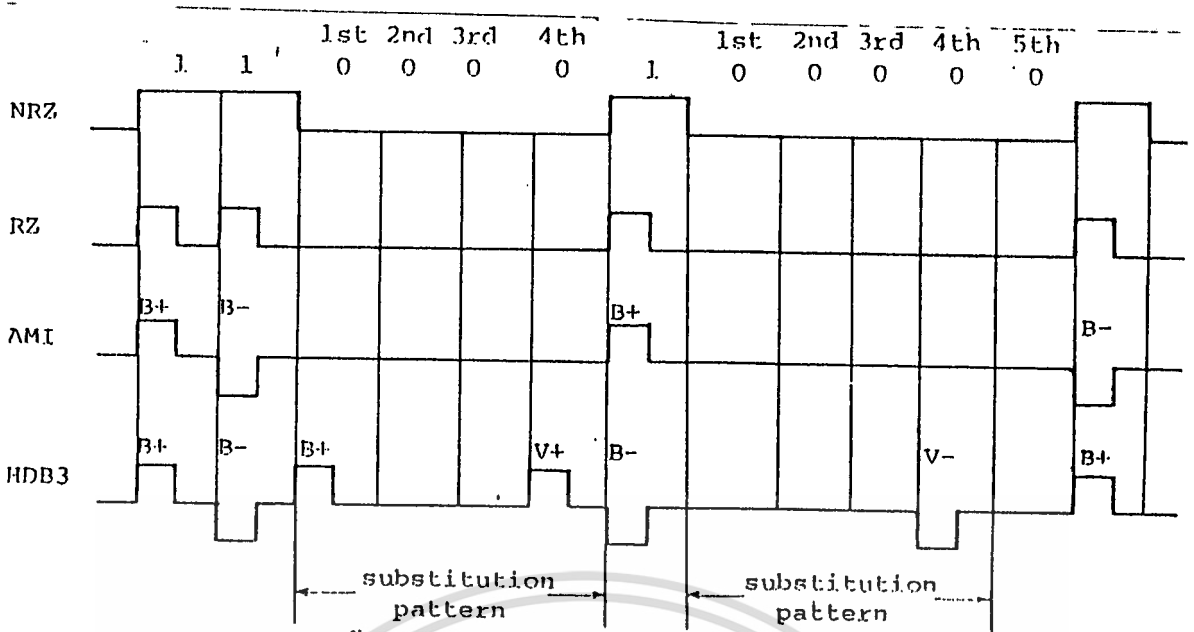
2. เมื่อมีบิต "0" เกิดขึ้นติดต่อกันเท่ากับ 4 บิต การเข้ารหัสจะขึ้นอยู่กับขั้วของพัลส์สุดท้ายและไวโวลเลชันพัลส์ก่อนหน้านั้นไวโวลเลชันพัลส์ คือพัลส์ซึ่งหักล้างหรือต้านต่อกฎเกณฑ์ของไบโพลาร์ โดยที่ไวโวลเลชันพัลส์จะมีขั้วเดียวกันกับพัลส์ก่อนหน้านี้นี้ เช่น เมื่อพัลส์เป็นบวก (+) ไวโวลเลชันพัลส์ก็จะเป็น "V+" ด้วย ถ้าพัลส์ก่อนหน้านั้นเป็นลบ (-) ไวโวลเลชันก็จะเป็น "V-" ด้วย

ก. ถ้าขั้วของพัลส์สุดท้ายเหมือนกับไวโวลเลชันพัลส์ก่อนหน้านี้นี้ บิต "0" ตัวที่หนึ่งแทนด้วยระดับ 0 โวลต์ถ้าขั้วของพัลส์สุดท้ายเหมือนกับไวโวลเลชันพัลส์ก่อนหน้านี้นี้ บิต "0" ตัวที่หนึ่งจะถูกเปลี่ยนเป็นระดับ "1" ซึ่งสลับกัน นั่นคือเป็น B+ หรือ B-

ข. บิต "0" บิตที่ 2 และ 3 จะถูกแทนด้วยระดับ 0 โวลต์เสมอ

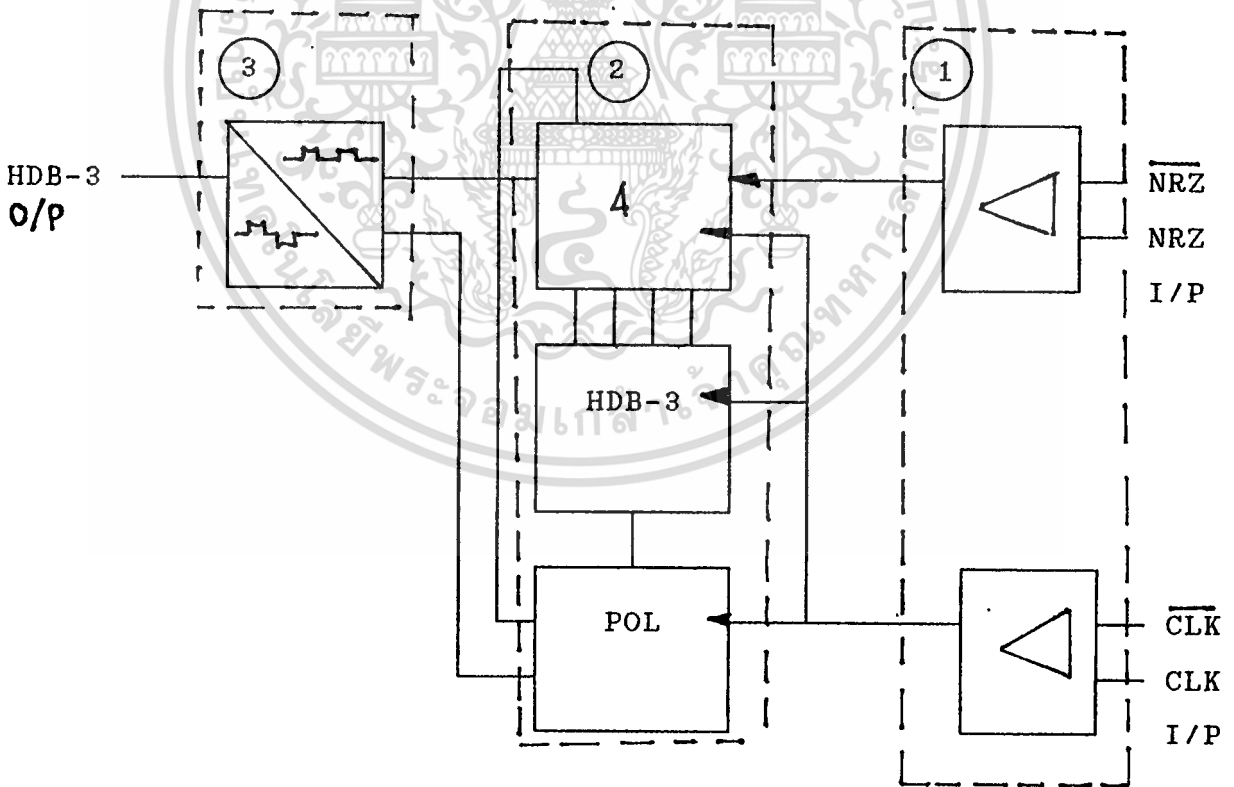
ค. บิต "0" บิตที่ 4 (บิตสุดท้าย) จะถูกเปลี่ยนไวโวลเลชันพัลส์เสมอโดยขั้วของ V+ หรือ V- จะต้านต่อกฎของไบโพลาร์

3. เมื่อมีบิต "0" ติดต่อกันมากกว่า 4 บิต มันจะถูกออกเป็นกลุ่มละ 4 บิต กลุ่มซึ่งมีครบ 4 บิต จะถูกดำเนินการตามข้อ (2) ส่วนกลุ่มที่น้อยกว่า 4 บิตจะถูกดำเนินการตามข้อ (1) บิต "0" ที่ติดต่อกันยาวมากจะถูกขจัดโดยการเข้ารหัส HDB-3 ซึ่งจะทำให้การแก้สัญญาณนาฬิกากลับคืนมาสามารถกระทำได้โดยง่าย

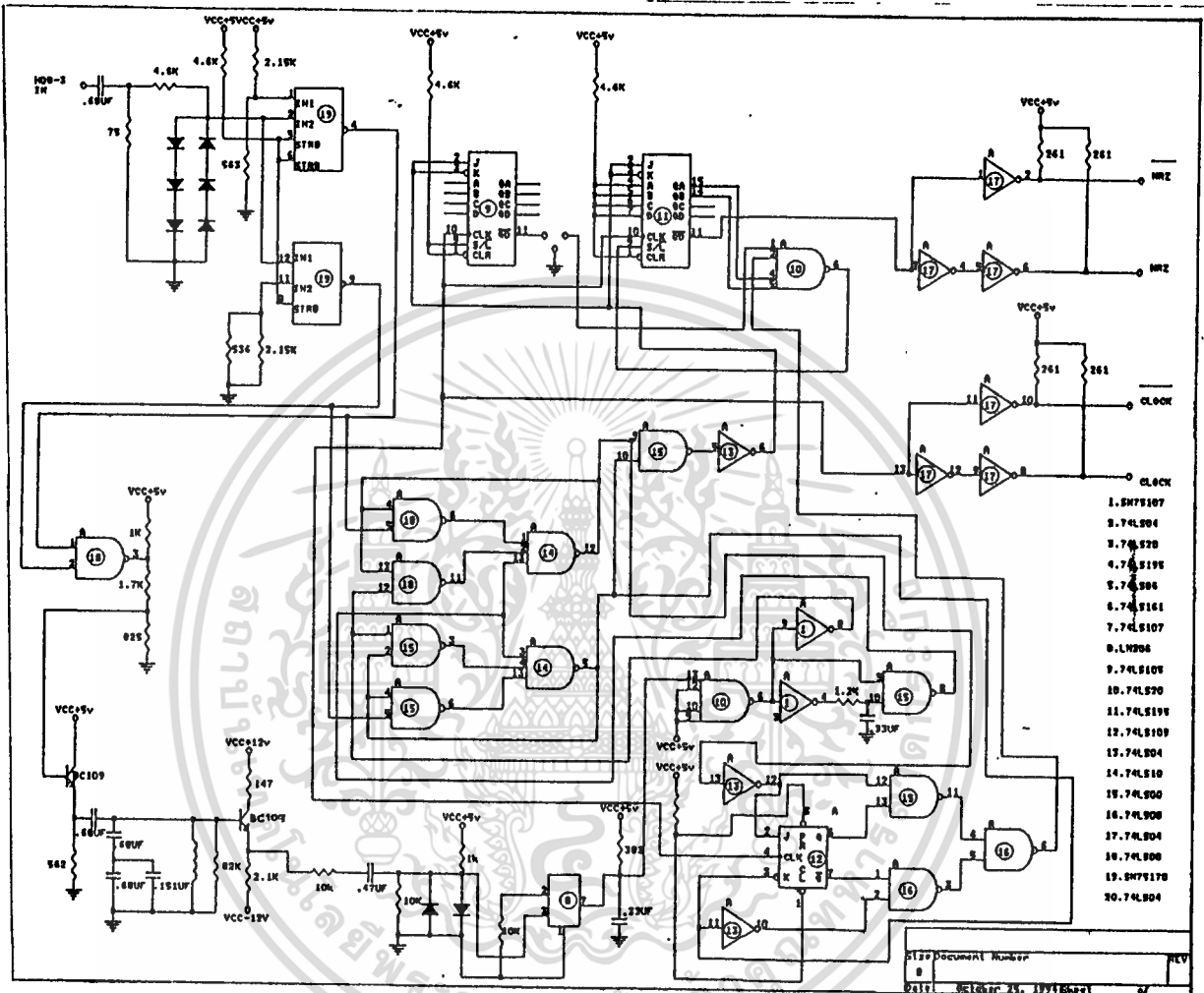


รูปที่ 5.6 แสดงการเข้ารหัส HDB-3

จากวงจรที่ใช้ในการเข้ารหัส NRZ เป็น HDB-3 ทั้ง BLOCK DIAGRAM แสดงตามรูปที่ 5.7 และวงจรรูปที่ 5.9



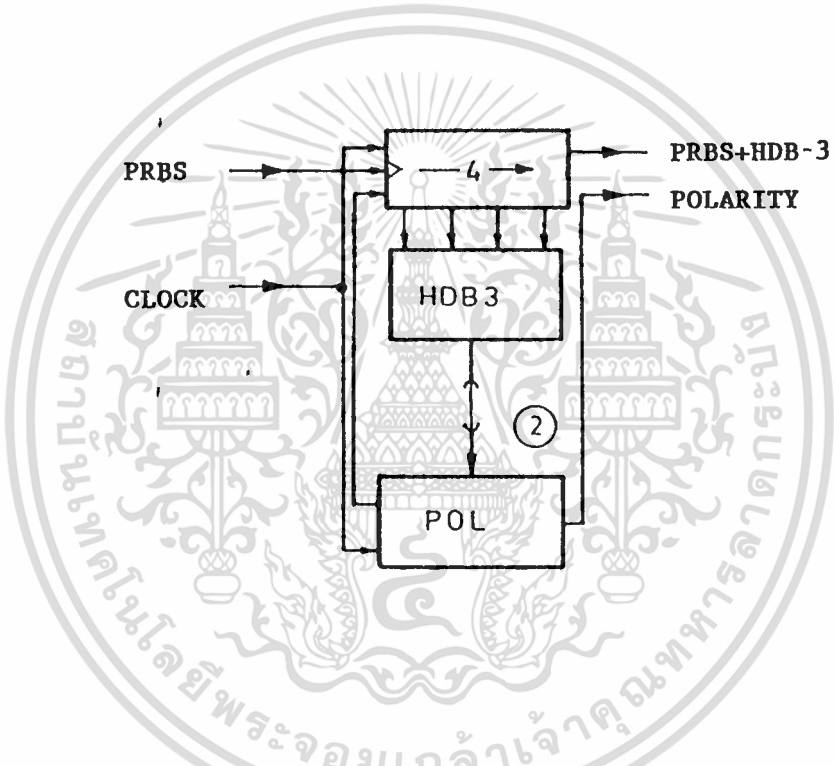
รูปที่ 5.7 แสดง BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 5.8 แสดงวงจรการถอดรหัส HDB-3/NRZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกฎของการเข้ารหัส HDB-3 ข้างต้นเราสามารถนำมาออกแบบวงจรโดยอาศัยวงจร LOGIC อยู่ได้จาก BLOCK DIAGRAM ที่ 5.6 และรูปย่อยที่ 5.8

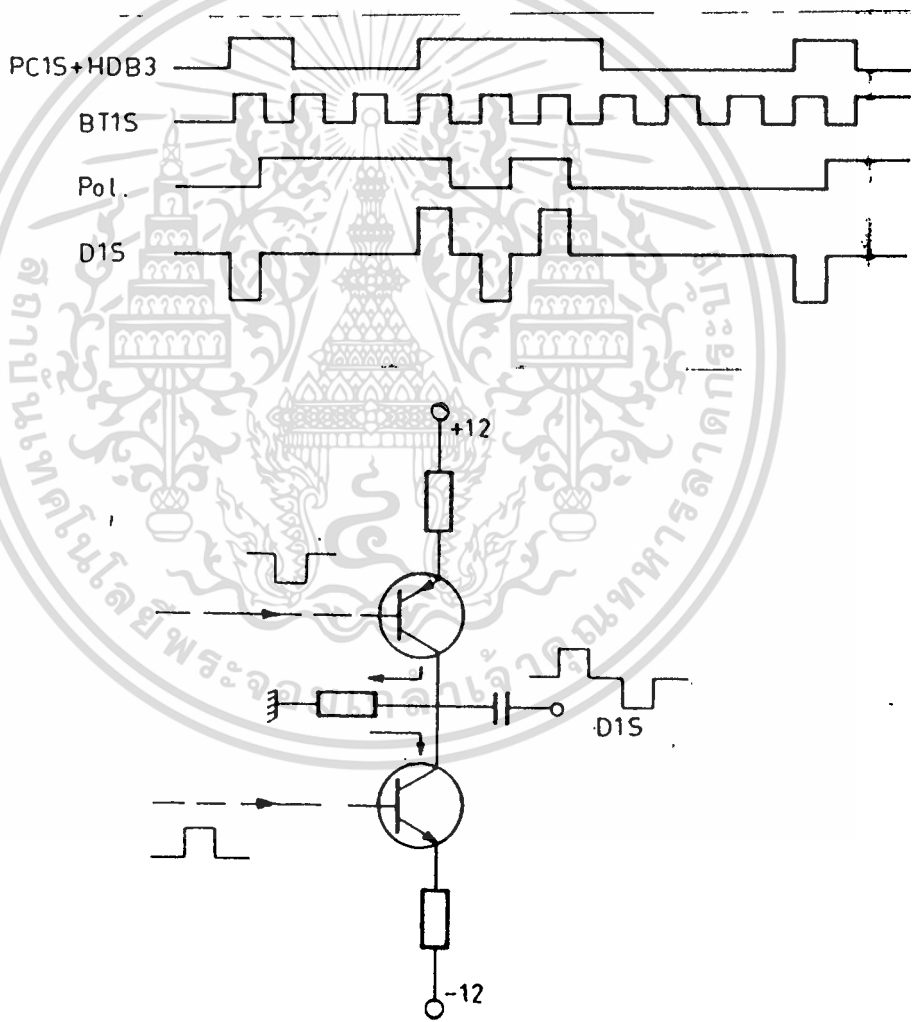


รูปที่ 5.9 รูปย่อยแสดงการเข้ารหัส

ขั้วของพัลส์ในสายนำสัญญาณจะถูกกำหนดด้วยการทำงานของวงจรลอจิกสัญญาณ PRBS จะถูกอ่านเข้าไปยัง 4 บิต SHIFT รีจิสเตอร์ ในวงจรใช้ 74LS195 ขั้วสำหรับ B พัลส์ และ V พัลส์จะถูกกำหนดใน POL ซึ่งประกอบอยู่ระหว่างสิ่งอื่นๆ ชิฟท์รีจิสเตอร์จะทำหน้าที่เหมือนหน่วยความจำ เมื่อวงจรต้องกำเนิดรหัส HDB-3 กลุ่มของบิต "0"4 บิตจะถูกส่งโดย HDB-3 BLOCK และชิฟท์รีจิสเตอร์จะถูกกำหนดให้อ่านแบบขนาน (PARALLEL READING) รหัส BOOV จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

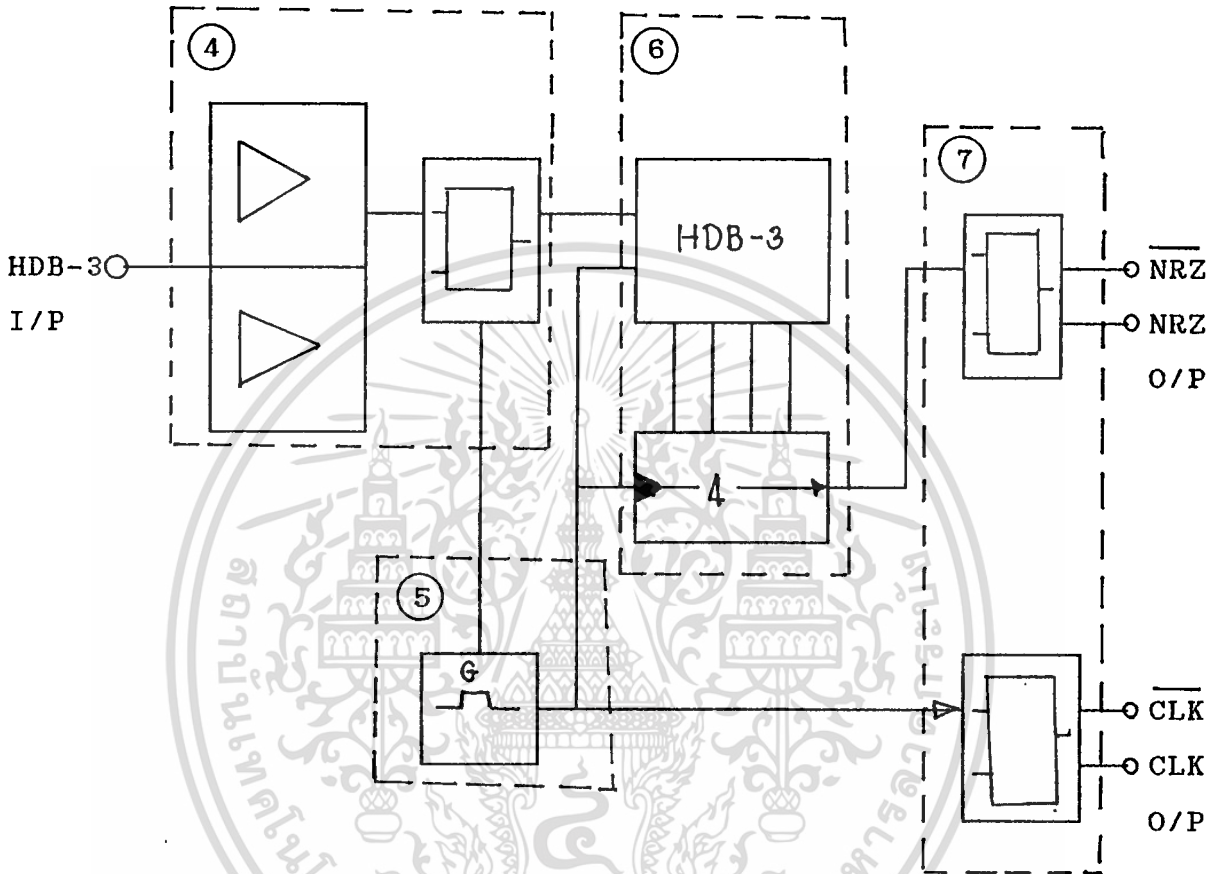
ถูกอ่านเข้าไปในชิพที่รีจิสเตอร์ B,V ในรหัส HDB-3 หมายถึงบิต "0" บิต ที่ 1 และ 4 วงจรกำหนดขั้ว (POL CIRCUIT) จะเป็นตัวกำหนดที่จะส่ง B,V พัลส์ออกไปหรือไม่การทำงานของวงจรจะประกอบด้วย 74LS161 และ 74LS86 สัญญาณนาฬิกา, สัญญาณ PRBS + HDB3 และ สัญญาณ B,V วงจรกำหนดขั้วจะถูกส่งมารวมกันที่วงจร LINE OUTPUT STAGE เพื่อส่งออกเป็น LINE SIGNAL แสดงให้เห็นได้ตามพัลส์ไดอะแกรมวงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2N4013 และ N12070 ขั้วสัญญาณออกไป ความกว้างของพัลส์สัญญาณจะเป็นครึ่งหนึ่งของหนึ่งช่วงเวลาสัญญาณนาฬิกา ดังรูปที่ 5.10



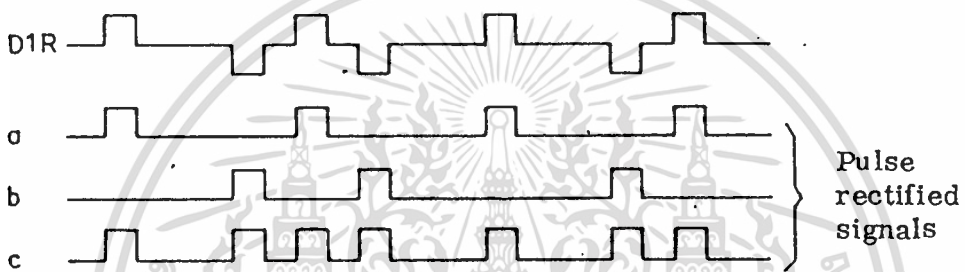
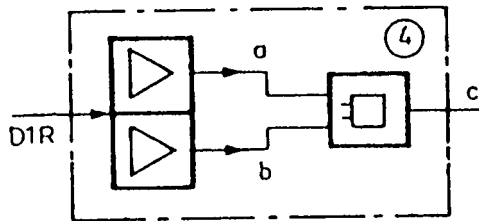
รูปที่ 5.10 แสดง PULSE DIGRAM

5.6 วงจรถอดรหัส HDB3/NRZ

วงจรนี้ทำหน้าที่ถอดรหัสสัญญาณ HDB-3 เพื่อให้ได้สัญญาณ PRBS ซึ่งเป็น NRZ กลับคืนมาโดยการแยกเอา B และ V พัลส์ออกการทำงานของวงจร จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 5.11 และวงจรการทำงานดังรูปที่ 5.12

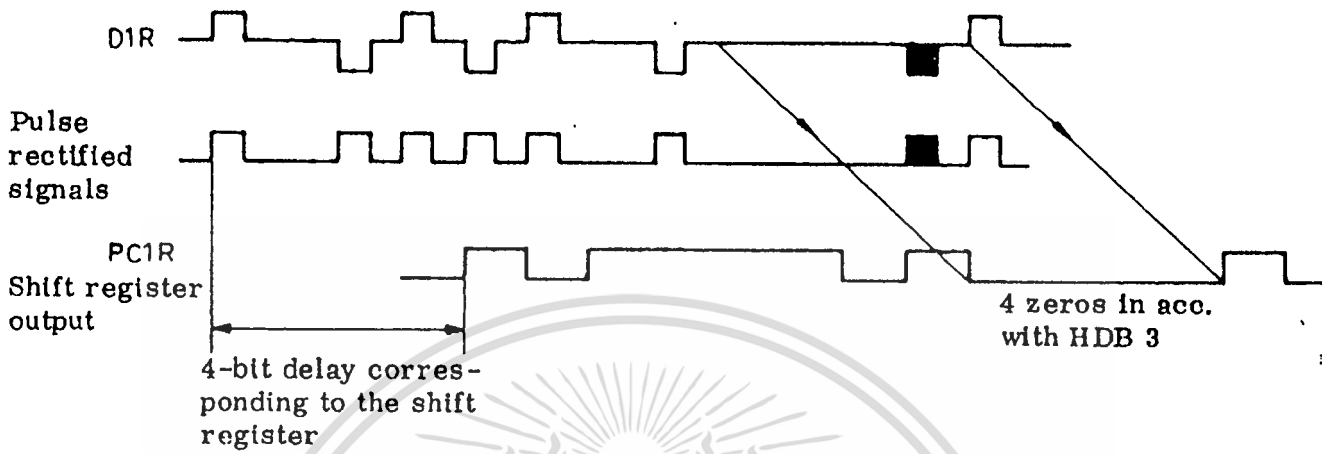


รูปที่ 5.11 แสดง BLOCK DIAGRAM การถอดรหัสจาก HDB-3/NRZ



รูปที่ 5.13 แสดง PULSE RECTIFIER

สัญญาณพัลส์ซึ่งถูกเรตติฟายแล้วจะถูกส่งเข้ามายังวงจร LOGIC ซึ่งประกอบด้วย HDB-3 ดีเทคเตอร์ และ 4 บิทชิพรีจิสเตอร์เมื่อ HDB-3 DETECTOR ตรวจพบลำดับของ 1 BOO V (สิ่งเกิดจาก HDB-3 ลายน์โด้ด) ชิพรีจิสเตอร์จะถูกปรับให้มีการอ่านเข้าข้อมูลแบบขนานและอ่านจำนวนบิท "0" 4 บิทที่เข้ามาตรงเข้าไป ข้อมูลจะถูกชิพออกมาอย่างต่อเนื่องกันอีกครั้งหนึ่ง B, V พัลส์จะถูกกำจัดออกไปโดย HDB-3 DETECTOR การทำงานวงจร Logic ซึ่งประกอบด้วย 74LS195, 74LS109, 74LS00, 74LS10, 74LS04, 74LS20 แสดงให้เห็นการทำงานของวงจรได้ตามไดอะแกรมที่ 5.15 ต่อไปนี้



รูปที่ 5.14 แสดงการทำงานของ PULS RECTIFIED

5.7 วงจรแยกสัญญาณนาฬิกา (CLOCK EXTRACTION)

การทำงานของอุปกรณ์ทางด้านรับจะต้องสอดคล้องทางด้านส่ง (SYNCHRONIZE) โดยการควบคุมของสัญญาณนาฬิกาที่รับมาจากด้านส่ง วงจรนี้จะทำหน้าที่แยกสัญญาณนาฬิกาออกจากสัญญาณไลน์โค้ด (Line code signal) ซึ่งเป็น HDB-3 วงจรซึ่งนำมาใช้งานประกอบด้วยวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานซึ่งมีค่า $Q > 100$ โดยวงจรจะถูกจูน (TUNED) ไว้ที่ 2.048 เมกกะบิต/วินาที สัญญาณ HDB-3 ซึ่งถูกเรียงกระแส (RECTIFIED) เป็นสัญญาณพัลส์เรดตีฟายด์จากวงจรถอดรหัส HDB-3/NRZ จะถูกป้อนเข้าวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานพลังงานของพัลส์ทำให้ได้แรงเคลื่อนของเอาต์พุตส่งไปยังวงจรซีโรทรานซิสชัน ดีเทคเตอร์ซึ่งจะทำให้เราได้สัญญาณนาฬิกา 2.048 เมกกะบิต/วินาทีที่กลับคืนมาโดยมีระดับสัญญาณเป็นที่แน่นอน วงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ N12105 และ N121701 เป็นวงจรจูนแบบขนาน ICLM 306 ทำหน้าที่เป็นซีโรทรานซิสชันดีเทคเตอร์ วงจรใช้งานแสดงตามดังรูปที่ 5.15 แสดงวงจรเสมือนและพัลส์ไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

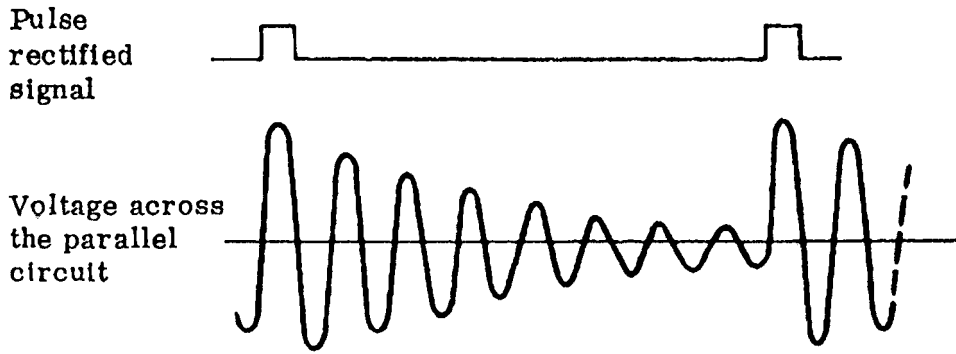


Fig. 4

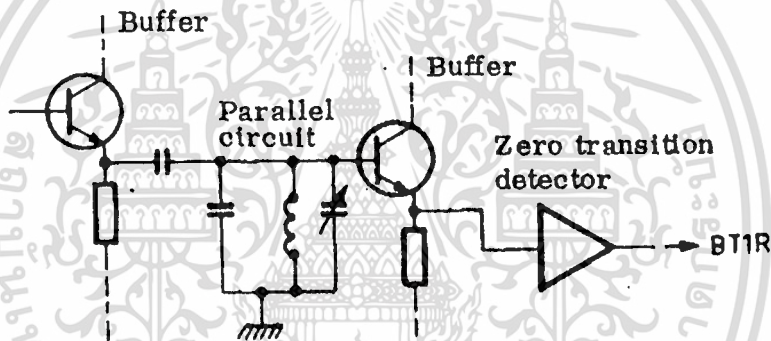
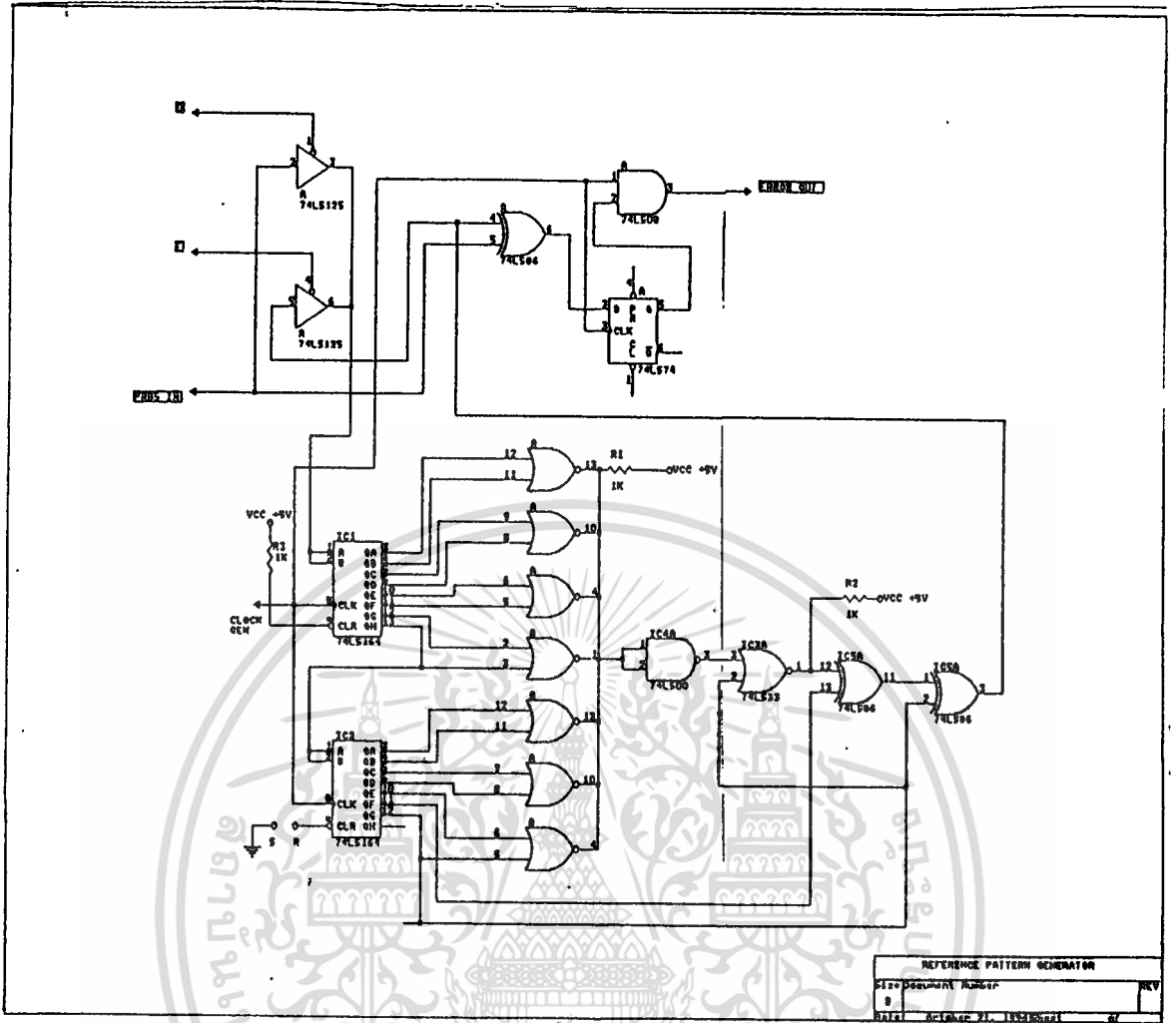


Fig. 5

รูปที่ 5.15 แสดงวงจรเสมือนและพัลซ์ไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2.2 : แสดงวงจรสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

หลักการและการออกแบบเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน

เพื่อให้การศึกษาของผลกระทบของสัญญาณรบกวนต่อเครื่องมืออุปกรณ์พร้อมระบบการสื่อสาร สามารถกระทำได้ในห้องทดลอง อย่างต่อเนื่องและด้วยระยะเวลาที่กำหนดไว้ โดยไม่ต้องรอโอกาสของการเกิดขึ้นโดยธรรมชาติ การสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวนที่ให้สัญญาณเหมือนกับธรรมชาติของมันจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง

เครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวนในที่นี้จะ เป็นแบบ ดิจิตอลแรนดอม (DIGITAL PSEUDO RANDOM NOISE GENERATOR) ซึ่งสามารถกำเนิดสัญญาณ GAUSSIAN BACKGROUND มีความแน่นอนดีและสัญญาณ IMPULSIVE NOISE ที่มี AMPLITUDE เป็น UNIPOLAR หรือ BIPOLAR

6.1 หลักการของเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวนนี้จะถูกกำเนิดขึ้นจากจำนวนของสภาวะของการป้อนกลับของกลุ่มชิพท์รีจิสเตอร์ (N-STAGE FEED BACK SHIFT REGISTER) แสดงดังรูปที่ 6.1 การทำงานของชิพท์รีจิสเตอร์ถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา อินพุทของวงจรได้จากเอาต์พุทของ เอ็กคลูซีฟออเพทอินพุททั้งสองของ เอ็กคลูซีฟออเพท ได้จากสเตทสุดท้าย ของชิพท์รีจิสเตอร์และสเตทก่อนสุดท้ายถัดขึ้นไปภายใต้สภาวะนี้ เอาต์พุทของชิพท์รีจิสเตอร์จะให้กลุ่มของ "0" และ "1" อย่างอิสระและจะมีผลให้เกิดรูปแบบ (PATTERN) ของ "0" และ "1" ที่ยาวที่สุด ถ้าเราเลือกอินพุทจากสเตทก่อนสุดท้ายได้ถูกต้องและรูปแบบของเอาต์พุทแพทเทอนจะกลับมาที่ เริ่มต้นเกิดขึ้นซ้ำใหม่ภายหลังจาก $2^n - 1$ สัญญาณนาฬิกา

เมื่อเปิดสวิทซ์ เครื่องกำเนิดสัญญาณขึ้นครั้งแรกอาจปรากฏบางอันดับของ "0" และ "1" ขึ้นในช่วงสั้น ๆ แต่อย่างน้อยหนึ่งในสเตทของชิพท์รีจิสเตอร์จะต้องใช้เอาต์พุทเป็น "1" แพทเทอนซึ่งยาวที่สุดของ $2^n - 1$ ดิจิตอลจึงจะเกิดขึ้นได้ด้วยตัวของมันเอง สภาวะที่อันดับทั้งหมดเป็น "0" จะหมุนเวียนเกิดขึ้นด้วยเช่นกันเสมออย่างไม่ว่าจำกัดแต่ไม่ว่ามาใช้และต้องหลีกเลี่ยงเนื่องจากจะทำให้เกิด PATTERN หยุดและค้างสเตทที่ตำแหน่งซึ่งเกิด "0" ทั้งหมดนี้ ในระหว่างช่วง 1 รอบ ที่สมบูรณ์ของอันดับ (SEQUENCE) ชิพท์รีจิสเตอร์จะคงสภาวะในระหว่างคาบหนึ่งของสัญญาณนาฬิกาหรือคาบอื่นที่มี "0" และ "1" ผสมกันได้เกิดขึ้นเท่ากับ n จำนวน

ดังนั้นกลุ่มของบิต "1" ที่ยาวที่สุดในแฉวงจะเท่ากับ n และกลุ่มของบิต "0" ที่ยาวที่สุดจะเท่ากับ $n-1$ โดยวิธีการทางคณิตศาสตร์สามารถจะแสดงให้เห็นได้ว่าอันดับที่ได้มีความถี่สเปกตรัมซึ่งประกอบด้วยฮาร์โมนิคทั้งหมดของ (ความถี่สัญญาณนาฬิกา) / $(2^n - 1)$ ดังนั้น 10 สเตท รีจิสเตอร์ซึ่งถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกาความถี่ 1023 Hz จะมีเอาก์พุทสเปกตรัมประกอบด้วย (ฮาร์โมนิคของ 1023 / $(2^n - 1)$) ตัวอย่างเช่น 1 Hz ฮาร์โมนิคเหล่านี้จะมีแอมป์ริจูดใกล้เคียงกันโดยมีความถี่ประมาณ 16 เท่า ของความถี่สัญญาณนาฬิกา ด้วยความถี่ขนาดนี้จะทำให้แพทเทอนซึ่งยาวที่สุดมีความราบเรียบดี และใกล้เคียงแหล่งกำเนิดของไวท์นอยส์ (WHITE NOISE) สัญญาณรบกวนซึ่งเกิดขึ้นตามธรรมชาติอาจเป็นหรือไม่เป็นชนิดไวท์นอยส์ก็ได้แต่มันมักจะเป็นชนิดเกาส์เซียน (GAUSSIAN) หรือชนิดธรรมดาของการกระจายแอมป์ริจูด ลักษณะเช่นนี้สามารถทำให้เกิดขึ้นได้โดยทำการกรองแพทเทอนซึ่งมีความยาวสูงสุดด้วย วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (LOW-PASS FILTER) ซึ่งมีความถี่คutoffต่ำกว่า (ความถี่สัญญาณนาฬิกา) / n ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 6.2 สัญญาณรบกวนชนิดแรนดอมเกาส์เซียนจะปรากฏความแรงของสัญญาณซึ่งบวกและลบให้เห็นเป็นครั้งคราวโดยเป็นไปตามลำดับของ "0" และ "1" ใน PSEUDO RANDOM PATTERN

6.2 การออกแบบเครื่องสัญญาณรบกวน

จากทฤษฎีของสัญญาณรบกวน และหลักการของเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวนสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรถ่ายสัญญาณรบกวน โดยแบ่งวงจรออกเป็นส่วนใหญ่ ๆ ได้ดังนี้

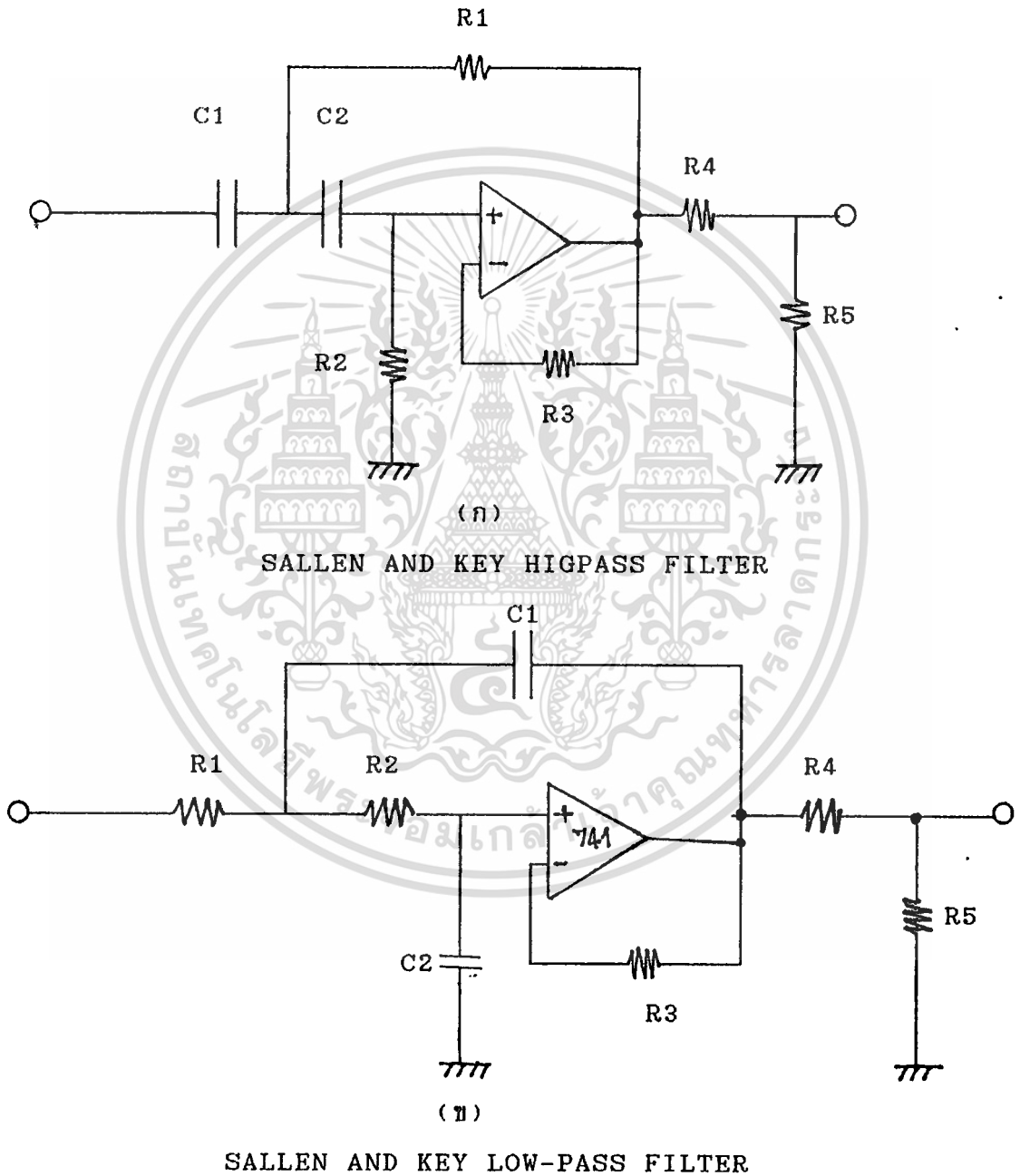
1. วงจรถ่ายสัญญาณ PSEUDO RANDOM PATTEN
2. วงจรกรองผ่านความถี่สูงและความถี่ต่ำแบบ SALLEN AND KEY FILTER HIGH-PASS OR LOW-PASS)
3. วงจรลดทอนระดับสัญญาณ (ATTENUATOR AND OUTPUT CIRCUIT)

6.2.1 วงจรถ่ายสัญญาณ PSEUDO RANDOM PATTERN

วงจรมีหลักการออกแบบเช่นเดียวกับในเครื่องวัดอัตราการผิดพลาดของบิตซึ่งได้กล่าวไปแล้ว แตกต่างกันที่ความยาวของลำดับซึ่งในเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวนที่ใช้ขนาด $2^{27} - 1$

6.2.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูงและความถี่ต่ำ

วงจรที่นำมาใช้เป็นแบบซัลเลนแอนด์คีย์แอกทีฟฟิลเตอร์โดยใช้ออปแอมป์ 741 วงจรพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 6.1

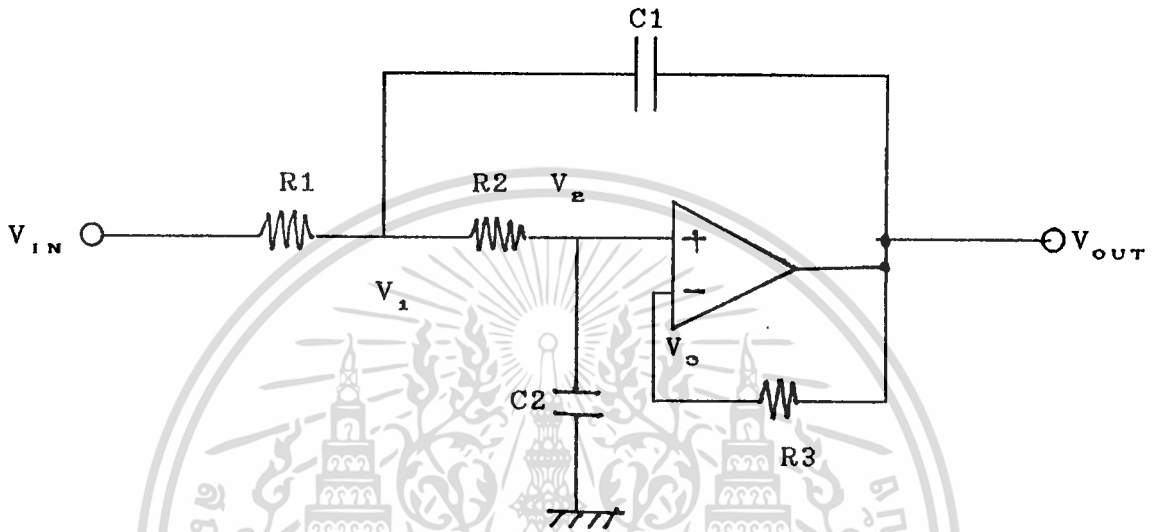


รูปที่ 6.1 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ที่นำมาใช้ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรพื้นฐานดังรูปสามารถทำให้วงจรกรองผ่านความถี่ต่าง ๆ หลายความถี่ได้โดยการเปลี่ยนค่า R,C NETWORK ในวงจร ซึ่งค่า R,C ต่าง ๆ สามารถคำนวณหาได้ดังนี้

6.2.2.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ



รูปที่ 6.2 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

จากวงจรข้างต้น $R_o = R_1 + R_2$

NODE 1 V_1

$$(V_1 - V_{in}) + (V_1 - V_{out})SC_1 + (V_1 - V_2) = 0$$

R1

R2

$$(R_1 + R_2 + R_1 R_2 SC_1) V_1 = R_2 V_{in} + R_1 R_2 SC_1 V_{out} + R_1 V_2 \dots \dots \dots (1)$$

NODE 2 V_2

$$V_2 SC_2 + (V_2 - V_1) = 0$$

R2

$$(1+R_2SC_2)V_2 = V_1 \dots\dots(2)$$

$$(V_3-V_{out})/R_3 = 0$$

$$V_{out} = V_3, V_3 = V_2$$

แทนค่า (2) ใน (1)

$$(R_1+R_2+R_1R_2SC_1)(1+R_2SC_2)V_2 = R_2V_{in}+R_1R_2SC_1V_{out}+R_1V_2 \dots(3)$$

$V_2 = V_{out}$ แทนใน (3)

$$(R_1+R_2+R_1R_2SC_1)(1+R_2SC_2)V_{out} = R_2V_{in}+R_1R_2SC_1V_{out}+R_1V_{out}$$

$$[(R_1+R_2+R_1R_2SC_1)(1+R_2SC_2)-R_1R_2SC_1-R_1]V_{out} = R_2V_{in}$$

$$[R_1+R_1R_2SC_2+R_2+R_2R_2^2SC_2+R_1R_2SC_1+R_1R_2^2S^2C_1C_2-R_1R_2SC_1-R_1]V_{out} = R_2V_{in}$$

$$(R_1SC_2+1+R_2SC_2+R_1R_2S^2C_1C_2)V_{out} = V_{in}$$

$$V_{out}/V_{in} = 1/[R_1R_2C_1C_2S^2+(R_1C_2+R_2C_2)S+1]$$

$$= \frac{1/(R_1R_2C_1C_2)}{S^2 + \frac{R_1C_2+R_2C_2}{R_1R_2C_1C_2}S + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}$$

จากรูปแบบมาตรฐาน

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{w^2H}{S^2 + S*(2wH) + w^2H}$$

$$w^2H = 1/(R_1R_2C_1C_2)^{1/2} = (2fH)^2$$

$$2\pi fH = 1/(R_1R_2C_1C_2)^{1/2}$$

$$fH = 1/2 (R_1R_2C_1C_2)^{1/2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ f_H คือ ความถี่สูงสุดที่วงจรยอมให้ผ่าน เมื่อกำหนด f_H ก็สามารที่จะหา
ค่า R, C ได้ และสามารถออกแบบวงจรจากสมการ f_H ได้ดังนี้

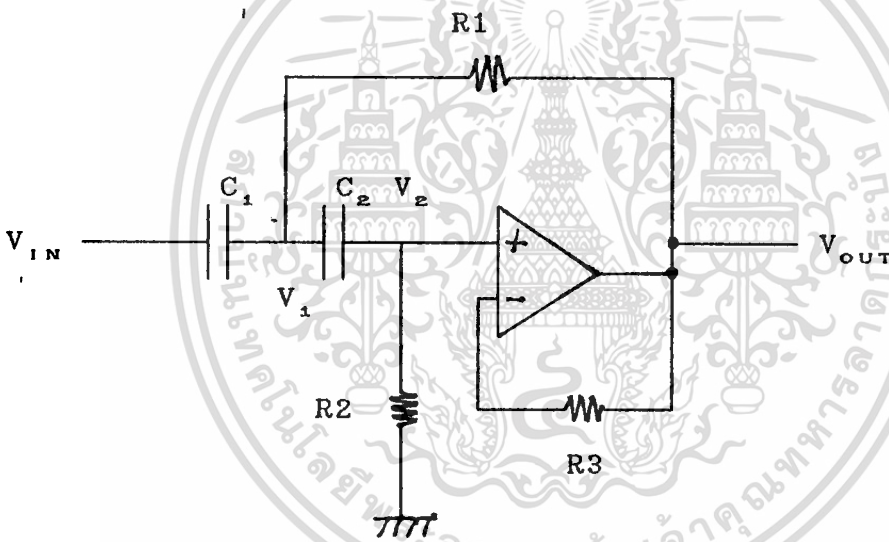
1. กำหนดค่าความถี่สูงสุดที่วงจรจะยอมให้ผ่าน f_H (HIGH CUTOFF
FREQUENCY)

2. เพื่อให้การคำนวณในการออกแบบง่ายขึ้น กำหนด $R_1 = R_2 = R$
และ $C_1 = C_2 = C$

โดยค่า C ต้องน้อยกว่า $1 \mu F$

3. คำนวณค่า R ได้จากสมการ $R = 1/2\pi f_H$

6.2.2.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง



รูปที่ 6.3 วงจรกรองผ่านความถี่สูง

จากวงจรข้างต้น $R_3 = R_1 + R_2$

NODE 1 V_1

$$(V_1 - V_{in})SC_1 + (V_1 - V_2)SC_2 + (V_1 - V_{out}) = 0$$

R1

$$(R_1 SC_1 + R_1 SC_2 + 1)V_1 = R_1 SC_1 + R_1 SC_2 V_2 + V_{out} \dots (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NODE 2 V_2

$$(V_2 - V_1)SC_2 + V_2/R_2 = 0$$

$$(R_2SC_2 + 1)V_2 = R_2SC_2V_1$$

$$V_1 = (R_2SC_2 + 1)V_2 \dots\dots\dots (2)$$

$$V_{out} = V_o \text{ และ } V_o = V_2 \text{ ดังนั้น } V_2 = V_o$$

แทน (2) ใน (1)

$$(R_1SC_1 + R_1SC_2 + 1)(R_2SC_2 + 1)V_{out} = R_1SC_1V_{in} + R_1SC_2V_{out} + V_{out}$$

$$(R_1SC_1 + R_1SC_2 + 1)(R_2SC_2 + 1)V_{out} = R_1R_2C_1C_2S^2V_{in} + R_1R_2C_2^2S^2V_{out} + R_2SC_2V_{out}$$

$$[R_1R_2C_1C_2S^2 + R_1C_1S + R_1R_2C_2^2S^2 + R_1SC_2 + R_2SC_2 + 1 - R_1R_2C_2^2S^2 - R_2SC_2]V_{out} = R_1R_2C_1C_2S^2V_{in}$$

$$V_{out} = \frac{R_1R_2C_1C_2S^2}{R_1R_2C_1C_2S^2 + (R_1C_1 + R_1C_2)S + 1} V_{in}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{S^2}{S^2 + R_1C_1 + R_2C_2 + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}$$

จากรูปแบบมาตรฐานของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับที่ 2

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{S^2}{S^2 + S(2WL)^{1/2} + WL^2}$$

$$(WL)^2 = 1/R_1R_2C_1C_2$$

$$WL = 2 fL$$

$$fL = 1/2\pi (R_1R_2C_1C_2)^{1/2}$$

fL คือ ค่าความถี่ต่ำสุดที่วงจรยอมให้ผ่านเช่นเดียวกับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เมื่อกำหนด fL ตามต้องการ สามารถออกแบบวงจรจากสมการ fL ได้ดังนี้

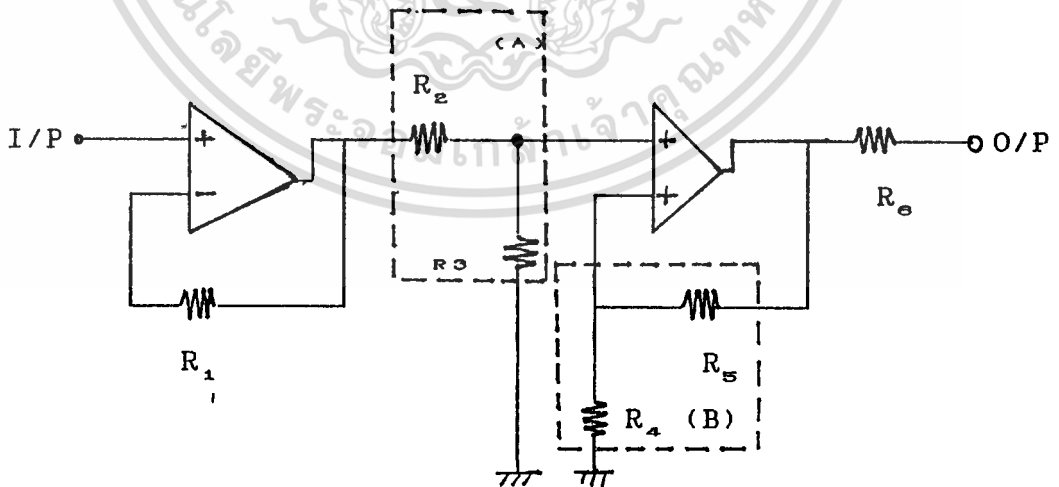
1. กำหนดค่าความถี่ต่ำสุดที่วงจรจะยอมให้ผ่าน fL (LOW CUTOFF FREQUENCY)

2. เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณในการออกแบบกำหนดให้ $R_1 = R_2 = R$ และ $C_1 = C_2$ โดยค่า C ต้องน้อยกว่า 1 μ F

3. คำนวณค่า R ได้จากสมการ

$$R = \frac{1}{2\pi fLC}$$

6.2.3 วงจรลดทอนสัญญาณ (ATTENUATOR)



รูปที่ 6.4 แสดงวงจรลดทอนสัญญาณ

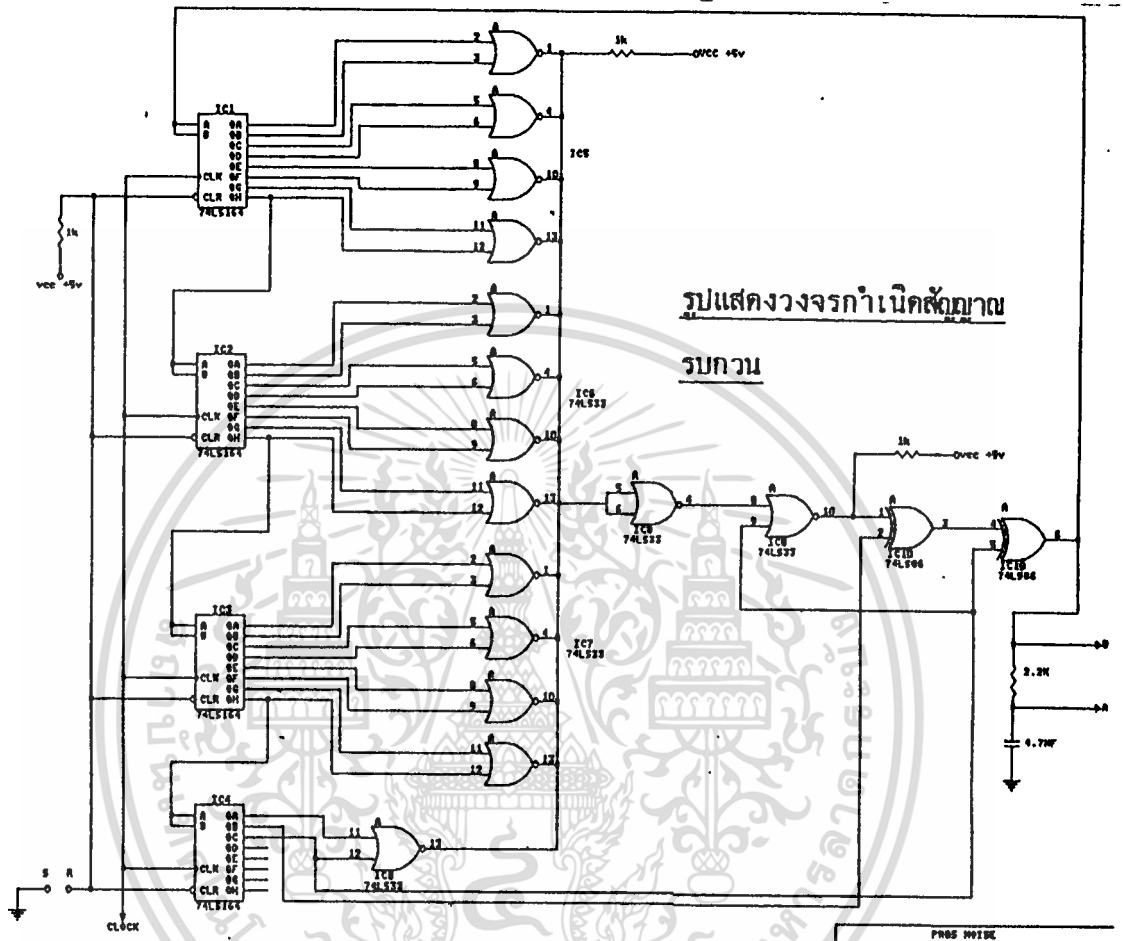
ตามวงจรข้างต้นเป็นสัญญาณวงจรพื้นฐานของวงจรลดทอนสัญญาณที่ใช้
งานในเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน การลดทอนสัญญาณมีด้วยกัน 2 ส่วน คือส่วน
แรก ประกอบด้วย R_2 และ R_3 ส่วนที่ 2 ประกอบด้วย R_4 และ R_5 อัตราขยาย
ของวงจรกำหนดให้เท่ากับ 1 หรือ 0 DB ซึ่งในวงจรจะกำหนดให้ R_2 และ R_4
คงที่ สามารถหาค่า R_3 และ R_5 ได้จาก

$$DB = 20 \log(R_3/R_2 + R_3)$$

$$DB = 20 \log(1 + (R_5/R_4))$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การทดลองและผลการทดลอง

จากทฤษฎีและหลักการได้นำมาออกแบบวงจร จัดทำแผ่น PCB จัดหาอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ, ตามวงจรประกอบวงจร และทำการทดสอบการทำงานของ แต่ละวงจรก่อนที่จะประกอบเป็นตู้เครื่อง ซึ่งผลการทดลองมีดังนี้

7.1 วงจรถ่ายเน็ดสัญญาณนาฬิกา

7.1.1. ประกอบวงจรตามผังวงจรดังรูปหน้า

7.1.2. ป้อน POWER SUPPLY

7.1.3. วัด OUT PUT ของวงจร ด้วย OSCILLOSCOPE

ภายหลังตรวจวัดปรากฏผลวงจรทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้ สัญญาณที่ได้แสดงดัง รูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 แสดงสัญญาณนาฬิกาความถี่ 2.048 MHZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 วงจรกำเนิดสัญญาณทดสอบและเปรียบเทียบ

7.2.1. ประกอบวงจรตามวงจรรูปที่ 5.1.3

7.2.2. ป้อน POWER SUPPLY และสัญญาณนาฬิกา

7.2.3. ตรวจวัด OUT PUT ของวงจร

ผลวงจรทำงานได้ โดยมี OUT PUT ของวงจรเป็นสัญญาณแสดงดังรูปที่ 7.2



รูปที่ 7.2 แสดงสัญญาณทดสอบและเปรียบเทียบ

7.3 วงจรเข้ารหัส NRZ/HDB-3, วงจรถอดรหัส HDB-3/NRZ และ วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

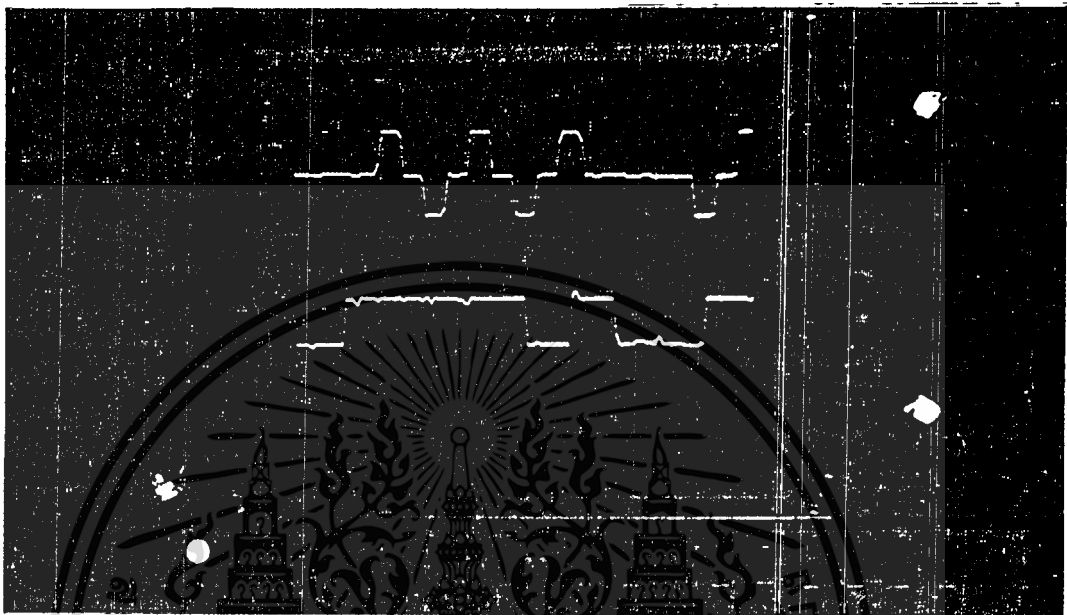
7.3.1. ประกอบวงจรดังรูป 5.4

7.3.2. ป้อนสัญญาณนาฬิกาและ PRBS ซึ่งเป็น NRZ เข้าที่อินพุทของ วงจรเข้ารหัส NRZ/HDB-3

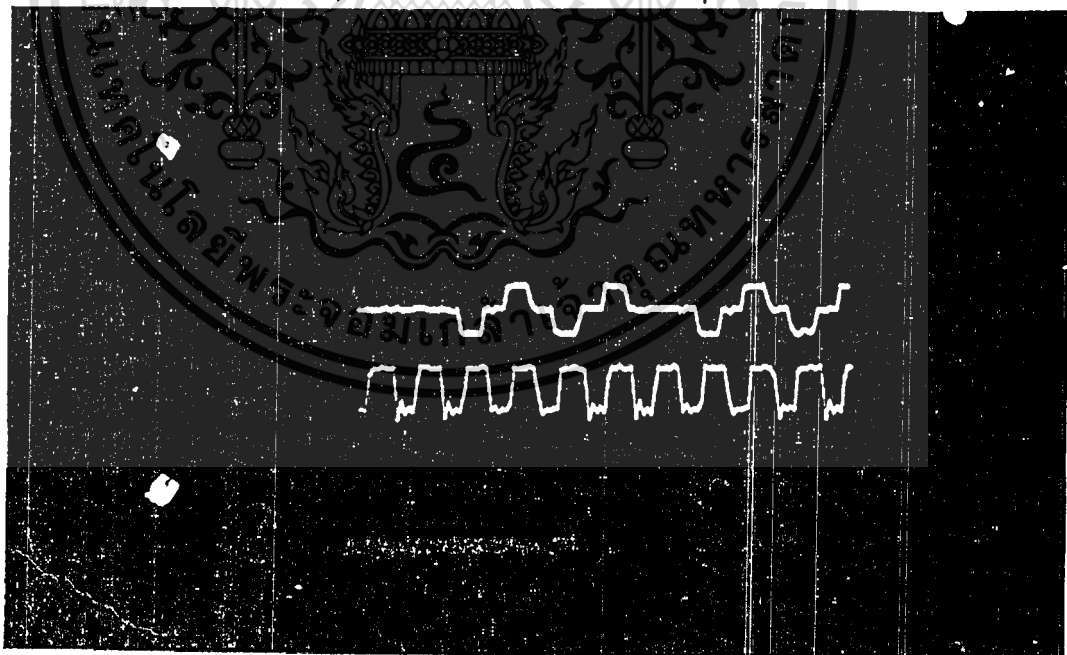
7.3.3. ป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุทของวงจรเข้ารหัส NRZ/HDB-3 มา ยังอินพุทของวงจรถอดรหัส HDB-3/NRZ

7.3.4. ป้อน POWER SUPPLY ให้กับวงจรต้องการ

7.3.5. ตรวจวัดสัญญาณที่จุดเอาต์พุทของวงจรเข้ารหัส NRZ/HDB-3 วงจรถอดรหัสHDB-3/NRZ และวงจรกู้สัญญาณนาฬิกาผลที่ตรวจวัดได้จากเอาต์พุทของวงจรต่างๆ แสดงดังรูป 7.3, 7.4 และ 7.5 ตามลำดับ

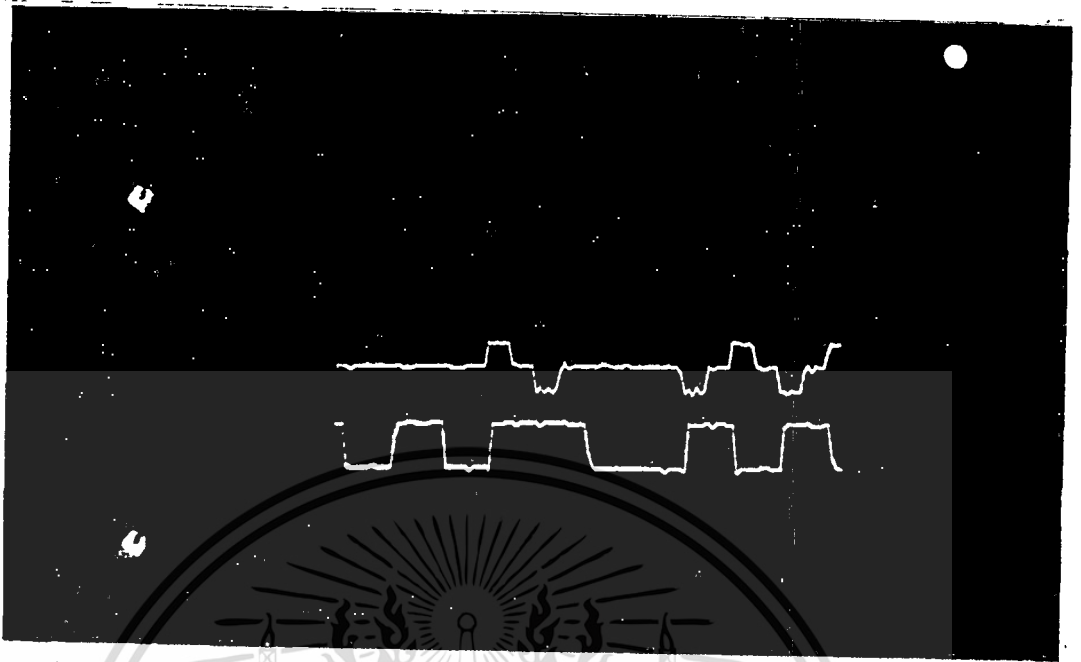


รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณอินพุทซึ่งเป็น NRZ และเอาต์พุทซึ่งเป็นHDB-3 ของวงจรเข้ารหัส



รูปที่ 7.4 แสดงสัญญาณอินพุทซึ่งเป็น HDB-3 และสัญญาณนาฬิกาซึ่งก็ได้ของวงจรกู้สัญญาณทางเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณอินพุตซึ่งเป็น HDB-3 และสัญญาณทางเอาต์พุตซึ่งเป็น NRZ ของวงจรถอดรหัส

7.4 วงจรเริ่มต้นตรวจจับความผิดพลาดของบิต

จากการทดลองโดยทำการป้อนสัญญาณทดสอบซึ่งมีรูปแบบตรงกันและไม่ตรงกันเพื่อทดสอบการทำงานของวงจรถอดรหัสในการควบคุมการซิงค์ซิงการรับและการส่ง ผลปรากฏว่าวงจรถอดรหัสสามารถทำงานได้โดยมีรูปแบบของสัญญาณไม่ตรงกันที่ OUTPUT ของวงจรถอดรหัสจะมีบิตที่ผิดปรากฏขึ้นเมื่อมีจำนวนบิตที่ผิดเกิดขึ้นตามเงื่อนไขที่ตั้งไว้ วงจรถอดรหัสให้วงจรถอดรหัสกำเนิดสัญญาณเปรียบเทียบกับด้านรับสัญญาณจากด้านส่ง เพื่อนำมาผลิตรูปแบบให้ตรงกันเมื่อรูปแบบตรงกันที่ OUTPUT ของวงจรถอดรหัสจะไม่มีผิดปรากฏวงจรถอดรหัสจะควบคุมให้วงจรถอดรหัสด้านรับกลับมาจับสัญญาณป้อนกลับจากภายใน

7.5 วงจรนับบิตผิดพลาด กำหนดบิตที่ต้องการตรวจสอบและแสดงผล

วงจรถอดรหัสเป็นวงจรถอดรหัสบิตซิงค์โครนัส ในการทดสอบได้ทำการป้อนสัญญาณนาฬิกาให้กลับวงจรถอดรหัสและสังเกตผล ปรากฏผลทุกวงจรถอดรหัสสามารถใช้งานได้ตามที่ต้องการ

7.6 วงจรกำเนิดสัญญาณรบกวน

วงจรถอดรหัสประกอบด้วยวงจรถอดรหัสที่สำคัญคือ วงจรถอดรหัสกำเนิดสัญญาณ PRBS $2^{27}-1$ BIT วงจรถอดรหัสความถี่ วงจรถอดรหัสขยายและวงจรถอดรหัสทอนสัญญาณ เมื่อสร้างสำเร็จแล้ว

สามารถวัดสัญญาณ ซึ่งเป็น WIDE BAND NOISE ซึ่งถูกจำกัดที่ 100 KHz ดังรูป 7.6



รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณ WIDE BAND NOISE

7.7 การตรวจสอบข้อมูลทางเทคนิค

เมื่อได้ทดสอบการการทำงานของวงจรต่างๆ ว่าสามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้แล้วได้นำวงจรต่างๆ ประกอบขึ้นเป็นเครื่องวัดอัตราผิดพลาดและเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวนซึ่งมีผลการตรวจสอบข้อมูลทางเทคนิคดังนี้

7.7.1 ข้อมูลทางเทคนิคของเครื่องวัดอัตราผิดพลาด

ด้านส่ง (SEND)

BIT RATE	2.048 Mbit/S
OUTPUT PATTERN	PRBS $2^{15}-1$
OUTPUT SIGNAL	BIPOLAR
CODE	HDB-3
OUTPUT LEVEL	TTL LEVEL (2.7-3.4)
OUTPUT IMPEDANCE	75 OHM NOMINAL TO GROUND

ด้านรับ

BIT RATE	2.048 Mbit/S
INPUT PATTERN	PRBS $2^{15}-1$
INPUT SIGNAL	BIPOLAR
CODE	HDB-3
INPUT LEVEL	TTL LEVEL (2.7-3.4 V)
DETECTING ERROR PULSE	BIT-BY-BIT
ERROR COUNT DISPLAY	999 BITS MASE
COUNTING TIME	$10^{-6}, 10^{-8}$
INPUT IMPEDANCE	75 OHM NOMINAL TO GROUND

หมายเหตุ ดู CCITT RCOMMENDATION G.703 ในภาคผนวก

7.7.2 ข้อมูลทางของเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน

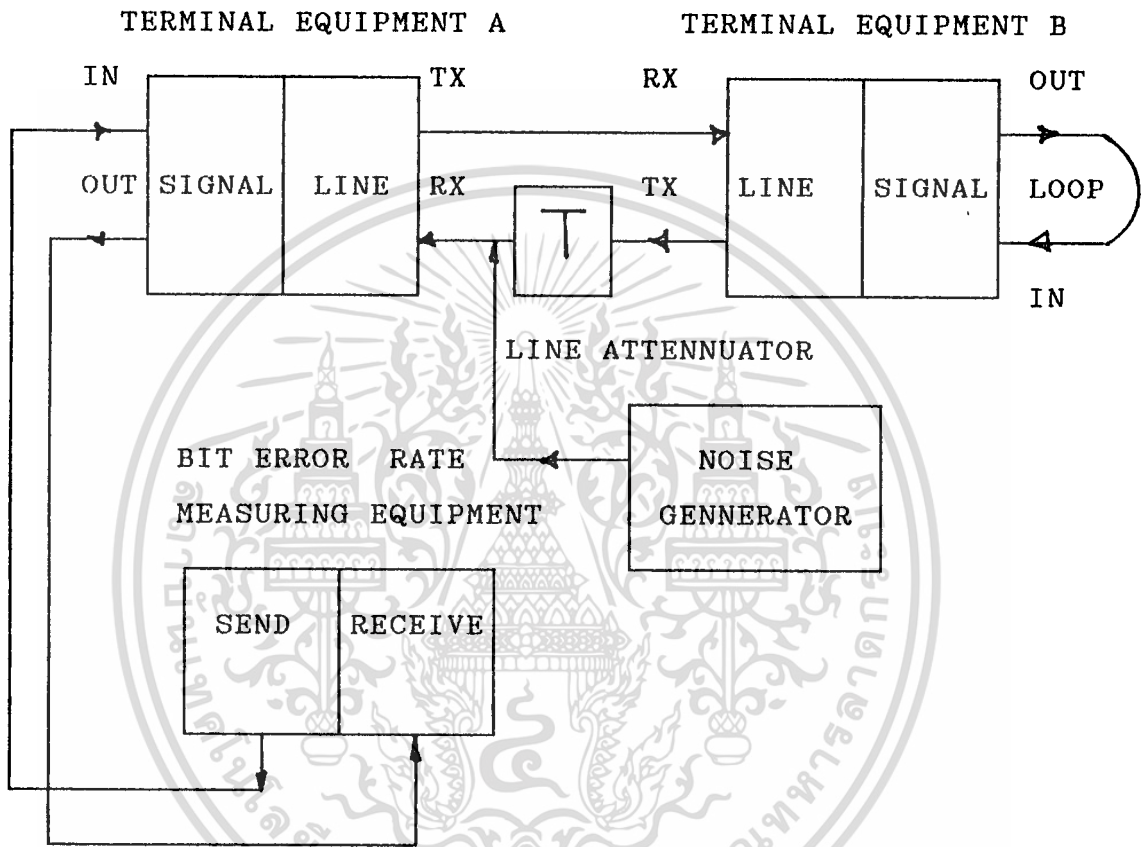
GENERATOR	PRBS $2^{27}-1$
CLOCK	3.3 MHz
FREQUENCY LIMITED	100 KHz
ATTENUATOR	0-5 DB
OUTPUT IMPREDANCE	75 OHM NOMINAL TO GROUND 600 OHM NOMINAL TO GROUND
OUTPUT LEVEL	2.7 VOLT

หมายเหตุ เครื่องมือที่ใช้ตรวจสอบ

1. DIGITAL STRAGE OSCILLOSCOPE TEKTRONIX MODEL 486.
2. TRANSMISSION TEST SET HEWLETT - PACKARD.MODEL 3552A
3. DIGITAL MULTIMETER YEW MODEL 2506A

7.8 การจำลองระบบการส่งและการวัดอัตราบิตผิดพลาด

เมื่อประสบผลสำเร็จจากการทดลองแล้วได้นำวงจรต่างๆ ประกอบขึ้นเป็นอุปกรณ์ตามโครงการและทำการจำลองระบบและทดสอบการทำงานซึ่งมีการเชื่อมโยงอุปกรณ์แสดงดังรูป 7.7



รูปที่ 7.7 BLOCK DIAGRAM แสดงการเชื่อมโยงอุปกรณ์

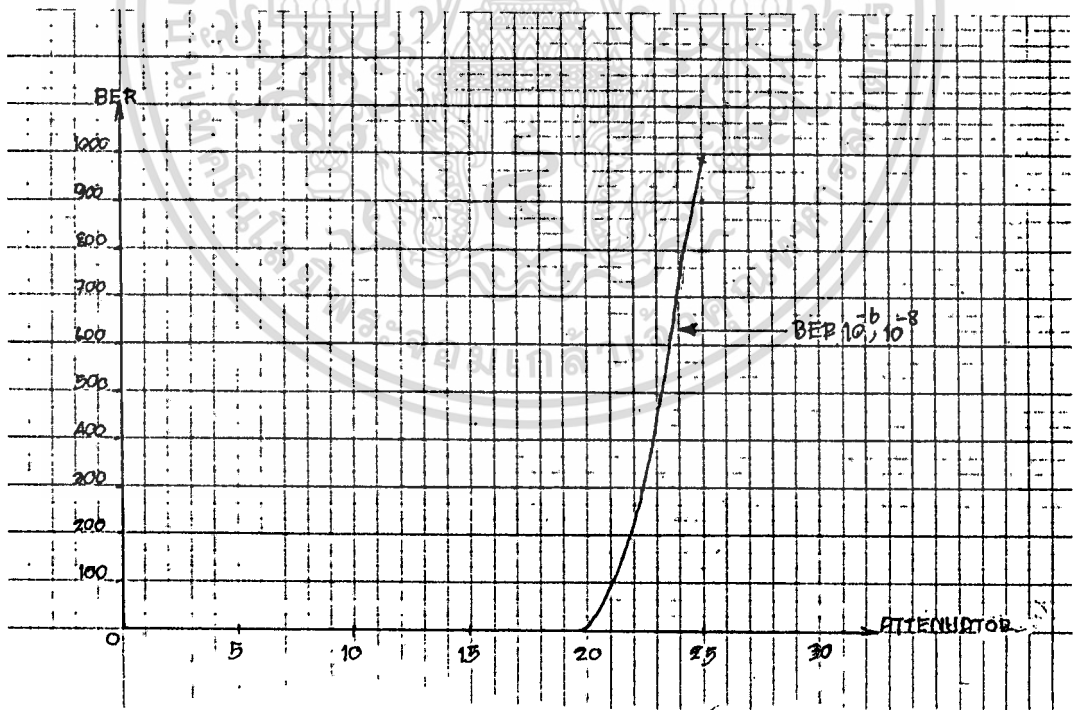
จากบล็อกไดอะแกรมเป็นการวัดอัตราบิตผิดพลาดแบบป้อนกลับที่ TERMINAL ปลายทาง (LOOP BLACK TEST) หรือ TWO WIRE TEST วิธีสามารถทำการทดสอบได้ทั้งระบบมีความเชื่อถือสูง และประหยัดเครื่องมือในการทดสอบคือใช้เครื่องมือเพียงชุดเดียวก็ซึ่งรายละเอียดได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 ในการจำลองระบบ LINE TERMINAL ATTENUATOR จะถูกใช้เพื่อให้เกิดความต้านทานในสายส่งและเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวนใน LINE เหมือนสภาพการใช้

งานจริง ผลการทดลองเป็นดังนี้

1. จำนวนบิตผิดพลาด/ความต้านทานของสายส่ง

INPUT (V _{P-P})	ATTENUATOR (DB)	OUTPUT (V _{P-P})	BER 10 ⁻⁶	BER 10 ⁻⁸
8	0	8	0	0
7.35	5	5.35	0	0
6.65	10	4.65	0	0
5.85	15	3.06	0	0
5.25	20	2.66	0	0
5.05	25	1.82	999	999
4.7	30	1.36	INPUT ALARM	INPUT ALARM

หมายเหตุ อุปกรณ์ LINE TERMINAL จะไม่มีสัญญาณ OUTPUT ออกมาที่ 30 DB ATTENUATOR

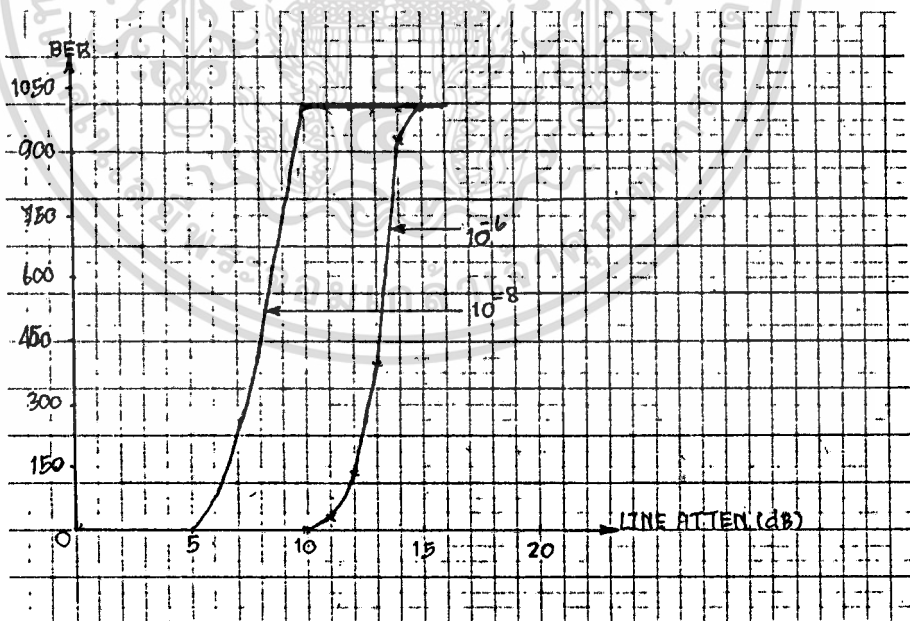


รูปกราฟแสดงจำนวนบิตผิดพลาด/ความต้านทานของสายส่ง

2. จำนวนบิตผิดพลาด/สัญญาณรบกวน

กำหนดให้ NOISE LEVEL = 2.7 V, LINE ATTENUATOR 0-15 DB

LINE ATTEN (DB)	BER 10^{-6}	BER 10^{-8}
0	0	9
5	0	0
10	0	999
11	27	999
12	154	999
13	394	999
14	923	999
15	999	999



รูปกราฟแสดงจนวนบิตผิดพลาด/สัญญาณรบกวน

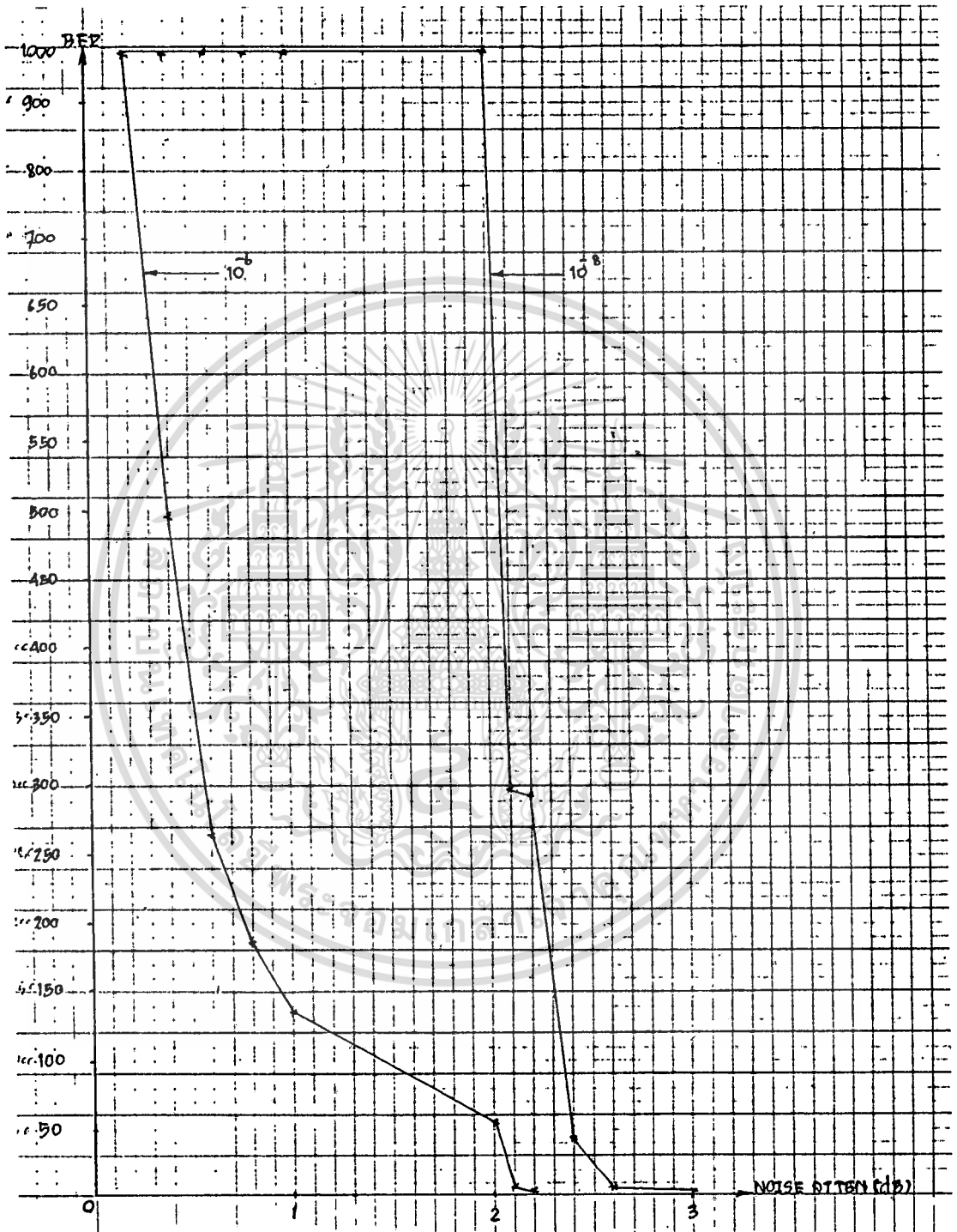
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. จำนวนบิตผิดพลาด/สัญญาณรบกวน

กำหนดให้ LINE ATTENUATOR =15 DB, NOISE ATTENUATOR 0-5 DB

NOIS ATTEN (DB)	BER 10^{-6}	BER 10^{-8}
0.0	999	999
0.2	928	999
0.4	492	999
0.6	262	999
0.8	173	999
1.0	137	999
2.0	55	999
2.1	8	299
2.2	5	292
2.4	0	42
2.6	0	5
2.8	0	2
3.0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปกราฟแสดงจำนวนบิตผิดพลาด/สัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8 สรุปและวิจารณ์

บทสรุป

จากผลงานและผลการทดลองที่ได้รับของโครงการสรุปได้ว่าประสบความสำเร็จซึ่งจะกล่าวได้ตามวัตถุประสงค์ที่วางไว้ดังนี้

1. เพื่อนักศึกษาได้รับความรู้ประสิทธิภาพและทักษะเป็นอย่างดีเนื่องจากการที่จะออกแบบและสร้างผลงานได้ จะต้องศึกษาค้นคว้าตำราต่าง ๆ เพื่อนำมาเป็นข้อมูลในทางปฏิบัติจะต้องศึกษาและลงมือปฏิบัติในการสร้างผลงานขึ้นมา เช่น ต้องออกแบบและและทำแผ่น PCB. ต้องประกอบอุปกรณ์ลงแผ่น PCB. กรณีวงจรไม่ทำงานจะต้องแก้ไขเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ ลายละเอียดที่นำมาใช้ จะต้องทดสอบการทำงานของวงจร ซึ่งจะทดสอบได้จะต้องมีความรู้ในการใช้เครื่องมือ และมีความเข้าใจในการทำงานของวงจร เป็นต้น

2. เพื่อจำลองระบบการส่งสัญญาณดิจิทัลอัตราเร็ว 2.048 Mbit/s การจำลองระบบสามารถกระทำได้จริงโดยคณะทำงานได้นำอุปกรณ์เชื่อมโยงปลายทาง (LINE TERMINAL EQUIPMENT) ซึ่งมีใช้งานอยู่จริงในระบบสื่อสารดิจิทัลอัตราเร็ว 2.048 Mbit/s มาใช้ จึงมีความเชื่อถือได้สูงในการจำลองระบบ

3. เพื่อสร้างเครื่องวัด อัตราผิดพลาด ของระบบการส่งสัญญาณดิจิทัลอัตราเร็ว 2.048 Mbit/s สามารถสร้างเครื่องได้สำเร็จ ซึ่งมีผลการทดสอบดังบทที่ 7 การสร้างเครื่องได้สำเร็จ จะเป็นผลต่อเนื่องไปยัง วัตถุประสงค์ข้อที่ 4 และ 5

4. เมื่อพิจารณาวิธีวัดทดสอบคุณภาพของระบบรับส่งสัญญาณดิจิทัลในรูป อัตราการผิดพลาดของบิต การพิจารณานี้จะไม่สามารถกระทำได้ถ้าขาดระบบการส่ง และเครื่องวัดอัตราบิตผิดพลาดแต่จากการจำลองระบบและการสร้างเครื่องวัดอัตราบิตผิดพลาดที่ผ่านมา สามารถนำมาพิจารณาได้ดังได้กล่าวแล้วในบทที่ 2 และบทที่ 7

5. เพื่ออธิบายถึงวิธีการวัดตรวจสอบคุณภาพของระบบอุปกรณ์จากผลของข้อ 4 สามารถนำมาอธิบายได้ตามข้อ 5 ซึ่งได้กล่าวแล้วในบทที่ 2 เช่นกัน

บทวิจารณ์

จากที่กล่าวมาทั้งทฤษฎีและปฏิบัติ พอจะกล่าวได้ว่าโครงการมีความน่าเชื่อถือในระดับหนึ่ง เนื่องจากมีการทำงานแบบดิจิทัล และยังมีผลการทดสอบในบทที่ 7 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการทำงาน ความน่าเชื่อถือได้ถ้าสามารถเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพมาสร้างได้และเครื่องได้ผ่านการทดสอบจากสถาบันซึ่งเป็นที่ยอมรับกัน เช่น ศูนย์ทดสอบอุปกรณ์และเครื่องมือขององค์การโทรศัพท์ เป็นต้น

การพัฒนาและปรับปรุงมีความจำเป็นอย่างยิ่งหากจะมีการนำไปใช้งาน ซึ่งได้แก่รูปร่างซึ่งยังไม่เหมาะสมเนื่องจากยังมีขนาดใหญ่ การลดขนาดกระทำได้โดยการออกแบบ เมื่อ PCB. มีขนาดเล็กลง ก็สามารถทำให้ตัวเครื่องเล็กลงได้

การไปใช้งานของเครื่องวัดอัตราการผลิตที่ออกแบบ และสร้างขึ้นนี้ยังแคบคือใช้ได้เพียงอัตราเร็ว 2.048 Mbit/s เท่านั้นซึ่งระบบการส่งนอกจากอัตราเร็ว 2.048 Mbit/s แล้ว ยังมีอัตราเร็ว 8.448 Mbit/s 34.368 Mbit/s และ 139.264 Mbit/s อีก จึงสมควรที่จะมีการพัฒนาในส่วนนี้อีกต่อไป

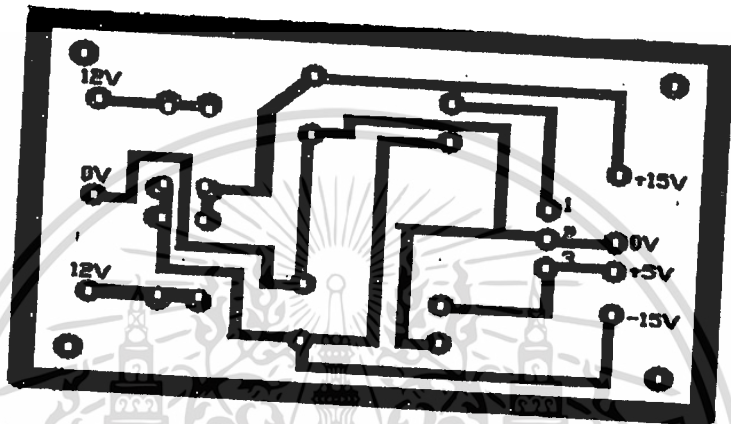
อย่างไรก็ตามจากการที่ได้นำเครื่องวัดอัตราการผลิตนี้เข้าทดสอบกับอุปกรณ์ MULTIPLEX ขององค์การโทรศัพท์ และอุปกรณ์ MULTIPLEX ยอมรับสัญญาณโดยไม่แสดง ALARM และ LOOP สัญญาณกลับมาได้ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการตรวจสอบระบบได้ ก็น่าจะเชื่อถือได้ว่าเครื่องวัดอัตราการผลิตนี้สามารถใช้งานได้จริง

หนังสืออ้างอิง

1. OPERATION AND SERVICE MANUAL ERROR RATE MEASURING EQUIPMENT ME448 A ANRITSU ELECTRIC CO.LTD TOKYO, JAPAN
2. MARCONI ITALIANA INSTRUCTION MANUAL MD15-MR13 2.048 Mbit/s
3. ERICSSON INSTALLATION AND LINE-UP 13 GHz TRANSMISSION
4. PCM COLUMN LTE SYSTEM TECHNICAL MANUAL BELL TELEPHONE MFG CO.
5. LINEAR INTEGRATED CIRCUIT NATIONAL SEMICONDUCTOR CO.FEB 1975
6. WIDE-RANGE NOISE GENERATOR BY LAN HICKMAN WIRELES WORLD JULY 1982
7. CCITT RED BOOK VOLUME III-FASCICLE III.3 DIGITAL NETWORK TRANSMISSION SYSTEM AND MULTIPLEXING EQUIPMENT RECOMENT ATION G.700 - G.956 VIIth PLENARY ASSEMBLY MALAGA TORRE MOLINOS, 8-19 OCTOBER 1984 ISBN 92-61-02061-5
8. หลักการไฟฟ้าสื่อสารโดย บัณฑิต วิจารณ์อารยานนท์ สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2534
9. คู่มือเทียบเบอร์ไอซี TTL บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่นจำกัด
10. การออกแบบเครื่องวัดอัตราการผลิต โดย กฤดากร กล่อมการ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
11. การออกแบบ และสร้างอุปกรณ์ตรวจสอบการรับส่งข้อมูลในระบบสื่อสาร โดย เขมะทัต วิภาตะวานิช และ บัณฑิต วิจารณ์อารยานนท์ สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

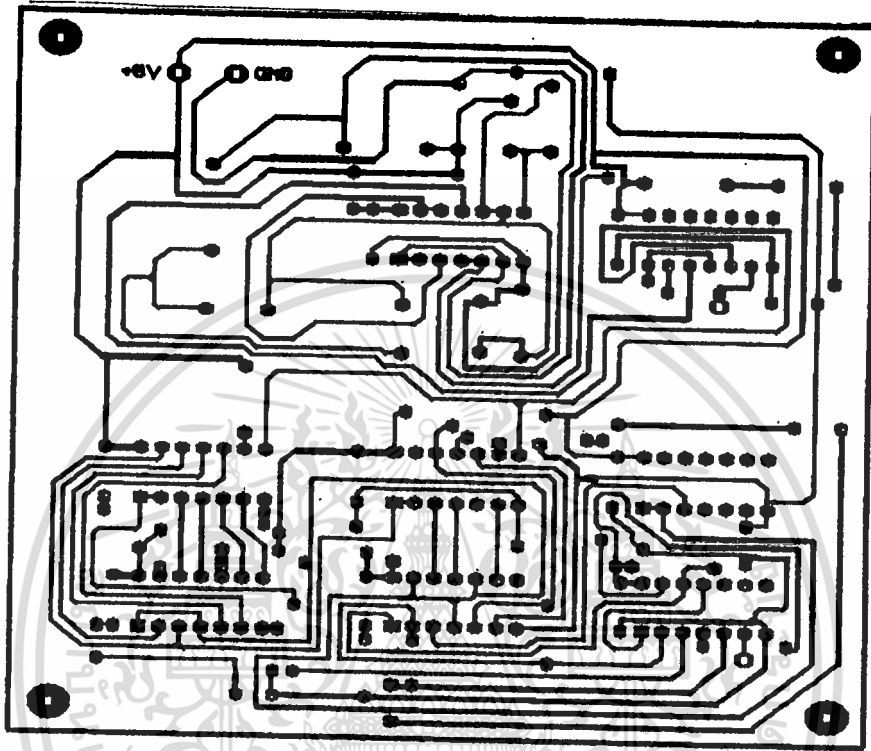


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



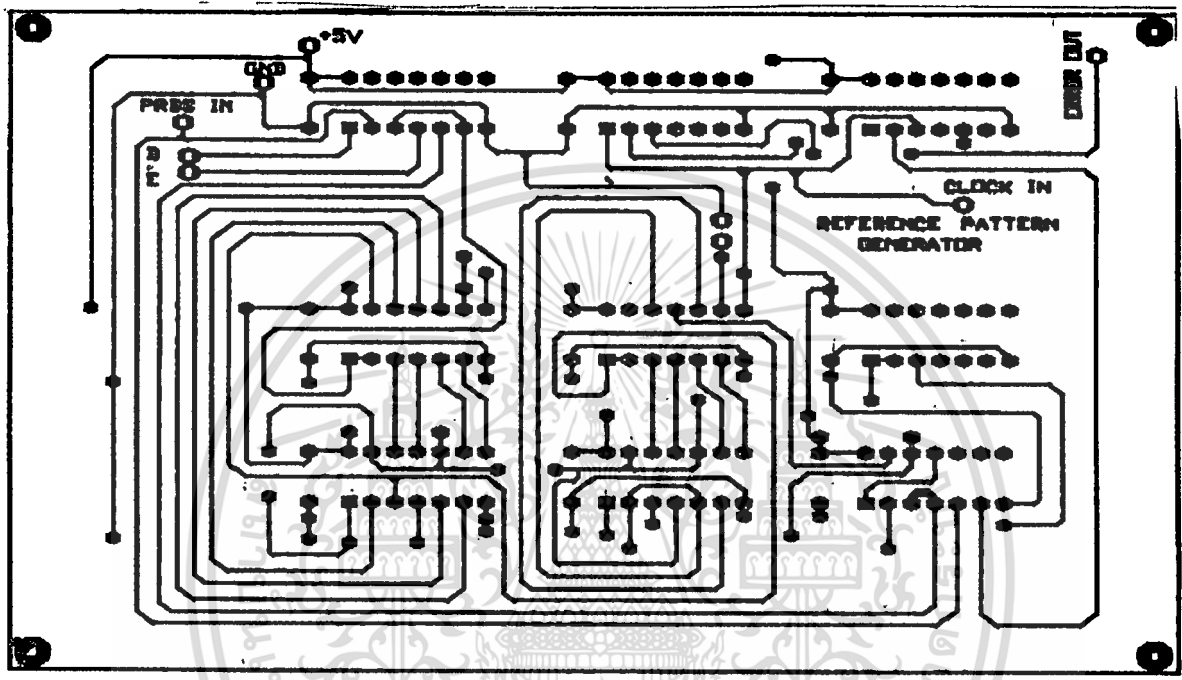
SUPPLY.PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



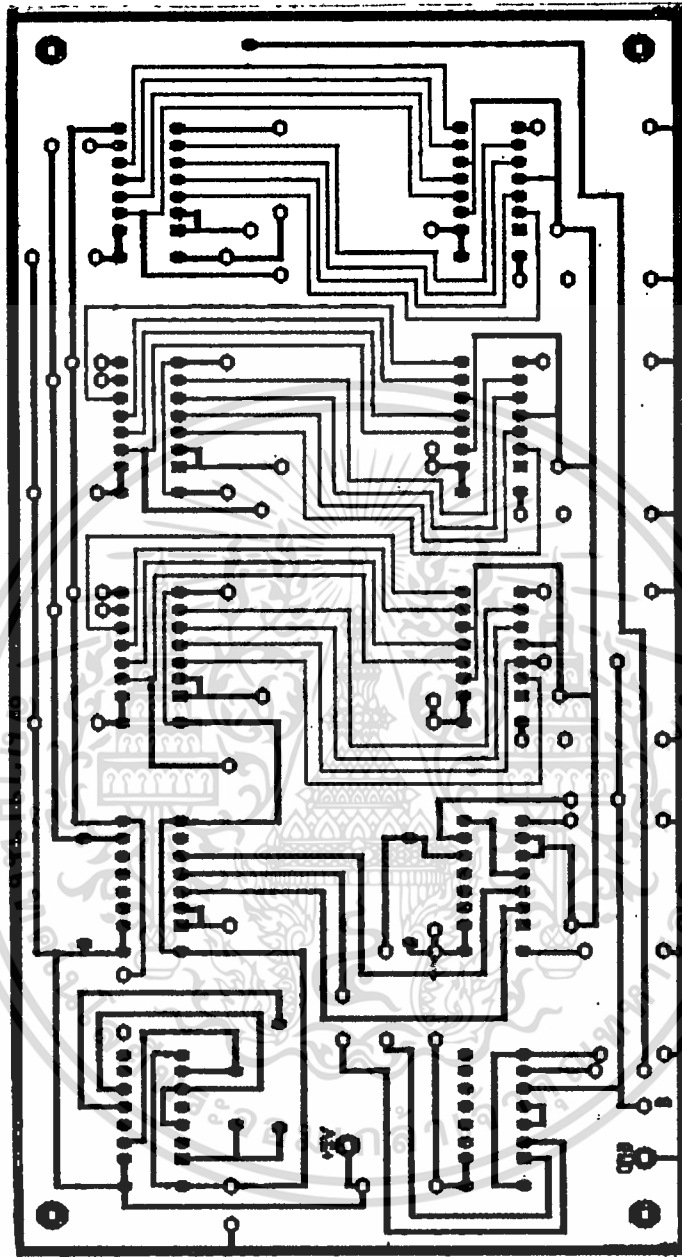
CLOCK GENERATOR AND PRBS.PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



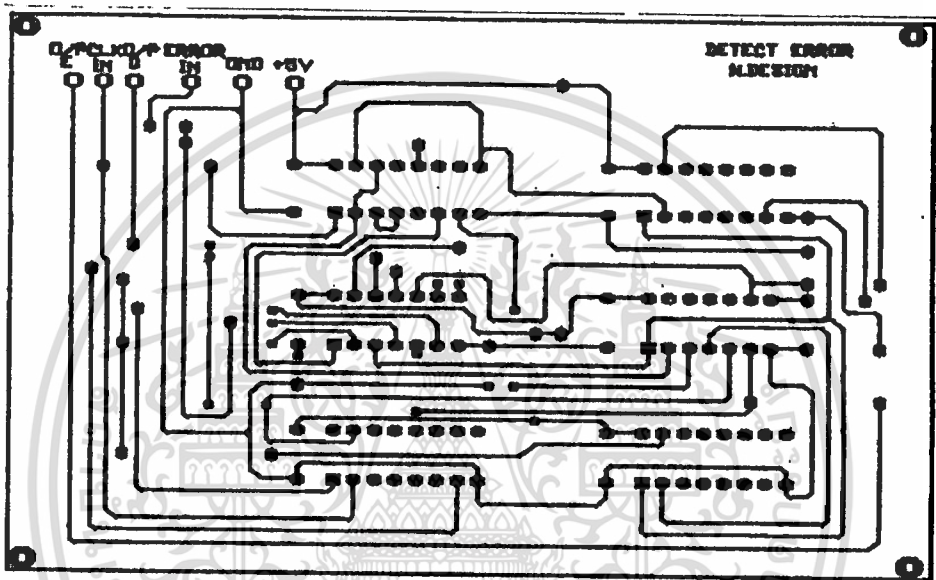
REFERENCE PATTERN.PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



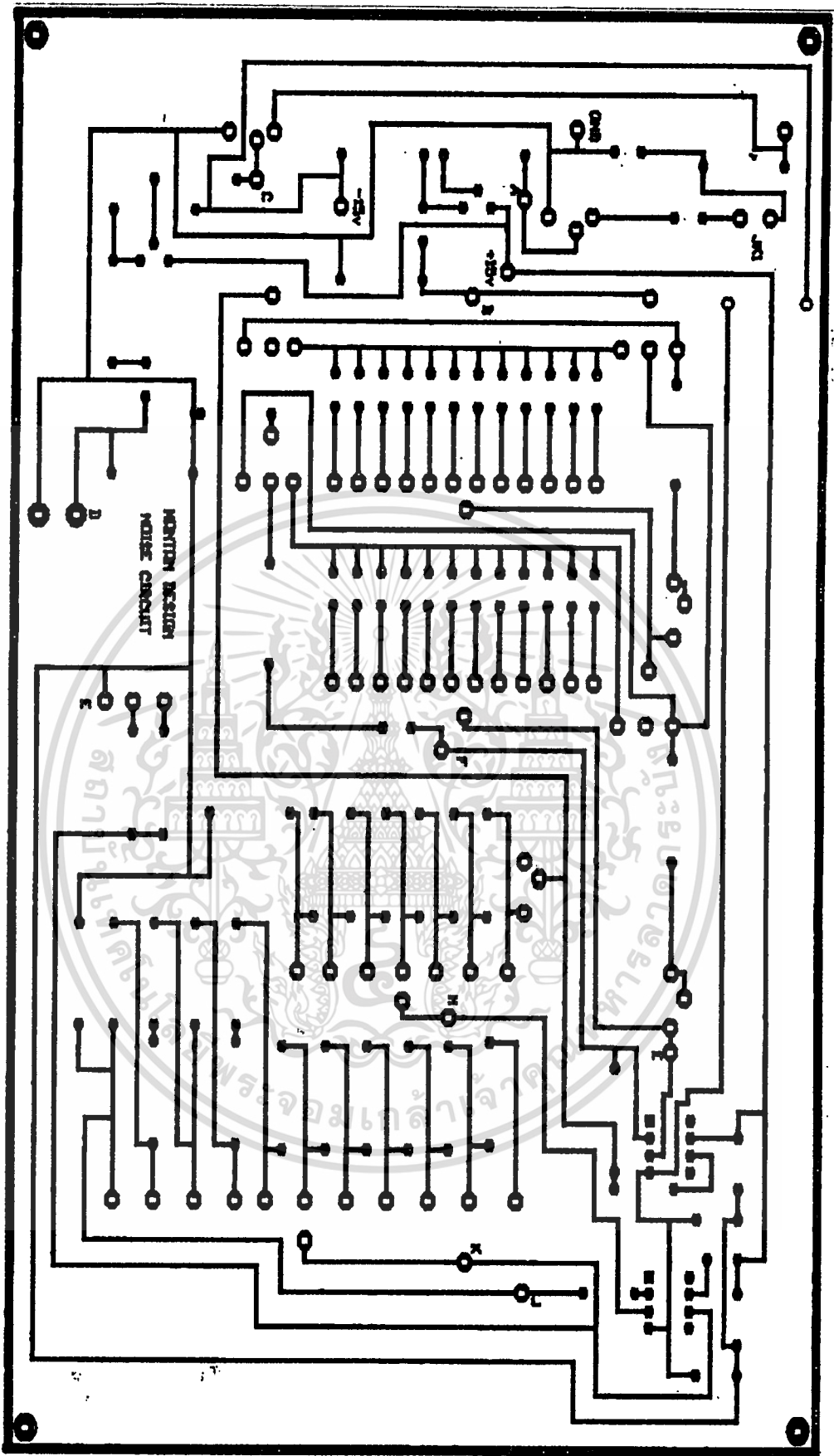
PRBS NOISE.PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ERROR_DETECT.PCB

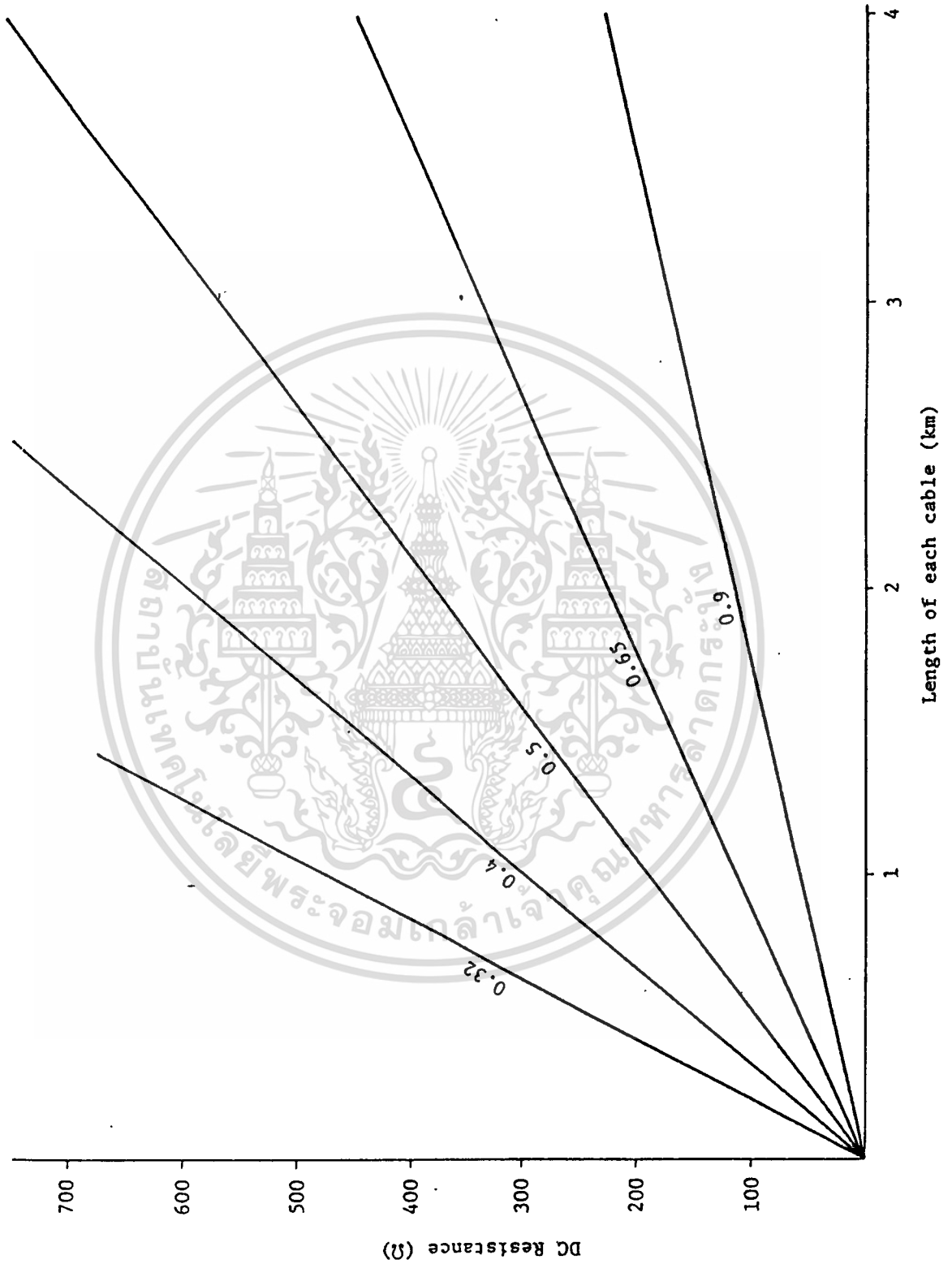
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NOISE . PCB

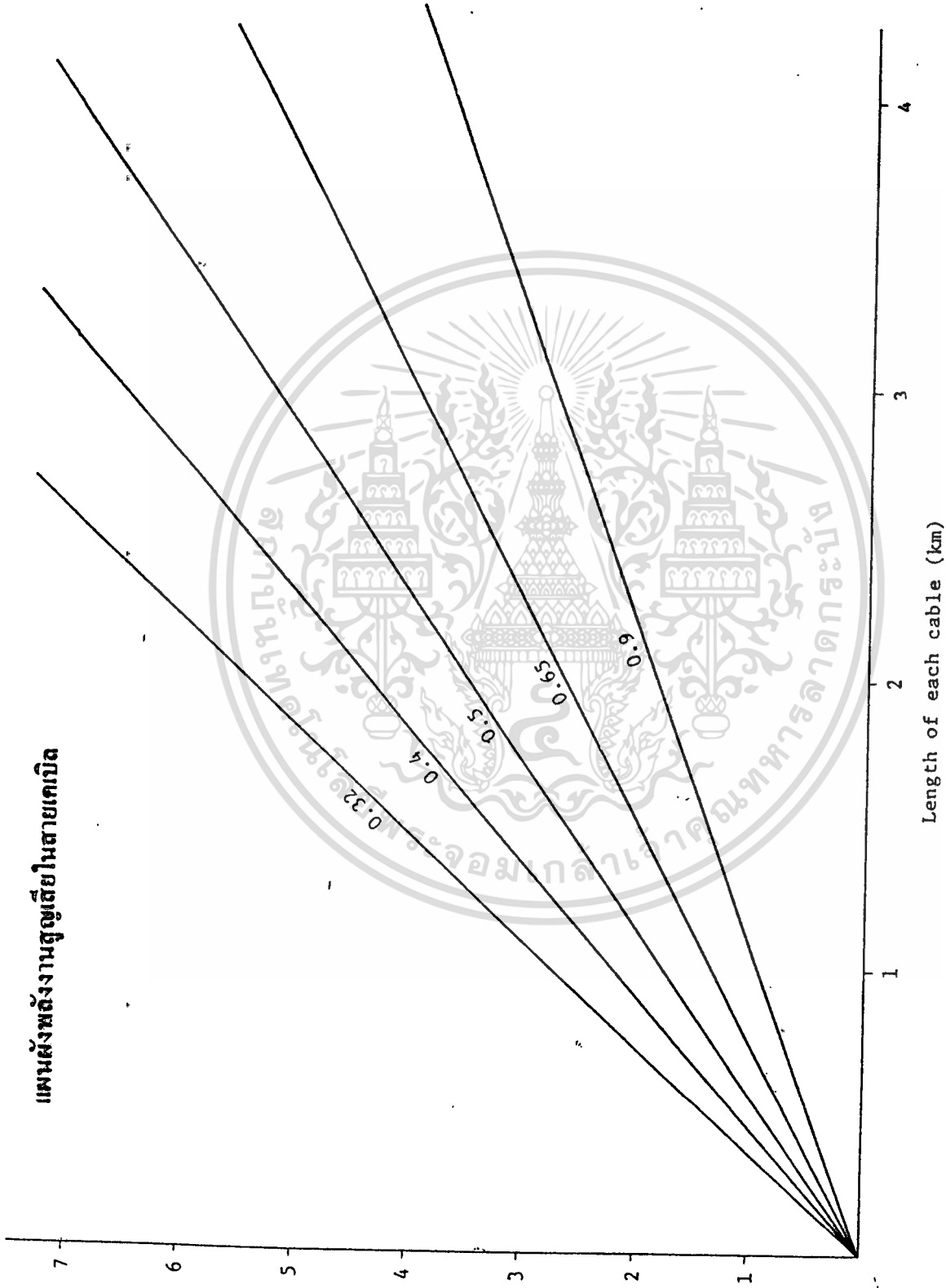
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า, ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนผังค่าความต้านทานไฟ DC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนผังพลังงานสูญเสียในสายเคเบิล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้