



ปีการศึกษา 2532

คุณลักษณะของช่องสัญญาณเอฟเอ็ม เอสซีเอ

จัดทำโดย

1. นาย บัณฑิต	เรื่องคดีตุล	31.3510
2. นาย พิทักษ์	เมตตาคิตรี	31.3513
3. นาย ไพศาล	แซ่เจีย	31.3514
4. นาย สุรชัย	มงคลดีกล้ากุล	31.3526

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. กนก เจนจิระวงศ์เวช

อาจารย์ กฤตากร กล่อมการ

4 1 2 1

22.พ.ย. 2532

026991

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทบริหารการศึกษา 2532

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

เรื่อง คุณลักษณะของช่องสัญญาณเอฟเอ็ม เอสซีเอ

จัดทำโดย

- | | | | |
|----|------------|----------------|---------|
| 1. | นาย บัณฑิต | เรื่องคณิตมูล | 31.3510 |
| 2. | นาย พัทธ์ | เมตตาดิจิตร | 31.3513 |
| 3. | นาย ไพศาล | แซ่เจี๋ย | 31.3514 |
| 4. | นาย สุรชัย | มงคลศักดิ์สกุล | 31.3526 |

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(..... *ดร. เอมเกล้า*)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(..... *ดร. เอมเกล้า*)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

026991

คุณลักษณะของช่องสัญญาณเอฟเอ็ม เอสซีเอ

นาย บัณฑิต . เรืองคณิตกุล
นาย พิทักษ์ เมตตาจิตร
นาย ไพศาล แซ่เจี๋ย
นาย สุรชัย มงคลดีกล้ากุล
ผศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช
อ. กฤดากร กล่อมการ
อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาคุณลักษณะ (characteristic) ของช่องสัญญาณเอฟเอ็ม เอสซีเอ (F.M. SCA) ในการส่งสัญญาณดิจิทัล

ข้อมูลที่มีสมบัติขึ้นมีลักษณะเป็น รหัสสุ่มตัวอย่าง (pseudo random code) เป็นรูปแบบของ นอนรีเทิร์นทูซีโร (non-return to zero : NRZ) ในช่องสัญญาณเอฟเอ็ม เอสซีเอ นั้นเราใช้คลื่นพาห์ (carrier frequency) ที่ 67 kHz. โดยทำการเอ็นโค้ด (encode) สัญญาณแบบเอฟเอสเค (frequency shift keying : FSK) ซึ่งความถี่ที่ใช้ในการส่งนี้จะคงที่ด้วยการใช้วิธีฟีดแบ็คคอนโทรล (feedback control) เข้ามาช่วยและคลื่นพาห์หลัก (main carrier frequency) ที่ใช้ในโครงการนี้คือ 103.5 MHz. ในส่วนของการดีโค้ด (decode) ข้อมูลนั้นเราใช้เฟสล็อกคูล (phase lock loop) มาทำการดีโค้ดเพื่อให้ได้ข้อมูลตรงกับข้อมูลที่ส่งมา ในโครงการนี้เรายังมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสารด้วย (การวัดเฟสจิสเตอร์ [phase jitter] , การวัดบิตเออร์เรอร์เรต [bit error rate]) และในส่วนของการรับสัญญาณนั้นมีการวัดระดับความเข้มของสัญญาณที่รับได้ (field strength) เพื่อทดสอบผลของการสื่อสารว่ามีความเหมาะสมที่จะใช้สำหรับงานจริงมากขนาดไหน

CHARACTERISTIC OF CHANNEL F.M. SCA

MR. BUNDIT REUNGKANITKUL

MR. PITAK METTACHIT

MR. PAISARN SAECHIA

MR. SURACHAI MONGKOLDEEKLAKUL

ASS.PROF.DR. KANOK JENJIRAPONGWET

MR. KIDDAKORN KLOMKARN

ADVISOR

1989

ABSTRACT

The project is studied in characteristic of channel F.M. SCA while input is transmitted by digital signal. Data is assumed by PSEUDO CODE in NRZ (non-return to zero) form. In case of the channel F.M. SCA, is used carrier frequency at 67 kHz by encode signal with FSK (frequency shift keying) method. The transmit frequency is constanted by FEED BACK CONTROL and the main carrier frequency is used at 103.5 MHz. In part of the decode data, it is used PLL (phase lock loop), which is decoded output data as same as input data. In this project, we also used the check error device in communication system (such as PHASE JITTER, BIT ERROR RATE, etc.) and in part of receiver used FIELD STRENGTH which is tested the output that it can suit for real work or not.

สารบัญ

บทนำ

บทที่ 1 การกระจายเสียงแบบแอมแปง (FM-SCA)

บทที่ 2 Binary Baseband

บทที่ 3 ดิจิทัลโมดูเลชัน

บทที่ 4 เฟสล็อกคัลป์ในระบบการสื่อสาร

ผลการทดลอง (หมวด A)

สรุปผลและวิจารณ์ (หมวด B)

กิตติกรรมประกาศ

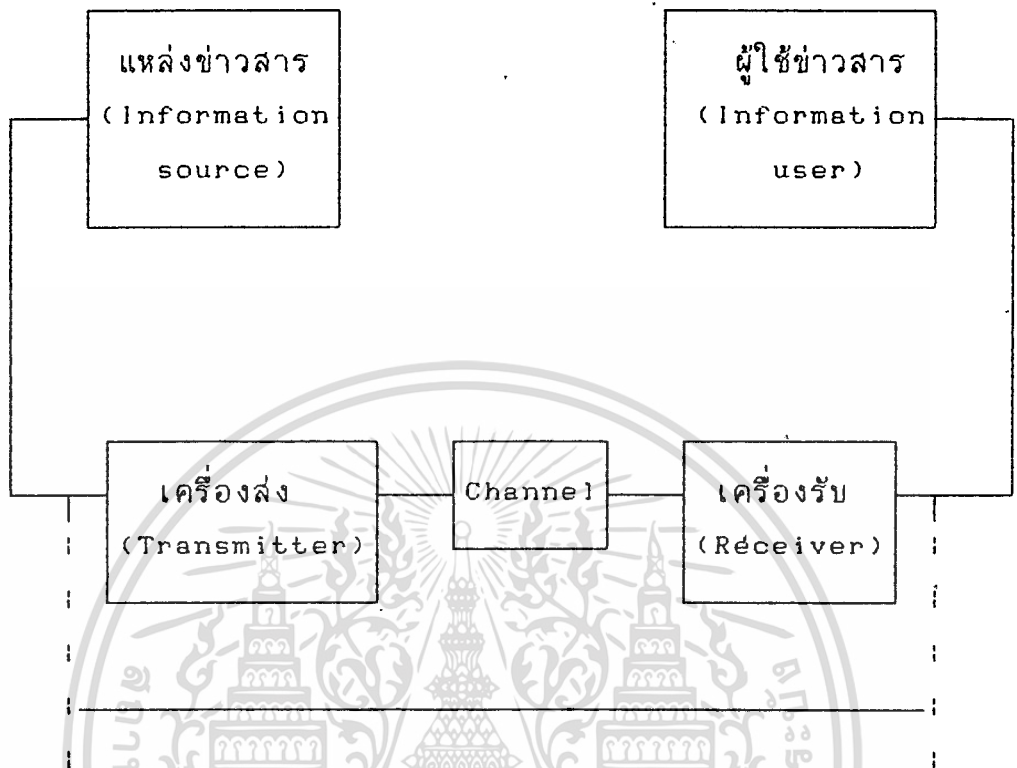
เอกสารอ้างอิง



บทนำ

หลักการของระบบสื่อสาร

ระบบสื่อสารสามารถอธิบายการทำงานอย่างง่าย ๆ ตามรูปที่ 1.1 ดังนี้
ข่าวสารจากแหล่งข่าวจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าที่เรียกว่า **สัญญาณมอดดูเลตติ้ง (modulating signal)** สัญญาณมอดดูเลตติ้งนี้จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปของโค้ดตามวิธีการสื่อสารแบบดิจิตอลหรือส่งตรงเข้าเครื่องส่ง (transmitter) ตามวิธีการสื่อสารแบบอนาล็อกก็ได้ ในเครื่องส่งจะมีเครื่องมอดดูเลเตอร์ (modulator) ที่ทำหน้าที่มอดดูเลทสัญญาณมอดดูเลตติ้งเข้ากับตัวพาห์ (carrier) ตัวพาห์นี้มีกำลังสูงพอที่จะพาสัญญาณมอดดูเลตติ้งไปที่ไกล ๆ ได้ด้วยความถี่สูงตามกระบวนการมอดดูเลชัน (modulation) จากนั้นสัญญาณจะถูกคัปปลิง (coupling) ออกอากาศโดยเสาอากาศหรือส่งตามสายก็ได้ สัญญาณที่ผ่าน channel ซึ่งไม่ว่าจะเป็นอากาศหรือสายส่งก็ตามจะถูกรบกวนจากเสียงรบกวน (noise) หรือสัญญาณแทรกที่ไม่พึงปรารถนา (undesired interference) เมื่อสัญญาณไปถึงเครื่องรับของผู้ใช้ที่อยู่ปลายทาง เสาอากาศของเครื่องรับจะแปลงสัญญาณที่เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า แต่ถ้าส่งตามสายเครื่องรับจะรับสัญญาณในรูปของกระแสไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าได้ทันที จากนั้นเครื่องดีมอดดูเลเตอร์ (demodulator) ในเครื่องรับจะแปลงสัญญาณที่มีความถี่สูงให้มีความถี่ต่ำลงและแยกสัญญาณมอดดูเลตติ้งออกจากตัวพาห์ตามกระบวนการดีมอดดูเลชัน (demodulation) และถูกถอดโค้ด (decode) กลับเป็นสัญญาณอนาล็อกตามเดิม ตามวิธีการสื่อสารแบบดิจิตอลในรูปที่ 1.1 ข่าวสารประกอบไปด้วยเครื่องส่ง channel และเครื่องรับข่าวสารนี้อาจส่งข่าวสารในลักษณะของสัญญาณเสียง (voice signal) หรือสัญญาณข้อมูล (data signal) ก็ได้ โดยอาจรวมสัญญาณหลาย ๆ สัญญาณเข้าด้วยกันแล้วส่งภายใต้ตัวพาห์เดียวกันตามวิธีการที่เรียกว่า มัลติเพล็กซ์ซิง (multiplexing) หรืออาจจะส่งสัญญาณเพียงสัญญาณเดียวก็ได้ มัลติเพล็กซ์ซิงนี้ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดใหญ่ ๆ ดังนี้



รูปที่ 1.1 ระบบสื่อสารทั่วไป

1. การมัลติเพล็กซ์เชิงความถี่ (frequency division multiplexing) เป็นวิธีการรวมสัญญาณที่มีความถี่ต่างกันหลายๆ สัญญาณเข้าด้วยกันและส่งภายใต้ตัวพาห์เดียวกัน ตัวอย่างเช่น ระบบโทรทัศน์แบบอนาล็อก วิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ (FM stereo multiplex) เป็นต้น

2. การมัลติเพล็กซ์เชิงเวลา (time division multiplexing) ส่วนมากใช้กับระบบสื่อสารแบบดิจิทัล กล่าวคือสัญญาณดิจิทัลที่อยู่ในรูปของพัลส์จะถูกจัดกรุปส่งไปพร้อมกับพัลส์จากแหล่งข่าวสารอื่นโดยแบ่งเวลาการส่ง ตัวอย่างเช่นระบบโทรศัพท์แบบดิจิทัล การส่งข้อมูลจากสถานีปลายทาง (terminal) ต่างๆ ตามสำนักงานขายตัวเครื่องบินเพื่อจองที่นั่งกับเครื่องคอมพิวเตอร์ ที่ตั้งอยู่ในสำนักงานใหญ่ของบริษัทการบิน เป็นต้น

ความถี่ของสัญญาณที่ใช้การสื่อสารนั้นจะค่อยๆ ขยายสูงขึ้น เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกัน ฉะนั้นเมื่อมีคนใช้กันมากขึ้น ความถี่ที่ใช้ในการสื่อสารก็จะสูงขึ้นเป็นเงา

ตามตัว จนในที่สุดในช่วงย่านความถี่เช่น VHF หรือ UHF มีคนใช้กันมากจนไม่สามารถมีความถี่หรือแถบความถี่ (bandwidth) เหลือเพียงพอที่จะรับการขยายงานทางด้านสื่อสาร จึงต้องมีการวิจัยหาค้นตัวพาห้ที่มีความถี่สูง ๆ ขึ้นไป เช่น เปลี่ยนจาก UHF ไปย่านความถี่ไมโครเวฟ และ เปลี่ยนจากย่านความถี่ไมโครเวฟไปเป็นย่านความถี่ซับมิลลิเมตร (submillimeter wave) โดยใช้แสงเลเซอร์เป็นแหล่งกำเนิดตัวพาห้ เป็นต้น นอกจากการหาค้นความถี่สูงแล้ว การออกแบบระบบสื่อสารที่ใช้แถบความถี่แคบก็ทำให้ประหยัดความถี่และมีความถี่พอที่จะแบ่งให้คนอื่นใช้ได้บ้าง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

การกระจายเสียงแบบแอมแปง (F.M. SCA)

เอสซีเอ (SCA)

เอสซีเอ (SCA) คืออักษรภาษาอังกฤษตัวพิมพ์ใหญ่สามตัวซึ่งย่อมาจากคำว่า Subsidiary Communications Authorization อันเป็นกฎระเบียบอันหนึ่งของ เอฟซีซี (FCC) ที่อนุญาตให้มีการใช้ระบบสื่อสารด้วยคลื่นพหุย่อยกับสถานีวิทยุเอฟเอ็มได้

การสื่อสารด้วยคลื่นพหุย่อยนี้ เครื่องรับทั่วๆ ไปไม่สามารถรับฟังได้จำเป็นต้องมีเครื่องรับเฉพาะหรือวงจรเพิ่มเติมเข้าไปเพื่อให้รับฟังได้ ซึ่งจะเป็นการแพร่สัญญาณด้วยวัตถุประสงค์พิเศษ มีใช้ทั้งกับระบบ A.M., F.M. หรือ T.V. เช่น ใช้ส่งเสียงเพลงบรรเลงเบาๆ สำหรับร้านอาหารหรือห้างสรรพสินค้า, ส่งเสียงซาวด์แทร็ก (sound track) หรือเสียงพากย์ภาษาต่างประเทศให้แก่ภาพยนตร์โทรทัศน์, ส่งข้อมูลดิจิทัล (digital), ส่งภาพ หรือใช้ในการส่งข้อมูลคำสั่งเพื่อการควบคุมการจ่ายไฟฟ้าตามจุดย่อยต่างๆ และบริการพิเศษอื่นๆ มากมาย การส่งกระจายเสียงด้วยคลื่นพหุย่อยนี้ เริ่มต้นครั้งแรกตั้งแต่ปี พ.ศ. 2493 นับถึงวันนี้ก็เกือบสี่สิบปีแล้ว

คลื่นพหุย่อย (Subcarrier)

คลื่นพหุย่อยคือ คลื่นพหุที่ไม่ใช่คลื่นพหุใหญ่ แต่เป็นคลื่นพหุที่แทรกไปกับคลื่นที่จะนำไปมอดูเลต (modulate) กับคลื่นพหุหลัก (หรือคลื่นพหุใหญ่) โดยไม่มีการรบกวนกัน ตัวอย่างเช่น เมื่อเราเปิดวิทยุรับฟังสถานีเอฟเอ็มความถี่ 95.5 MHz ความถี่นี้ก็คือคลื่นพหุหลักที่กำหนดให้นำเอาสัญญาณเสียงมายังเครื่องรับของผู้ฟัง

ในระบบเอฟเอ็ม (F.M. Frequency Modulation) คลื่นเสียงจะถูกปรับกับหรือมอดูเลตเข้ากับคลื่นพหุ โดยการทำให้ความถี่คลื่นพหุเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่เสียง คลื่นเสียงที่จะนำมามอดูเลตนี้มีความสูงที่สุดไม่เกิน 15,000 Hz เทียบกับความถี่ 95,500,000 Hz ของคลื่นพหุแล้วต่างกันลิบลับ เราสามารถที่จะนำคลื่นที่มีความถี่สูงกว่าคลื่นเสียงมาปรับหรือมอดูเลตกับคลื่นพหุได้อีก

การกระจายคลื่นระบบเอสซีเอ ไม่ใช่การแพร่กระจายคลื่นเพื่อสาธารณชน และมีได้มีจุดมุ่งหมายให้มีการรับคลื่นโดยบุคคลทั่วไป การรับคลื่นเอสซีเอต้องมีการยินยอมและเสียค่าใช้จ่ายแก่สถานีเป็นรายๆ ไป แต่ก็มีเอสซีเอสำหรับกิจการบริการบางอย่างที่ไม่จำเป็นต้องขออนุญาตหรือเสียค่าใช้จ่ายในการรับคลื่น เช่น บริการเพื่อส่งเคราะห์คนตาบอด เป็นต้น

เปรียบเทียบให้เห็นง่ายๆ ก็เหมือนกับคลื่นพาห้หลักเป็นรถยนต์ที่จะพาผู้โดยสารไปส่งยังจุดหมายปลายทาง ผู้ที่นั่งไปในรถตัวเล็กนิดเดียวจึงยังมีที่ว่างเหลืออีกมากที่จะให้ผู้อื่นอาศัยไปด้วย ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับว่าจะจัดการให้ผู้โดยสารหลายๆ คนนั่งอย่างไรโดยที่ไม่ต้องนั่งซ้อนกัน ที่นั่งแต่ละที่ที่จะจัดให้นี้ก็เปรียบได้เป็นคลื่นพาห้ย่อยแต่ละความถี่นั่นเอง

ความถี่ของคลื่นพาห้ย่อยสูงกว่าความถี่ของคลื่นเสียงจึงไม่เกิดการรบกวนกัน (เปรียบได้กับการนั่งคนละที่กัน) เราสามารถนำเอาความถี่เสียงจากแหล่งอื่นมาประทับหรือมอดูเลตเข้าคลื่นพาห้ย่อยนี้ก่อน แล้วจึงค่อยนำคลื่นที่มอดูเลตแล้วนี้มามอดูเลตกับคลื่นพาห้หลักอีกพร้อมๆ กับคลื่นเสียงปกติ ในระบบเอฟเอ็ม เอสซีเอ (F.M. SCA) ใช้ความถี่คลื่นพาห้ย่อยเท่ากับ 67 kHz (57 kHz หรือ 92 kHz ก็มี) สำหรับความถี่เสียงที่จะนำมามอดูเลตกับคลื่นพาห้ย่อยจะถูกจำกัดให้มีความถี่สูงสุดต่ำลงอยู่แค่เพียงไม่เกิน 5,000 Hz เท่านั้น

หลักการเอฟเอ็มเบื้องต้น (Fundamental of F.M.)

สัญญาณเอฟเอ็มคือ สัญญาณความถี่วิทยุที่ซึ่งความถี่ชั่วขณะถูกกำหนดโดยการมอดูเลต การเบี่ยงเบนความถี่ไปจากคลื่นพาห้ (deviation) ของสัญญาณเอฟเอ็มขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณหรือแอมพลิจูด (amplitude) (โดยส่วนใหญ่) และความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตตามมาตรฐานที่ใช้กันกำหนดค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ใช้กับสถานีส่งวิทยุกระจายเสียง (เอฟเอ็ม) ไว้ที่ ± 75 kHz เมื่อเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ 100 %

ค่าเบี่ยงเบนความถี่ ± 75 kHz นี้ สัญญาณเสียงที่นำมามอดูเลตทั้งที่ความถี่ต่ำเพียง 20 Hz หรือสูงถึง 15 kHz ก็สามารถทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนขนาดนี้ได้ เพราะตัวแปรที่มีผลต่อการเบี่ยงเบนมากกว่าคือ ระดับของสัญญาณ คือ ถ้าความถี่

เสียงมีระดับหนึ่งโวลต์ ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนไป ± 75 kHz ระดับสัญญาณ 0.1 โวลต์ ก็จะทำให้ได้ค่าเบี่ยงเบน ± 7.5 kHz ไม่ว่าจะ เป็นความถี่เท่าใด สำหรับ อัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนกับความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต เรียกว่า "ดัชนี การมอดูเลต (modulation index)" ใช้สัญลักษณ์ว่า μ

$$\mu = \frac{\text{ค่าเบี่ยงเบน}}{\text{ความถี่ที่มอดูเลต}}$$

ในสถานะส่งทั่วไป ที่ความถี่มอดูเลต 1 kHz เปอร์เซ็นต์มอดูเลต 50 % (เท่ากับค่าเบี่ยงเบน 37.5 kHz) มีค่าดัชนีหรือ $\mu = 37.5$ (37.5 kHz / 1 kHz)

แถบกว้างความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็ม (F. M. Bandwidth)

แถบกว้างความถี่หรือแบนด์วิดธ์ของสัญญาณเอฟเอ็มที่ครอบคลุมออกไป ถ้าดู ผิวเผินก็น่าจะเท่ากับค่าเบี่ยงเบนความถี่จากสุดด้านต่ำถึงสุดด้านสูง (ค่าเบี่ยงเบน ± 75 kHz ก็คือแถบกว้าง 150 kHz) แต่ความจริงไม่ได้เป็นเช่นนั้นแถบกว้าง ความถี่ที่ต้องการจะสูงกว่าค่าเบี่ยงเบนจากยอดถึงยอดดังกล่าว อันเนื่องมาจากการ เกิดแถบความถี่ด้านข้างหรือที่เรียกว่า "ไซด์แบนด์ (side band)"

เมื่อกล่าวถึงเรื่องไซด์แบนด์ คงต้องกล่าวย้อนไปถึงระบบเอเอ็ม เพื่อให้เกิด ความเข้าใจชัดเจน

ในการมอดูเลตแบบเอเอ็มหรือการประทับคลื่นทางความสูง (Amplitude Modulation) ผลที่ได้จากคลื่นพาห์และคลื่นที่นำมามอดูเลตมีอยู่ทั้งหมดสี่องค์ประกอบ คือ ตัวคลื่นสัญญาณความถี่ต่ำที่นำมามอดูเลต, คลื่นพาห์, ผลรวมของคลื่นพาห์และคลื่น ความถี่ต่ำ และสุดท้ายผลต่างของคลื่นพาห์กับคลื่นความถี่ต่ำ สมมติว่า คลื่นพาห์มี ความถี่เท่ากับ f_c คลื่นความถี่ต่ำที่จะนำมามอดูเลตมีความถี่ f_m ผลที่ได้จะเป็นดังรูป ที่ 1 และถ้าสัญญาณความถี่ต่ำ เป็นคลื่นที่ประกอบด้วยความถี่จำนวนมาก ก็จะมีลักษณะ ดังรูปที่ 2

จะพบว่าในระบบเอเอ็มนั้น แถบกว้างความถี่ที่เกิดขึ้นมีค่าสูงสุดเท่ากับขอบ เขตของความถี่ด้านข้าง ซึ่งจะเท่ากับสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณที่นำมา

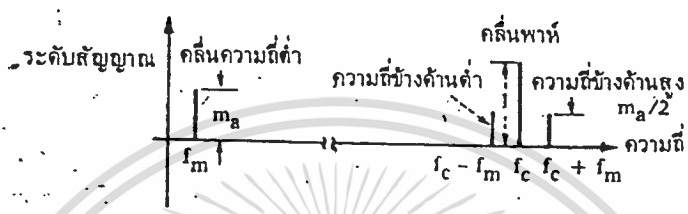
มอดูเลตเท่านั้น หรืออีกนัยหนึ่งแถบความถี่ที่ต้องการมีค่าแปรไปตามความถี่สูงสุดของสัญญาณมอดูเลต

แต่ในระบบเอฟเอ็มไม่เป็นเช่นนั้น การประทับคลื่นทางความถี่ (Frequency Modulation) ก่อให้เกิดความถี่ด้านข้างที่ห่างกันเท่ากับความถี่มอดูเลตกระจายออกไปทั้งด้านสูงและด้านต่ำไม่มีที่สิ้นสุด แต่ว่าระดับของสัญญาณจะค่อยๆ ต่ำลงเมื่อห่างจากคลื่นพาห์ออกไป แถบกว้างความถี่ที่ต้องการจึงพิจารณาในเฉพาะช่วงที่ระดับสัญญาณมีนัยสำคัญสูงก็เพียงพอ

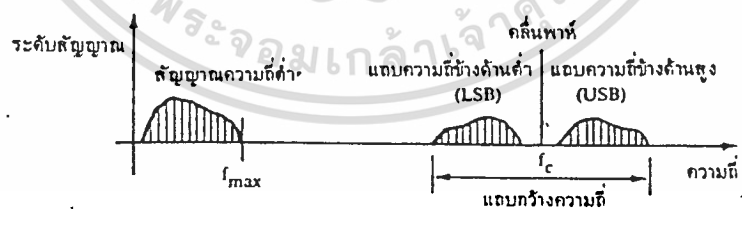
ตามที่ได้อธิบายไปในตอนต้นว่า ความถี่ชั่วขณะของคลื่นพาห์จะแปรไปตามความแรงของสัญญาณที่นำมามอดูเลตหรือความเบี่ยงเบนความถี่แปรตามความแรงสัญญาณมอดูเลต โดยจะเห็นได้ชัดเจนจากรูปที่ 3 ซึ่งแสดงองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่อความถี่มอดูเลต (f_m) คงที่ แต่ค่าเบี่ยงเบนความถี่ (f_d) แตกต่างกัน โดยเปรียบเทียบที่ค่าดัชนี $\beta = f_d / f_m$ (ค่า β ที่แตกต่างกันนี้ก็เนื่องจาก f_d แปรไป และเหตุที่ f_m แปรไปก็เพราะแปรตามความแรงของสัญญาณที่นำมามอดูเลตหรือแอมพลิจูดของ f_m นั้นเอง)

ส่วนในรูปที่ 4 เป็นองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่อกำหนดความแรงของสัญญาณมอดูเลตคงที่ (ค่าเบี่ยงเบนความถี่คงที่) แต่เปลี่ยนความถี่ไปซึ่งที่ความถี่มอดูเลตสูงๆ (ค่าดัชนีต่ำ) ความถี่ด้านข้างจะอยู่ห่างจากคลื่นพาห์มาก และจะชิดเข้าใกล้กันมากขึ้นเมื่อความถี่ต่ำลง ความถี่ด้านข้างที่มีนัยสำคัญสูงจะอยู่ไกลออกไปในกรณีความถี่สูงๆ จะเห็นได้ว่าอยู่ไกลกว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ (f_d) ดังนั้นแถบกว้างความถี่ที่ต้องการจึงจำเป็นต้องกว้างกว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ยอดถึงยอด (มากกว่าสองเท่าของ f_d) ตามที่ได้กล่าวไปแล้ว

ส่วนที่ว่าขนาดของความถี่ด้านข้างแต่ละจุดที่สูงบ้าง ต่ำบ้าง ไม่ค่อยแน่นอนนั้น เป็นพฤติกรรมอย่างหนึ่งของการมอดูเลตทางความถี่ต้องอธิบายด้วยคณิตศาสตร์ชั้นสูง ในรูปที่ 4 นี้ ถ้าเอาองค์ประกอบของทุกความถี่มาวางซ้อนเข้าด้วยกัน ก็จะได้ภาพรวมของสัญญาณความถี่เอฟเอ็ม จะเห็นได้ชัดเจนขึ้นว่า ถ้าต้องการรายละเอียดของความถี่สูงครบถ้วน แถบกว้างความถี่ก็ต้องกว้างขึ้น ในทางปฏิบัติ จะใช้ค่าแถบกว้างความถี่เท่ากับสองเท่าของค่าความถี่เบี่ยงเบนบวกกับค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณที่นำมามอดูเลตก็พอเพียง

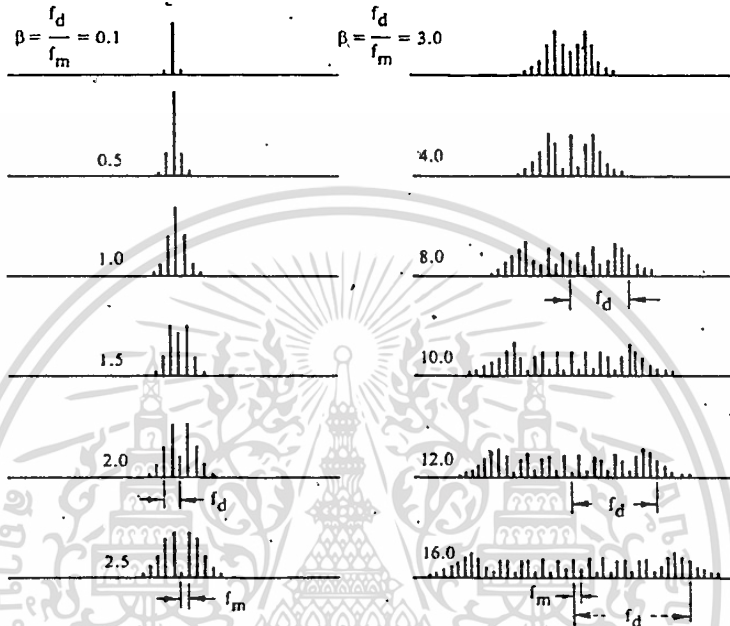


รูปที่ 1 แสดงองค์ประกอบทางความถี่ของการปรับคลื่นทางความสูงหรือมอดูเลตแบบเอเอ็ม (Amplitude Modulation) คลื่นที่จะนำมามอดูเลตมีความถี่เดียว

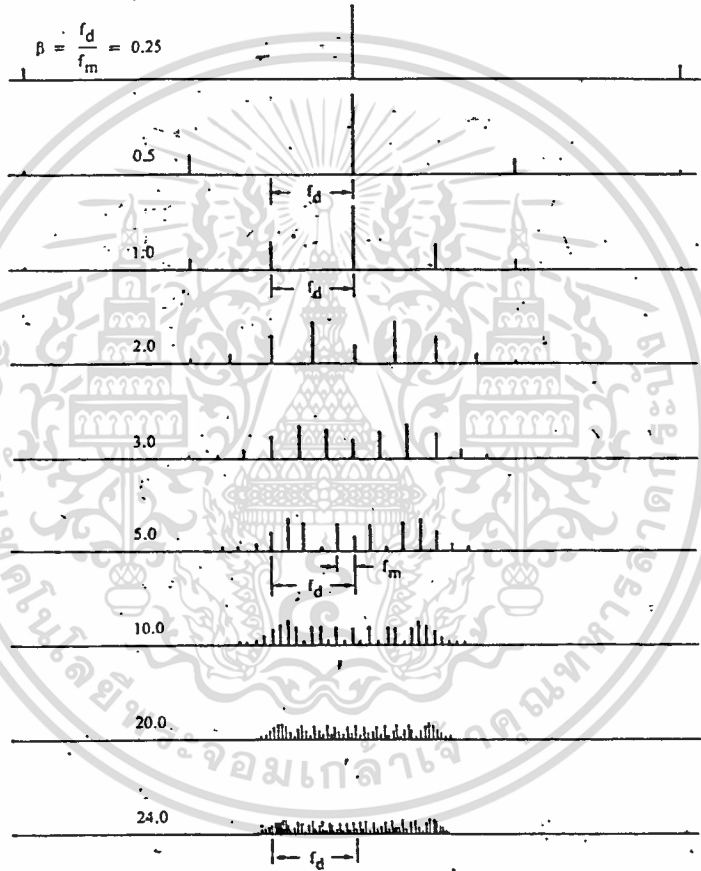


รูปที่ 2 แสดงองค์ประกอบสัญญาณเอเอ็ม เมื่อสัญญาณความถี่ก่อนการมอดูเลตมีความซับซ้อนมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอมโอดูเลตคงที่ (ความถี่เดียว) แต่ขนาดเปลี่ยนไป ระยะห่างระหว่างขีดเท่ากับค่าความถี่มอดูเลต จะเห็นว่า เมื่อสัญญาณมอดูเลตแรงขึ้น ความถี่จะกระจายออกไปกว้างขึ้น



รูปที่ 4 เมื่อกำหนดขนาดของสัญญาณมอดูเลตให้คงที่ (ซึ่งเป็นผลให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ f_m คงที่) แต่เปลี่ยนความถี่ไป ความถี่ด้านข้างที่เกิดขึ้นที่มีนัยสำคัญสูงจะอยู่ไกลออกไปเมื่อความถี่มีค่าสูง (ดัชนีการมอดูเลตมีค่าต่ำ)

สัญญาณเอฟเอ็ม (F.M. Signal)

องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มประกอบด้วย

1. แถบสัญญาณความถี่เสียง (0 - 15 kHz) เป็นสัญญาณเสียงโมโน (mono) ที่เกิดจากการรวมสัญญาณทั้งซีกซ้ายและซีกขวาเข้าด้วยกัน (L+R) ซึ่งสามารถรับได้ด้วยเครื่องรับเอฟเอ็มระบบโมโนทั่วไป

2. แถบสัญญาณสเตอริโอ (stereo) (19 kHz และ 23 - 53 kHz) ประกอบด้วยคลื่นพาห้สัญญาณไพล๊อต (pilot) ความถี่ 19 kHz กับสัญญาณผลต่างระหว่างซีกซ้ายกับซีกขวา (L-R) ที่มีมอดูเลตกับคลื่นพาห้ย่อย 38 kHz แบบดับเบิ้ลไซด์แบนด์ซัพเพรสแคเรียร์ (double sideband suppress carrier) คือ มีแต่ความถี่ด้านข้างแต่คลื่นพาห้ไม่มี เนื่องจากถูกกรองออกไปก่อนส่งออกอากาศ ที่เครื่องรับจะนำคลื่นสัญญาณไพล๊อตมาทวีสองเท่าเป็น 38 kHz เป็นคลื่นพาห้ของสัญญาณสเตอริโอเพื่อทำการตีเท็กต่อไป

แถบสัญญาณสเตอริโอที่เป็น (L-R) ที่ได้จะถูกนำไปรวมกับแถบสัญญาณด้านข้างของสัญญาณ (L+R) ทั้งสองด้าน เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณซีกซ้ายและซีกขวาแยกจากกัน

3. สัญญาณเอสซีเอ (มีคลื่นพาห้อยู่ที่ 67 kHz หรือ 92 kHz) แถบสัญญาณเอสซีเอจะมอดูเลตกับคลื่นพาห้ 67 kHz นี้ด้วยระบบเอฟเอ็มที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ไม่เกิน ± 7.5 kHz ซึ่งความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงจะถูกจำกัดไว้แค่ 5 kHz การตอบสนองความถี่จึงไม่ตื้นัก คือ เสียงไม่เป็นไอฟายันั้นเอง

สัญญาณทั้งหมดนี้มีความถี่แตกต่างกัน ซึ่งรวมเป็นสัญญาณที่นำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห้หลักของความถี่สถานีส่งด้วยระบบเอฟเอ็มอีกทีหนึ่ง ตามรูปที่ 5 นี้ เป็นองค์ประกอบของคลื่นทั้งหมดนี้ก่อนนำไปมอดูเลต ซึ่งจะอยู่ในขอบเขต 75 kHz อันเป็นค่าเบี่ยงเบนสูงสุดของสถานีเอฟเอ็มทั่วไป (ความจริงสูงกว่านี้ก็ได้ เช่น กรณี 92 kHz เนื่องจากทีกกล่าวมาแล้วคือ ค่าเบี่ยงเบนความถี่จะขึ้นอยู่กับความแรงของสัญญาณ แต่ทั้งนี้จะทำให้ต้องใช้แถบกว้างความถี่มากขึ้น)

ฉะนั้น การจะแพร่สัญญาณในระบบเอสซีเอก็เพียงแต่มีเครื่องกำเนิดความถี่ 67 kHz แล้วก็มอดูเลเตอร์แบบเอฟเอ็ม สัญญาณมอดูเลตแล้ว (กับสัญญาณเสียงหรือสัญญาณอะไรก็แล้วแต่) ก็เอาไปฝากมอดูเลตเข้ากับสถานีเอฟเอ็มใดๆ ก็ได้ ไม่จำเป็นต้องใช้เครื่องส่งของตัวเองแต่อย่างใด

การที่แทรกคลื่นพาห้ย่อยอื่นๆ เข้าไปก็มีผลเสียอยู่บ้าง ซึ่งจะ เป็นเหตุให้เปอร์



เซ็นต์การมอดูเลตของสัญญาณตั้งเดิมต้องลดลงไป อย่างในกรณีเอสซีเอก็จะไปกินที่ แถบความถี่เดิมเสีย 10 % จากทั้งหมด 75 kHz ซึ่งเป็นการลดความแรงของ สัญญาณหลักลงไปบ้างแต่ก็เพียงเล็กน้อยเท่านั้น คือ ประมาณ 1 dB

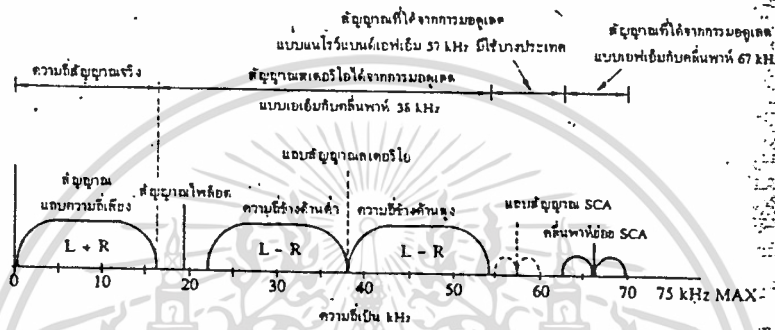
สำหรับสัญญาณเอสซีเอเอง เนื่องจากมีเปอร์เซ็นต์มอดูเลตได้เพียง 10 % ของสัญญาณเอฟเอ็มปกติ อันหมายถึงความแรงของสัญญาณเท่ากับ 10 % ของสัญญาณ ปกติด้วย ซึ่งอ่อนมาก เป็นเหตุให้มีสัญญาณรบกวนได้มากและยังอาจถูกรบกวนจากสัญญาณจากสถานีทั้งของที่ตัวเองอาศัยมาและจากสถานีข้างเคียง นอกจากนี้ยังมีโอกาส จางหายวูบๆ วาบๆ ดังนั้นทั้งระบบส่งและเครื่องรับที่ต้องการคุณภาพ จึงต้องมีการ ออกแบบเป็นอย่างดี สำหรับเครื่องรับที่ออกแบบมาเป็นพิเศษ เฉพาะก็สามารถให้คุณ ภาพการรับสัญญาณที่ดีได้เพียงพอที่จะนำมาใช้ในการส่งข้อมูลดิจิทัล, วิชิตตามตัว, หรือแม้แต่สโลวสแกนทีวี (slow scan T.V.) (ระบบส่งสัญญาณภาพด้วยอัตราการ กวาดที่ช้า) นอกเหนือไปจากการแพร่สัญญาณเสียงธรรมดาๆ

เนื่องจากการส่งสัญญาณเอสซีเอเป็นการแอบแฝงไปกับคลื่นปกติ ดังนั้น เครื่องรับทั่วไปจึงไม่สามารถรับฟังได้ถึงแม้จะรับคลื่นสถานีนั้นอยู่ก็ตาม จำเป็นต้องมี วงจรมาทำหน้าที่ถอดเอาสัญญาณเอสซีเอนี้ออกมาจากสัญญาณปกติอีกทีหนึ่ง เรียกว่า "ดีมอดูเลเตอร์"

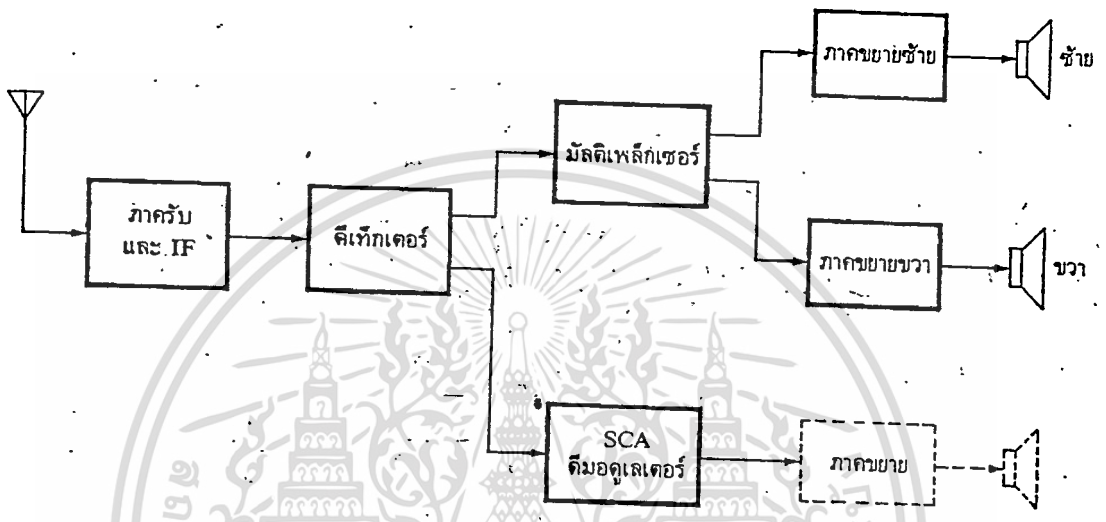
การถอดสัญญาณเอสซีเอจากสัญญาณปกติทำได้โดยนำสัญญาณที่ได้จากการตีเท็ก แบบเอฟเอ็มก่อนที่จะส่งไปภาคมัลติเพล็กซ์ (multiplex) (ซึ่งปกติก็จะได้สัญญาณทั้ง หมดตามรูปที่ 5) มาทำการจูน (tune) เอาความถี่ 67 kHz ออกมา แล้วจึงทำ การตีเท็กแบบเอฟเอ็มอีกทีเพื่อแยกเอาสัญญาณที่มอดูเลตมากับคลื่นพาห่อย่อยออกมา ในรูปที่ 6 เป็นผังวงจรเครื่องรับเอฟเอ็มและตำแหน่งที่แยกเอาสัญญาณมาผ่านวงจร เอสซีเอ

คลื่นพาห่อย่อยกับระบบสื่อสารอื่นๆ

การใช้งานคลื่นพาห่อย่อย มิได้มีใช้อยู่แต่เพียงเอสซีเอในระบบเอฟเอ็มเท่านั้น การแพร่สัญญาณความถี่วิทยุใดๆ ก็ตาม สามารถใช้ประโยชน์จากคลื่นพาห่อย่อยได้ทั้ง นั้น ทั้งนี้ก็เพื่อเพิ่มประโยชน์ใช้สอยความถี่วิทยุที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น จากที่ต้องแออัดยัดเยียดแย่งความถี่กันใช้อยู่ในเวลานี้



รูปที่ 5 แสดงองค์ประกอบของสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอรูปนี้ เป็นสัญญาณทั้งหมดก่อนนำไปมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับคลื่นพาห์ของสถานีส่งอีกที ซึ่งที่จุดความถี่ศูนย์ก็จะเป็นความถี่คลื่นพาห์หลักแทน



รูปที่ 6 ตำแหน่งในเครื่องรับที่นำสัญญาณเอฟเอ็มมาแยกเอาสัญญาณเอสซีเอออกมา

คลื่นพาร์ย่อยในระบบเอเอ็ม

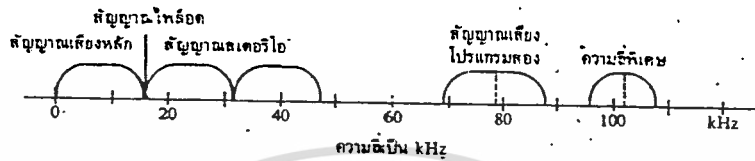
ในระบบเอเอ็มก็มีการใช้คลื่นพาร์ย่อย แต่การใช้งานค่อนข้างจะจำกัด ทั้งนี้ เพราะแถบกว้างความถี่ที่แคบคือ 10 kHz เท่านั้น ซึ่งเสียงที่ต้องการคุณภาพสูงยังคงต้องใช้แถบความถี่กว้างกว่านี้อีก จึงทำให้ไม่มีที่ว่างในช่วงความถี่สูงเหลือให้เติมคลื่นพาร์ย่อยลงไปได้ ที่พอจะเป็นไปได้ก็คือการใช้งานคลื่นพาร์ย่อยที่ความถี่ด้านต่ำกว่า 50 Hz ลงมา ตัวอย่างคือ ระบบเอเอ็มสเตอริโอ ซึ่งใช้ความถี่สัญญาณนำคลื่น 25 Hz

การมอดูเลตคลื่นพาร์ย่อยความถี่ต่ำมากเช่นนี้มีข้อจำกัดมาก ความถี่ที่นำมามอดูเลตจะสูงกว่า 20 Hz ก็ไม่ได้เนื่องจากไปรบกวนสัญญาณหลักทำให้ได้ยินเสียงแทรกที่เครื่องรับ การใช้งานจึงมักใช้ในการส่งข้อมูลความเร็วต่ำ เช่น วิทยุติดตามตัวแบบส่งเป็นตัวเลข/อักษร หรือไปรษณีย์อิเล็กทรอนิกส์ อันเป็นการส่งข้อมูลยาวๆ ไปยังบัฟเฟอร์ (buffer) ของเครื่องรับ (เนื่องจากอัตราการส่งข้อมูลที่ช้า) แล้วนำมาแสดงผลภายหลัง

ข้อเด่นที่เหนือกว่าของสัญญาณเอเอ็ม ก็คือ ส่งไปได้ไกลกว่า และสถานที่ออกอากาศเป็นเวลายี่สิบสี่ชั่วโมงก็หาได้ไม่ยาก จึงมีการนำไปใช้กับการควบคุมระยะไกล เป็นต้นว่า ในการจ่ายไฟตามเมืองต่างๆ ซึ่งต้องมีการควบคุมการใช้ไฟในช่วงที่มีคนใช้ไฟพร้อมๆ กันมากๆ (peak period) ก็ใช้การส่งคำสั่งควบคุมไปกับคลื่นพาร์ย่อยเพื่อปิดการจ่ายไฟบางจุดที่จำเป็นน้อยกว่าลง เป็นต้น

คลื่นพาร์ย่อยกับระบบโทรทัศน์

ในโทรทัศน์ระบบสเตอริโอ ซึ่งใช้คลื่นพาร์ย่อยทั้งเส้นสามชุด อันแรกใช้กับสัญญาณเสียงสเตอริโอแบบเดียวกับในวิทยุเอฟเอ็ม แต่คุณภาพเสียงดีกว่า อีกอันใช้สำหรับการส่งเสียงโพรแกรมที่สอง เช่น เสียงในฟิล์มหรือเสียงต่างประเทศ สุดท้ายเป็นความถี่พิเศษใช้สำหรับการส่งข้อมูล หรือการควบคุมระยะไกลแบบเดียวกับในเอเอ็ม คลื่นพาร์ย่อยทั้งหมดของสัญญาณโทรทัศน์แสดงในรูปที่ 7



รูปที่ 7 องค์ประกอบของสัญญาณเสียงในระบบโทรทัศน์สเตอริโอ

คลื่นพาย้อยกับโทรทัศน์และดาวเทียม

นอกจากใช้กับการแพร่สัญญาณวิทยุและโทรทัศน์ตามที่กล่าวมาแล้ว การใช้คลื่นพาย้อยยังใช้ได้กับระบบโทรทัศน์และกับสัญญาณดาวเทียม จุดประสงค์ก็เพื่อให้บรรจุก้าวสารต่างๆ ลงไปในช่องสัญญาณหนึ่งช่องให้ได้มากที่สุด

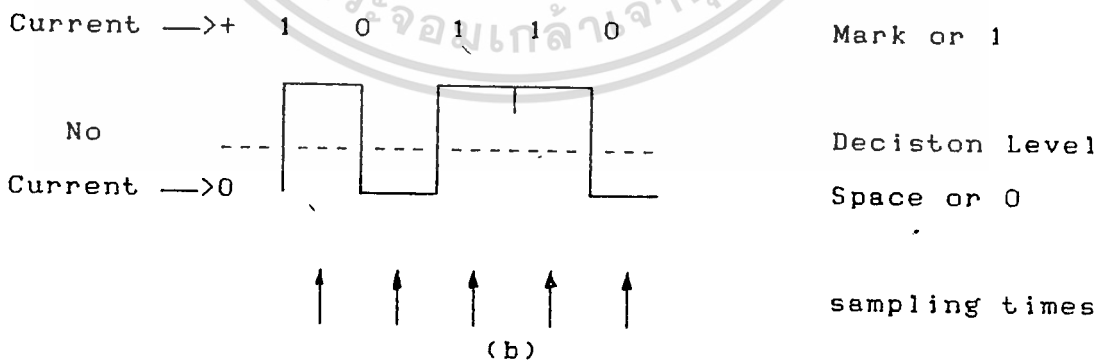
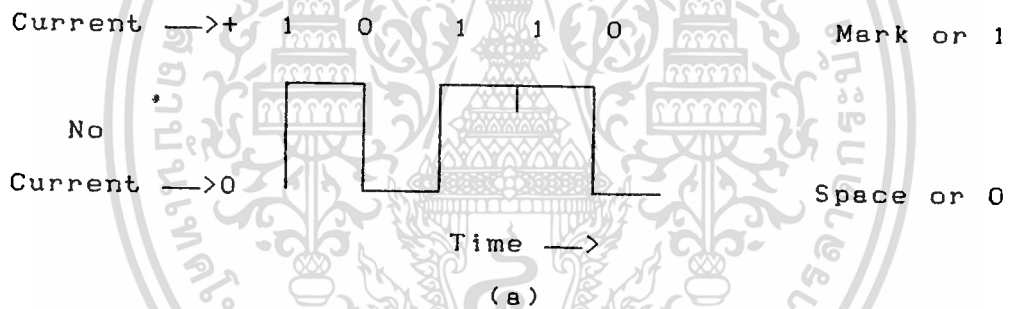
สำหรับในระบบโทรทัศน์นั้นมีความแตกต่างจากระบบที่ใช้สัญญาณวิทยุอยู่บ้าง คือ ไม่จำเป็นต้องใช้คลื่นพาย้อยหลัก เพราะว่าสัญญาณจะถูกส่งไปในสายโดยตรง จะมีก็แต่เพียงคลื่นพาย้อยเท่านั้น

บทที่ 2

Binary Baseband

สัญญาณเบสแบนด์ที่ใช้โมดูลเลขกับสัญญาณพาร์รูปคลื่นไซน์ในดิจิตอลโมดูลเลขชั้นคือ สัญญาณดิจิตอล ที่เครื่องรับมีดีเทคชั่น (detection) 2 แบบคือ โคฮีเร้นท์และนอนโคฮีเร้นท์ โดยโคฮีเร้นท์ดีเทคชั่นแสดงถึงเครื่องรับล็อคทางเฟสกับเครื่องส่ง ส่วนนอนโคฮีเร้นท์ดีเทคชั่นเครื่องรับไม่ล็อคทางเฟสกับเครื่องส่ง ในระบบดิจิตอลสัญญาณทางเครื่องรับซิงโครไนท์ (synchronize) กับสัญญาณทางเครื่องส่งเสมอ ตัวอย่างตัวอย่างของสัญญาณไบนารีเบสแบนด์ (พัลส์โค้ด) แสดงดังรูป 1

รูป 1 (a) แสดงสัญญาณที่เกิดจากแหล่งกำเนิดข้อมูล รูป 1 (b) เป็นสัญญาณที่ถูกทำให้เกิดขึ้น เส้นประเป็นตัวบอกระดับการตัดสินใจหรือจุดเบี่ยงเบนซึ่งถูกวาด (plot) ที่กึ่งกลางของขนาดสัญญาณที่เหมาะสม ถ้าเลขฐานสอง (ค่าไบนารี) หาได้โดยระดับสัญญาณสูงหรือต่ำกว่าระดับอ้างอิง



รูป 1 ตัวอย่างของสัญญาณไบนารีเบสแบนด์

ชนิดของสัญญาณไบนารีแบบแบนด์

สัญญาณไบนารีแบบแบนด์ (พัลส์โค้ด) มีหลายชนิด เพื่อให้เหมาะสมกับความต้องการดังต่อไปนี้

- ลดแบนด์วิทของสัญญาณทางด้านส่ง โดยต้องมั่นใจว่ายังคงครอบคลุมข้อมูลไบนารีได้ทั้งหมด
- กำจัดการตอบสนองทางดีซี (dc response) ในสายส่งสัญญาณโดยการใส่ทรานส์ฟอร์มเมอร์คัปปลิ่ง เพื่อให้สามารถลดเงาการกระจายของกำลังบนสายส่งทวนสัญญาณได้
- จัดหาระบบสัญญาณนาฬิกาไว้ภายในสัญญาณข้อมูลเพื่อที่ว่าเมื่อต้องการการที่ จะให้มีการซิงค์โครไนท์เกิดขึ้น
- สร้างตัวตรวจสอบการผิดพลาด (error detection) ขึ้นภายในระบบ

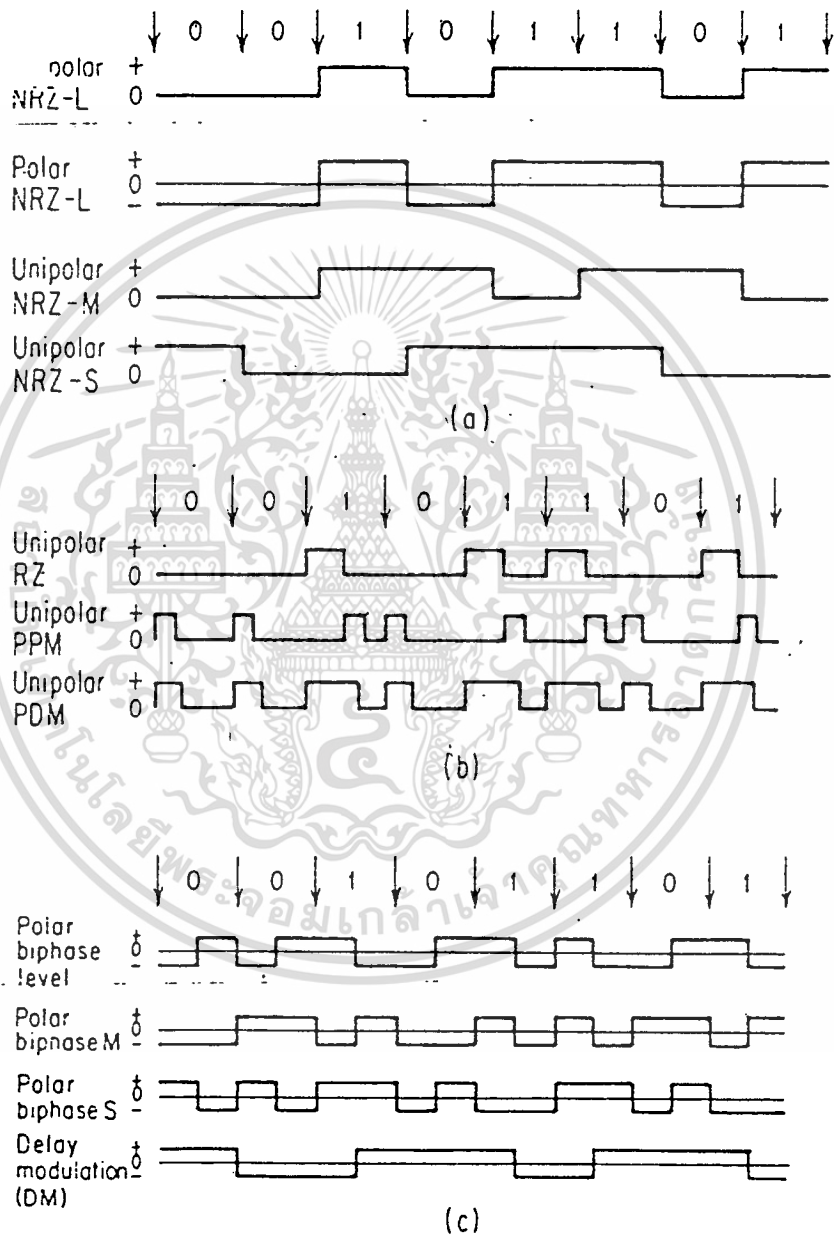
โดยทั่วไปแล้ว สัญญาณไบนารีของพัลส์โค้ดสามารถแบ่งกลุ่มออกได้ 4 กลุ่มคือ

1. Nonreturn-to-zero (NRZ) pulse codes
2. Return-to-zero (RZ) pulse codes
3. Phase-encoded (PE) pulse codes
4. Multilevel-Binary (MLB) pulse codes

ข้อแตกต่างของพัลส์โค้ดก็คือ เครื่องหมายของระดับสัญญาณ ถ้าระดับสัญญาณมีเครื่องหมายเหมือนกันสำหรับแรงดันและกระแส และแตกต่างกันเพียงขนาดของสัญญาณเรียกว่า "Unipolar" สัญญาณที่ตรงข้ามกับ Unipolar คือสัญญาณ polar นั้นเอง ซึ่งสภาวะลอจิกหนึ่งถูกแทนด้วยสัญญาณแรงดันหรือกระแสมีเครื่องหมาย + และอีกสภาวะลอจิกหนึ่งถูกแทนด้วยสัญญาณที่มีเครื่องหมายลบ สำหรับสัญญาณไบนารีขนาดของสัญญาณทั้งสองเท่ากัน แตกต่างกันเพียงแค่เครื่องหมายเท่านั้น โดยทางเครื่องรับจะใช้กราวด์เสมือนเป็นระดับการตัดสินใจหรือระดับอ้างอิง

1. Nonreturn-to-zero (NRZ) pulse codes มี 3 ชนิดคือ NRZ-level (NRZ-L) , NRZ-mark (NRZ-M) และ NRZ-space (NRZ-S)

ในสัญญาณ NRZ-L ข้อมูลจะถูกแทนด้วยระดับสัญญาณระหว่างช่วงเวลาที่คือระดับสัญญาณหนึ่งให้ไม่มีสภาวะลอจิก และอีกระดับสัญญาณหนึ่งให้มีสภาวะลอจิกตรงข้าม ใน NRZ-L หรือ NRZ-S' การเปลี่ยนระดับสัญญาณเริ่มที่ช่วงเริ่มต้นบิตให้เป็น



รูปที่ 2 ลักษณะของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะลอจิก "1" และเมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณในช่วงเริ่มต้นของช่วงเวลาบิตให้มีสภาวะลอจิกเป็น "0" หรือตรงกันข้ามนั่นเอง สำหรับ NRZ-M pulse codes เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่จุดเริ่มต้นให้มีสภาวะลอจิก "1" (mark) ในขณะที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณแสดงลอจิก "0" (space) ส่วน NRZ-S pulse codes สภาวะทางลอจิกจะตรงกันข้ามกับแบบ NRZ-M นั่นคือเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแสดงลอจิก "0" และเมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงแสดงลอจิก "1" ดังนั้นทั้ง NRZ-M และ NRZ-S pulse codes การแสดงผลจะไม่อยู่ระหว่างระดับสัญญาณและสภาวะลอจิกก็ไม่เหมือน NRZ-L แน่แน่นอนว่า NRZ pulse codes เหล่านี้ใช้ เป็นทั้ง Unipolar และ Polar ก็ได้ตั้งแสดง code NRZ ในรูป 2 a สรุปสัญญาณ NRZ ดังนี้เมื่อช่วงเวลาบิต $t_b < 0 - 50\%$ ของสัญญาณช่วงเวลาขึ้นหรือลง open space ใน eyepattern จะบิตแสดงว่าข้อมูลในสายสัญญาณหรือการการส่งข้อมูลจะเป็นไปด้วยดี เมื่อ $t_b < 10 - 90\%$ ของสัญญาณช่วงเวลาขึ้นหรือลง จะเกิด intersymbol interference และมี jitter เกิดขึ้นในการส่งข้อมูล

code NRZ สร้างและถอดรหัสได้ง่ายเพราะว่า สามารถนำรหัสไปใช้งานได้เลยไม่ต้องมีการทำอะไรก่อนหน้าหรือทำอะไรเป็นพิเศษเพิ่มเติมเนื่องจากสามารถสร้างได้ง่ายจึงมีการนำมาใช้กันอย่างกว้างขวางโดยเฉพาะ NRZ-L ส่วน NRZ-M ใช้มากใน digital magnetic recording ซึ่งมักเรียกว่า NRZI สำหรับ Non return-to-zero inverter NRZ code สามารถควบคุมสัญญาณได้ดี และเมื่อนำ NRZ ไปใช้งานการออกแบบการส่งสัญญาณจะไม่มีผลกระทบต่อสัญญาณนาฬิกาและ error detection

2. Return-to-zero (RZ) pulse codes

RZ pulse code มักจะเป็นการรวมกันระหว่างข้อมูลแบบ NRZ-L กับ 1 ความถี่ หรือ 2 ความถี่ โดยการรวมกันของสัญญาณนาฬิกาการกับข้อมูล code RZ ทั้งหมด ควบคุมได้โดยการ synchronization , pulse codes RZ ทั้ง 3 แบบ แสดงให้เห็นดังรูป 2 b Unipolar RZ ได้จากการ AND ระหว่าง NRZ-L กับ สัญญาณนาฬิกา นั่นคือสภาวะลอจิก "0" แทนด้วยช่วงเวลาบิตที่ไม่มีสัญญาณพัลส์ และลอจิก "1" แทนช่วงเวลาบิตที่มีสัญญาณพัลส์ ดังรูป

Pulse-position modulation (PPM) ใช้ช่วงเวลาบิตของพัลส์ $t_b/4$ ที่ช่วงเริ่มต้นของช่วงเวลาบิตเพื่อแสดงสภาวะลอจิก "0" และ $t_b/4$ ของพัลส์เริ่ม

ที่กึ่งกลางของช่วงเวลาบิต แสดงลอจิก "1" , Pulse-duration modulation (PDM) ใช้ $t_b/3$ ของช่วงเวลาบิตของพัลส์แสดงลอจิก "0" และ $(2/3)t_b$ ของพัลส์ สำหรับลอจิก "1" ที่ขอบขาขึ้นของพัลส์ทั้งลองที่ช่วงเริ่มต้นของบิต สำหรับ PDM กับ $t_b/4$ ของความกว้างของพัลส์ ก็เคยใช้เหมือนกันแต่เรามักใช้ $t_b/3$ และ $2t_b/3$ มากกว่า

เหตุผลสำหรับความแตกต่างระหว่างอัตราข้อมูลกับอัตราمودูเลชันสามารถอธิบายได้ แต่ละ RZ pulse code ในรูป 2 b มีอัตราการส่งข้อมูลเหมือนกันคือ $1/t_b$ บิตต่อวินาที อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลาต่ำสุดของแต่ละสัญญาณควรน้อยกว่า t_b ดังนั้น จำไว้ว่าหน่วยช่วงเวลาของสัญญาณ NRZ และช่วงเวลาของบิตมีค่าเท่ากันในระหว่างการส่งและหน่วยของอัตราข้อมูลข่าวสารเป็น bit/second มีค่าเท่ากับอัตราمودูเลชันซึ่งมีหน่วย baud สำหรับสัญญาณ NRZ การวัด b/s กับ baud จะเท่ากันเสมอทั้งช่วงเวลาที่ตรงกันและช่วงที่เกิดการเปลี่ยนแปลงภายใน การตรวจสอบสัญญาณ unipolar RZ แลแดงถึงหน่วยช่วงเวลาเป็นครึ่งหนึ่งของช่วงเวลาบิต เมื่อหน่วยช่วงเวลาน้อยกว่า 0 - 50 % ของเวลาขึ้นหรือลงของสาย แสดงว่าข้อมูลกับสัญญาณนาฬิกาใน Unipolar RZ ถูกลดอัตราการส่งข้อมูลลงมากกว่าสัญญาณ NRZ สำหรับ PPM มี $t_b/4$ ของหน่วยช่วงเวลาของอัตราการส่งข้อมูลลดลงเป็น $1/4$ ของข้อมูล NRZ ภายใต้อัตราเดียวกัน เนื่องจากอัตราمودูเลชันสูงสุดถูกกำหนดไว้ที่ 50 % ของเวลาขึ้นของสาย ซึ่งเป็นค่าคงที่สำหรับความยาวและชนิดของสาย , PDM มีหน่วยช่วงเวลาเป็น $t_b/3$ ดังนั้นที่อัตราคามอดูเลชันสูงสุดเป็นผลให้อัตราการส่งข้อมูลเป็น $1/3$ ของข้อมูล NRZ

สำหรับ PPM และ PDM เวลาสูงสุดของสายส่งสัญญาณสามารถอยู่ในสถานะหนึ่งคือลดลงจากกรณี NRZ นั่นคือ สำหรับ PPM เวลา มีค่า $1.25t_b$ ในขณะที่ PDM เท่ากับ $0.67t_b$ สำหรับ PPM และ PDM แล้ว สัญญาณที่ได้ อาจไม่ถึงระดับสัญญาณเหมือนที่มันทำกับข้อมูล NRZ, PPM แลแดงผลได้ไม่ดีนักเมื่อเปรียบเทียบกับเชิงพาณิชย์ สำหรับ PDM ยอมให้มีอัตราการส่งข้อมูลข่าวสารได้มากกว่าในขณะที่สัญญาณนาฬิกามีค่าเท่าเดิม เนื่องจาก Unipolar RZ ไม่ได้จัดหาสัญญาณนาฬิกาสำหรับลอจิก "0" หรือกล่าวได้ว่าสัญญาณนาฬิกาไม่มีผลต่อลอจิก "0" ซึ่งประโยชน์ที่ได้จะไม่ดีเท่ากับ PDM สำหรับการส่งข้อมูลเบลแบนด์ อย่างไรก็ตาม Unipolar RZ สามารถนำมาใช้กับ digital magnetic tape recording รุ่นเก่าๆ ได้ การตรวจสอบ RZ code แลแดงให้เห็นได้มากกว่า NRZ code คือสัญญาณนาฬิกา RZ code ยังคงมีสัญญาณดิซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปนอยู่ และแบนด์วิทถูกขยายมากกว่า NRZ แต่ RZ code จะไม่มี error detection เกิดขึ้นเลย

3. Phase-encoded (PE) pulse codes

กลุ่ม PE pulse codes ใช้ระดับสัญญาณการส่งผ่านกับข้อมูลฐานสอง และการ synchronization ของข้อมูล PE pulse codes มี 4 ชนิดคือ Bio-L (biphase-level), Bio-M (biphase-mark), Bio-S (biphase-space) และ DM (Delay modulation) แต่ละ code แบ่งระดับการส่งสัญญาณต่อช่วงเวลาบิตเพื่อให้การ synchronous ครอบคลุมข้อมูลฐานสอง Bio-L เป็นไบนารีเฟสชิฟต์คีย์อิง (PSK) และเป็นผลลัพธ์ที่ได้จากการ EX-OR บนข้อมูล NRZ-L กับสัญญาณนาฬิกา และสัญญาณเป็น phase-coherent binary frequency shift keying (FSK) สำหรับ Bio-M ลอจิก "1" แทนโดยระดับคงที่ระหว่างช่วงเวลาบิต ในขณะที่ลอจิก "0" แทนด้วยครึ่งรอบของความถี่ที่สูงกว่า ส่วน Bio-S มีสภาวะลอจิกตรงกันข้ามกับ Bio-M ข้อแตกต่างของ Bio-M กับ Bio-S มีดังนี้

- การเปลี่ยนระดับสัญญาณที่ตอนปลายของช่วงเวลาบิต ไม่คำนึงถึงสภาวะลอจิกของข้อมูล
- การเปลี่ยนระดับสัญญาณที่ตอนกลางของช่วงเวลาบิต เพื่อให้แสดงสภาวะลอจิกออกมา

ใน Bio-M (บางครั้งเรียกว่า diphase) ตรงกลางของช่วงเวลาบิตได้เปลี่ยนระดับสัญญาณให้เป็นลอจิก "1" (mark) ในขณะที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงแสดงลอจิก "0" ใน Bio-S ไม่มีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่กึ่งกลางของช่วงเวลาบิตหมายถึงลอจิก "1" ในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงคือลอจิก "0"

ใน Bio-L (หรือเรียกว่า Manchester code ก็ได้) ช่วง + ของการส่งผ่านที่กึ่งกลางของช่วงเวลาบิต หมายถึงลอจิก "0" ในขณะที่การส่งผ่านช่วง - แสดงลอจิก "1" ผลของ Manchester code เป็น 1,0 ติดต่อกันไปเรื่อยๆ ของกลุ่มพัลส์ จนกระทั่งมองดูเหมือนสองเท่าของความกว้างของพัลส์ ถ้ามี 1 หรือ 0 ซ้ำกัน ความกว้างของพัลส์เกิดจากอัตราสัญญาณนาฬิกา

ชนิดที่สี่ของ PE คือ delay modulation (DM) บางครั้งเรียกว่า "Miller code" โดยสภาวะลอจิก "1" แทนกึ่งกลางของช่วงเวลาบิตของการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณและลอจิก "0" แทนการเปลี่ยนระดับสัญญาณที่ตอนปลายของช่วงเวลาบิต

ถ้ามีลอจิก "0" มาซ้อนๆ กันอีก เมื่อลอจิก "0" เปลี่ยนมาจากลอจิก "1" ไม่มีการส่งผ่านระดับสัญญาณที่ช่วงเวลาบิตเริ่มต้นของบิตได้รูปคลื่นของ PE แสดงดังรูป 2 c

สรุปสั้นๆ ของรูปคลื่นสัญญาณสำหรับ 3 biphasе pulse codes แสดงถึงค่าสัญญาณต่ำสุดอยู่ในระหว่างครึ่งช่วงเวลาบิต นั่นคือ $t_{u,} = t_{b,}/2$ ช่วงยาวที่สุดของสัญญาณทั้ง 2 ระดับคือ 1 ช่วงเวลาบิต ในทำนองเดียวกัน DM มีค่าสัญญาณต่ำสุดของ 1 ช่วงเวลาบิตเป็น $t_{u,} = t_{b,}$ และค่าสูงสุดของสัญญาณระดับทั้งสองคือ 2 ช่วงเวลาบิต อันเกิดจาก 101, Biphasе code ไม่สามารถครอบคลุมได้ดีโดยปราศจากการ equalization เมื่อ $t_{u,}$ น้อยกว่า 0 - 50 % ของเวลาขึ้น ดังนั้น 50 % jitter บนสัญญาณ NRZ ประมาณการตอบสนองต่อ Biphasе code ณ จุดที่ไม่มีการทำงานใดๆ ดังนั้น Biphasе code ได้แบ่งอัตราข้อมูลข่าวสารของสัญญาณ NRZ เป็นครึ่งหนึ่งที่จุดสูงสุดของอัตราการมอดูเลชัน นั่นคือในการเปลี่ยนแปลงสำหรับ synchronization information และ de spectrum เมื่อใช้ polar form, DM มี intersymbol interference characteristic เหมือน NRZ เมื่อหน่วยช่วงเหมือนกันทั้งสองโค้ด DM ทำงานได้ดีกว่า NRZ เนื่องจากช่วงเวลาสูงสุดของระดับสัญญาณเป็น 2 ช่วงเวลาบิต จากทั้ง 4 ชนิดที่กล่าวมานี้ DM มี coding scheme ดีกว่า biphasе เพราะไม่ต้องใช้ bandwidth มากเท่ากับ biphasе และยังคงสามารถควบคุมการตอบสนองทางดีซี และการ synchronization ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทั้ง biphasе และ DM เป็นทางเลือกที่ดีสำหรับ Digital magnetic recording ; biphasе ใช้มากใน disk memory และ DM มีการทำงานที่รวดเร็ว (rapidly gaining) แม้ว่า ความจุของ Bit สูงมากก็ตาม PE code สามารถลด bandwidth ลงโดยไม่มีผลกระทบจากดีซี และมีการ synchronization ที่ดี

biphasе ควบคุม error detection ไม่ได้ DM ทำได้ดีกว่า แต่ไม่ทั้งหมด นั่นคือยังมี single-bit-error การ detection สามารถทำได้โดยการตรวจสอบ ถ้ามีระดับสัญญาณหนึ่งยาวมากกว่า 2 ช่วงเวลาบิตติดต่อกันไปเรื่อยๆ ก็เป็นการบอกว่าได้เกิดมีการ error แล้ว การ detection ของ DM ต้องการ การ sampling ต่อ ช่วงเวลาบิต

บทที่ 3 ดิจิตัลโมดูเลชัน

ปัจจุบันการสื่อสารนิยมใช้ดิจิตัลโมดูเลชันมากขึ้นเพราะระบบดิจิตัลโมดูเลชันมีความเชื่อถือสูงและมีราคาถูกลง เนื่องจากได้มีการพัฒนาทางดิจิตัลอิเล็กทรอนิกส์และไอซีอย่างรวดเร็วทำให้ต้นทุนการผลิตถูกลง นอกจากนี้ดิจิตัลโมดูเลชันยังสามารถใช้วิธีการลงรหัสพัลส์ก่อนโมดูเลชันเพื่อลดรอบขบะบิวลิตีความผิดพลาดให้ต่ำลง การโมดูเลทตัวพาด้วยข่าวสารดิจิตัลนี้ทำได้หลายวิธีด้วยกัน ในที่นี่เราจะศึกษาเทคนิคการโมดูเลทที่ข่าวสารดิจิตัลเปลี่ยนแปลงขนาด ความถี่และเฟสของตัวพา

รูปที่ 1 แสดงรูปคลื่นของดิจิตัลโมดูเลชันวิธีต่างๆ ที่ใช้ในการส่งข่าวสารไบนารีผ่านช่องสื่อสาร (communication channel) ซึ่งโดยมากจะมีการตอบสนองไม่ตีบริเวณความถี่ใกล้ศูนย์ จึงค่านึงได้ว่าเป็นช่องความถี่ผ่านแคบ (bandpass channel) ในรูปที่ 1(ก) สัญญาณดิจิตัล "1" และ "0" จะสวิตช์ขนาดของตัวพาให้มีค่าสองค่าคือเปิดและปิด รูปคลื่นที่ประกอบด้วยพัลส์เปิดหรือมาร์ค (mark) จะแทนเลขไบนารี "1" และพัลส์ปิดหรือสเปซ (space) จะแทนเลขไบนารี "0" ดิจิตัลโมดูเลชันนี้เรียกว่าแอมพลิจูดชิฟคีย์อิง (amplitude shift keying หรือ ASK) รูปที่ 1(ข) แสดงรูปคลื่นของเฟรควีนซีชิฟคีย์อิง (frequency shift keying หรือ FSK) ที่มีการเปลี่ยนความถี่ของตัวพาระหว่างสองความถี่ตามสัญญาณดิจิตัล "1" และ "0" สัญญาณมาร์คที่มีความถี่สูงจะแทนพัลส์ "1" และสัญญาณสเปซที่มีความถี่ต่ำจะแทนด้วยพัลส์ "0" ส่วนรูปที่ 1(ค) แสดงรูปคลื่นของเฟสชิฟคีย์อิง (phase shift keying หรือ PSK) ที่มีการเปลี่ยนเฟสของตัวพาระหว่างสองเฟสคือ 0° และ 180° ตามสัญญาณดิจิตัล "1" และ "0" เฟสชิฟคีย์อิงชนิดนี้เรียกว่า สองเฟสพีเอสเค (2ϕ PSK) มีข้อสังเกตว่าในกรณีของเอฟเอสเคและพีเอสเค ขนาดของตัวพามีค่าคงที่เสมอและรูปคลื่นที่ถูกโมดูเลทแล้วของดิจิตัลโมดูเลชันทั้งสามวิธีมีค่าต่อเนื่องทุกเวลา

เอฟเอสเค

การจัดสัญญาณเอฟเอสเค (FSK signalling)

สัญญาณเอฟเอสเคเป็นสัญญาณดิจิทัลที่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของเบสแบนด์พัลส์พีซีเอ็ม โดยทั่วไปเอฟเอสเคมักใช้ในการส่งข้อมูลที่อัตราความเร็วต่ำตามข้อกำหนดรายละเอียด CCITT V.21 และนิยมใช้เอฟเอสเคชนิดสองความถี่เท่านั้น เพราะเอฟเอสเคอนโคฮีเร้นท์ชนิดสองความถี่สามารถกำเนิดและรับได้ง่าย ทำให้มีราคาถูก

$$S_1(t) = A \cos(\omega_c + \omega_m)t, \text{ สำหรับสัญญาณมาร์ค}$$

และ

$$S_2(t) = A \cos(\omega_c - \omega_m)t, \text{ สำหรับสัญญาณสเปส}$$

(1)

ในที่นี้ ω_m คือ ความถี่เบี่ยงเบน

จะเห็นได้ว่า สัญญาณมาร์คมีความถี่ $\omega_1 = \omega_c + \omega_m$ และสัญญาณสเปสมีความถี่ $\omega_2 = \omega_c - \omega_m$ สัญญาณเอฟเอสเคจึงเป็นสัญญาณดิจิทัลที่กำเนิดได้ง่ายโดยการสวิตช์ไปมาของเครื่องกำเนิดสัญญาณ ω_1 และเครื่องกำเนิดสัญญาณ ω_2 สัญญาณเอฟเอสเคดังกล่าวจะมีเฟสไม่ต่อเนื่อง (discontinuous phase) ที่รอยต่อสวิตช์ แต่ถ้าค่อยๆ เปลี่ยนเฟสของสัญญาณเอฟเอสเคตามขนาดของพัลส์พีซีเอ็ม เช่น เอฟเอสเคที่เกิดจากการเอฟเอ็มโมดูลเลทพัลส์พีซีเอ็ม เป็นต้น

โคฮีเร้นท์เอฟเอสเค (Coherent FSK)

ถ้าเราตีโมดูลเลทสัญญาณเอฟเอสเคด้วยเครื่องรับคอร์รีเลชันตั้งรูป 2 สัญญาณตัวพาท้องถิ่นที่ต้องการคือ

$$S_1(t) - S_2(t) = A \cos(\omega_c t + \omega_m t) - A \cos(\omega_c t - \omega_m t) \quad (2)$$

สัญญาณขาออก ณ เวลาสุ่มตัวอย่าง $t = kT$ คือ $S_{o_1}(kT)$ และ $S_{o_2}(kT)$

ในที่นี้



รูปที่ 2 เครื่องรับแบบคอร์รีเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{o_1}(kT) = T \int_0^T S_1(t) [S_1(t) - S_2(t)] dt \quad (3)$$

$$S_{o_2}(kT) = T \int_0^T S_2(t) [S_1(t) - S_2(t)] dt$$

ถ้าพลังงานของสัญญาณ E_1 และ E_2 เท่ากัน $S_{o_1}(kT) = -S_{o_2}(kT)$ และ
 นั้นเทรลโวลต์ของเครื่องรับจึงตั้งไว้ที่ค่าศูนย์ พรอบบะบิวลิตี้ความผิดพลาด P_e สำหรับ
 เครื่องรับคอร์รีเลชัน จากสมการ (ก) $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S_{o_1}(T) - S_{o_2}(T)}{2(12)\sigma_0} \right)$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\delta_{max}/2) \quad (4)$$

ในที่นี้

$$(\delta_{max})^2 = \frac{2}{n} T \int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt$$

แทน $S_1(t)$ และ $S_2(t)$ จากสมการ () และอินทิเกรท จะได้

$$(\delta_{max})^2 = \frac{2A^2T}{n} \left[1 - \frac{\sin^2 w_d T}{2w_d T} + \frac{1}{2} \frac{\sin[2(w_c + w_d)T]}{2(w_c + w_d)T} - \frac{1}{2} \frac{\sin[2(w_c - w_d)T]}{2(w_c - w_d)T} - \frac{\sin 2w_c T}{2w_c T} \right] \quad (5)$$

สมมติว่า

$$w_c T \gg 1, w_c \gg w_d$$

ซึ่งเป็นจริงในทางปฏิบัติและสามเทอมหลังในสมการ (5) มีค่าน้อยจนไม่ต้องคำนึงถึงได้ เราจะได้

$$(\delta_{max})^2 = \frac{2A^2T}{n} (1 - \frac{\sin 2w_2 T}{2w_2 T}) \quad (6)$$

ค่า $(\delta_{max})^2$ จะมีความมากที่สุด ถ้าเลือกความถี่เบี่ยงเบนให้ $2w_2 T = 3\pi/2$ ที่ค่า w_2 ค่านี้ จะได้

$$(\delta_{max})^2 = (2.42)(A^2 T/n)$$

และ

$$P_{avg} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{[0.61(A^2 T/n)]}) \quad (7)$$

ถ้าเรากำหนด $S_{avg} = A^2/2$ และ $E_{avg} = A^2 T/2$ เราสามารถแสดง P_{avg} ในรูปของ

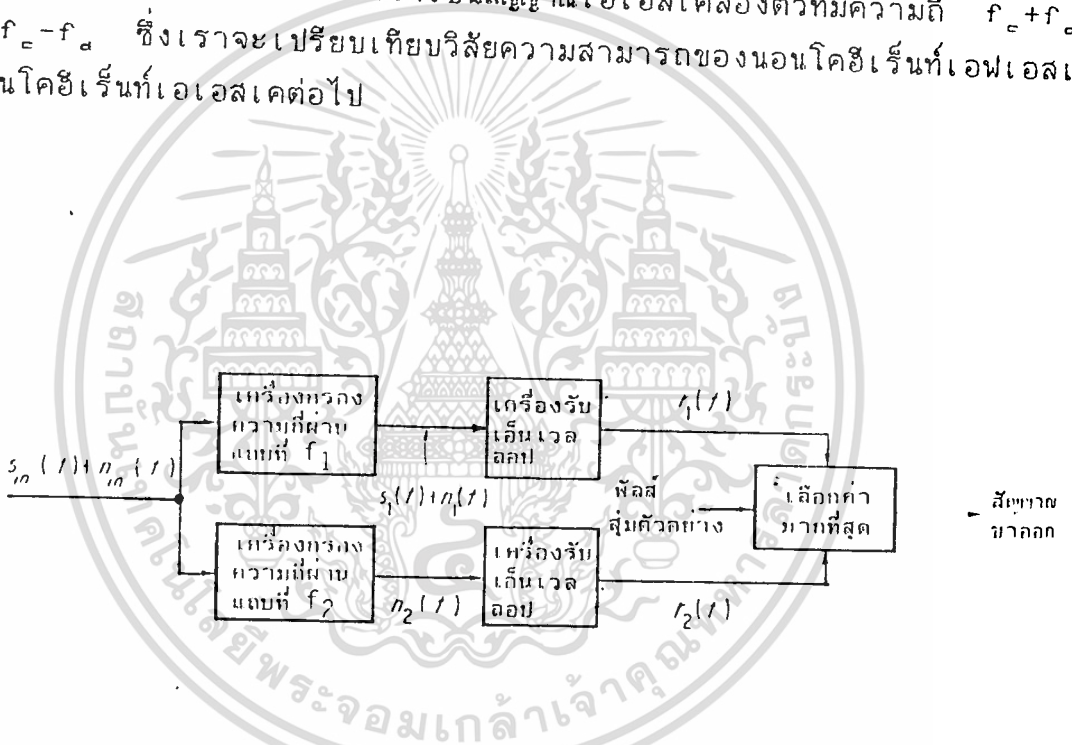
$$P_{avg} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{1.2 S_{avg} T/n})$$

$$P_{avg} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{1.2 E_{avg}/n}) \quad (8)$$

เปรียบเทียบพหุคูณบิตต่อความผิดพลาดสำหรับโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคกับพหุคูณบิตต่อความผิดพลาดของโคฮีเร้นท์พีเอสเค (สมการ (8)) จะเห็นได้ว่าโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคต้องการกำลังมากกว่าโคฮีเร้นท์พีเอสเคเท่ากับ 2.2 dB ที่ค่าพหุคูณบิตต่อความผิดพลาดเดียวกัน สัญญาณเอฟเอสเคใช้แถบความถี่กว้างกว่าสัญญาณพีเอสเค โคฮีเร้นท์เอฟเอสเคจึงไม่มีข้อได้เปรียบกว่าโคฮีเร้นท์พีเอสเค

นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเค

ในการรับนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเค เราใช้เครื่องกรองความถี่ผ่านแถบ (bandpass filters) สองตัวที่มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ f_1 และ f_2 ตามด้วยเครื่องรับเอ็นเวลลอป (envelope detector) ในแต่ละกิ่ง (branch) เอ็นเวลลอปของแต่ละกิ่งจะถูกสุ่มตัวอย่างพัลส์ละหนึ่งครั้ง แล้วนำมาเปรียบเทียบว่าเอ็นเวลลอปของสัญญาณมาร์คบวกเสียงรบกวนหรือของสัญญาณสเปสบวกเสียงรบกวนจะมากกว่ากัน แล้วจะตัดสัญญาณขาออกเป็นของสัญญาณที่มีค่ามากกว่าดังรูปที่ 3 นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคสามารถคิดเสมีอนหนึ่งว่าเป็นสัญญาณเอเอสเคสองตัวที่มีความถี่ $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$ ซึ่งเราจะเปรียบเทียบวิสัยความสามารถของนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคกับนอนโคฮีเร้นท์เอเอสเคต่อไป



รูปที่ 3 การตีโมดูลเลทแบบนอนโคฮีเร้นท์ของสัญญาณไบนารีเอฟเอสเค

สมมติสัญญาณที่ส่งเป็นสัญญาณมาร์ค $s_1(t) = A \cos(\omega_c + \omega_m)t$ พรอบหะบิวลิตีเดนซิตีฟังก์ชัน (pdf) ของเอ็นเวลลอป r_1 คือ

$$p(r_1) = \frac{r_1}{N} I_0 \left(\frac{Ar_1}{N} \right) \exp \left(- \frac{(r_1)^2 + A^2}{2N} \right), \quad r_1 > 0 \quad (3)$$

ในที่นี้ $N = nB_T$ และ B_T คือแถบความถี่ของเครื่องกรองความถี่

ในขณะที่เดียวกันเครื่องกรองความถี่ผ่านแถบที่กึ่งข้างล่างจะมีเฉพาะเสียงรบกวนเก๊าเซียนที่ผ่านเท่านั้น เอนเวลลอปของเสียงรบกวนจะมี pdf เป็นเรย์เลย์ดังนี้

$$p(r_2) = \frac{r_2}{N} \exp\left(-\frac{(r_2)^2}{2N}\right), \quad r_2 > 0 \quad (10)$$

ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นเมื่อ $r_2 > r_1$ และพหุคูณบิวัตติ์ความผิดพลาดหาได้ดังนี้

$$P_e = p(r_2 > r_1) = \alpha \int_{r_1=0}^{\infty} p(r_1) \left[\alpha \int_{r_2=r_1}^{\infty} p(r_2) dr_2 \right] dr_1 \quad (11)$$

อินทิกรัลในวงเล็บจะได้ $\exp(-(r_1)^2/2N)$ ดังนี้

$$P_e = \alpha \int_0^{\infty} \frac{r_1}{N} I_0\left(\frac{\alpha r_1}{N}\right) e^{-r_1^2/2N} e^{-\alpha^2/2N} dr_1 \quad (12)$$

จากสูตรฟังก์ชันคิว (Q-function)

$$Q(\alpha, 0) = \alpha \int_0^{\infty} t I_0(\alpha t) e^{-(\alpha^2 + t^2)/2} dt = 1 \quad (13)$$

และ

$$Q(0, \alpha) = \alpha \int_0^{\infty} t e^{-t^2/2} dt = e^{-\alpha^2/2} \quad (14)$$

และสมมติสัญญาณมาร์คและสัญญาณสเปสมีโอกาสเกิดเท่าๆ กัน พหุคูณบิวัตติ์ความผิดพลาดโดยเฉลี่ยสำหรับสัญญาณนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคจะได้

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{4N}\right) \quad (15)$$

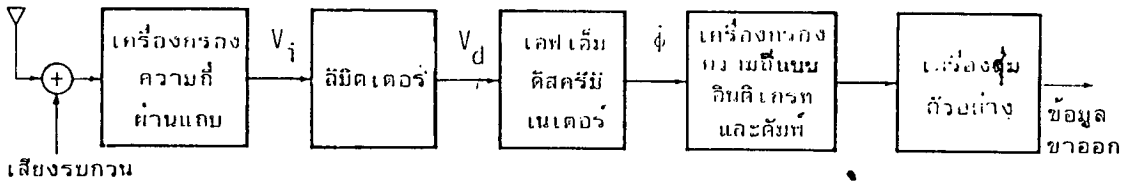
จะเห็นได้ว่านอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคได้ครอบขะบิวลิตีความผิดพลาดในรูปของฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลเหมือนกับครอบขะบิวลิตีความผิดพลาดของเอฟเอสเคที่อ็อปติมัมเทรลโวลต์ดังสมการ (๗)* แต่นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคใช้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนเพียงครึ่งหนึ่งของนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคเท่านั้น ในกรณีที่อัตราความเร็วในการส่งพัลส์ของสองระบบเท่ากัน และแถบความถี่ของเครื่องกรองของทั้งสองระบบเท่ากันซึ่งหมายความว่า กำลังของเสียงรบกวนของทั้งสองระบบเท่ากัน อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนในระบบเอฟเอสเคมีค่าเฉพาะในกรณีที่ส่งสัญญาณมาร์คเท่านั้น ในการส่งสัญญาณสเปลจะมีกำลังของสัญญาณที่ส่งเท่ากับศูนย์ กำลังเฉลี่ยของเอฟเอสเคจึงมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของค่าที่ใช้ในคำจำกัดความอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวน ฉะนั้นที่ครอบขะบิวลิตีความผิดพลาดต่ำทั้งนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคและนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคจะได้ค่าครอบขะบิวลิตีความผิดพลาดเท่ากันที่ค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนของกำลังของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนเท่ากัน นอกจากนั้นเนื่องจากเอฟเอสเคต้องใช้ความถี่สองโทน เอฟเอสเคจึงถูกกำหนดให้ใช้แถบความถี่กว้างขึ้นอย่างน้อยสองเท่า อย่างไรก็ตาม เพื่อบรรลุถึงวิสัยความสามารถนี้ เอฟเอสเคก็มีข้อเสียที่สำคัญคือจำเป็นต้องอ็อปติไมซ์เทรลโวลต์ในการรับที่ค่าของอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนค่าหนึ่งๆ ส่วนเอฟเอสเคใช้การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่าง r_2 และ r_1 ($r_2 - r_1$) เทียบกับเทรลโวลต์เป็นศูนย์ ทำให้เทรลโวลต์ของเอฟเอสเคเป็นอิสระไม่ขึ้นต่ออัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวน จึงเป็นเทรลโวลต์ที่เหมาะสมเสมอ โดยเฉพาะในกรณีที่เกิดเฟดดิ้ง (fading) เอฟเอสเคจะเหมาะสมมากกว่า เพราะไม่มีเทรลโวลต์จึงไม่ต้องปรับเทรลโวลต์เนื่องจากผลกระทบของเฟดดิ้งที่มีต่อระดับสัญญาณ

* สมการ (๗) $P_e \approx \frac{1}{2} [1 + \sqrt{4N/2rA^2}] \exp(-\frac{A^2}{8N})$ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 $\approx \frac{1}{2} \exp(-\frac{A^2}{8N}), A^2 \gg N$

ดิจิตัลเอฟเอ็ม

การสื่อสารดิจิตัลแบบง่ายๆ ที่ตัดแปลงระบบเอฟเอ็มมาใช้ในการโมดูเลทและส่งสัญญาณดิจิตัลไบนารี "1" หรือ "0" นี้เรียกว่า ดิจิตัลเอฟเอ็ม (Digital FM) หรือไบนารีเอฟเอสเค (binary FSK) การสื่อสารดิจิตัลเอฟเอ็มนี้นิยมใช้กันในสมัยเริ่มแรกของการพัฒนาระบบสื่อสารดิจิตัล ในปัจจุบันก็ยังคงใช้กันอยู่ในวงการสื่อสารดิจิตัลที่ต้องการการส่งข้อมูลในอัตราความเร็ว (bit rate) ต่ำกว่า 1200 บิตต่อวินาที และที่ประหยัดค่าใช้จ่าย ความแตกต่างระหว่างอะนาล็อกเอฟเอ็มและดิจิตัลเอฟเอ็มคือ อะนาล็อกเอฟเอ็มส่วนมากเป็นระบบเอฟเอ็มที่มีแถบความถี่กว้าง (wideband FM) ส่วนดิจิตัลเอฟเอ็มส่วนมากเป็นระบบเอฟเอ็มที่มีแถบความถี่แคบ (narrowband FM)

เครื่องรับของระบบดิจิตัลเอฟเอ็มส่วนมากใช้ลิมิตเตอร์ดิสคริเมเนเตอร์ตามด้วยเครื่องกรองความถี่แบบอินทิเกรทและดัมพ์ (integrated-and-dump filter) ดังรูปที่ 4 สัญญาณดิจิตัลเอฟเอ็มที่ขาเข้าของเครื่องรับจะถูกปรับด้วยเสียงรบกวนเก๊าเซียนและผ่านเครื่องกรองความถี่กลาง (IF Filter) ที่มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ f_c และมีแถบความถี่กว้าง 2B และจะถูกดีโมดูเลทโดยเครื่องลิมิตเตอร์ดิสคริเมเนเตอร์ ในที่นี้เราสมมติว่าแถบความถี่ของเครื่องกรองความถี่กลางกว้างพอที่จะให้สัญญาณดิจิตัลเอฟเอ็มผ่านโดยไม่มีความเพี้ยน สัญญาณขาออกจากเครื่องลิมิตเตอร์ดิสคริเมเนเตอร์จะผ่านเครื่องกรองความถี่แบบอินทิเกรทและดัมพ์ และเครื่องสุ่มตัวอย่างที่ตัดสินขนาดของพัลส์ผสมกับสัญญาณที่มีค่ามากกว่าค่าเทรลโวลต์ ซึ่งอาจตั้งไว้ที่ค่าศูนย์ให้เป็นพัลส์บวกและที่มีค่าน้อยกว่าค่าเทรลโวลต์เป็นพัลส์ลบดังรูปที่



รูปที่ แผนภาพของเครื่องรับดิจิตอลเอฟเอ็ม

สัญญาณดิจิตอลเอฟเอ็มที่ขาเข้าของเครื่องรับคือ

$$S(t) = A \cos(\omega_c t + D(t) + \theta) \quad (16)$$

ในที่นี้

- A คือแอมพลิจูดของตัวพา
- ω_c คือความถี่เชิงมุมของตัวพา
- θ คือเฟสเริ่มต้นของตัวพา
- $D(t)$ คือสัญญาณโมดูเลตติ้งดิจิตอลเอฟเอ็ม

$$D(t) = \omega_d \int_0^t x(t') dt' \quad (17)$$

และสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ $x(t)$ เป็นพัลส์ซีเคิร์นซิงโครไนซ์ $\delta(t)$ ที่มีขนาดเป็นบวกหรือลบ $a_n \delta(t)$ นี้จะมีแรงดันเปลี่ยนแปลงตามความถี่เบี่ยงเบน ω_d ของสัญญาณดิจิตอลเอฟเอ็ม ดังสมการข้างล่างนี้

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT) \quad (18)$$

เสียงรบกวนที่ขาเข้าของเครื่องรับคือ

$$\begin{aligned} n(t) &= \alpha(t) \cos(\omega_c t + \lambda(t)) \\ &= n_1(t) \cos \omega_c t - n_2(t) \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (19)$$

ในที่นี้ $\alpha(t)$ เป็นเอ็นเวลลอปของเสียงรบกวนแบบเก้าเขียน $n(t)$ ซึ่งมีการกระจายแบบเรย์เลย์ (Rayleigh distribution) $\lambda(t)$ เป็นเฟสของเสียงรบกวนที่มีการกระจายแบบสม่ำเสมอระหว่างค่า 0 และ 2π n_1 และ n_2 เป็นส่วนประกอบอินเฟสและควอดราเจอร์ของ $n(t)$ เทียบกับความถี่ของตัวพา

สัญญาณผสมเสียงรบกวนที่ขาเข้าของเครื่องลิมิตเตอร์ เขียนสมการได้ดังนี้

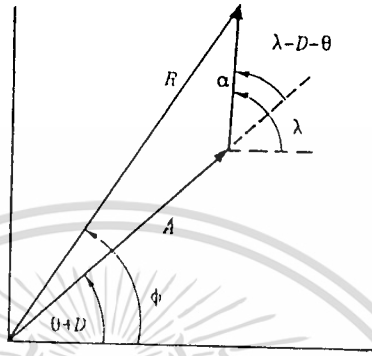
$$V_1(t) = S(t) + n(t) = R(t) \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (20)$$

ในที่นี้

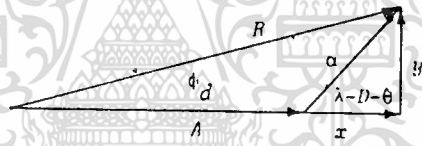
$$R(t) = (\sqrt{[A + x]^2 + y^2}) \quad (21)$$

$$\phi(t) = D + \theta + \tan^{-1} \frac{y}{A + x} \quad (22)$$

ดังแสดงในรูปที่ 5



(ก) การเปรียบเทียบอัตรา ความถี่ผลลวดเทียบกับระบบเลขโดดแบบไบนารี



(ข) การเปรียบเทียบที่วงเครื่องตัดกริมันเตอร์ไฮเฟอ์และเครื่องวงความถี่แบบแม่ช

รูปที่ 5 ภาพแสดงความสัมพันธ์ทางเฟสเซอร์ระหว่างสัญญาณและเสียงรบกวน ในที่นี้เสียงรบกวนถูกแยกออกเป็นส่วนประกอบอินเฟสและควอดราเจอร์กับสัญญาณดังนี้

$$x \triangleq \alpha \cos(\lambda - D - \theta)$$

(23)

$$y \triangleq \alpha \sin(\lambda - D - \theta)$$

เครื่องลิมิตเตอร์จะตัดเอ็นเวลลอปของสัญญาณผลมระหว่างสัญญาณและเสียงรบกวนให้เรียบที่ขาออกของเครื่องลิมิตเตอร์ที่ตามด้วยเครื่องกรองความถี่ผ่านแถบ (band pass limiter) จะได้

$$V_o(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t))$$

ที่ขาออกของเครื่องดีสคริเมเนเตอร์คือ

$$\phi = D + \phi_o \quad (24)$$

ในที่นี้ D คือสัญญาณที่ถูกดีโมดูเลทตามต้องการ และ ϕ_o คือเสียงรบกวนขาออก พฤติกรรมของเสียงรบกวนในระบบดีจิทัลเอฟเอ็มก็มีลักษณะเดียวกับพฤติกรรมของเสียงรบกวนในระบบอะนาล็อกเอฟเอ็ม กล่าวคือ ที่ขาออกของเครื่องรับเอฟเอ็ม เสียงรบกวนจะประกอบด้วยเสียงรบกวนสองชนิด ชนิดแรกเป็นเสียงรบกวนแบบเก๊าเซียน และชนิดหลังเป็นเสียงรบกวนแบบอิมพัลส์ หรือเรียกว่าเสียงรบกวนคลิกเพราะเวลาเกิดเสียงรบกวนคลิกจะได้ยินเสียงคลิกๆ จากเครื่องรับ เสียงรบกวนแบบเก๊าเซียนจะมีอิทธิพลต่อสัญญาณดีจิทัลเอฟเอ็ม ที่ค่าของอัตราส่วนของกำลังของตัวพาต่อกำลังของเสียงรบกวน (CNR) สูง ส่วนที่ค่าของอัตราส่วนของกำลังของตัวพาต่อกำลังของเสียงรบกวนต่ำ เสียงรบกวนแบบคลิกจะมีอิทธิพลต่อสัญญาณดีจิทัลเอฟเอ็มมากกว่าเสียงรบกวนแบบเก๊าเซียน

ในขณะที่ขนาดของ x และ y สั่นกระเพื่อมอย่างเร็นดัม $\phi_o(t)$ ก็จะสั่นกระเพื่อมตามด้วย ที่ค่าของอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวน μ มาก นั่นคือ $\mu \ll A$ การสั่นกระเพื่อมของ $\phi_o(t)$ จะน้อย ดังนั้น เราสามารถแทน $\phi_o(t)$ ด้วยสมการข้างล่างนี้

$$\begin{aligned} \phi_o(t) &= \tan^{-1} \frac{\alpha \sin(\lambda - D - \theta)}{A + \alpha \cos(\lambda - D - \theta)} \\ &\approx \frac{\alpha \sin(\lambda - D - \theta)}{A} = \frac{y}{A} \quad (25) \end{aligned}$$

เสียงรบกวนที่ขาออกของเครื่องดิสคริมิเนเตอร์คือ

$$\phi'_a(t) = \frac{y'}{A} \quad (26)$$

เนื่องจาก y เป็นตัวแปรเรเนดัมแบบเก๊าเซียน การแปลงเชิงเส้นของตัวแปรเรเนดัมแบบเก๊าเซียนก็ยังคงเป็นตัวแปรเก๊าเซียนอยู่ ฉะนั้น $\phi'_a(t)$ จึงเป็นเก๊าเซียนด้วย ในขณะที่สัญญาณมีกำลังลดลง ในบางเวลาขนาดของเสียงรบกวนจะมีค่ามากกว่าขนาดของสัญญาณ และมีโอกาสที่ $R(t)$ ซึ่งเป็นเอ็นเวลลอปรวมของสัญญาณดิจิทัลเอฟเอ็มกับเสียงรบกวนจะหมุนไปทางซ้ายมือล้อมรอบจุดศูนย์กลางอย่างรวดเร็วเกิดการเปลี่ยนมุมเป็น 2π เครื่องดิสคริมิเนเตอร์จะเปลี่ยนจากมุม 2π เป็นพัลส์แหลมเล็กที่มีพื้นที่ $\pm 2\pi$ และมีความกว้างเล็กกว่า $1/(2B)$ เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่เบสแบนด์ที่ติดกับเครื่องดิสคริมิเนเตอร์ ซึ่งมีแถบความถี่น้อยกว่าแบบความถี่ที่จะยอมให้เสียงรบกวนแบบคลิกผ่านได้สะดวก เสียงรบกวนแบบคลิกจึงสามารถแทนด้วยอิมพัลส์ที่มีพื้นที่ 2π ได้ดังนี้

$$\phi'_a(t) \triangleq Z_+ - Z_- = 2\pi \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} (t-t_k) - \sum_{l=-\infty}^{\infty} (t-t_l) \right] \quad (27)$$

ในที่นี้ Z_+ และ Z_- เป็นเสียงรบกวนแบบคลิกบวกและลบ t_k และ t_l เป็นเวลาที่เสียงรบกวนแบบคลิกบวกและลบเกิด

เสียงรบกวนแบบคลิกนี้จะมีการกระจายแบบปอยซอน (Poisson distribution) ซึ่งเราจำเป็นต้องทราบอัตราการเกิดของเสียงรบกวนแบบคลิกเพื่ออธิบายลักษณะสมบัติเชิงสถิติของเสียงรบกวนแบบคลิกได้ สมมติว่าความเข้มข้นสเปกตรัลของเสียงรบกวนขาเข้าสมมาตรกับความถี่ศูนย์กลางของสัญญาณเอฟเอ็ม f_c จำนวนเฉลี่ยของเสียงรบกวนแบบคลิกบวกและลบในหนึ่งวินาทีนั้น วิศวกรสื่อสารชาวอเมริกันชื่อไรซ์ (Rice) ได้คำนวณค่าไว้ดังนี้

$$N_+ = \frac{1}{2} \{ (\sqrt{r^2 + (f_c)^2}) [1 - \text{erfc}(\sqrt{r + r(f_c)^2/r})] - f_c \exp(-r) [1 - \text{erfc}(f(\sqrt{r}/r))]\} \quad (28)$$

ในขณะที่จำนวนเฉลี่ยของเสียงรบกวนแบบคลัสคอบในหนึ่งวินาทีคือ

$$N_- = N_+ + f_c \exp(-r) \quad (29)$$

ในขณะที่ คือแถบความถี่อาร์เอ็มเอส (rms bandwidth) ของเสียงรบกวนขาเข้ามีหน่วยเป็น เฮิรตซ์/วินาที ดังนั้น

$$= \frac{1}{2\pi} (\sqrt{[b_2/b_0]}) \quad (30)$$

$$b_0 = \sigma^2 = \alpha \int_0^\infty G_n(f) df \quad (31)$$

$$b_2 = (2\pi)^2 \alpha \int_0^\infty (f-f_c)^2 G_n(f) df$$

r คือ CNR

$$r = \frac{A^2}{2(\sigma_n^2)^2} \quad (32)$$

ในที่นี้ $G_n(f)$ คือ ความเข้มข้นสเปกตรัลของกำลังข้างหนึ่ง (one-sided power spectral density) ของเสียงรบกวนขาเข้า, $f_c = \omega_c/2\pi$ และ $\text{erfc}(x)$ คือฟังก์ชันความผิดพลาดเสริม (complimentary error function) ซึ่งมีค่าจำกัดความตามสมการ (๓) $(s_o(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t) [s_1(t) - s_2(t)] dt)$ จะเห็นได้ว่าอัตราการเกิดของเสียงรบกวนแบบคลัสคอบเป็นฟังก์ชันของ r , $D(t)$ หรือ f_c และแถบความถี่อาร์เอ็มเอสของเสียงรบกวนขาเข้า

ที่ขาออกของเครื่องดิสคริมิเนเตอร์ จะมีทั้งสัญญาณดิจิทัลเอฟเอ็ม เสียงรบกวนแบบเก๊าเซียน และเสียงรบกวนแบบคลิก ดังนี้

$$\phi' = \phi'_e + (Z_+ + Z_-) \quad (33)$$

ในที่นี้

$$\phi'_e = \frac{A}{\alpha} [D + e + \alpha \sin(\lambda - D - e)] \quad (34)$$

ขยายเทอม $\alpha \sin(\lambda - D - e)$ ในสมการ () ออกเป็นส่วนประกอบอินเฟสและควอดราเจอร์ของเสียงรบกวนแบบเก๊าเซียน n_1, n_2 ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีแวนเรียนซ์ $(\sigma_n^2)^2$ เท่ากัน จะได้

$$\phi'_e = \frac{A}{\alpha} [D + e + a \cos \theta - b \sin \theta] \quad (35)$$

ในที่นี้

$$a = \frac{A}{\alpha} [n_2 \cos D - n_1 \sin D]$$

$$b = \frac{A}{\alpha} [n_1 \cos D + n_2 \sin D]$$

ซึ่งมีค่าโคแวนเรียนซ์เมื่อสเปกตรัมของเสียงรบกวนสมมาตรกับ ω_c ดังนี้

$$R_{a..a}(t_1, t_2) = E[a(t_1)a(t_2)] = R_{n..n}(t_2, t_1) \cos(D_2 - D_1)$$

$$= R_b(t_1, t_2)$$

$$R_{b..b}(t_1, t_2) = E[b(t_1)b(t_2)] = R_{n..n}(t_2, t_1) \sin(D_2 - D_1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $E[\]$ คือค่าเฉลี่ยทางเอ็นเซมเบิล (ensemble average) สัญญาณขาออกของเครื่องดิสครีมีเนเตอร์คือ

$$\phi' \sim D' + a' \frac{\cos \theta}{A} - b' \frac{\cos \theta}{A} + (Z_+ - Z_-) \quad (36)$$

ในกรณีนี้ให้

$$u' = a' \frac{\cos \theta}{A} - b' \frac{\sin \theta}{A}$$

u' ก็คือเก๊าเซียนนั่นเองและพารามิเตอร์บิตเดอนิตีฟังก์ชัน $p(u')$ คือ

$$p(u') = \frac{1}{\sqrt{2\pi M}} \exp\left(-\frac{u'^2}{2M^2}\right) \quad (37)$$

ในที่นี้

$$M^2 = E[u'^2] = E[a'^2] / A^2$$

สัญญาณขาออกจากเครื่องดิสครีมีเนเตอร์จะผ่านเครื่องกรองความถี่แบบอินทิเกรตและดั้มพ์อิมพัลส์เรลพอนส์ของเครื่องกรองความถี่แบบอินทิเกรตและดั้มพ์คือ

$$h(\tau) = \begin{cases} 1/T, & 0 \leq \tau \leq T \\ 0, & \text{ค่าอื่นๆ} \end{cases} \quad (38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $E[\]$ คือค่าเฉลี่ยทางเอ็นเซมเบิล (ensemble average) สัญญาณขาออกของเครื่องดิสครีมีเนเตอร์คือ

$$u' \sim D' + a' \frac{\cos \omega t}{A} - b' \frac{\sin \omega t}{A} + (Z_+ - Z_-) \quad (39)$$

ในกรณีนี้ให้

$$u' = a' \frac{\cos \omega t}{A} - b' \frac{\sin \omega t}{A}$$

u' ก็คือเก๊าเซียนนั่นเองและพหุคูณบิตเดอนิตีฟังก์ชัน $p(u')$ คือ

$$p(u') = \frac{1}{\sqrt{2\pi}M} \exp\left(-\frac{u'^2}{2M^2}\right) \quad (40)$$

ในที่นี้

$$M^2 = E[u'^2] = E[a'^2] / A^2$$

สัญญาณขาออกจากเครื่องดิสครีมีเนเตอร์จะผ่านเครื่องกรองความถี่แบบอินทิเกรตและดั้มพ์อิมพัลส์เรสพอนส์ของเครื่องกรองความถี่แบบอินทิเกรตและดั้มพ์คือ

$$h(\tau) = \begin{cases} 1/T, & 0 \leq \tau \leq T \\ 0, & \text{ค่าอื่นๆ} \end{cases} \quad ()$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ x และ y เป็นจำนวนคลิควกและคลิควลบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาของพัลส์บิต n จะได้

$$Z_o = \frac{2\pi(x - y)}{T}$$

พหุคูณเบบิวลิตีเดนซิตีฟังก์ชัน (pdf) ของ Z_o

$$p(Z_o) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-(\lambda_+ + \lambda_-)] \left(\frac{\lambda_+}{\lambda_-}\right)^{Z_o/2} I_{\mu}[2(\sqrt{\lambda_+ \lambda_-})] * \left(\frac{Z_o - 2\pi\mu}{T}\right) \quad (43)$$

ในที่นี้ $\lambda_+ = N_+ T$ และ $\lambda_- = N_- T$ คือจำนวนเฉลี่ยของคลิควกในช่วงเวลาของพัลส์บิตใดๆ ที่สนใจ จะเห็นได้ว่า pdf ของผลต่างของกระบวนการปอยซอน x และ y จะไม่ได้กระบวนการปอยซอนอีก

pdf $p(v'_o \triangleq D'_o + u'_o)$ จากสมการ (40) และ (41) จะได้

$$p(v'_o | D'_o = \pm w_d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}M_o} \exp\left(-\frac{(v'_o - w_d)^2}{2(M_o)^2}\right) \quad (44)$$

ในที่นี้

$$(M_o)^2 = E[(u'_o)^2] = E[(a'_o)^2] / A^2 \quad (45)$$

และ $E[(a'_o)^2]$ คือกำลังของเสียงรบกวน ณ เวลาสุ่มตัวอย่าง

ให้ x และ y เป็นจำนวนคลิกบวกและคลิกลบที่เกิดในช่วงเวลาของพัลส์บิต n จะได้

$$Z_o = \frac{2\pi(x - y)}{T}$$

พหุคูณของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของ Z_o

$$p(Z_o) = \frac{\alpha}{\Sigma} \exp[-(\lambda_+ + \lambda_-) \frac{Z_o}{2\pi\mu}] I_0[2\sqrt{\lambda_+ \lambda_-} \frac{Z_o}{2\pi\mu}]$$

ในที่นี้ $\lambda_+ = N_+T$ และ $\lambda_- = N_-T$ คือจำนวนเฉลี่ยของคลิกในช่วงเวลาของพัลส์บิตใดๆ ที่สนใจ จะเห็นได้ว่า pdf ของผลต่างของกระบวนการปอยซอน x และ y จะไม่ได้กระบวนการปอยซอนอีก

pdf $p(v'_o \triangleq D'_o + u'_o)$ จากสมการ () และ () จะได้

$$p(v'_o | D'_o = \pm w_d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi M_o}} \exp\left(-\frac{(v'_o - w_d)^2}{2(M_o)^2}\right)$$

ในที่นี้

$$(M_o)^2 = E[(u'_o)^2] = E[(a'_o)^2] / A^2$$

และ $E[(a'_o)^2]$ คือกำลังของเสียงรบกวน ณ เวลาสุ่มตัวอย่าง

$$p(V_o | D'_o = \pm w_d) = \alpha \sum_{-\infty}^{\infty} \exp[-(\lambda_+ + \lambda_-)] \frac{(\lambda_+)^{\mu}}{\lambda_-} \cdot I_{\mu}[2(\sqrt{\lambda_+ \lambda_-})]$$

$$* \frac{1}{\sqrt{2\pi M_o}} \exp\left(-\frac{(V_o - \pm w_d - [2\pi/T])^2}{2(M_o)^2}\right) \quad (46)$$

พหุคูณของบิวลิตีความผิดพลาดคือ พหุคูณของบิวลิตีที่ส่งสัญญาณมาร์ค $D'_o = w_d$ แต่เครื่องรับตัดสินเป็นสัญญาณสเปสเพราะ $V_o < 0$ และตัดสินเป็นสัญญาณมาร์คเพราะ $V_o > 0$ ในขณะที่ส่งสัญญาณสเปส $D'_o = -w_d$ นั่นคือ

และ $P_{em} = P(V_o < 0 | D'_o = w_d) = \int_{-\infty}^0 p(V_o | D'_o = w_d) dV_o$ (47)

$P_{es} = P(V_o > 0 | D'_o = -w_d) = \int_0^{\infty} p(V_o | D'_o = -w_d) dV_o$

แทนสมการ () ลงในสมการ () และอินทิเกรตเทียบกับ V_o จะได้

$$P_{em} = \alpha \sum_{-\infty}^{\infty} \exp[-(\lambda_+ + \lambda_-)] \frac{(\lambda_+)^{\mu}}{\lambda_-} \cdot I_{\mu}[2(\sqrt{\lambda_+ \lambda_-})]$$

$$* \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{[w_d + (2\pi\mu/T)]}{\sqrt{2M_o}}\right)$$
(48)

ในที่นี้ผลของเสียงรบกวนต่อเนื่องขาออกที่มีต่อพหุคูณของบิวลิตีความผิดพลาดนั้นแสดงอยู่ในรูปของฟังก์ชันความผิดพลาดเสริมซึ่งมีส่วนที่ถูกย้ายไป $\pm 2\pi\mu/T$ ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากการคอนโวลูทกับคล็อก เป็นที่น่าสังเกตว่าจำนวนเฉลี่ยของคล็อกสเปคที่เกิดในช่วงเวลาของพัลส์บิตบวก T เท่ากับจำนวนเฉลี่ยของคล็อกบวคที่เกิดในช่วงเวลาของพัลส์บิตลบ T ดังนั้นถ้าแทน ของ P_{es} ในสมการ (48) ด้วยค่า $-\mu$ ผลที่ได้จะเท่ากับ P_{em} ฉะนั้นสำหรับโอกาสการเกิดของสัญญาณมาร์คและสัญญาณสเปสที่เท่ากัน

พหุคูณบิวัตติ์ความผิดพลาด P_{-} จะได้

$$P_{-} = (1/2)P_{-M} + (1/2)P_{-S} = P_{-M} \quad (49)$$

แทนสมการ (114) ในสมการ (113) พหุคูณบิวัตติ์ความผิดพลาด

$$P_{-} = P_{-M} = \frac{1}{2} \sum_{-\alpha}^{\alpha} \exp[-(\lambda_{+}\lambda_{-})] (\lambda_{+})^{-2} \lambda_{-}^{-2} * I_{\mu}[2(\sqrt{\lambda_{+}\lambda_{-}})] \operatorname{erfc}\left(\frac{[W_{\mu} + (2\pi/T)]}{\sqrt{2M_{\circ}}}\right) \quad (50)$$

ดูค่อนข้างยุ่งยากทางคณิตศาสตร์ แต่ตามความเป็นจริงแล้วสมการนี้แก้ได้ค่อนข้างง่ายถ้าเราใช้หลักความจริงที่ว่า สำหรับสัญญาณมาร์คคลิคส่วนมากจะเกิดในทิศทางลบ ดังนั้นเราสามารถตัดคลิคบวกออกได้สมการ (28) และสมการ (29) จะถูกทอนให้เหลือ

$$N_{+} \ll N_{-} \\ N_{-} \sim f_{\mu} \exp(-\rho) \quad (51)$$

แล้ว

$$\lambda_{+} = N_{+}T \ll \lambda_{-} \\ \lambda_{-} = N_{-}T \sim (\beta/2) \exp(-\rho) \quad (52)$$

ในที่นี้ $\beta = 2f_{\mu}T$

นอกจากนี้ถ้าเราพิจารณากรณีที่อัตราส่วนของกำลังของตัวพาต่อกำลังของเสียงรบกวน (CNR) ที่ค่ามากพอสมควร โอกาสที่คลีคบวกและคลีคลบจะเกิดมากกว่าหนึ่งคลีคในหนึ่งช่วงเวลาของพัลส์บิต T น้อยมาก นั่นคือ λ_+ และ $\lambda_- \ll 1$ จะได้

$$I_{\mu}[2(\lambda_+, \lambda_-)] \sim (\lambda_+, \lambda_-) |\mu|'^2, \quad \exp[-(\lambda_+, \lambda_-)] \sim 1 \quad (53)$$

สมมติว่าในหนึ่งช่วงเวลาของพัลส์บิต T จะมีคลีคเกิดมากที่สุดไม่เกินหนึ่งคลีคและแทนสมการ (51), (52) และ (53) ในสมการ (50) จะได้

$$P_{\mu} = \frac{1}{2} \sum_{\mu=0}^{\infty} \left(\beta \exp\left(-\frac{A^2}{2(\sigma_n)^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{[w_d - (2\pi\mu/T)]A}{\sqrt{2(a'_0)^2}}\right) \right) \quad (54)$$

หรือ

$$P_{\mu} = \frac{1}{2} \frac{\operatorname{erfc}\left(\frac{\pi\beta f_0^{1/2}}{(\sqrt{2}f_0)(\beta)}\right) + \beta \exp(-\beta) \operatorname{erfc}\left(\frac{\pi\beta(1-[2/\beta])f_0^{1/2}}{4(\sqrt{2}f_0)(\beta)}\right)}{4} \quad (55)$$

ในที่นี้ $\beta = w_d/\pi/T = w_d/w_m$ คือดัชนีโมดูเลชัน (modulation index)
 $f_m = \frac{1}{2T}$ คือความถี่ของสัญญาณและแวลเวียซของเสียงรบกวน

$$(a'_0)^2 = \frac{2(\sigma_n)^2}{T^2} f_0(\beta)$$

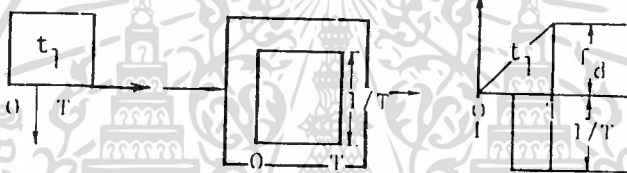
เป็นที่น่าสังเกตว่าอัตราความผิดพลาด P_{μ} ในสมการ (55) นั้นเป็นความผิดพลาดที่เกิดจากเสียงรบกวนเก้าเขียนที่ต่อเนื่องอย่างเดียว (เทอมแรกของสมการ (55) ที่ค่า $\mu = 0$) บวกกับความผิดพลาดที่เกิดจากเสียงรบกวนคลีคและเสียงรบกวนเก้าเขียนที่ต่อเนื่อง (เทอมที่สองของสมการ (55) ที่ค่า $\mu = 1$) อัตราความ

ผิวดนลานนี้แสดงไว้ในรูปที่ 7 (ข) เป็นฟังก์ชันของดัชนีโมดูลเลขชั้น β ที่อัตราส่วนระหว่างพลังงานสัญญาณต่อกำลังสเปกตรัมของเสียงรบกวนเท่ากับ 13.4 dB ดัชนีโมดูลเลขชั้นที่อ่อนตึ่มซึ่งให้อัตราความผิวดนลานน้อยที่สุดมีค่าประมาณ 0.6

ต่อไปนี้จะอธิบายกลไกของความผิวดนลานที่เกิดจากคลิ๊คในช่วงเวลาของพัลส์บิต T และผลของมันที่มีต่ออัตราความผิวดนลานโดยส่วนรวม ดังแสดงในรูปที่ พัลส์บิตบวทที่ถูกตีโมดูลเลขแล้วจะคลิ๊คหลังจากผ่านเครื่องกรองความถี่แบบอินติเกรทและตั้มพ์จะมีขนาด f_c และ $1/T$ ที่ขาออกของเครื่องกรองความถี่ Ω เวลาสุ่มตัวอย่างตามลำดับ เนื่องจากความสูงของพัลส์บิตบวทที่ผ่านเครื่องกรองความถี่เป็นฟังก์ชันของดัชนีโมดูลเลขชั้น $\beta = \omega_c / \pi / T$ ในกรณีพิเศษที่ค่า $\beta = 2$ นั่นคือ $f_c = 1/T$ ขนาดของสัญญาณดิจิทัลเอฟเอ็มที่ผ่านเครื่องกรองความถี่และขนาดของคลิ๊คจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้น Ω เวลาสุ่มตัวอย่างขนาดของสัญญาณดิจิทัลเอฟเอ็มที่ผ่านเครื่องกรองความถี่มีแนวโน้มว่าจะถูกหักล้างโดยขนาดของคลิ๊คและเกิดปรากฏการณ์ดังนี้

1. สำหรับ $\beta \geq 2$ เนื่องจากอัตราการเกิดของคลิ๊คเป็นฟังก์ชันของ β การเพิ่มดัชนีโมดูลเลขชั้น β ก็เท่ากับการเพิ่มจำนวนคลิ๊คด้วย ถ้าเราพิจารณาถึงผลของการเกิดคลิ๊คมากกว่าหนึ่งคลิ๊คแล้ว ความผิวดนลานที่เกิดขึ้นจะเกิดจากการกระทำร่วมกันของจำนวนคลิ๊คที่เพิ่มขึ้นและการกระเพื่อมของเสียงรบกวนเก๊าเซียนพร้อมกัน
2. ที่ค่าดัชนีโมดูลเลขชั้นต่ำ $\beta < 0.6$ เนื่องจาก λ_+ หรือ λ_- เป็นฟังก์ชันของ β โอกาสที่คลิ๊คเกิดในช่วงเวลาของพัลส์บิต T หนึ่งบิตนั้นมันน้อยมากจนเกือบไม่มี ดังนั้นเสียงรบกวนเก๊าเซียนจึงเป็นตัวสำคัญที่ทำให้เกิดความผิวดนลานขึ้นในย่านที่ $\beta < 0.6$ นี้
3. เมื่อ β มีค่ามากกว่า 0.6 เช่น $\beta = 1$ ขนาดของคลิ๊คจะมีค่าเป็นสองเท่าของขนาดของสัญญาณ Ω เวลาสุ่มตัวอย่าง ดังนั้นเราสามารถคาดหมายได้ว่าความผิวดนลานที่เกิดขึ้นนั้นเกิดจากคลิ๊คเพียงอย่างเดียว
4. สำหรับ β ที่มีค่าใกล้เคียงกับ 0.6 และ 2 ซึ่งเป็นย่านที่มีการเปลี่ยนแปลงคือ เปลี่ยนจากความผิวดนลานที่เกิดจากเสียงรบกวนเก๊าเซียนมาเป็นความผิวดนลานที่เกิดจากคลิ๊ค ในกรณีที่ β มีค่าใกล้เคียงกับ 0.6 และมีผลกลับกันในกรณีที่ β มีค่าใกล้เคียงกับ 2 ระหว่างค่า $\beta = 0.6$ และ $\beta = 2$ นั่นคือ $0.6 < \beta < 2$ ก็คือกรณีในหัวข้อที่สามที่ได้กล่าวแล้ว

ความผิดพลาดที่เกิดในสามย่านนี้คือ $p < 0.6$, $0.6 < p < 2$ และ $p > 2$ สามารถเห็นได้ชัดในรูปที่ 6 (ข) ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่าในการใช้เครื่องรับเอฟเอ็มธรรมดาเป็นเครื่องรับสัญญาณที่ตั้งฉากกัน (orthogonal signal) ในกรณีของเราคือเอฟเอสเค (FSK) การเพิ่มค่า p หรือพูดอีกนัยหนึ่งว่าการเพิ่มแถบความถี่ของเครื่องกรองความถี่กลาง อาจจะไม่จำเป็นต้องเพิ่มวิสัยความสามารถของระบบก็ได้ ทั้งนี้เพราะแถบความถี่ของเครื่องกรองความถี่กลางเพิ่มขึ้นก็จะรับเสียงรบกวนมากขึ้น



รูปที่ 6 กลไกของความผิดพลาดที่เกิดจากคลื่น

การเปรียบเทียบการทำงานของระบบ

ในหัวข้อนี้จะเปรียบเทียบพหุคูณบีบอัดสัญญาณความผิดพลาดของระบบดิจิทัลเอฟเอ็มที่ใช้เครื่องดีสคริมิเนเตอร์ในการรับสัญญาณกับระบบเอฟเอสเคไบนารีอื่น

ในการเปรียบเทียบกับระบบเอฟเอสเคไบนารีอื่น เราควรใช้พารามิเตอร์อัตราส่วนพลังงานของสัญญาณในช่วงพัลส์หนึ่งบิต T ต่อความเข้มข้นของกำลังของเสียงรบกวน ฉะนั้นถ้าเราใช้กฎของคาร์สันในการกำหนดแถบความถี่ เราต้องมีแฟคเตอร์การแปลงในการคำนวณอัตราความผิดพลาดในสมการ (55) ดังนี้

$$p_o = (E/N_o)(1/(p+1)) \quad (56)$$

พหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดในการใช้เครื่องรอกความถี่แบบแม็ชเพื่อรับสัญญาณเอฟเอสเคไบนารีคือ

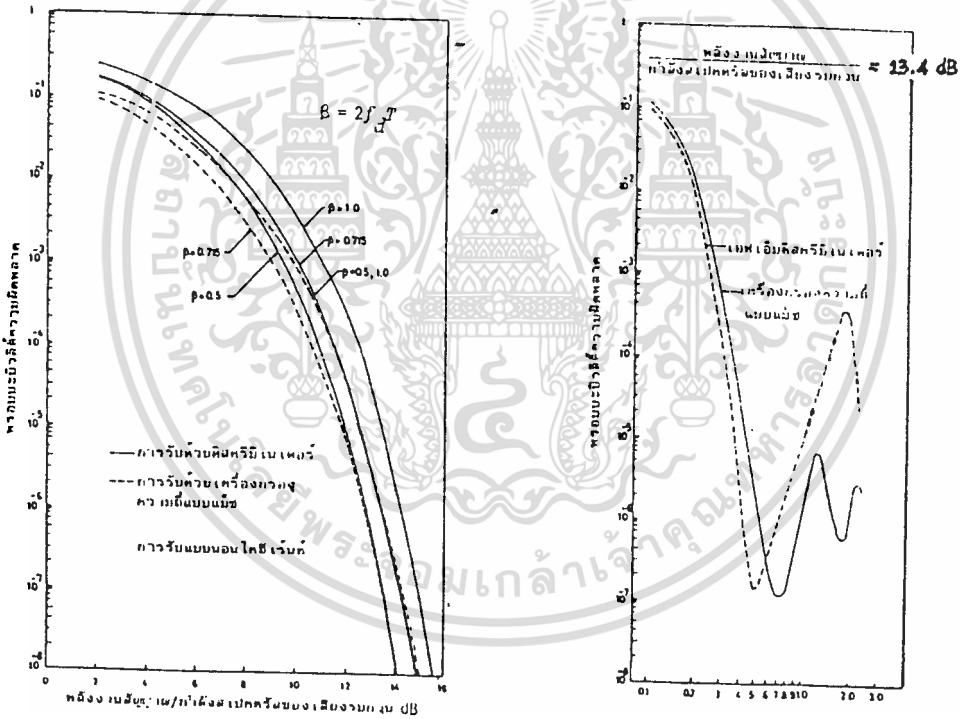
$$P_e = \frac{(1) \operatorname{erfc}\{\sqrt{(0.5(E/N_o))(1 - (\sin 2\pi\beta)/(2\pi\beta))}\}}{2} \quad (57)$$

ในที่นี้ค่าอ็อพติแม่ม $\beta = 0.715$ เครื่องรอกความถี่แบบแม็ชจะเป็นเครื่องรับสัญญาณแบบโคฮีเร้นท์ (coherent detector) เพราะมีค่าพหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดต่ำสุด ส่วนพหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดสำหรับนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคคือ

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E}{2N_o}\right) \quad (58)$$

รูปที่ 7 (ข) จะให้การเปรียบเทียบพหุคูณบะบิวลิตี้ของเครื่องดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็ม, เครื่องรอกความถี่แบบแม็ช และเครื่องรับแบบนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคที่ค่าดัชนีมอดูเลชัน $\beta = 0.5, 0.715$ และ 1 จะเห็นได้ว่าการรับสัญญาณแบบเครื่องดิสคริเมเนเตอร์นั้นจะให้พหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดน้อยที่สุดที่ดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 0.5 และมีพหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดเข้าใกล้โคฮีเร้นท์เอฟเอสเคในย่านที่ค่า E/N_o สูง ในขณะที่ถ้ารับสัญญาณเอฟเอสเคที่มีดัชนีมอดูเลชันเท่ากับหนึ่งจะมีพหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดเกือบเท่ากับนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเค ในกรณีนี้นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคและโคฮีเร้นท์เอฟเอสเค (ที่ใช้เครื่องรอกความถี่แบบแม็ชที่มีดัชนีมอดูเลชัน $\beta = 0.715$) สามารถคิดเสมือนหนึ่งว่าเป็นขอบเขตบนและขอบเขตล่างของสัญญาณดิจิตัลเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบที่มีดัชนีมอดูเลชันระหว่าง 0.5 ถึง 1 รูปที่ จะแสดงพหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดเทียบกับดัชนีมอดูเลชันสำหรับเครื่องดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็มและเครื่องรับสัญญาณที่ใช้เครื่องรอกความถี่แบบแม็ช พหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดน้อยที่สุดสำหรับเครื่องดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็มเกิดที่ดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 0.5 และสำหรับเครื่องรับสัญญาณที่ใช้เครื่องรอกความถี่แบบแม็ชที่ดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 0.715 ($\beta = 0.715$) ในทางปฏิบัติเราเปรียบเทียบพหุคูณบะบิวลิตี้ความผิดพลาดที่ค่า E/N_o กำหนดโดย CCIR ซึ่งเท่ากับ 13.4 dB จะเห็นได้ว่า

เครื่องดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็มไม่เพียงแต่สนองความต้องการของ CCIR ที่ค่าพหุคูณบะบิวลิตีความผิดพลาดเท่ากับ 10^{-6} ที่ $E/N_0 = 13.4$ dB โดยมีดัชนีโมดูเลชัน $\beta = 0.715$ แต่ยังมีค่าพหุคูณบะบิวลิตีความผิดพลาดที่มีค่าต่ำกว่าถ้าใช้ดัชนีโมดูเลชันเท่ากับ 0.5 ($\beta = 0.5$) เครื่องกรองความถี่แบบแม็ชมีวิสัยความสามารถเหนือกว่าเครื่องดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็มเฉพาะในย่านเสียงรบกวนคลัสสิก สำหรับค่าดัชนีโมดูเลชันที่ต่ำกว่า 0.6 หรือในย่านเสียงรบกวนคลัสสิก เครื่องดิสคริเมเนเตอร์จะมีวิสัยความสามารถดีกว่าเครื่องกรองความถี่แบบแม็ชเล็กน้อย



(ก) การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดเทียบกับระบบแอฟสเคแบบไบนารี

(ข) การเปรียบเทียบเครื่องดิสคริเมเนเตอร์เฝ็มเอ็ดและเครื่องกรองความถี่แบบแม็ช

รูปที่ 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิคการรับส่งข้อมูลดิจิทัล เอฟเอสเคและแนวทางการออกแบบใช้งาน

การรับ-ส่งข้อมูลในรูปของสัญญาณดิจิทัลสามารถกระทำได้สองวิธีคือ วิธีการทางไบนารี (binary) คือสัญญาณดิจิทัลจะถูกส่งออกไปยังปลายทางได้ทันทีโดยไม่ต้องผ่านขบวนการแปลงสัญญาณแต่อย่างใด ดังรูปที่ ๕ (ก) และวิธีการทางอะนาล็อก (analog) คือสัญญาณดิจิทัลจะถูกแปลงเป็นสัญญาณอะนาล็อกก่อนแล้วจึงส่งออกไปยังปลายทาง ดังรูปที่ ๕ (ข)

วิธีการในลักษณะแรกจะกระทำในลักษณะที่มีการติดต่อในระยะทางสั้นๆ และให้ความรวดเร็วมากกว่า ส่วนวิธีการในลักษณะหลังจะเกี่ยวข้องไปถึงลักษณะการเชื่อมโยง (link) สัญญาณเข้ากับระบบการสื่อสารต่างๆ ไป ลักษณะทั้งสองวิธีแสดงดังรูปที่ ๕

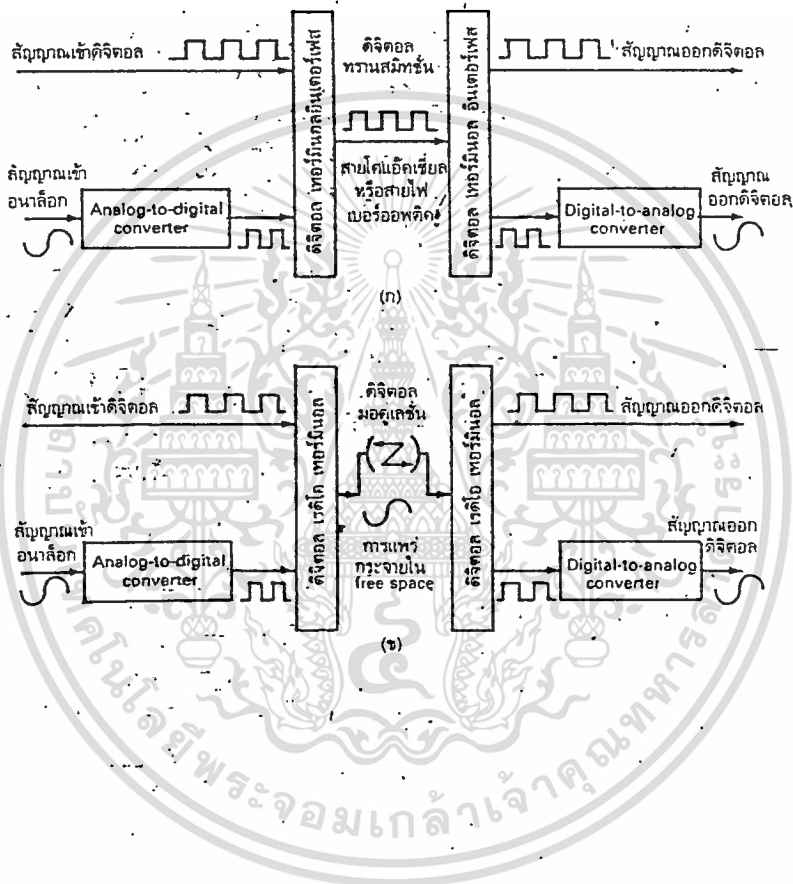
ขบวนการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอะนาล็อก (Digital to Analog Converter: DAC)

ในการสร้างสัญญาณอะนาล็อกที่เป็นผลมาจากสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข่าวสารในรูปอื่นจะได้มาจากหลักการพื้นฐานของวิธีการสามแบบคือ

1. หลักการของแอมพลิจูดโมดูเลชัน (amplitude modulation)
2. หลักการของเฟรควีนซีโมดูเลชัน (frequency modulation)
3. หลักการของเฟสโมดูเลชัน (phase modulation)

โดยสัญญาณที่จะส่งออกไป (สัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข่าวสารต่างๆ) จะถูกโมดูเลททางด้านส่งและดีโมดูเลททางด้านรับเพื่อแยกสัญญาณข่าวสารเดิมที่ส่งมาออกจากสัญญาณพาห้ (carrier signal) เทคนิคการรวมสัญญาณทางดิจิทัล (digital modulation techniques) ที่ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางคือ

1. แบบเอฟเอสเค (frequency shift keying: FSK)
2. แบบพีเอสเค (phase shift keying: PSK)
3. แบบควอดเรเจอร์แอมพลิจูดโมดูเลชัน (quadrature amplitude modulation: QAM)



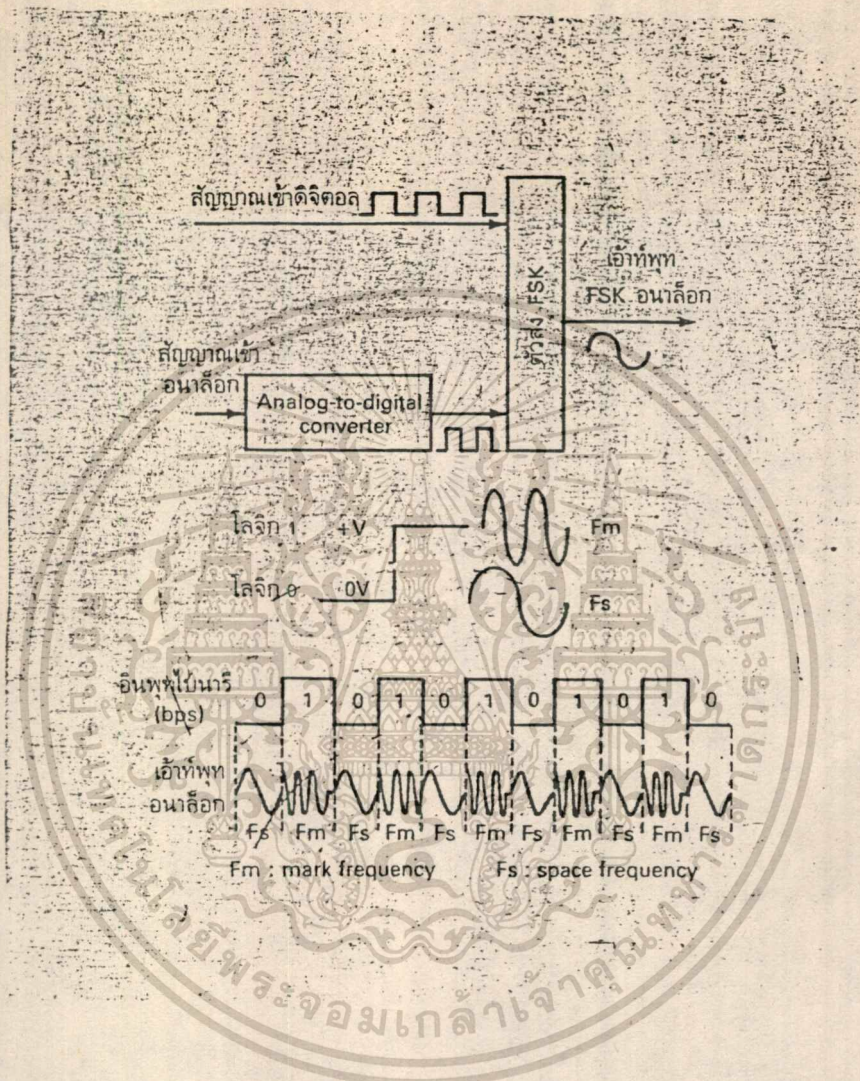
รูปที่ 8 การส่งดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Generator)

ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเคก็คือ ตัวส่งสัญญาณเอฟเอสเค (FSK transmitter) ซึ่งมีหลักการที่ว่าเมื่อข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีลักษณะเป็นข้อมูลไบนารีจะทำให้ความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา ดังนั้นสัญญาณทางเข้าที่พุกของตัวกำเนิดเอฟเอสเคจะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (frequency continuous) เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุทเปลี่ยนแปลงจากสถานะลอจิก "1" เป็นลอจิก "0" (หรือในทางกลับกันคือลอจิก "0" เป็นลอจิก "1") สัญญาณเข้าที่พุกจากเอฟเอสเคก็จะเลื่อนความถี่ระหว่างสองความถี่ด้วยกัน คือ ความถี่ที่ลอจิก "1" หรือความถี่มาร์ค (mark frequency: f_m) และความถี่ที่ลอจิก "0" หรือความถี่สเปซ (space frequency: f_s)

การเปลี่ยนแปลง (หรือการเลื่อน) ของความถี่แต่ละครั้งจะเกิดขึ้นเมื่อสถานะของลอจิกด้านสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลง นั่นคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณออกจะเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเข้า ซึ่งในดิจิทัลโมดูละนั้นอัตรา การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุทของเอฟเอสเคเคนเนอเรเตอร์ (FSK generator) จะเรียกว่า "อัตราบิต (bit rate)" มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bps) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านเข้าที่พุกของเอฟเอสเคเคนเนอเรเตอร์ เรียกว่า "อัตราบอร์ด (baud rate)" ดังนั้นในการส่งข้อมูลด้วยเทคนิคเอฟเอสเคอัตราบิตจะเท่ากับอัตราบอร์ดเสมอ

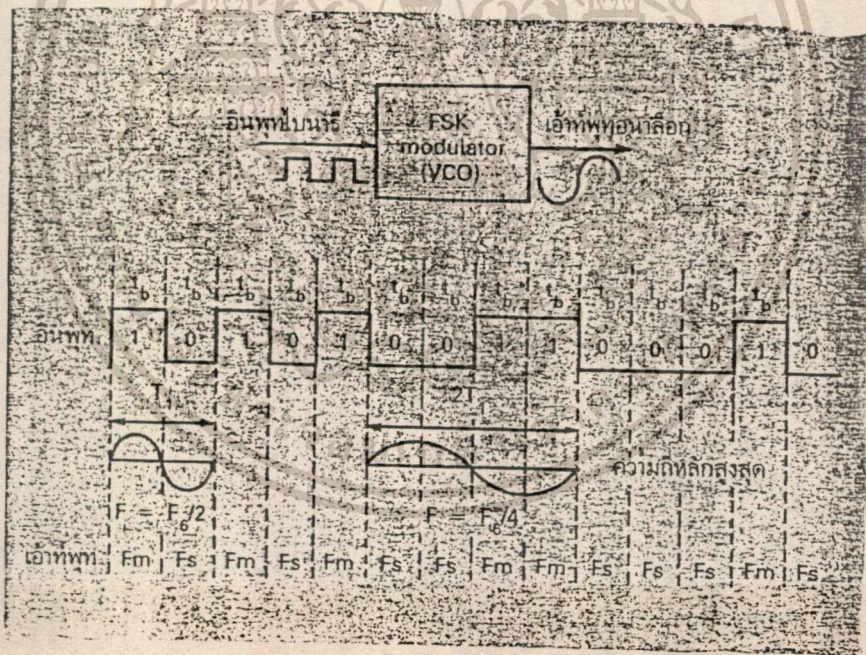


รูปที่ ๑ หลักการและสัญญาณอินพุท-เอาท์พุทของเอ็ฟเอ็สเค

แบนด์วิทในเอฟเอสเค (FSK Bandwidth)

ในระบบการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณอะนาล็อกหรือสัญญาณความถี่นั้น แบนด์วิท (bandwidth) เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก เนื่องจากวิธีการของเอฟเอสเคอยู่บนพื้นฐานเดียวกันกับวิธีการของเอฟเอ็ม ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆ ก็ใช้หลักการของเอฟเอ็มทุกอย่าง

จากรูปที่ 10 แสดงถึงตัวเอฟเอสเคโมดูเลเตอร์ (FSK modulator) ซึ่งใช้หลักการเดียวกับเอฟเอ็มโมดูเลเตอร์ (FM modulator) คือใช้หลักการของโวลท์เตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ (voltage control oscillator: VCO) จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุตจะเกิดขึ้นเมื่อข้อมูลไบนารีมีลักษณะเป็น "1" และ "0" สลับกัน ซึ่งก็คือ สัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเอง (square wave) ตามตัวอย่างในรูปที่ 10 เป็นสัญญาณในช่วง T



รูปที่ 10 เอฟเอสเคโมดูเลเตอร์

ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราบิต ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียวแล้ว ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการนำมาโมดูเลตแบบเอฟเอสเคจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราบิตคือ

$$(F_m)_{max} = \text{Bit Rate} / 2$$

เมื่อ $(F_m)_{max}$ คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่จะนำมาโมดูเลต

ความถี่กลาง (centre frequency: f_c) ของโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์จะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่างความถี่มาร์ค (mark frequency: f_m) กับความถี่สเปส (space frequency: f_s) ดังรูปที่ 14

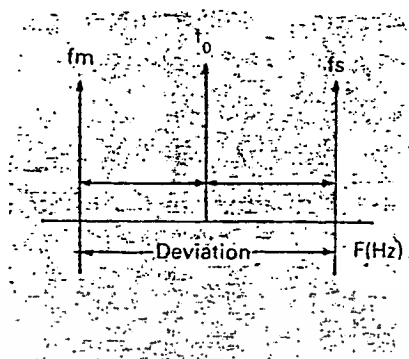
ลอจิก "1" ด้านอินพุทจะเลื่อนความถี่ของโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์จาก f_c ไปเป็น f_m จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุทจาก "1" ไป "0" หรือ "0" ไป "1" จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์เลื่อนหรือเบี่ยงเบนกลับไป-มาระหว่าง f_m กับ f_s เนื่องจากได้กล่าวมาแล้วว่าเอฟเอสเคนั้นก็คือ การโมดูเลตแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นดัชนีการโมดูเลต (modulation index = MI) ในเอฟเอสเคก็ทำได้จากเอฟเอ็มคือ

$$MI = \Delta F / F_m$$

เมื่อ MI คือ ดัชนีการโมดูเลต

ΔF คือ การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆ จากความถี่กลาง (Hz)

F_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่นำมาโมดูเลต (Hz)



รูปที่ 11 การเบี่ยงเบนความถี่

ค่า MI ที่ยอมให้มีได้สูงสุดคือ ค่า MI ที่ทำให้แบนด์วิทกว้างที่สุด ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อการเบี่ยงเบนของความถี่ถูกโมดูเลทแล้วและความถี่ของสัญญาณที่นำมาโมดูเลทมีค่าสูงสุด

ในเอฟเอสเคโมดูเลท ค่า ΔF เป็นการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุด (peak frequency deviation) ของสัญญาณที่ถูกโมดูเลทแล้วซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง f_c กับ f_m หรือ f_c กับ f_s ซึ่งก็คือ ครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง f_m กับ f_s นั่นคือ

$$\Delta F = \frac{f_s - f_m}{2}$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณที่นำมาโมดูเลท (สัญญาณดิจิทัล) เมื่อสถานะทางลอจิกเป็น "1" ก็จะทำให้แรงดันออกมาค่าหนึ่งคงที่ตามสถานะ (เช่น 5 V) หรือถ้าเป็นลอจิก "0" ก็จะทำให้แรงดันออกมาคงที่ในระดับลอจิก "0" เช่นกัน (เช่น 0 V) ดังนั้นความถี่ที่เบี่ยงเบนของเอฟเอสเคโมดูเลทจะเบี่ยงเบนคงที่และอยู่ในระดับการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดเสมอ

F_s เป็นความถี่หลักของข้อมูลไบนารีด้านอินพุทซึ่งจะทำให้แบนด์วิทกว้างที่สุด เมื่อ $F_s = \text{Bit Rate}/2$ เท่านั้น เพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่า MI ได้จาก

$$MI = \frac{f_u - f_m}{2} / \frac{f_b}{2}$$

$$MI = \frac{f_u - f_m}{f_b}$$

เมื่อ $f_u - f_m$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด
 f_b คือ อัตราบิตของไบนารีอินพุท

ในการส่งสัญญาณเอฟเอ็มโดยทั่วไป ความกว้างของแบนด์วิทจะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับเอฟเอสเคที่ค่า MI โดยทั่วไปจะต้องมีค่าต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบบแคบ (narrow band FM) ค่าแบนด์วิทที่แคบที่สุดเรียกว่า Minimum Nyquist Bandwidth (F_n) ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบเอฟเอสเคมีความถี่กลาง (f_c) = 7 kHz, ความถี่สเปส (f_m) = 6 kHz และความถี่มาร์ค (f_u) = 8 kHz ข้อมูลไบนารีอินพุทมีอัตราบิต = 2 kHz สามารถหา F_n ได้ดังนี้

$$MI = \frac{f_u - f_m}{F_b}$$

$$MI = \frac{8 \text{ kHz} - 6 \text{ kHz}}{2 \text{ kHz}}$$

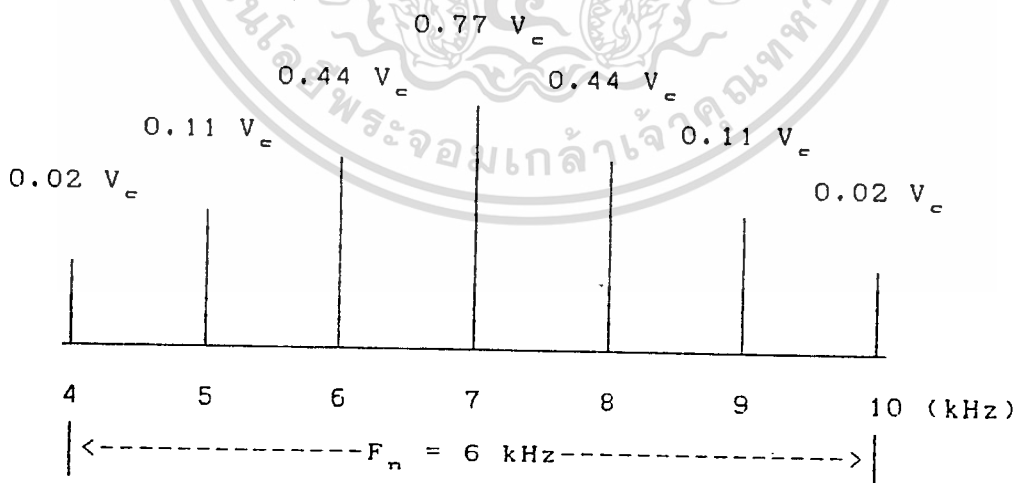
$$MI = \frac{2 \text{ kHz}}{2 \text{ kHz}}$$

$$MI = 1.0$$

จากตาราง Bessel Function ในตารางที่ 1 เมื่อ $M_1 = 1.0$ จะได้แถบความถี่ข้าง (sideband frequency) ออกมาข้างละสามความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากความถี่กลาง (f_0) ช่วงละ 1 kHz (ซึ่งก็คือ $F_b/2$ เมื่อ F_b คือ อัตราบิต = 2 kHz) สามารถเขียนเป็นสเปกตรัมความถี่ได้ดังรูปที่ 12

MI	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4
0.0	1.0				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

ตารางที่ 1 Bessel Function Table



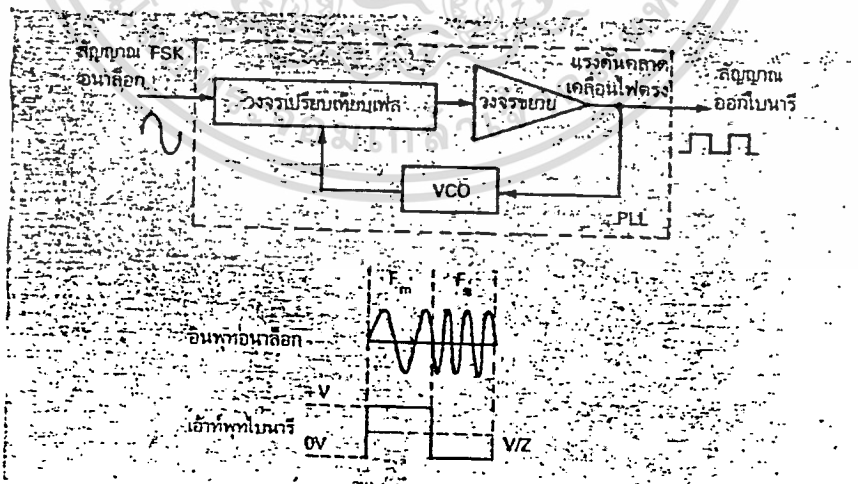
รูปที่ 12 สเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง

มีข้อนำลึงเกดคือ MI ที่มีค้ำอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.0 จะทำให้แบนด์วิทมีค้ำ
 ประมาณสองถึงสามเท่าของอ้ตราบิตเลมอ

เอฟเอสเคดีโมดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)

เอฟเอสเคดีโมดูเลเตอร์คือ ตัวรับสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Receiver) จะเป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณเอฟเอสเคโดยส่วนมากจะใช้วงจรเฟส ล็อกลูป (phase lock loops: PLL) ดังรูปที่ 13

เฟสล็อกลูปในเอฟเอสเคดีโมดูเลเตอร์มีหลักการท้งานเหมือนกับเฟสล็อกลูป ในเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM detector) ทุกอย่าง คือจะมีความถี่ฟรีรันนิ่ง (free running frequency) เท่ากับ ความถี่กลาง (centre frequency: f_0) และ ในขณะที่ความถี่อินพุทของเฟสล็อกลูปเลื่อนไป-มาระหว่าง f_m กับ f_c จะทำให้เกิด แรงดันคลาดเคลื่อนไฟตรง (DC error voltage) ซึ่งเป็นผลมาจากการเปรียบเทียบทางเฟส (phase comparator) ของสัญญาณอินพุท เนื่องจากความถี่อินพุทที่ เข้ามายังเฟสล็อกลูปมีเพียงสองความถี่คือ f_m และ f_c ดังนั้นค่าแรงดันดั่งกล่าวจึง มีเพียงสองระดับเท่านั้นซึ่งสามารถแทนด้วยลอจิก "1" และลอจิก "0" เมื่อความถี่ ทางอินพุทเป็น f_m และ f_c ตามลำดับ เราจึงได้สัญญาณเอ้าท์พุทจากเฟสล็อกลูป กลับมา เป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับตอนแรกท้งส่งมาทุกประการ



รูปที่ 13 เฟสล็อกลูป-เอฟเอสเคดีโมดูเลเตอร์

แนวทางการออกแบบเอฟเอสเคเพื่อใช้งาน

หลังจากที่ได้ทราบถึงหลักการและรายละเอียดของการรับ-ส่งข้อมูลด้วยเอฟเอสเคมาพอสมควรแล้ว ก็มาพูดถึงการนำไปใช้งานในทางปฏิบัติซึ่งก็คือ เราจะออกแบบวงจรเอฟเอสเคได้อย่างไร เมื่อก่อนการออกแบบวงจรเอฟเอสเคจะใช้อุปกรณ์ประเภททรานซิสเตอร์ และอุปกรณ์พาสซีฟต่างๆ มาต่อเป็นวงจรเอฟเอสเคทั้งด้านรับและส่ง แต่เนื่องจากปัจจุบันเทคโนโลยีด้านไอซี (integrate circuit) ได้พัฒนาไปมากทำให้สามารถรวมวงจรต่างๆ เข้าด้วยกันบรรจุภายในชิพเล็กๆ เช่น ไอซี, ออปแอมป์, ไอซีเฟลลิ่งกลุ๊ป เป็นต้น

การออกแบบเอฟเอสเคเอนเนอเรเตอร์ (FSK Generator)

ในการออกแบบเอฟเอสเคเอนเนอเรเตอร์ได้นำเอาไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งเป็นโมโนลิธิคฟังก์ชันเอนเนอเรเตอร์ (monolithic function generator) กำเนิดรูปคลื่นเข้าที่พุทได้ทั้งคลื่นไซน์ (sine wave), คลื่นสามเหลี่ยม (triangle wave), คลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) หรือแรมพ์ (Ramp) โดยมีย่านความถี่ตั้งแต่ 0.01 Hz ถึง 1.0 MHz

ในกรณีนี้เราจะใช้ XR-2206 เป็นตัวกำเนิดคลื่นรูปไซน์ในลักษณะเอฟเอสเคเอนเนอเรเตอร์โดยใช้ไทม์มิ่ง, รีซิสเตอร์ R_1 , และ R_2 ที่ต่อระหว่างขาเจ็ดและขาแปดกับกราวด์ (ground) ตามลำดับ โดยที่สัญญาณดิจิทัล (หรือ keying signal) ที่ป้อนมายังขาเก้าของไอซี เป็นตัวกำหนดสัญญาณทางเข้าที่พุท (ขาสอง) ถ้าขาเก้าอยู่ในสถานะวงจรเปิดหรือมี $V_{in} \geq 2 V$ แล้ว R_1 จะเป็นตัวกำหนดไทม์มิ่งร่วมกับตัวเก็บประจุ (capacitor) ที่ต่อคร่อมระหว่างขาห้ากับขาหก (หรือในทำนองกลับกัน ถ้าขาเก้ามี $V_{in} \leq 1 V$ แล้ว R_2 จะเป็นตัวกำหนดไทม์มิ่งร่วมกับตัวเก็บประจุระหว่างขาห้ากับขาหกเช่นเดียวกัน) จึงทำให้ความถี่เข้าที่พุทจะอยู่ในช่วงระหว่าง f_{max} กับ f_{min} โดยทั้ง f_{max} และ f_{min} จะอิสระต่อกันและสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้โดยการเลือกค่า R_1 หรือ R_2 ตามสมการข้างล่าง

$$f_{max} = 1 / R_1 C$$

$$f_{min} = 1 / R_2 C$$

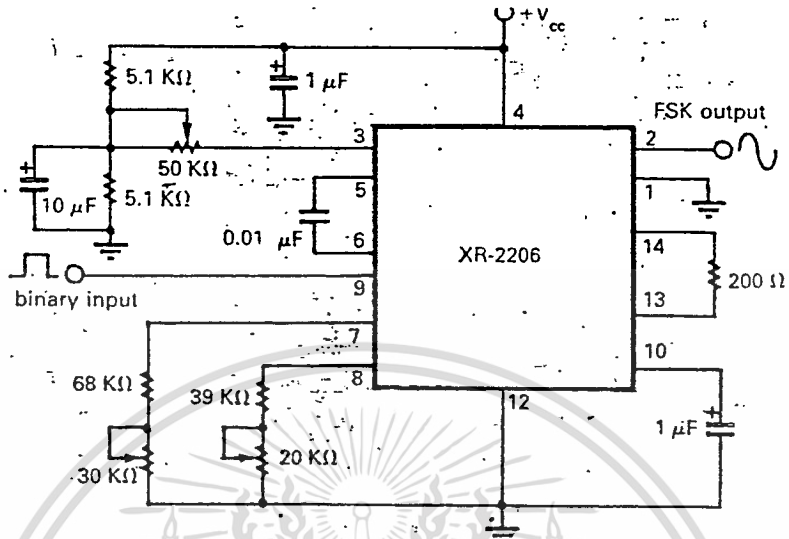
ตัวเก็บประจุระหว่างขาห้กับขาหคจะอยู่ในช่วง 1,000 pF - 100 uF
 ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะอยู่ในช่วง 4 kOhm - 200 kOhm

ในการออกแบบด้านส่งนั้นเราจำเป็นต้องกำหนดค่า f_m และ f_u ก่อน ซึ่งจะกำหนดเองก็ได้ แต่ในทางปฏิบัติจริงแล้วบางครั้งการกำหนด f_m และ f_u เองนั้นมักจะเป็นปัญหาในเรื่องความถี่ฮาร์โมนิก (harmonic frequency) และการกำหนด f_m และ f_u นั้นจะเกี่ยวข้องไปถึงอัตราแบนด์ (band rate) ในการรับ-ส่งด้วย ดังนั้นจึงมีการกำหนด f_m และ f_u ซึ่งเรียกว่าเอฟเอสเคแบนด์ (FSK band) และจะแตกต่างกันตามอัตราแบนด์ดังตารางที่ 2

75 Band	$f_m = 1110 \text{ Hz}$
	$f_u = 1170 \text{ Hz}$
300 Band	$f_m = 1070 \text{ Hz}$
	$f_u = 1270 \text{ Hz}$
1200 Band	$f_m = 1200 \text{ Hz}$
	$f_u = 2200 \text{ Hz}$

ตารางที่ 2 เอฟเอสเคแบนด์

ที่นี่เรามาดูการออกแบบเอฟเอสเคด้านส่งที่ความเร็วของข้อมูล 1,200 Band, $f_m = 1,200 \text{ Hz}$, $f_u = 2,200 \text{ Hz}$ เมื่อทราบค่า f_m และ f_u ก็สามารหาค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ได้โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุระหว่างขาห้กับขาห้เป็น 0.01 F (ยังอยู่ในช่วงที่กำหนด)



รูปที่ 14 วงจรเอฟเอสเคโมดูลเลเตอร์

จากสมการ

ดังนั้น

$$f_m = 1 / R_1 C$$

$$R_1 = 1 / f_m C$$

$$= 1 / 1200 * 0.01 * 10^{-6}$$

$$= 83.3 \text{ k}\Omega$$

เนื่องจากเราต้องสามารถปรับความถี่ได้อิสระ ดังนั้นจึงใช้โพเทนชิโอมิเตอร์ 30 kΩm ต่ออนุกรมกับค่าความต้านทาน 68 kΩm ระหว่างขาเจ็ดกับกราวด์ และสามารถหา R₂ ได้จากสมการเดียวกัน

$$R_2 = 1 / f_m C$$

$$= 1 / 2200 * 0.01 * 10^{-6}$$

$$= 45.45 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้โพเทนชิโอมิเตอร์ 20 kOhm อนุกรมกับค่าความต้านทาน 39 kOhm ต่อระหว่างขาแปดกับกราวด์ วงจรจะเป็นดังรูปที่

การปรับแต่งระดับเอ้าท์พุทไฟตรง

ระดับแรงดันไฟตรงที่ขาเอ้าท์พุท (ขาสอง) จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับแรงดันไบอัสที่ขาสาม จากวงจรจะเห็นว่าแรงดันที่ขาสามจะได้ออกมาจากการแบ่งแรงดันระหว่างค่าความต้านทาน 5.1 kOhm สองตัวกับแรงดันไฟเลี้ยงประมาณ 6 V เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงในวงจรเป็น +12 V และสามารถปรับโดยโพเทนชิโอมิเตอร์ 50 kOhm ที่อนุกรมที่ขาสาม ดังนั้นการปรับที่ขาสามก็เป็นการปรับระดับของสัญญาณเอ้าท์พุทขาสองให้อยู่ในระดับที่ต้องการส่ง

การปรับการบิดเบี้ยวรูปคลื่นของสัญญาณเอ้าท์พุท

ขาสิบสามและสิบสี่มีไว้สำหรับปรับแต่งรูปคลื่นเพื่อปรับการบิดเบี้ยว (distortion) ของรูปร่างสัญญาณอันเนื่องมาจากความบิดเบี้ยวฮาร์โมนิค โดยการต่อค่าความต้านทานเข้าไประหว่างขาสิบสามและสิบสี่ แต่ในคู่มือ XR-2206 แนะนำให้ใช้ค่า 200 Ohm โดยไม่มีการปรับแต่งแต่อย่างใด

พิจารณาค่าแบนด์วิท

ในการหาค่าแบนด์วิทที่แคบที่สุดจำเป็นต้องรู้ค่า f_m , f_u และอัตราบิดจากตัวอย่างที่ความเร็ว 1,200 Band เราหา F_u ได้ดังนี้

$$\text{จาก} \quad MI = \Delta F / F_u$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ} \quad \Delta F &= |f_m - f_u| \\ &= |1200 - 2200| \end{aligned}$$

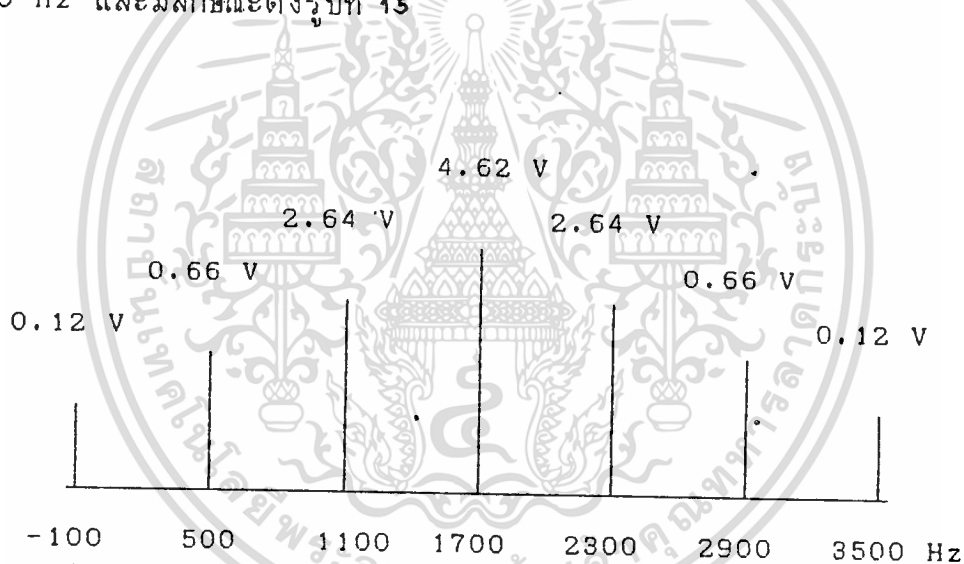
$$\Delta F = 1000 \text{ Hz}$$

$$F_n = \text{Bit Rate} = \text{Band Rate} \\ = 1200 \text{ bps.}$$

ดังนั้น

$$MI = \frac{1,000 \text{ Hz}}{1,200 \text{ Hz}} = 0.83$$

จากตาราง Bessel Function นั้นค่า $MI = 0.83$ ไม่มีจึงประมาณเป็น 1.0 ซึ่งจะได้ความถี่ไซด์แบนด์ออกมาข้างละสามความถี่ โดยแต่ละช่วงจะห่างกันเท่ากับ อัตราบิต/2 คือ 600 Hz จากสเปคตรัมความถี่เข้าที่พู่จะได้ $F_n = 3,600 \text{ Hz}$ และมีลักษณะดังรูปที่ 15



รูปที่ 15 สเปคตรัมความถี่ ณ ความเร็ว 1200 Band

จะเห็นว่าด้านโลว์เวอร์ไซด์แบนด์ (lower sideband: LSB) ค่าความถี่ที่ติดลบเป็นไปไม่ได้แต่เกิดขึ้นเพราะเราประมาณค่า MI เป็น 1.0 จะได้แบนด์วิทประมาณสามเท่าของอัตราแบนด์ แต่จริงๆ แล้ว MI เป็น 0.83 ดังนั้นแบนด์วิทจริงๆ แล้วไม่ถึงสามเท่าของอัตราแบนด์ ซึ่งก็จะมีค่าความถี่ -100 Hz ให้ปรากฏแต่อย่างใด

บทที่ เฟสลือคูลูปในระบบการสื่อสาร

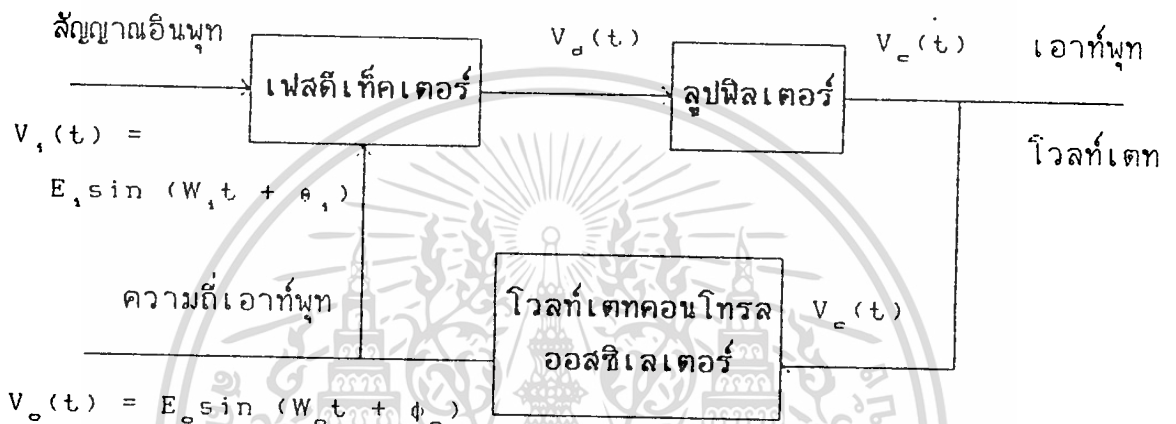
เฟสลือคูลูปคือ ระบบป้อนกลับที่สามารถจูนเลือกความถี่ได้ด้วยการชิงโครไนส์กับความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ต้องการเลือกและแทรกตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตนั้น แนวความคิดของระบบเฟสลือคูลูปเกิดขึ้นครั้งแรกในราว พ.ศ. 2473 คือประมาณห้าสิบกว่าปีที่แล้วได้นำไปใช้งานในระบบการสื่อสารต่าง ๆ เช่น ระบบโทรมาตร (telemetry) ระบบดาวต้าชิงโครไนส์เซชัน และโดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบการสื่อสารดาวเทียมซึ่งต้องการความปลอดภัยจากสัญญาณรบกวน (นอยส์) สูงและมีแบนด์การทำงานแคบ

ในช่วงต้น ๆ เทคโนโลยีของโมโนลิทิกไอซียังไม่ก้าวหน้ามากนัก วงจรเฟสลือคูลูปจึงสร้างขึ้นได้ด้วยความยุ่งยาก และมีราคาค่อนข้างแพงทำให้การใช้งานไม่ค่อยแพร่หลายและอยู่ในวงจำกัด แต่ในปัจจุบันวงจรมอนอลิธิคสามารถสร้างขึ้นได้ในรูปของโมโนลิทิกไอซีซึ่งทำให้มีราคาถูกลงอย่างมาก และใช้งานได้สะดวกไม่ยุ่งยาก จึงทำให้วงจรมอนอลิธิคกลายเป็นอุปกรณ์ที่น่าสนใจสำหรับนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ ได้มากมายอย่างเช่น

เอเอ็มดีโมดูลเลเตอร์
สเตอริโอดีโมดูลเลเตอร์
โทนดีเท็กเตอร์
เอเอ็มดีเท็กเตอร์
ระบบทีวีดีสเพลย์
ฟรีควเอนซีซินทีไซเซอร์
ฟรีควเอนซีชิพคีย์อิง
แทร็คคิงฟิลเตอร์
ระบบเฟสโมดูลเลชันและดีโมดูลเลชัน
เฟสชิฟเตอร์
อนาล็อก-ดิจิตอล คอนเวอร์ทเตอร์
มอดูเลเตอร์สปีดคอนโทรล

หลักการทํางานของระบบเฟสล็อกคูลูป

ระบบเฟสล็อกคูลูปเบื้องต้นจะประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญสามส่วนคือ (1) เฟสดีเท็คเตอร์ (2) ลูปฟิลเตอร์ (3) โวลท์เตทคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (VCO) บล็อกทั้งสามจะต่อกันในลักษณะของระบบป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 เฟสล็อกคูลูป (PLL) เบื้องต้น

เฟสดีเท็คเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณเอซอินพุท $v(t)$ กับความถี่เอาท์พุทของ VCO และทำให้ได้เออร์เรอร์โวลท์เตท $v_e(t)$ สัญญาณเออร์เรอร์โวลท์เตทนี้จะถูกฟิลเตอร์ด้วยลูปฟิลเตอร์และถูกป้อนไปยังคอนโทรลอินพุทของ VCO ในรูปของคอนโทรลโวลท์เตทเพื่อคอนโทรลความถี่ของ VCO

ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุทป้อนให้กับระบบเฟสล็อกคูลูป เออร์เรอร์โวลท์เตทที่ผ่านฟิลเตอร์ $v_e(t)$ ในพีดแบ็คลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ VCO ก็จะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง $\omega_o = 2\pi f_o$ ซึ่งเราเรียกว่า ฟรีรันนิ่งฟรีควেনซ์ของ VCO ถ้ามีสัญญาณอินพุทเป็นเอซิป้อนให้กลับระบบเฟสล็อกคูลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุท $\omega_i = 2\pi f_i$ ใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การพีดแบ็คของเฟสล็อกคูลูป จะทำให้ได้เออร์เรอร์โวลท์เตทไปขับ VCO ให้มีความถี่ซิงโครไนส์กับความถี่อินพุท เมื่อความถี่ของ VCO ซิงโครไนส์กับความถี่อินพุท เราพูดได้ว่าระบบเฟสล็อกคูลูปมีความถี่เอาท์พุทล็อกกับความถี่สัญญาณอินพุท

การทำงานของระบบเฟสล็อกคูลูปดังกล่าว สามารถแบ่งออกได้เป็นสามลักษณะตามคุณลักษณะของลูป

- (ก) เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก
- (ข) เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก (ระบบเข้าสู่สถานะคงที่)
- (ค) การทำงานของระบบในลักษณะไดนามิก (ระบบแทรกคตามสัญญาณอินพุท) เราจะได้อธิบายการทำงานของระบบเฟสล็อกคูลูปแต่ละลักษณะต่อไป

(ก) เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ($\omega_s = \omega_o$)

อ้างอิงระบบเฟสล็อกคูลูปในรูปที่ 1.1 เราสมมติว่า สัญญาณ V_s และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าเป็น

$$V_s(t) = E_s \sin(\omega_s t + \theta_s) \quad (1)$$

$$V_o(t) = E_o \sin(\omega_o t + \phi_o) \quad (2)$$

เมื่อ ω_s เป็นความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท

ω_o เป็นความถี่เชิงมุมศูนย์กลางของ VCO

และ θ_s และ ϕ_o เป็นค่าเฟสคอนสแตนท์ซึ่งขึ้นอยู่กับช่วงเวลาที่กำหนด

ถ้าเฟสดีเท็คเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาล็อกมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุทของเฟสดีเท็คเตอร์ (V_d) เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_s - \omega_o)t + \theta_s - \phi_o] \quad (3)$$

เนื่องจาก V_s และ V_o ไม่ซิงโครไนส์กัน

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุทของเฟสดีเท็คเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณลูกคลื่นไซน์ที่มีพีคแอมพลิจูด เท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุม เท่ากับ ความแตกต่างของความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_s และ V_o คือ ω_s และ ω_o มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นโวลท์เทท V_d ไม่สามารถผ่านลูปลิเตอร์ไปได้ ทำให้ได้ค่า $V_e = 0$ และการ

พีดแบ็คของลูบจะไม่มีผลอะไร คือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงอะไรในลูบ เอาท์พุทโวลท์ เตกของ VCO จะมีค่าอยู่ที่ฟรีรันนิ่งฟรีควอนที่ ω_0 ดังนั้น ω_0 และ ϕ_0 จะเป็นอิสระ อย่างสมบูรณ์ต่อ ω_1 และ θ_1 พุดได้ว่า ลูบไม่อยู่ในสภาวะล๊อค แต่ถ้า $\omega_1 - \omega_0 = \pm \Delta\omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิทของลูบ ซึ่งกำหนดได้โดยนารามิเตอร์ของลูบ และการพีดแบ็คจะมีผลซบให้ระบบเข้าสู่สภาวะล๊อคได้

(ข) เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล๊อค ($\omega_1 = \omega_0$)

ในกรณีนี้สัญญาณเอาท์พุท V_o มีความถี่ซิงโครไนส์กับสัญญาณอินพุท V_1 สัญญาณ V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o(t) = E_o \sin(\omega_1 t + \phi_o) \tag{4}$$

นอกจากนั้น ค่าของเฟสของสัญญาณเอาท์พุท ϕ_o จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชัน กับเวลาซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega - \omega_0)t + \phi_o \tag{5}$$

และสัญญาณเอาท์พุทของเฟลด์เท็คเตอร์ หรือสัญญาณเออร์เรอร์จะกลายเป็น สัญญาณดีซี และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_1 - \phi_o) \tag{6}$$

ลูบพีดเตอร์จะยอมให้สัญญาณดีซี V_d ผ่านได้และมีค่าเป็น

$$V_c = V_d = K_d \cos(\theta_1 - \phi_o) \tag{7}$$

VCO จะเป็นฟรีควอนซีมอดูเลทเตกทออสซิลเลเตอร์ความถี่ซิงมูม ที่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของ VCO

ω_{inlet} จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับสัญญาณคอนโทรลอินพุท V_c โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์กลาง

$$\omega_{inlet} = \frac{d(\omega_0 t + \phi_0)}{dt} = \omega_0 + K_0 V_c \quad (8)$$

$$\frac{d\phi_0}{dt} = K_0 V_c \quad (9)$$

เมื่อ K_0 = คอนเวอร์ชันคอนสแตนต์ ซึ่งแสดงถึงความไวในการดูเลชันของ VCO

ถ้าเราแทนค่าสมการ (5) และ (6) ลงในสมการ (9) เราจะได้

$$\omega_1 - \omega_0 = K_d K_0 \cos(\theta_1 - \phi_0) \quad (10)$$

จากสมการ (10) เราหาค่ามุม ϕ_0 ได้เป็น

$$\phi_0 = \theta_1 - \cos^{-1}[(\omega_1 - \omega_0) / K_d K_0] \quad (11)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุทของเฟสดีเท็คเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_1 - \omega_0) / K_0 \quad (12)$$

ดีซีคอมโพเนนท์ของเฟสดีเท็คเตอร์เอาต์พุท V_d จะผ่านโลว์พาสฟิลเตอร์ไปเป็นคอนโทรลโวลท์เทปให้กับอินพุทของ VCO

$$V_c = V_d = (\omega_1 - \omega_0) / K_0 \quad (13)$$

จากสมการ (13) เราจะเห็นได้ชัดเจนว่า ด้วยสัญญาณที่ V_c จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของ VCO มีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของ VCO, ω_0 ไปเท่า

กับความถี่เชิงมุม ของสัญญาณอินพุต w_1 นั่นคือเราพูดได้ว่า

$$w_{inset} = w_0 + K_0 V_c = w_0 + w_1 - w_0 = w_1 \quad (14)$$

ถ้าค่าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น ($w_1 - w_0$) มีค่าน้อยกว่าผลคูณ $K_d K_0$ อย่างมาก สมการ (11) จะมีค่าเป็น

$$\theta - \varphi_0 \approx \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (15)$$

จากสมการ (15) หมายความว่า ถ้าความถี่ออฟเซ็ทระหว่างสัญญาณอินพุต และสัญญาณ VCO จะมีค่าน้อย เมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อก และสัญญาณ VCO จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อก หรือพูดตรงไปตรงมาได้ว่า เฟสควอตราเจอร์ (เฟสต่างกัน 90°) จะสอดคล้องกับ $w_1 = w_0$ ด้วยเหตุผลนี้ เราควรจะแทนค่าเฟสคอนสแตนท์ φ_0 ด้วยค่าเฟสเอ้าท์พุท θ_0 ดังนั้น

$$\theta_0 = \varphi_0 - \pi/2 \quad (16)$$

ต่อจากนี้ เอ้าท์พุทโวลท์เตจของเฟลดีเท็คเตอร์ เขียนได้ใหม่มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_1 - \varphi_0) \\ &= K_d \cos((\theta_1 - \theta_0) - \pi/2) \\ V_d &= K_d \sin(\theta_1 - \theta_0) \end{aligned} \quad (17)$$

และจากสมการ (17) และ (13) เราจะได้ค่าของเฟลเออร์เรอร์เป็น

$$\theta_1 - \theta_0 = \sin^{-1} \frac{w_1 - w_0}{K_d K_0} \quad (18)$$

เมื่อผลต่างของเฟส $(\theta_1 - \theta_0)$ มีค่าน้อยพอเพียงเราจะได้ว่า

$$V_d \approx K_d(\theta_1 - \theta_0) = K_d \theta_e \quad (19)$$

เมื่อ $\theta_e = (\theta_1 - \theta_0)$ แต่เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเท็คเตอร์แบบนี้เมื่อ
 ลูปเข้าสู่การล็อก สัญญาณของ VCO จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุท 90° คือ
 $[\theta_1 - (\theta_0 + \pi/2)]$ เป็นลักษณะของเฟสควอดราเจอร์ ดังนั้นเฟสดีเท็คเตอร์จะ
 ให้เอาท์พุทโวลท์เตจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุท V_1 กับ สัญ
 ญาณเอาท์พุทของ VCO, V_0 ในลักษณะของเฟสควอดราเจอร์คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d(\theta_1 - (\theta_0 + \pi/2)) \\ &= K_d((\theta_1 - \theta_0) - \pi/2) \\ &= K_d(\theta_e - \pi/2) \end{aligned} \quad (20)$$

สัญญาณเฟสเซ็นซิทีฟ V_d นี้จะผ่านลูปลิเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุทของ
 VCO เพื่อแก้ไขให้ความถี่ของ VCO เปลี่ยนจาก w_0 ไปเป็น w_1 และดำรงรักษาการ
 ล็อกให้คงอยู่ เราจะได้

$$V_d = V_c = \frac{w_1 - w_0}{K_o} \quad (21)$$

$$w = w_0 + K_o V_c \quad (22)$$

จากสมการ (20) และ (21) เราจะหาค่าของเฟสเออร์เรอร์ θ_e ได้เป็น

$$\theta_e = \pi/2 + \frac{w_1 - w_0}{K_d K_o} \quad (23)$$

จากสมการ (23) เราจะสังเกตได้ว่าเมื่อ $w_1 = w_0$ โวลต์เตจเออร์พุทของ VCO จะมีเฟสควอดราเจอร์ คือมีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุทโวลต์เตจ 90° เมื่อ w_1 เคลื่อนไปทางสูงกว่า w_0 มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของฟิล์ยการล๊อค และถ้า w เคลื่อนไปทางด้านต่ำกว่า w_0 มุมของเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ล่างสุดของฟิล์ยการล๊อค

(ค) การทำงานของระบบในลักษณะไดนามิก

ถ้าความถี่สัญญาณอินพุทเปลี่ยนไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล๊อคคลุ่ยยังสามารถอยู่ในสภาวะล๊อคได้และแทรกตามสัญญาณอินพุทโดยจะเพิ่มค่าเฟสเออร์เรอร์ให้มากขึ้นตามเวลา ($d\theta_e/dt$) ซึ่งจะยังผลให้เออร์เรอร์โวลต์เตจ V_e ที่ผ่านฟิลเตอร์เปลี่ยนไปเพื่อตำรงให้การล๊อคคงอยู่ระบบแทรกตามสัญญาณอินพุท เราจะหาค่าเฟสเออร์เรอร์ได้

$$\begin{aligned} \theta_e &= (w_1 t + \theta_1) - (w_0 t + \theta_0) \\ &= (w_1 - w_0)t + (\theta_1 - \theta_0) \end{aligned} \quad (24)$$

และเฟสเออร์เรอร์นี้จะเปลี่ยนแปลงตามเวลา อัตราการเปลี่ยนแปลงของ θ_e ต่อเวลาจะเท่ากับ

$$\frac{d\theta_e}{dt} = w_1 - w_0 \quad (25)$$

ดังนั้นเออร์พุทโวลต์เตจของเฟสดีเท็คเตอร์จะเปลี่ยนค่าไปเป็น

$$V_e(t) = K_d \frac{d\theta_e}{dt} = K_d (w_1 - w_0) \quad (26)$$

เออร์เรอร์โวลต์เตจ V_e ที่ผ่านฟิลเตอร์แล้วจะไปคอนโทรลโวลต์เตจ V_c ของ VCO สำหรับควบคุมให้การล๊อคคงอยู่จะมีค่าเป็นสัดส่วนกับความถี่ที่แปรไปของสัญญาณอินพุทจากความถี่ฟรีรันนิ่ง w_0 ของ VCO

$$V_u = V_c = \frac{w_1 - w_0}{K_0} \quad (27)$$

ความสามารถในการปรับตัวของระบบนี้จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของเฟสล็อก ลูปแตร็คตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุทและลอคได้เหมือนดังเดิม

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกลูปสามารถดํารงการลอคไว้ได้กับสัญญาณอินพุทเราเรียกว่า "พิสัยการลอคของระบบ"

สมมติว่าเราให้ w_1 เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลางของ VCO เมื่อ $w_1 - w_0$ มากกว่าค่าอัตราขยายลูป $K(e_1 - e_0)$ จะมีค่าที่ไม่สอดคล้องหรือไม่เป็นความจริงตามสมการ (26) สภาวะสมตูลย์ของการซิงโครไนส์จะไม่สามารถดํารงอยู่ต่อไปได้ และลูปจะหลุดออกไปจากการลอคกับความถี่ของสัญญาณอินพุท ความถี่ของ VCO จะกลับไปมีค่าเป็นความถี่ศูนย์กลาง w_0 และ V_u ก็จะกลับมาอยู่ในลักษณะของสัญญาณเอซี

สำหรับเฟสดีเท็คเตอร์แบบมีคุณสมบัติการแปลงความถี่ ที่เป็นโวลท์เททเป็นลักษณะลูกคลื่นไซน์ ขีดจำกัดการแตร็คตามความถี่สัญญาณอินพุทของลูปจะอยู่ในพิสัย $w_0 - K$ และ $w_0 + K$ เมื่อ $w_0 =$ ความถี่เชิงมุมศูนย์กลางของ VCO และ $K =$ อัตราขยายลูป ($K = K_u K_o$)

ตัวอย่าง ระบบเฟสล็อกลูปเบื้องต้นตามรูปที่ 1.1 กำหนด

$$K_u = 2 \text{ โวลท์/เรเดียน (ความไวของเฟสดีเท็คเตอร์)}$$

$$K_o = 10^4 \text{ Hz/V} = 2\pi * 10^4 \text{ เรเดียน/วินาที/โวลท์}$$

(ความไวของการมอดูเลชั่นของ VCO)

$$w_0 = 2\pi * 10^3 \text{ KHz}$$

$$K = K_u K_o = 2 * 10^4 \text{ Hz} = 4\pi * 10^4 \text{ เรเดียน/วินาที}$$

เราจะสังเกตเห็นได้ว่าลูปจะอยู่ในสภาวะลอค แม้ว่าความถี่ของสัญญาณอินพุท $w_1 = 2\pi * 1010 \text{ KHz}$ เฟสดีเท็คเตอร์จะมีเอาท์พุทดีซีคอมโพเน้นท์ V บ้อนให้กับอินพุทมอดูเลชั่นของ VCO ดังนั้น

รั้นหนึ่งของ VCO และ เออร์เรอร์โวลต์เตทนี้จะผ่านโวลท์พาสฟิลเตอร์และถูกป้อนไป เป็นคอนโทรลโวลต์เตทให้กับอินพุทของ VCO เพื่อที่จะเปลี่ยนความถี่ของ VCO จาก ω_0 ไปเป็น ω_c ให้การล็อกคงอยู่ ถ้าความถี่ของอินพุทเปลี่ยนไปอย่างกรณีของสัญญาณ FM เออร์เรอร์โวลต์เตทจะเปลี่ยนไปเป็นสัดส่วนกับความถี่อินพุทที่เปลี่ยนแปลงเพื่อ ดำรงการล็อกให้คงอยู่ ดังนั้นเอาท์พุทโวลต์เตทของเฟสล็อกคูลูปจะเปรียบเสมือนฟรี เควนซีดีลคริมิเนเตอร์ คือสามารถแปลงการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุทให้ไปเป็น การเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตทพิจารณาในกรณีนำเอาความถี่เอาท์พุทของเฟสล็อกคูลูป มาใช้งานเมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อกกับสัญญาณอินพุทเอาท์พุทของ VCO จะให้ลูกลื่น ที่เปลี่ยนแปลงเป็นคาบเวลาด้วยความถี่ที่แน่นอนและเท่ากับสัญญาณอินพุท ยกเว้นเฟส จะมีความต่างกัน θ_c และด้วยความต่างเฟสนี้จะทำให้เกิดเออร์เรอร์โวลต์ เตทเพื่อรักษาให้เฟสล็อกคูลูปอยู่ในสภาวะล็อก ถ้าสัญญาณอินพุทประกอบด้วยคอมโพ เน้นท์ความถี่ต่าง ๆ มากมายซึ่งได้แก่ น้อยส์ หรือสัญญาณรบกวนอื่น ๆ เราสามารถ ทำให้ระบบเฟสล็อกคูลูปล็อกกับคอมโพ เน้นท์ ความถี่จำเพาะที่กำหนดของสัญญาณอินพุท ดังนั้นเอาท์พุทของ VCO จะให้กำเนิดความถี่จำเพาะนั้นได้ใหม่ ขณะเดียวกันก็จะลด ทอนหรือกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการอื่น ๆ นอกจากนั้นเอาท์พุทของ VCO สามารถ ใช้สำหรับให้กำเนิดหรือแยกเอาสัญญาณความถี่ที่ต้องการออกจากสัญญาณที่ไม่ต้องการ คุณสมบัตินี้ของเฟสล็อกคูลูปทำให้ระบบเฟสล็อกคูลูปเป็นระบบนำสนใจอย่างยิ่งสำหรับให้ กำเนิดสัญญาณใหม่หรือแยกเอาสัญญาณต่ำ ๆ ที่ปนอยู่ในน้อยส์ออกมาใหม่ได้

กระบวนการแคปเจอร์สัญญาณอินพุท

คุณสมบัติที่สำคัญในการทำงานของระบบเฟสล็อกคูลูปคือ กระบวนการแคปเจอร์ (capture process) เป็นกระบวนการที่จะทำให้ระบบได้มาซึ่งการล็อกกับสัญญาณ อินพุทโดยที่ลูปจะเริ่มตันจากสภาวะฟรีรั้นหนึ่ง กระบวนการแคปเจอร์นี้เป็น กระบวนการที่ค่อนข้างจะยุ่งยากและมีลักษณะเป็นนอนลิเนียร์ ซึ่งเราจะได้อธิบายถึงคุณสมบัติ ของกระบวนการนี้ต่อไป

ขั้นแรกสมมติว่า ฟีดแบ็คลูปของระบบเฟสล็อกคูลูปถูกตัดขาดระหว่างลูปฟิลเตอร์ เอาท์พุทและคอนโทรลอินพุทของ VCO ซึ่งจะทำให้ V_{ω} มีค่าเป็นศูนย์ และ VCO จะ ออสซิลเลทอย่างต่อเนืองที่ความถี่ฟรีรั้นหนึ่ง ω_0 ต่อจากนั้นสมมติว่าสัญญาณอินพุทถูกป้อน ให้ลูปด้วยความถี่ ω_c ซึ่งเป็นความถี่ที่ใกล้เคียงกับ ω_0 แต่ไม่เท่ากับ ω_0 ในกรณีนี้

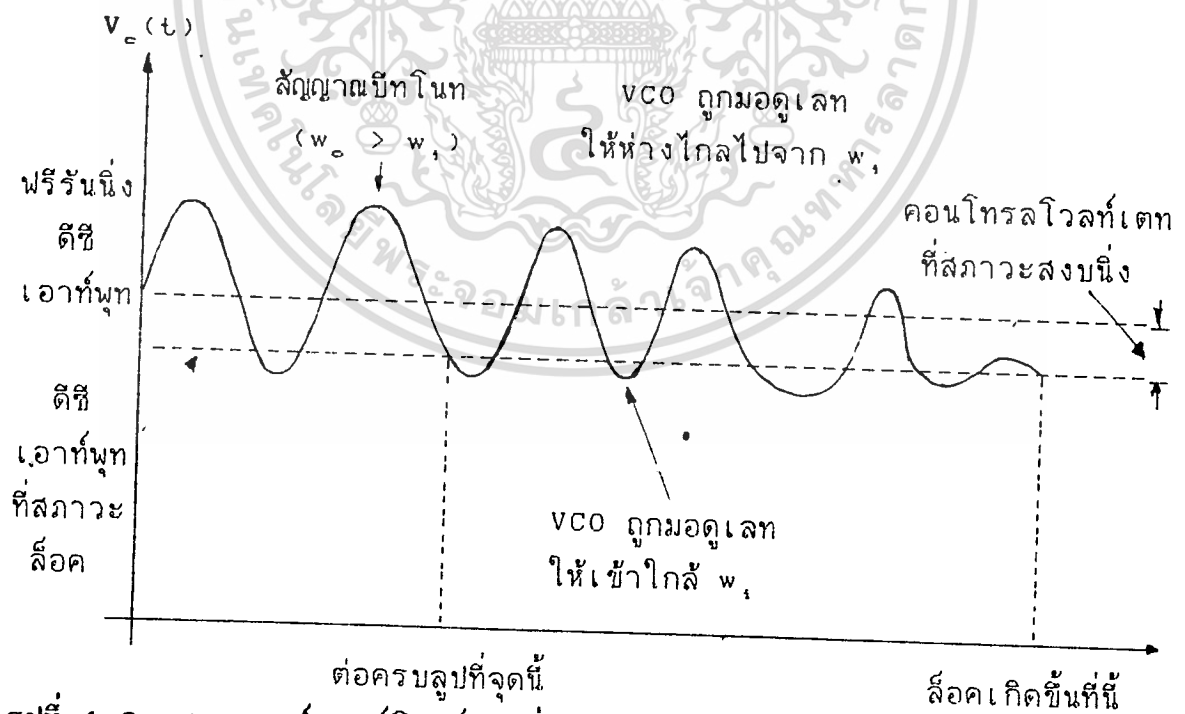
เฟสดีเท็คเตอร์มีฟังก์ชันเหมือนกับมัลติพลายเออร์หรือมิกเซอร์ ดังนั้นเอาท์พุทโวลต์เตจที่ได้จากเฟสดีเท็คเตอร์จะเป็นคอมโพเน้นท์ของสองความถี่ มีผลบวกของความถี่

$$w_{sum} = w_0 + w_1 \quad (1.28)$$

และผลต่างของความถี่

$$\Delta w = w_0 - w_1 \quad (1.29)$$

ตามปกติแบนด์วิธของโลว์พาสฟิลเตอร์จะแคบมากพอที่จะกรองเอาคอมโพเน้นท์ ผลบวกของความถี่ออกไปได้อย่างสมบูรณ์ ถ้า w_1 มีค่าใกล้เคียงกับค่า w_0 ดังนั้นผลต่างของความถี่ ($w_0 - w_1$) จะมิต้าน้อยมาก และมีค่าอยู่ในพาสแบนด์ของโลว์พาสฟิลเตอร์ และไปปรากฏที่เอาท์พุทของลูฟฟิลเตอร์ในลักษณะของบิทโนท (beat note) ลูกคลื่นไซน์ ลูกคลื่นนี้อยู่ทางด้านซ้ายมือของรูปที่ 1.2 ซึ่งแสดงว่า $w_0 > w_1$



รูปที่ 1.2 แสดงเออร์เรอร์โวลต์เตจชั่วขณะในระหว่างเวลากระบวนการแคปเจอร์

ต่อไปสมมติว่า ลูปถูกต่อให้ครบรูปอย่างทันทีทันใดโดยการต่อโวลต์ฟาสฟิลเตอร์ เอาท์พุทเข้ากับขั้วคอนโทรลอินพุทของ VCO ซึ่งจะทำให้ความถี่ของ VCO ถูกมอดูเลตด้วยบิทโนทหรือผลต่างของสัญญาณ เมื่อเกิดการมอดูเลชันดังกล่าวความถี่บิทโนท $\Delta\omega$ จะกลายเป็นฟังก์ชันที่แปรไปตามเวลาคือ $\Delta\omega$ จะแปรไปจากความถี่อินพุท ดังนั้น เออร์เรอร์โวลต์เตทที่ได้รับการฟิลเตอร์แล้ว จะมีความถี่เท่ากับผลต่างของความถี่ VCO และสัญญาณอินพุทและโวลต์เตทนี้ จะมีความถี่เปลี่ยนแปลงกันไปคือความถี่จะลดลงในช่วงครึ่งไซเกิลและจะเพิ่มขึ้นในช่วงครึ่งไซเกิลบวก ดังนั้นภายใต้สภาวะนี้บิทโนทจะมีลักษณะไม่สมมาตร และดูเหมือนกับอนุกรมของยอดแหลมดังแสดงใน ส่วนกลางของรูปที่ 1.2 เราจะสังเกตเห็นได้ว่าส่วนของบิทโนทที่มอดูเลทให้ VCO มีความถี่เข้าใกล้กับสัญญาณอินพุท จะมีลักษณะที่กลมมนกว่าส่วนของบิทโนทที่มอดูเลทให้ VCO มีความถี่ห่างไกลจากสัญญาณอินพุทจะมีลักษณะเป็นยอดแหลมมากกว่า เนื่องจากความไม่สมมาตรนี้ลูกคลื่นของบิทโนทจะประกอบด้วยดิซิโวลต์เตทซึ่งจะไปขับให้ความถี่ของ VCO มีค่าเข้าสู่สัญญาณอินพุท เมื่อ VCO มีแนวโน้มเข้าสู่ ω_c ความถี่ของบิทโนทจะลดลงอย่างรวดเร็ว ความไม่สมมาตรก็จะเพิ่มขึ้นและในที่สุดก็จะลู่เข้าสู่ค่าดิซิที่มีค่าคงที่อย่างรวดเร็วในช่วงเวลาขณะหนึ่ง ลูปก็จะเข้าสู่สภาวะล๊อคเมื่อความถี่ของ VCO เท่ากับ ω_c อย่างแน่นอน ระบบก็จะเข้าสู่การล๊อคผลต่างของความถี่ $\Delta\omega$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์และคงเหลือแต่ดิซิโวลต์เตทที่เอาท์พุทของลูปฟิลเตอร์ดิซิโวลต์เตทนี้เกิดขึ้นจากผลต่างของเฟส θ_e ระหว่างเอาท์พุทของ VCO และสัญญาณอินพุท สมมติว่าลูปฟิลเตอร์มีอัตราขยายดิซิเป็นหนึ่ง และเฟสดีเท็คเตอร์มีคอนเวอร์ชันเกน K_d (โวลต์/เรเดียน) เออร์เรอร์โวลต์เตทที่สถานะคงที่นี้จะมีค่าเป็น

$$V_e = V_e(t) \Big|_{\text{สถานะคงที่}} = -K_d \theta_e \quad (1.30)$$

เครื่องหมายลบในสมการ (1.30) เนื่องจากเราได้สมมติไว้ในตัวอย่างของรูปที่ 1.2 ว่า $\omega_c * \omega$ ซึ่งจะทำให้ได้โวลต์เตทลบที่ขั้วคอนโทรลอินพุทของ VCO เพื่อไปเลื่อน ω_c ให้ไปเท่ากับ ω ,

เวลาทั้งหมดที่ใช้ไปเพื่อให้ระบบเฟสล็อกคูลูปเกิดการล็อก เราเรียกว่า " พูลอินไทม์" พูลอินไทม์จะขึ้นอยู่กับเฟส เริ่มต้นและผลต่างของความถี่ระหว่างสองสัญญาณ และยังขึ้นอยู่กับอัตราขยายลูปและคุณสมบัติของลูปฟิลเตอร์

จุดประสงค์หลักของลูปฟิลเตอร์คือ การกรองเอาคอมโพเนนต์ต่าง ๆ ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการและมีความถี่ห่างไกลจากความถี่พรีรันนิ่งของ VCO คุณลักษณะดังกล่าวนี้แสดงถึงคุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนของระบบเฟสล็อกคูลูปหรือพูดอีกอย่างหนึ่งได้ว่า ระบบเฟสล็อกคูลูปจะมีลักษณะในการแคปเจอร์ เฉพาะสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่พรีรันนิ่งของ VCO ซึ่งหมายความว่าผลต่างของความถี่ $\Delta\omega$ จะต้องมีความใกล้เคียงกับค่าโดยประมาณอยู่ภายในแบนด์วิธของลูปฟิลเตอร์

ฟังก์ชันที่สำคัญอีกอันหนึ่งของโลว์พาสฟิลเตอร์คือมันจะเป็นตัวเก็บความจำได้ในช่วงเวลาสั้น ๆ ของระบบเฟสล็อกคูลูป เพื่อช่วยให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณได้ใหม่อย่างรวดเร็วถ้าระบบหลุดออกไปจากการล็อกในช่วงเวลาสั้น ๆ เนื่องจากการรบกวนในช่วงขณะหรือพูดอีกอย่างหนึ่งได้ว่า โลว์พาสฟิลเตอร์จะบังคับให้เออร์เรอร์โวลท์เตท $v_e(t)$ เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาอย่างช้า ๆ และในกรณีนี้ถ้าระบบเฟสล็อกคูลูปหลุดไปจากการล็อกเพียงช่วงขณะเนื่องจากนอยส์หรือสัญญาณรบกวน ความถี่ของ VCO จะไม่เปลี่ยนแปลงไปมากนักในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังกล่าว ดังนั้นในสภาวะนี้จะช่วยให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณอินพุตได้ใหม่อย่างรวดเร็วทันทีทันใด เมื่อเวลาได้ผ่านไปช่วงขณะแล้ว สรุปได้ว่าโลว์พาสลูปฟิลเตอร์จะทำหน้าที่ลดทอนคอมโพเนนต์ความถี่สูงของเออร์เรอร์โวลท์เตทในระบบเฟสล็อกคูลูปโลว์พาสฟิลเตอร์ ก่อให้เกิดผลที่สำคัญต่อการแคปเจอร์ และคุณสมบัติการตอบสนองช่วงขณะของระบบการลดแบนด์วิธของฟิลเตอร์จะมีผลเกิดขึ้นต่อการทำงานของระบบดังต่อไปนี้

- (1) กระบวนการแคปเจอร์จะช้าลงไปและพูลอินไทม์จะเพิ่มขึ้น
- (2) ฟิลล์การแคปเจอร์จะลดลง
- (3) ทันทึที่ลูปเกิดการล็อก คุณสมบัติของเฟสล็อกคูลูปเกี่ยวกับการกำจัดสัญญาณรบกวนจะเกิดผลคือ เออร์เรอร์โวลท์เตทที่เกิดจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลดทอนลงไปด้วยโลว์พาสฟิลเตอร์
- (4) ผลตอบสนองช่วงขณะของระบบเฟสล็อกคูลูปต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุตอย่างทันทีทันใดภายในฟิลล์การแคปเจอร์จะได้เป็นลักษณะ " อันเดอร์แดมพ์ " (underdamped)

คุณสมบัติการแทรกตามสัญญาณอินพุท

ทันทีที่ระบบเฟสล็อกคูลูปกับสัญญาณอินพุท ระบบสามารถจะแทรกตามการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ของสัญญาณอินพุทได้ด้วยการเพิ่มเฟสเออร์เรอร์ θ_e ระหว่าง VCO และสัญญาณอินพุทจากนั้นเฟสเออร์เรอร์ ที่เพิ่มขึ้นนี้จะถูกแปลงไปเป็นดิฟเฟอเรนเชียลเออร์เรอร์โวลต์เตท V_e ด้วยเฟสดีเท็คเตอร์ เออร์เรอร์โวลต์เตทนี้จะไปรักษาให้ความถี่ของ VCO เคลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท ขณะที่ระบบเฟสล็อกคูลูปแทรกตามสัญญาณอินพุท ลูปเออร์เรอร์โวลต์เตท V_e จะมีค่าเป็นสัดส่วนกับกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุท ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_c ของ VCO หรือพูดอีกอย่างหนึ่งได้ว่าขณะที่ระบบเฟสล็อกคูลูปแทรกตามสัญญาณอินพุท เอาท์พุทโวลต์เตทของลูป จะมีฟังก์ชันเหมือนกับตัวแปลงความถี่ของโวลต์เตท

นิสัยการแทรกตามสัญญาณอินพุทของระบบเฟสล็อก จะกำหนดได้ด้วยการพิจารณาว่า โวลต์เตทเออร์เรอร์ที่เกิดขึ้นในลูปได้สูงสุดเท่าไร สมมติว่าในลูปไม่มีแอมพลิไฟเออร์ ปริมาณของเออร์เรอร์โวลต์เตทสูงสุด $(V_e)_{max}$ ที่สามารถเกิดได้ขึ้นอยู่กับอัตราขยายของเฟสดีเท็คเตอร์ K_d ตามปกติเออร์เรอร์โวลต์เตทจะมีค่าสูงสุด $(V_e)_{max}$ เมื่อผลต่างของเฟส θ_e มีค่าอยู่ที่ค่าจำกัดสูงสุด $\pm \pi/2$ ดังนั้นนิสัยการแทรกตามสัญญาณอินพุทของระบบเฟสล็อกคูลูปจะมีค่าเป็น

$$\pm \Delta \omega_L = \pm (V_e)_{max} K_d \quad (1.31)$$

เมื่อ K_d คือ คอนเวอร์ชันเกนของ VCO (หน่วยเป็น เฮิรท์ซ์/โวลต์)

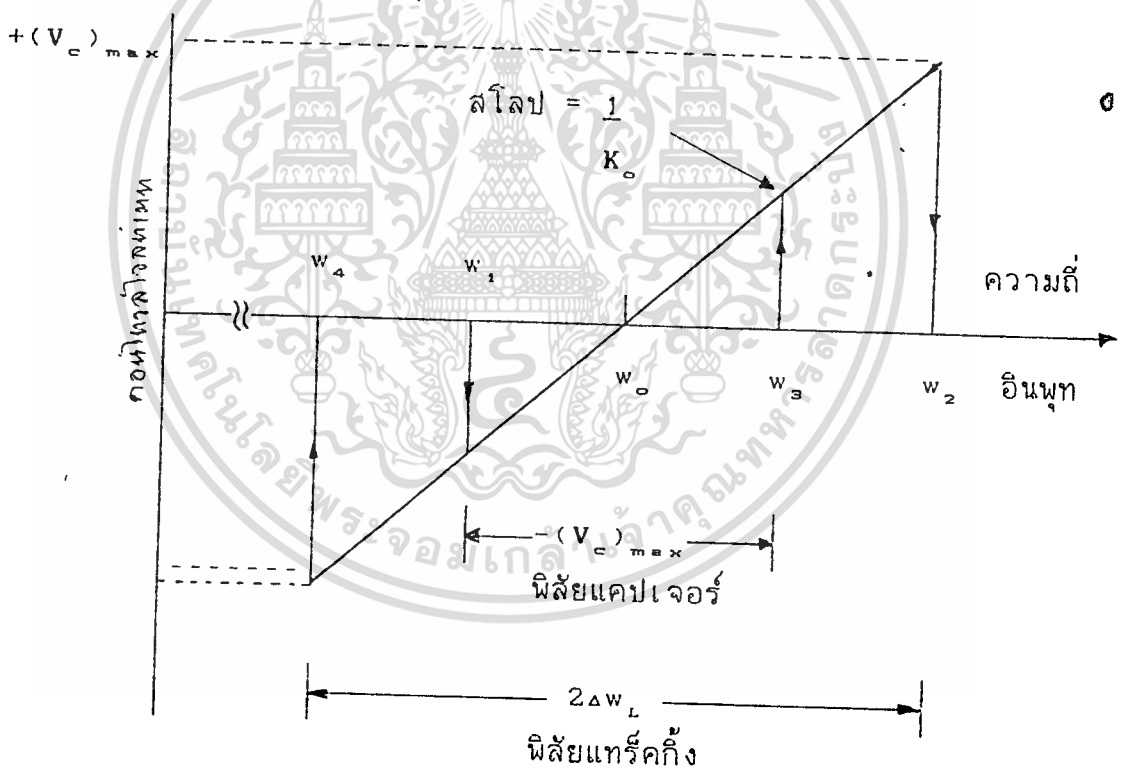
รูปที่ 1.3 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์เตทของระบบเฟสล็อกคูลูป สมมติว่าอินพุทเป็นสัญญาณลูกคลื่นไซน์ซึ่งความถี่ของมันจะกวาดไปอย่างช้าๆ ได้ในช่วงพิสัยความถี่ที่กว้าง ขึ้นแรกความถี่อินพุทจะกวาดไปจากความถี่ต่ำผ่านพิสัยแคปเจอร์และนิสัยการล็อกของระบบเฟสล็อกคูลูปไปยังความถี่สูงและจากนั้นกวาดย้อนกลับไปยังความถี่ต่ำ ส่วนนกลทางด้านแกนตั้งเป็นค่าของเออร์เรอร์โวลต์เตทที่ผ่านลูปฟิลเตอร์แล้ว V_e และสมมติว่า VCO มีคุณสมบัติของการคอนโทรลเป็นลิเนียร์คือความถี่เอาท์พุทของ VCO จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนที่ลิเนียร์กับการเพิ่มขึ้นของคอนโทรลโวลต์เตท

คุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์เตทของระบบเฟสล็อกแสดงได้ในรูปที่ 1.3 (ก) เมื่อความถี่อินพุตเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ (ข) เมื่อความถี่อินพุตลดลงอย่างช้า ๆ ความกว้างของความถี่ระหว่าง w_2 , w_4 เท่ากับพิสัยการแทรกตามสัญญาณอินพุตของระบบ นั่นคือ

$$w_3 - w_1 = 2\Delta w_c \quad (1.32)$$

และ

$$w_2 - w_4 = 2\Delta w_L \quad (1.33)$$



รูปที่ 1.4 แสดงถึงคุณสมบัติรวมในการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์เตทของระบบเฟสล็อก

ในรูปที่ 1.4 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไป เป็นโวลต์ เตทของระบบ เฟสล็อกคูลูบที่ผสมผสานกันระหว่างคุณสมบัติของฟิลลี่ยแคปเจอร์และฟิลลี่ยการลือกคี่แสดง ในรูปที่ 1.3 จากรูปที่ 1.4 คุณสมบัติการตอบสนองของระบบเฟสล็อกคูลูบ เบื้องต้นสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

- (1) ระบบเฟสล็อกคูลูบแสดงคุณสมบัติการเลือกเฟ้นความถี่ และการเปลี่ยนแปลงความถี่ไป เป็นโวลต์ เตทซึ่งมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของ VCO
- (2) ระบบสามารถจะแคปเจอร์ (ได้มาซึ่งการลือกคี่) กับสัญญาณที่มีความถี่ อยู่ภายในฟิลลี่ยแคปเจอร์เท่ากับ $2\Delta\omega_c$ และมีศูนย์กลางอยู่ที่ ω_0
- (3) ทันทีที่ระบบเกิดการลือกคี่มันจะสามารถแทรกคี่ตามสัญญาณอินพุทได้ตลอด ช่วงฟิลลี่ยการลือกคี่ $2\Delta\omega_c$ และมีศูนย์กลางอยู่ที่ ω_0
- (4) สโลปของคุณสมบัติการแปลงความถี่ไป เป็นโวลต์ เตทจะเท่ากับส่วนกลับ ของอัตราขยายการแปลงโวลต์ เตทไป เป็นความถี่ของ VCO

รูปที่ 1.3 และ 1.4 ยังแสดงถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญบางอย่างในการออกแบบระบบเฟสล็อกคูลูบ ฟิลลี่ยการลือกคี่ $(V_{\sigma})_{max} K_o$ ตามสมการ (1.31) ดังนั้น เราสามารถจะเพิ่ม $(V_{\sigma})_{max}$ ได้ด้วย การเพิ่มแอมพลิไฟเออร์เข้าในลูบของเฟส ล็อกคูลูบ เบื้องต้น เพื่อเพิ่มอัตราขยายโวลต์ เตทในลูบป้อนกลับ ฟิลลี่ยการลือกคี่จะเพิ่มขึ้น เป็น $= A(V_{\sigma})_{max} K_o$ เมื่อ A คืออัตราขยายโวลต์ เตทของแอมพลิไฟเออร์ เมื่อ ระบบเฟสล็อกคูลูบอยู่ในสภาวะลือกคี่ V_{σ} จะมีค่าเป็นดิซีโวลต์ เตท ดังนั้นลูบฟิลเตอร์จะ ไม่มีผลกระทบต่อฟิลลี่ยการลือกคี่

ความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของ VCO จะเป็นตัวกำหนดความถี่ศูนย์กลางของฟิลลี่ย แคปเจอร์และฟิลลี่ยการลือกคี่ ดังนั้นความถี่เชิงตรงและเสถียรภาพของความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของ VCO มีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากเรามักจะออกแบบให้ฟิลลี่ยแคปเจอร์ และฟิลลี่ยการลือกคี่มีช่วงแคบมาก ๆ ดังนั้นความต้องการเกี่ยวกับความถี่เชิงตรงและ เสถียรภาพของฟิลลี่ยทั้งสองดังกล่าวจึงกลายเป็นปัญหาขึ้นมา

คุณสมบัติการคอนโทรล VCO มีความสำคัญอย่างยิ่งดังแสดงในรูปที่ 1.4 ต่อ :

- (ก) คุณสมบัติการแปลง F-V ของระบบ PLL
- (ข) สโลปของโวลต์ เตทเอาท์พุทของระบบ PLL ($1/K_o$)
- (ค) ความเป็นลิเนียร์ของคุณสมบัติการแปลง F-V ของระบบ PLL

ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า : ดีซีลูปเกน

คุณสมบัติของลูปฟิลเตอร์

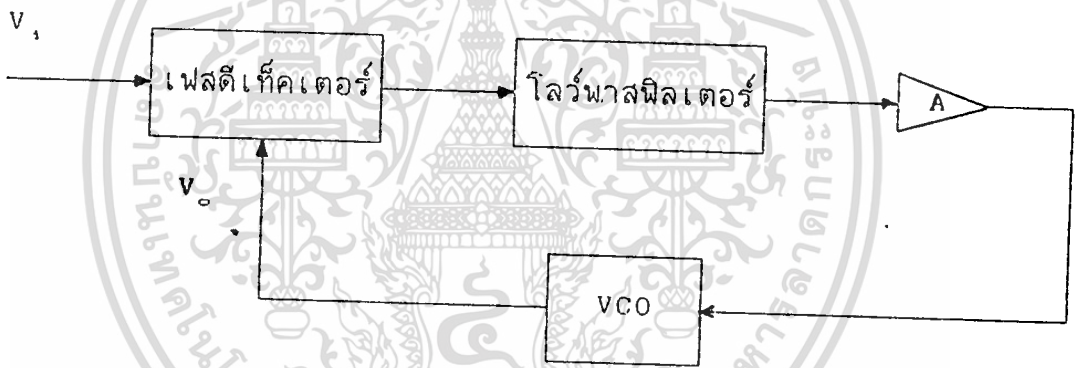
เสถียรภาพของ VCO

คุณสมบัติของคอนโทรล VCO

ค่าเหล่านี้จะเป็นพารามิเตอร์พื้นฐานในการออกแบบวงจรโมโนลิทิกเฟสล็อกคูลูป PLL

ผลของการล็อก

วงจรเฟสล็อกคูลูปในการใช้งานจริง ๆ มักจะเพิ่มแอมพลิไฟเออร์เข้าไปในลูปของวงจรเฟสล็อกคูลูปเบื้องต้นเพื่อเพิ่มอัตราขยายโวลท์เตทในลูปป้อนกลับ และเป็นการเพิ่มผลของการล็อกคูลูปดังกล่าวแสดงได้ดังในรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 ระบบเฟสล็อกคูลูป

เมื่อระบบเฟสล็อกคูลูปเข้าสู่สภาวะล็อกกับความถี่อินพุต ω_i เราจะได้ว่า

$$\omega = \omega_i = \omega_o + K_o V_o \quad (1.34)$$

และ

$$\begin{aligned} V_o &= (\omega_i - \omega_o) / K_o \\ &= K_d A (\theta_e - \pi/2) \end{aligned} \quad (1.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ A คืออัตราขยายโวลต์เททของแอมพลิไฟเออร์ จากสมการ (1.35) เราจะได้ว่า

$$\phi - \pi/2 = (w_1 - w_0) / K_o K_d A \quad (1.36)$$

ดังนั้นเมื่อระบบล๊อคอยู่กับสัญญาณอินพุท ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุทโวลต์เททกับเอาต์พุทโวลต์เททของ VCO จะมีค่าเท่ากับ θ_o และเราจะหาความต่างเฟสนี้ได้เป็น

$$\theta_o = \frac{\pi (w_1 - w_0)}{K_o K_d A} \quad (1.37)$$

และความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะซิงโครไนส์กันอย่างเที่ยงตรง เอาต์พุทโวลต์เททที่ได้จากเฟสดีเท็คเตอร์จะมีค่าแมกนิจูดสูงสุดเมื่อ $\phi = \pi$ และ 0 เรเดียน

$$V_{d(MAX)} = \pm K_d (\pi/2) \quad (1.38)$$

ในเวลาเดียวกันเราจะได้คอนโทรลโวลต์เททที่มีค่าสูงสุดสอดคล้องกับค่า $V_{d(MAX)}$ เพื่อไปขับ VCO จะมีค่าเท่ากับ

$$V_{c(MAX)} = \pm (\pi/2) K_d A \quad (1.39)$$

ความถี่ของ VCO จะสวิงได้สูงสุดเท่ากับ

$$\begin{aligned} (w_1 - w_0)_{MAX} &= K_o V_{c(MAX)} \\ &= \pm K_o K_d (\pi/2) A \end{aligned} \quad (1.40)$$

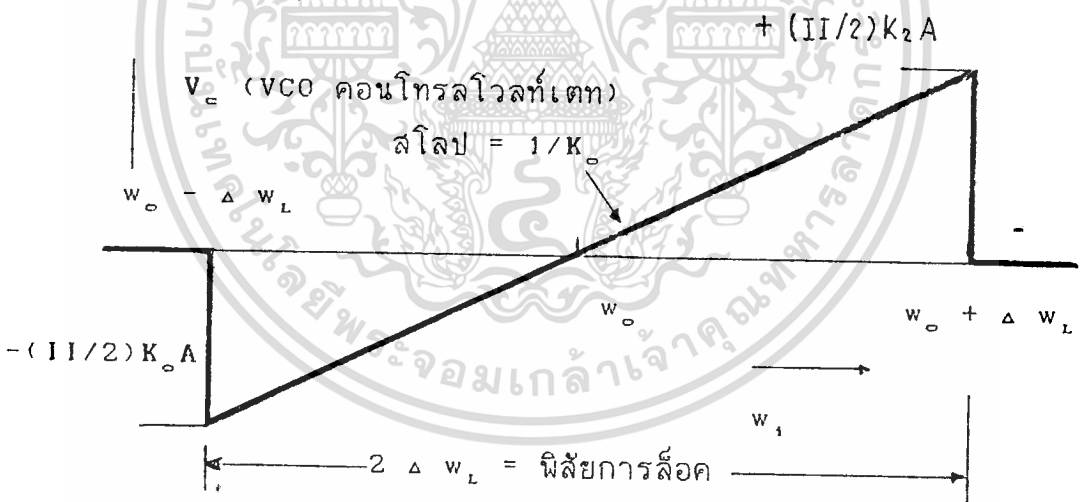
ดังนั้นพิสัยสูงสุดของความถี่สัญญาณอินพุตที่ระบบเฟสล็อกสามารถดำรงรักษาการล็อกได้ตลอดพิสัยสูงสุดนี้จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \omega_0 \pm K_0 K_d (\pi/2) A \\ &= \omega_0 \pm \Delta \omega_L \end{aligned} \quad (1.41)$$

เมื่อ $2\Delta\omega_L$ จะเท่ากับพิสัยการล็อกและได้เป็น

$$\text{พิสัยการล็อก} = 2\Delta\omega_L = K_0 K_d A \pi \quad (1.42)$$

เราจะสังเกตเห็นได้ว่าพิสัยการล็อกจะมีตำแหน่งที่สมมาตรกันเมื่อถือเอาเฟรีย่งหนึ่งฟรีควেনซี (ω_0) ของ VCO เป็นหลักศูนย์กลาง



รูปที่ 1.6 พิสัยการล็อกของระบบเฟสล็อก

ในรูปที่ 1.6 แสดงถึงกราฟของคอนโทรลโวลท์เตท V_e ของ VCO ต่อความถี่ของสัญญาณอินพุต w_1 ความถี่ที่อยู่นอกพิสัยการล็อกของระบบความถี่ของ VCO ไม่สามารถจะซิงโครไนส์กับความถี่อินพุตได้ ผลของความต่างเฟสจะมี

ค่าเท่ากับ

$$e_u = (w_1 t + e_1) - (w_0 t + e_0) \quad (1.43)$$

$$= (w_1 - w_0)t + (e_1 - e_0) \quad (1.44)$$

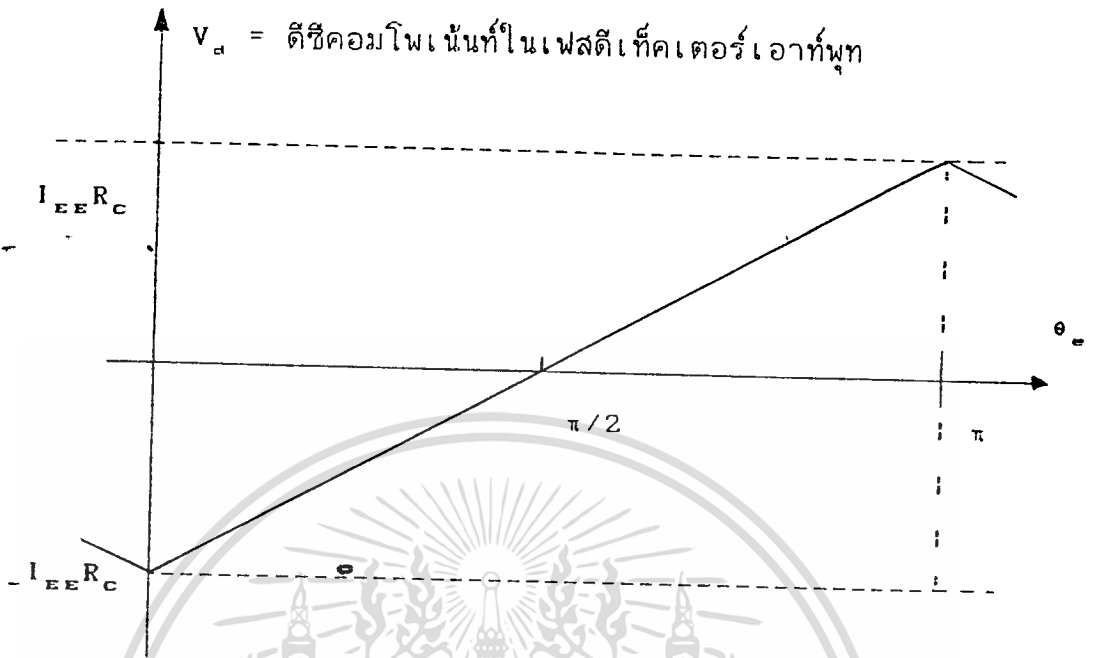
และความต่างเฟสนี้จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วต่อเวลา อัตราการเปลี่ยนแปลงของ e_u ต่อเวลาจะเท่ากับ

$$\frac{d e_u}{dt} = w_1 - w_0 \quad (1.45)$$

ดังนั้นเอาร์ทพุทโวลต์เตทของเฟลดีเท็คเตอ์จะเปลี่ยนค่าไปอย่างรวดเร็วต่อเวลาจะถูกลดทอนแมกนิจูดลงอย่างมากด้วยโลว์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งจะยังให้เหลือโวลต์เตทที่มีแมกนิจูดเพียงเล็กน้อยที่จะไปขับ VCO และความถี่ของ VCO จะกลับคืนไปยังค่าฟรีรันนิ่งฟรีควอนที่ w_0 เดิม ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่อยู่นอกเหนือพิสัยการลีดของระบบคอนโทรลโวลต์เตทของ VCO จะลดลงเป็นศูนย์ เมื่อ VCO ลีดกับสัญญาณอินพุท เราจะได้ว่า

$$e_u = \frac{\pi (w_1 - w_0)}{2 K_u K_o A} \quad (1.46)$$

เราจะสังเกตได้ว่าเมื่อ $w_1 = w_0$ โวลต์เตทของ VCO จะมี "เฟลควอดราเจอร์" (phase quadrature) คือมีเฟลต่างไปจากเฟลของสัญญาณอินพุทโวลต์เตท 90° เมื่อ w_1 เคลื่อนไปทางด้านสูงกว่า w_0 มุมของเฟลจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่เหนือสุดของพิสัยการลีด และถ้า w_1 เคลื่อนไปทางด้านต่ำกว่า w_0 มุมของเฟลจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ล่างสุดของพิสัยการลีด ดังแสดงในรูปที่ 1.7



รูปที่ 1.7 แสดงคุณสมบัติเอาท์พุทของเฟสดีเท็คเตอร์กับเฟสเออร์เรอร์

ฟิลลียแคปเจอร์

การวิเคราะห์ถึงฟิลลียการล๊อคจะต้องอยู่บนหลักการที่ว่า ระบบเฟสล๊อคลูป (PLL) จะมีสภาวะเดิมน้อยค้อยู่กับสัญญาณอินพุทแล้ว ในตอนนี้เราจะได้สังเกตถึงสถานะของลูปที่มีสภาวะเดิมไม่ล๊อคกับสัญญาณอินพุท เพื่อกำหนดช่วงความถี่ซึ่งระบบเฟสล๊อคลูปสามารถล๊อคกับสัญญาณอินพุทในช่วงความถี่ดังกล่าวได้ ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า "ฟิลลียแคปเจอร์" หรือ "ฟิลลียแอดคริชชัน"

เมื่อระบบเฟสล๊อคลูป (PLL) มีสภาวะเดิมระบบไม่ล๊อคกับสัญญาณอินพุท ความถี่ของ VCO จะอยู่ที่ฟรีควเอนซี ω_0 มุมของความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุทและโวลท์เตทของ VCO จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} \theta_e &= (\omega_1 t + e_1) - (\omega_0 t + e_0) \\ &= (\omega_1 - \omega_0)t + \Delta e \end{aligned} \quad (1.47)$$

และค่าของ θ จะไม่คงที่ แต่จะเปลี่ยนแปลงต่อเวลาด้วยอัตราเฟสดีเท็คเตอร์จะไม่มีส่วนของดีซีคอมโพเน้นท์ แต่จะให้เอซีโวลท์ที่เท่ากับลูกคลื่นสามเหลี่ยมที่มีพีคแอมพลิจูด $K_u(\pi/2)$ และความถี่พื้นฐาน $(w_1 - w_0)$

ถ้าโลว์พาสฟิลเตอร์เป็นวงจร RC โลว์พาสฟิลเตอร์ง่าย ๆ และมีทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันเป็น

$$F(jw) = \frac{1}{1 + jw\tau} = \frac{1}{1 + j(w/w_1)}$$

(1.48)

เมื่อ $\tau = RC$ และ $w_1 = 1/RC$ ดังนั้นจุดจำกัดความถี่ $f_1 = 1/2\pi RC$ ที่สภาวะ $(w/w_1)^2 \gg 1$ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์จะมีค่าประมาณ

$$F(jw) \approx w_1 / jw$$

(1.49)

และ

$$|F(jw)| \approx w_1 / w$$

(1.50)

เทอมความถี่พื้นฐานที่เป็นอินพุทให้กับโลว์พาสฟิลเตอร์โดยมาจากเฟสดีเท็คเตอร์จะเป็นค่าผลต่างของความถี่ $\Delta w = (w_1 - w_0)$ ถ้า $\Delta w > 3w_1$ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของ LPF จะมีค่าโดยประมาณเป็น

$$|F(\Delta w)| \approx \frac{w_1}{\Delta w} = \frac{w_1}{(w_1 - w_0)}$$

(1.51)

เราจะได้คอนโทรลโวลท์ที่เททสำหรับขับ VCO จะมีค่าเป็น

$$V_c = V_d |F(\Delta w)| A$$

(1.52)

และ

$$V_{c(MAX)} = \pm K_d (\pi/2) (w_1 / \Delta w) A \quad (1.53)$$

ด้วยผลของ $V_{c(MAX)}$ จะทำให้ความถี่ของ VCO เปลี่ยนไปสูงสุดเท่ากับ

$$\begin{aligned} (w_1 - w_0)_{MAX} &= K_o V_{c(MAX)} \\ &\approx \pm K_o K_d \frac{\pi}{2} \frac{A w_1}{\Delta w} \end{aligned} \quad (1.54)$$

เพื่อที่จะจับ (acquisition) ความถี่สัญญาณอินพุทให้ได้ เราจะต้องให้ $w = w_1$ ดังนั้นพิสัยสูงสุดของความถี่สัญญาณอินพุทที่ระบบ PLL สามารถจับหรือยึดสัญญาณความถี่ดังกล่าวได้ตลอดช่วงมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} (w_1 - w_0)_{MAX} &\approx \pm K_o K_d \frac{\pi}{2} \frac{A w_1}{\Delta w_c} \\ &= \Delta w_c \end{aligned} \quad (1.55)$$

เมื่อ $\Delta w_c = (w_1 - w_0)_{MAX}$ ดังนั้นจากสมการ (1.55) เราจะได้ว่า

$$(\Delta w_c)^2 \approx K_o K_d (\pi/2) A w_1 \quad (1.56)$$

เนื่องจาก

$$\Delta w_L = K_o K_d (\pi/2) A \quad (1.57)$$

ดังนั้น

$$(\Delta w_c)^2 \approx w_1 \Delta w_L \quad (1.58)$$

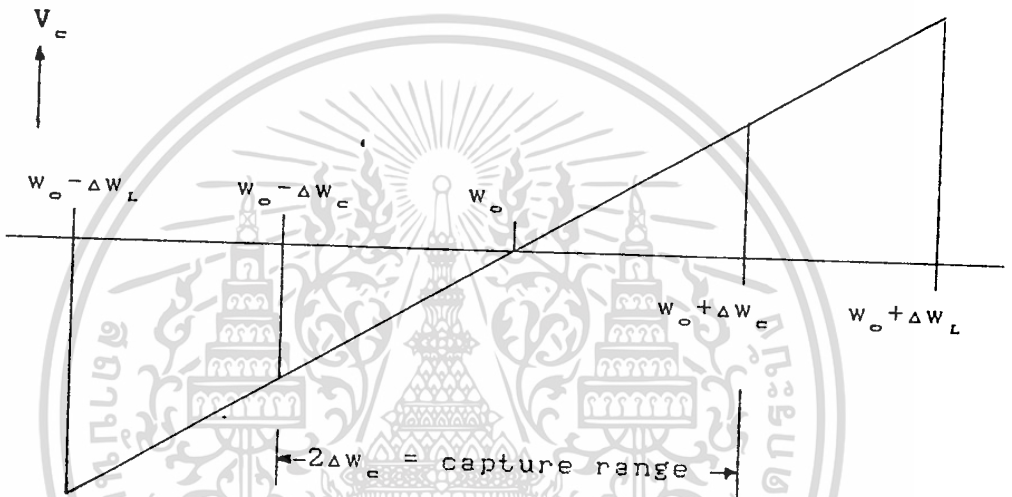
และ

$$\Delta w_c = \pm w_1 \Delta w_L \quad (1.59)$$

ดังนั้นระบบ PLL สามารถจะแคปเจอร์ (capture) สัญญาณอินพุทได้ตลอดพิสัยความถี่นี้ พิสัยแคปเจอร์มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} \text{พิสัยแคปเจอร์} &= 2 \Delta w_c \\ &= 2 \sqrt{w_1 \Delta w_L} \end{aligned} \quad (1.60)$$

ในกรณีทั่ว ๆ ไป $\Delta w_L \gg w_1$ เราจะได้สังเกตได้ว่าพิสัยแคปเจอร์จะมีตำแหน่งที่สัมพันธ์กันเมื่อยึดพรีรันนิ่งเฟรควเอนซีของ VCO เป็นศูนย์กลาง



รูปที่ 1.8 แสดงพิสัยแคปเจอร์ของระบบเฟสล็อกคูลูป

ในรูปที่ 1.8 แสดงถึงกราฟของคอนโทรลโวลท์เททของ VCO, V_c ต่อความถี่อินพุท พร้อมทั้งแสดงถึงพิสัยแคปเจอร์และพิสัยการล็อก

ในระบบเฟสล็อกคูลูป ต้องการพิสัยแคปเจอร์ที่มีแคปเจอร์ที่มีความกว้างมากบนจุดยืนของความสามารถในการล็อกกับสัญญาณอินพุท อย่างไรก็ตามพิสัยแคปเจอร์ที่มีความกว้างมาก ๆ จะทำให้ระบบ PLL อ่อนแอต่อสัญญาณรบกวนด้วยที่ไม่ต้องการและน้อยสำหรับระบบ PLL ที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนและน้อยได้สูงสุดจะต้องมีพิสัยแคปเจอร์แคบ ในกรณีทั่วไประบบ PLL จะเลือกพิสัยแคปเจอร์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่ดีทั้งสองอย่างคือกำจัดสัญญาณรบกวนได้ดี และสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุทได้ในช่วงความถี่กว้าง

แต่ในบางกรณีที่ระบบ PLL ไม่สามารถเลือกฟิล์ยแคปเจอร์ที่เหมาะสมได้ เราจะต้องตั้งแบนด์วิธของโลว์พาสฟิลเตอร์ให้มีค่ามากไว้ก่อน ในตอนแรกให้ลูปสามารถเริ่มต้นแคปเจอร์สัญญาณอินพุตได้ เมื่อลูปสามารถแคปเจอร์สัญญาณอินพุตได้แล้ว และระบบ PLL ก็จะสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุต ต่อจากนั้นเราจึงค่อยลดแบนด์วิธของโลว์พาสฟิลเตอร์ลงทีละน้อย ลักษณะเด่นของระบบ PLL คือลูปสามารถจะดำรงรักษาการล็อกกับสัญญาณอินพุตได้แม้ว่าสัญญาณอินพุตจะอยู่ในสภาวะที่มีนอยส์รบกวนมาก คือ มีอัตราส่วนของซิกแนลต่อนอยส์มีค่าน้อยกว่าหนึ่งก็ตาม ระบบ PLL มักนิยมใช้งานประเภทที่สัญญาณอินพุตมีระดับต่ำ เช่น ระบบสื่อสารของดาวเทียม เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

จากข้อกำหนดของการ modulate สัญญาณ FM-SCA ข้างต้น แบนด์วิดท์ (bandwidth) ของสัญญาณสำหรับ subcarrier สามารถบรรจุอยู่ในช่วง 60 - 74 KHz หรือแบนด์วิดท์เท่ากับ 14 KHz ดังนั้นความสามารถในการส่งสัญญาณข้อมูล จากสมการของ Shannon

$$C = w * \log_2 (1 + S/N) \quad \dots (1)$$

- C : information capacity (b/s)
- W : channel information BW in Hz
- S : average power of signal
- N : average power of noise

โดยถ้าเรากำหนดค่า S/N ที่ยอมรับได้ในการรับสัญญาณที่เครื่องรับแล้วสามารถแยกสัญญาณสเตอริโอได้ประมาณ 20 dB แล้ว จาก (1) สามารถส่งข้อมูลที่มีความเร็วบอดได้สูงสุดเท่ากับ 93,000 b/s แต่จากข้อกำหนดของการส่งในช่องสัญญาณ SCA และความง่ายในการออกแบบภาครับที่ให้อาศัยการ modulate แบบ FM ดังนั้นจึงเลือกการส่งแบบ FSK (frequency shift keying) ความเร็วบอดที่กำหนดของ FSK เพื่อให้สามารถความผิดพลาดเนื่องจากการรับหลายทิศทาง (multipath) ต้องให้ช่วงเวลาของแต่ละบิต (bit symbol interval) มากกว่าค่า multipath delay ที่คาดว่าจะเกิดขึ้นมากๆ ดังนั้นในการออกแบบให้ค่าความเร็วบอดสูงสุดเท่ากับ 4800 b/s

สำหรับค่าที่จะพิจารณาต่อไปคือค่า modulation index สำหรับสัญญาณ FSK ในช่องสัญญาณ SCA โดยในที่นี้ส่งแบบ continuous phase frequency shift keying: CPFSK จากสมการ frequency deviation ratio: h ของ FSK แสดงได้คือ

$$h = 2f_d * T \quad \dots (2)$$

f_d : ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Peak deviation frequency)
T : ช่วงเวลาของแต่ละบิต (Bit time duration)

โดยการเลือกค่า h อยู่ในช่วงระหว่าง 0.6 ถึง 1.5 โดยค่าที่ดีที่สุดที่ได้จากการทดลองสำหรับ power spectrum density ของ CPFSK ได้จาก [2] ค่า power spectrum ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า h นั้น จะเป็นตัวทำให้ BW ของ FSK มีขนาดเป็น 2 ถึง 4 เท่าของขนาดบิตเรท

การออกแบบภาคส่ง

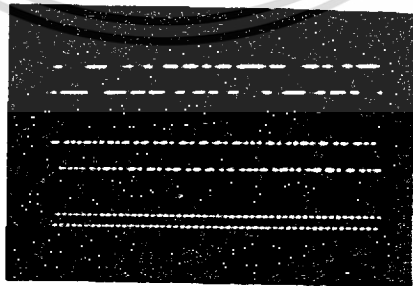
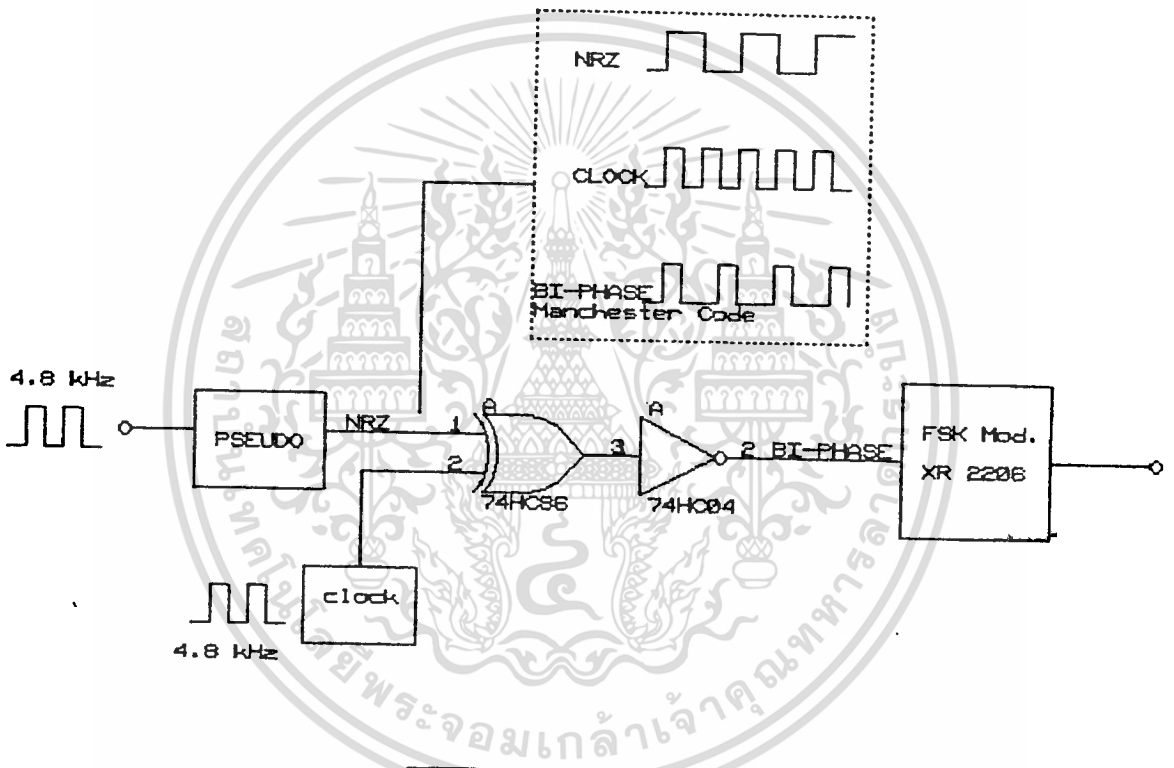
เพื่อให้ความถี่ที่ shift อยู่ในช่วง 60 - 74 KHz สามารถใช้วงจรรวมสำหรับสร้างสัญญาณ FSK สำเร็จรูป คือ XR 2206 ซึ่งสามารถป้อนสัญญาณอินพุตดิจิทัล และปรับความถี่ที่ shift ได้แยกกันโดยอิสระและให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น CPFSK สำหรับเอาต์พุต XR 2206 นั้นจะขยายให้มีแรงดันเท่ากับสัญญาณ pilot tone เพื่อการ modulation เท่ากับ 10 %

การส่ง NRZ code

เพื่อให้สามารถสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ภาครับสำหรับการส่งแบบซิงโครนัส (synchronous) สามารถนำเอาสัญญาณ pilot tone ซึ่งต้องส่งตามปกติของการส่งแบบสเตอริโอมีลตีเฟ็กซ์ มาสร้างสัญญาณนาฬิกา (pilot clock) สำหรับความเร็วบอดขนาด 4800 บิต/วินาที ใช้วงจร phase lock loop โดยใช้ความถี่ 19 KHz เป็นความถี่อ้างอิงของ loop และ VCO ทำงานที่ความถี่เท่ากับ 1.824 MHz (19 KHz x 96) จากความถี่ของ VCO นี้ นำไปหาร 95 จะได้ความถี่ขนาด 19,200 Hz และเมื่อหาร 4 จะได้ความถี่เท่ากับ 4800 Hz

การส่ง Bi-phase (manchester code)

ในกรณีที่ต้องการสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ภาครับจากข้อมูลเบลแบนด์สามารถส่ง Bi-phase code ที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับลอจิกทุกๆ กึ่งกลางบิตโดยสัญญาณลอจิก "1" จะเปลี่ยนแปลงระดับลอจิกจาก "0" ไป "1" ที่กึ่งกลางบิต สัญญาณลอจิก "0" จะเปลี่ยนกลับจากลอจิก "1" ไป "0" ที่กึ่งกลางบิตทำการเข้ารหัสสามารถทำได้โดยใช้สัญญาณ NRZ มา EX-OR กับสัญญาณนาฬิกา ดังรูป



สัญญาณ NRZ , Bi-phase, clock
4800 b/s ที่ภาคส่ง

การออกแบบภาครับ

การออกแบบภาครับ โดยใช้เครื่องรับ FM ธรรมดาจากเอาต์พุทของ demodulator ซึ่งได้สัญญาณรวม (L+R), (L-R), pilot tone, สัญญาณ SCA การออกแบบเพื่อรับสัญญาณ SCA นั้น ใช้วงจรกรองความถี่สูง กรองความถี่มากกว่า 60 KHz ขึ้นไป และใช้วงจรรวม PLL เพื่อติ่มอดเลตสัญญาณดิจิทัล

การออกแบบวงจรกรองความถี่สูงเพื่อให้ผลตอบสนองต่อ phase มีความ linear ในย่านความถี่ผ่าน และมี overshoot impulse response ต่ำ เพื่อให้การเปลี่ยนแปลงของแต่ละความถี่ shift ราบเรียบ ดังนั้น จึงเลือกใช้ gaussian HPF ซึ่งมี LPF transfer function คือ

$$H(j\omega) = \exp -\ln 2 / 2 (\omega / \omega_c)^2 \quad \dots (3)$$

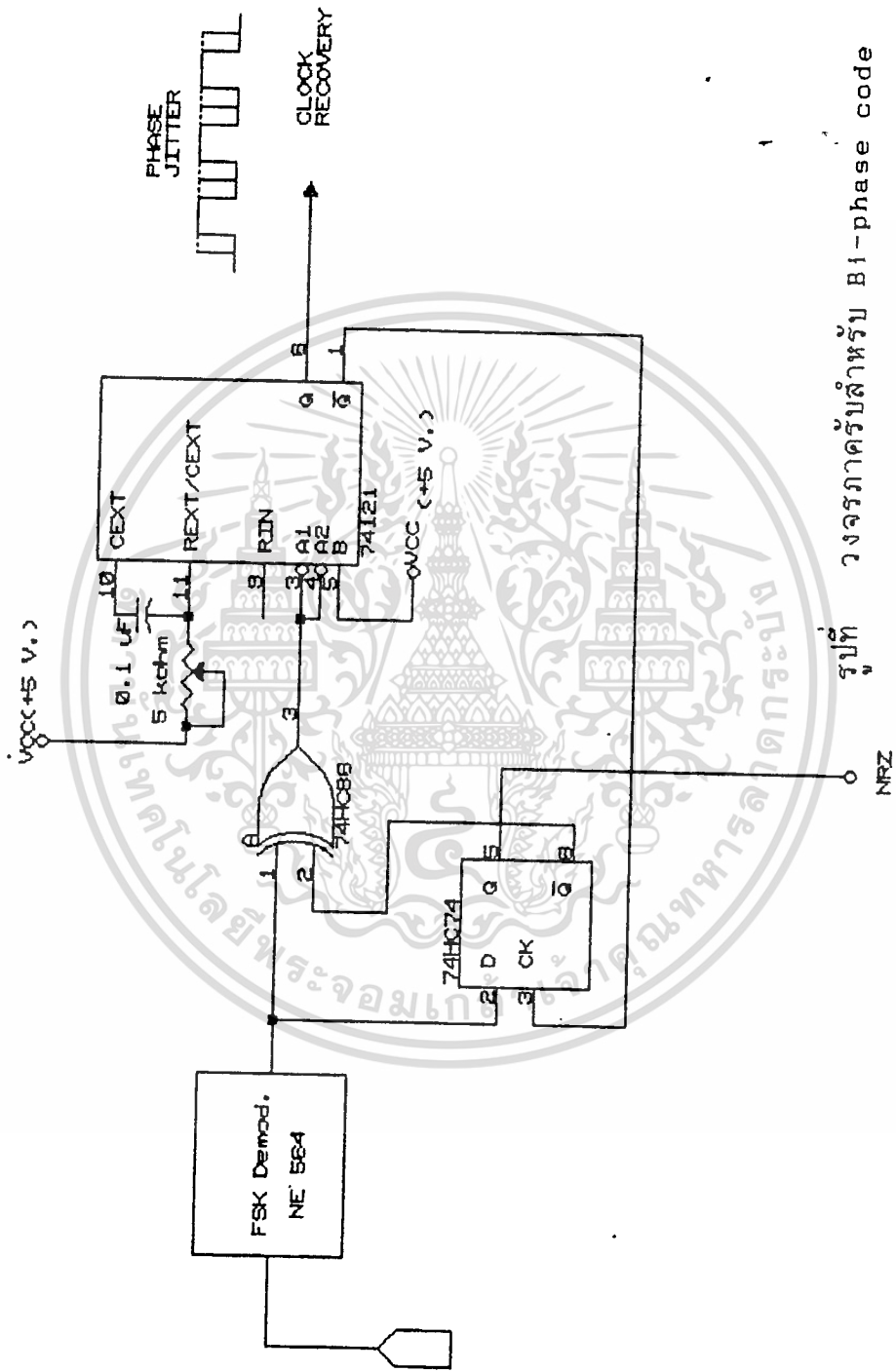
โดยในทางปฏิบัติใช้การประมาณด้วยวิธี Laguerre series Approximation [3] ออกแบบให้มีขนาด order เท่ากับ 3 มี pole อยู่ที่ -0.5356 , $-5315 + j0.7297$ ความถี่คัทออฟของ HPF เท่ากับ 57 KHz

สำหรับวงจรติ่มอดเลตสัญญาณ FSK นั้นใช้วงจรรวม PLL NE564 สามารถให้เอาต์พุทเป็นสัญญาณดิจิทัลได้โดยตรง การกำหนดค่า center frequency, Capture range, loop gain สามารถทำได้ [4] โดย center frequency ได้จากการกำหนดค่า C ที่ขา 12, 13 ของ VCO ค่า Capture range ซึ่งออกให้ครอบคลุมความถี่ peak deviation สามารถควบคุมโดยวงจร Lowpass Filter (c ที่ขา 4, 5) ส่วน loop gain สามารถปรับได้ให้เหมาะสมในทางปฏิบัติ โดยความต้านทานที่ขา 2

วงจรแยกสัญญาณนาฬิกา

1. NRZ จากสัญญาณนาฬิกา ที่สร้างโดยความถี่ของ pilot tone ที่ภาคส่ง ดังนั้นที่ภาครับ จึงสามารถที่จะสร้างสัญญาณนาฬิกาจาก pilot tone โดยวงจรรูปที่ โดยใช่วงจร bandpass filter กรองเอาความถี่ 19 KHz มาเป็นความถี่อ้างอิงของ PLL เช่นเดียวกับภาคส่งโดยวงจร BPF 19 KHz มี Q ของวงจรถ้าเท่ากับ 10 pass. band gain เท่ากับ 10 วงจร PLL ใช่วงจรรวม 4046 ซึ่งมี phase detector (PDI1) เป็นแบบ Phase frequency detector แรงดันอ้างอิง 19 KHz ทำให้เป็นแรงดันระดับลอจิกเปรียบเทียบกับความถี่ของ VCO ที่ถูกหารโดยวงจรรวม BCD (40102) เท่ากับ 96 และที่เอาท์พุทของ VCO เช่นเดียวกันนี้จะถูกหารเท่ากับ 95 ได้ความถี่ 19,200 Hz และสามารถปรับค่า time delay ได้โดยวงจรมอนอสเตเบิล 74123 เพื่อให้ซิงโครไนส์กับสัญญาณ NRZ ที่เอาท์พุทของ NRZ ได้.

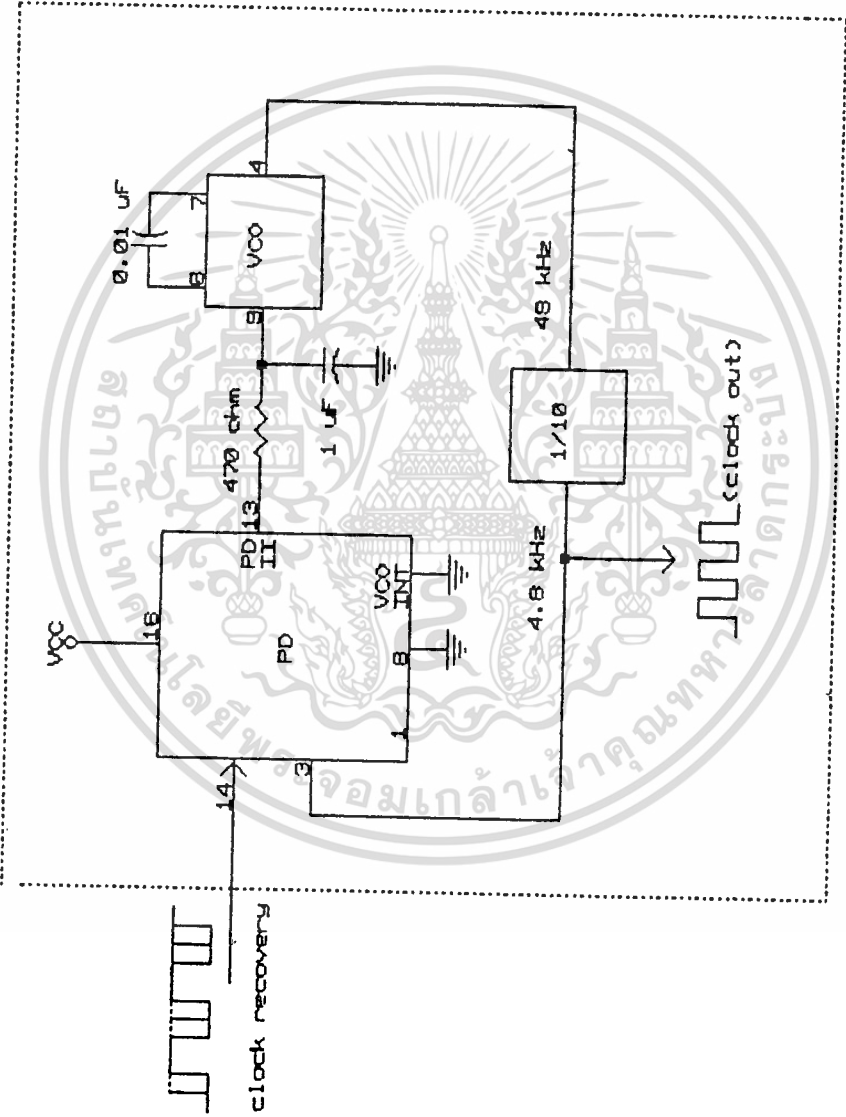
2. biphase การสร้างสัญญาณนาฬิกาจาก biphase code ได้จากการจับกึ่งกลางบิตที่มีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณโดยจะนำเอาสัญญาณ biphase ไปหน่วงเวลา เท่ากับ $3/4$ บิตแล้ว EX-OR กับสัญญาณเดิมจะได้สัญญาณนาฬิกาที่มี jitter การลด jitter นั้นทำได้โดยการใช้ PLL ทำการ synchronize สัญญาณโดยให้ bandwidth ของ loop มีค่าประมาณ 10 Hz สัญญาณ NRZ จากวงจร Biphase มีสัญญาณ Noise ที่ขอการเปลี่ยนแปลงและลดผลการความผิดพลาดจาก jitter นั้นทำได้โดยใช่วงจร integrated and dump โดยค่า RC timeconstant ของวงจรถ้าเท่ากับช่วงเวลาของอัตราบอดสัญญาณเอาท์พุท NRZ จากวงจรเปลี่ยน Biphase code เป็น NRZ จะถูกอินทิเกรท จนเกือบสิ้นสุด pulse ขอบขาขึ้นจากวงจร strobe (monostable 74LS221) จะเป็นสัญญาณนาฬิกาอ่านระดับสัญญาณ NRZ ใหม่ และระดับสัญญาณนาฬิกาจะเป็นการรีเซ็ตวงจรอินทิเกรทให้เป็นศูนย์



รูปที่ ๖ วงจรภาครับสำหรับ Bi-phase code

RECEIVER

CD 4046B



PHASE LOCK LOOP
(PLL)

สรุปผลและวิจารณ์

ทดสอบส่งในเครื่องส่งในระบบ FM stereo Multiplex ที่สร้างขึ้นเองในห้องปฏิบัติการโดยเป็นแบบ direct modulation ขนาด 5 W สามารถเลือกความถี่ carrier ของการส่ง อยู่ในช่วง FM Broadcast ได้ โดยการทดลองจะเลือกใช้ความถี่ 103.5 MHz ซึ่งสถานีนี้ไม่ได้ส่งในช่วงกลางวัน มอดเลทสัญญาณ (L+R), (L-R), pilot tone ตามกำหนดหัวข้อ 2 โดยภาครับใช้เครื่องรับ FM ธรรมดา, มีระดับ quieting (ระดับสัญญาณ RF ไม่ได้มอดูเลทกด Back ground noise ได้ 50 dB) เท่ากับ 30dBuV ที่สายอากาศในภาคขยายความถี่กลาง (IF) และติมอดูเลเตอร์ใช้วงจรรวมเบอร์ CA3089 ซึ่งวงจรขยาย IF ให้เอาท์พุท linear phase วงจรติมอดูเลเตอร์เป็น Quadrature detector ให้เอาท์พุท Composite FM stereo

การทดสอบหา error rate ในขณะที่ deviation ratio ณะต่างๆ ที่ระดับของสัญญาณที่ปลายสายอากาศต่างๆกันโดยอัตราบอดเร็วเท่ากับ 4800 โดยใช้ Pseudo Random sequence code ขนาด 2^7-1 บิต โดยขนาด 20 uv เป็นระดับที่น้อยที่สุดในการแยกสัญญาณแลเตอร์ไอขนาด 40 uv เป็นระดับ quieting ระดับ 80 uv เป็นระดับสัญญาณที่แรงที่สุดสำหรับเครื่องรับที่ใกล้สถานีส่ง

ผลจากการวัด error rate โดยเฉลี่ยสำหรับการส่งโดย NRZ code ซึ่งใช้ clock จาก pilot tone นั้นค่า error ในช่วงของ h อยู่ระหว่าง 0.6 - 1 มีค่าใกล้เคียงกัน ในระดับสัญญาณขนาด quieting ค่าที่ดีที่สุด (optimum deviation ratio) จากการทดลองอยู่ที่ 1.4 ซึ่งมี frequency deviation : fd เท่ากับ 3.360 KHz

สำหรับค่า h ที่ให้ error rate น้อยที่สุดสำหรับ Biphase code นั้น ค่า h เท่ากับ 1.4 และ 1.5 ได้ผลใกล้เคียงกัน ซึ่ง frequency deviation : fd สำหรับ h เท่ากับ 1.4 ของ Biphase code นั้น เท่ากับ 6.720 KHz และ 7.2 KHz สำหรับ h เท่ากับ 1.5

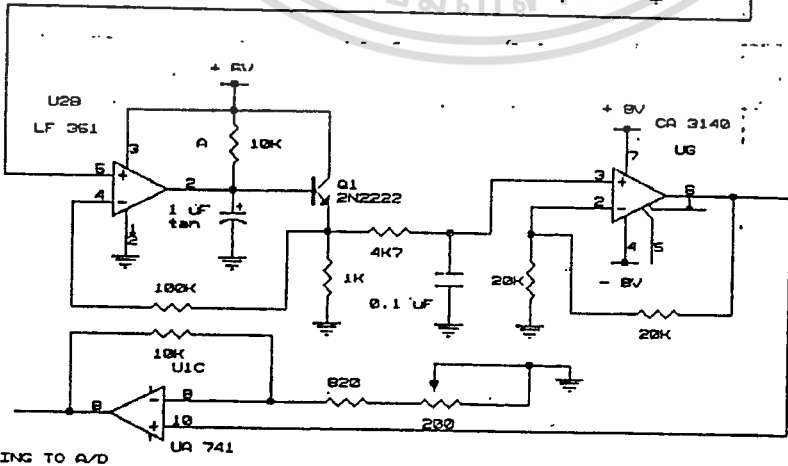
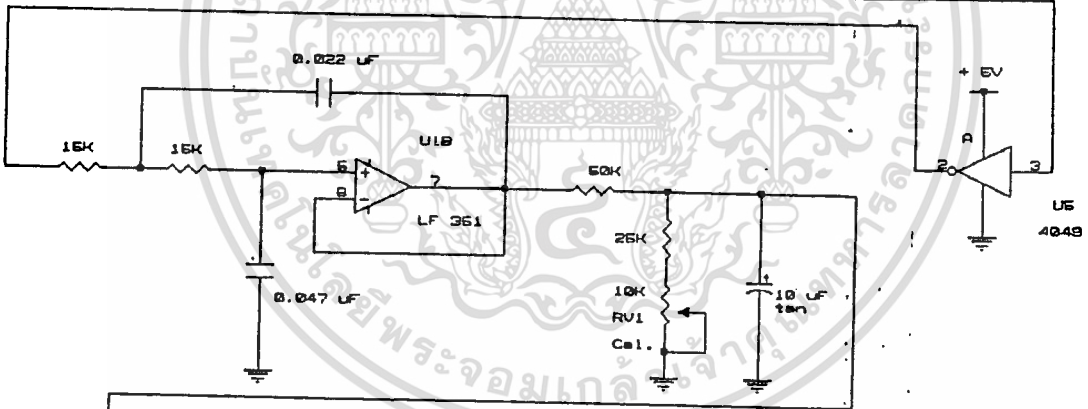
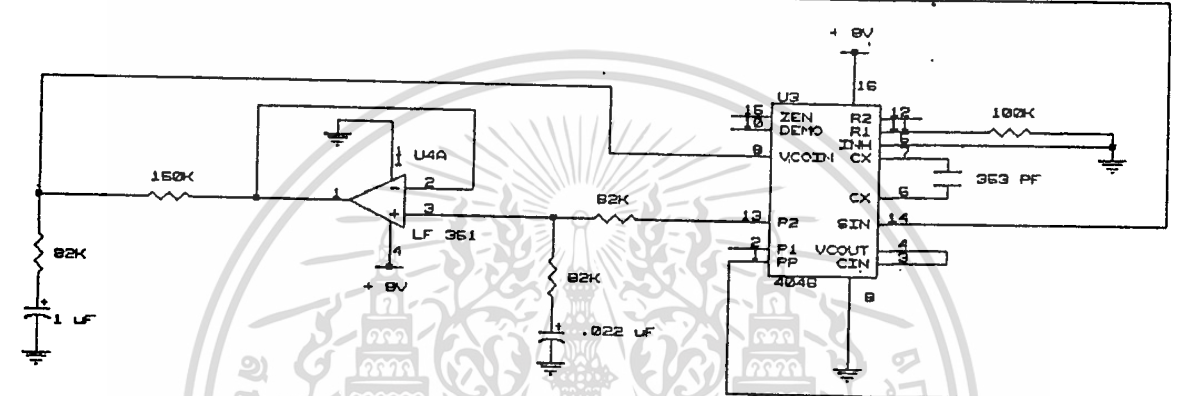
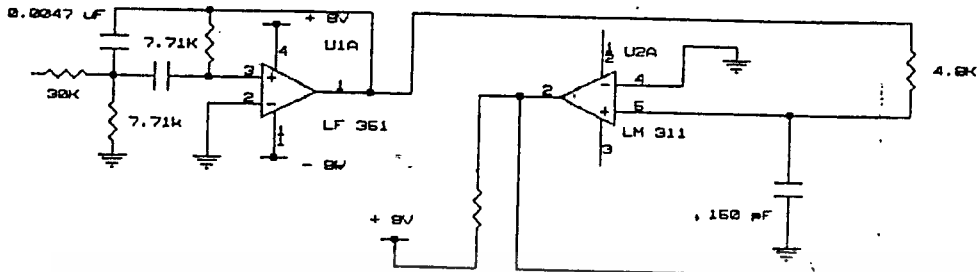
	h	20 dBu (10 uV)	40 dBu (100 uV)	80 dBu (100 uV)
NRZI Biphase	0.6	0.93×10^{-3} loss syn	60×10^{-6} loss syn	9.0×10^{-6} 2.5×10^{-6}
NRZI Biphase	0.7	0.77×10^{-3} loss syn	50×10^{-6} loss syn	2.9×10^{-6} 3.0×10^{-3}
NRZI Biphase	0.8	0.7×10^{-3} loss syn	55×10^{-6} loss syn	3.0×10^{-6} 24×10^{-6}
NRZI Biphase	0.9	0.4×10^{-3} 2.0×10^{-3}	23×10^{-6} 0.98×10^{-3}	3.0×10^{-6} 6.0×10^{-6}
NRZI Biphase	1.0	0.5×10^{-3} 0.8×10^{-3}	43×10^{-6} 0.5×10^{-3}	2.1×10^{-6} 2.0×10^{-6}
NRZI Biphase	1.1	0.42×10^{-3} 0.9×10^{-3}	25×10^{-6} 80×10^{-6}	1.0×10^{-6} 1.0×10^{-6}
NRZI Biphase	1.2	0.33×10^{-3} 0.55×10^{-3}	42×10^{-6} 66×10^{-6}	2.0×10^{-6} 0
NRZI Biphase	1.3	0.27×10^{-3} 0.88×10^{-6}	30×10^{-6} 5×10^{-6}	0 0
NRZI Biphase	1.4	50×10^{-6} 40×10^{-6}	3×10^{-6} 0	0 0
NRZI biphase	1.5	45×10^{-6} 4.0×10^{-6}	1.1×10^{-6} 0	0 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองสามารถนำเอาช่องสัญญาณ FM -SCA ไปใช้ประโยชน์ในการส่งข้อมูลดิจิทัลได้โดย FSK modulation ซึ่งสามารถจะตีมอดเลทด้วยวงจรรวม PLL โดยสามารถจะส่ง NRZ code และ Biphasic code ได้ การศึกษาคุณสมบัติของสัญญาณภายใต้ Multipath, impulsive noise เป็นเรื่องที่จะกระทำต่อไป และคาดว่า การใช้ช่องสัญญาณ FM SCA นี้ ส่งข้อมูลแบบ teletext ก็สมารถที่จะกระทำได้

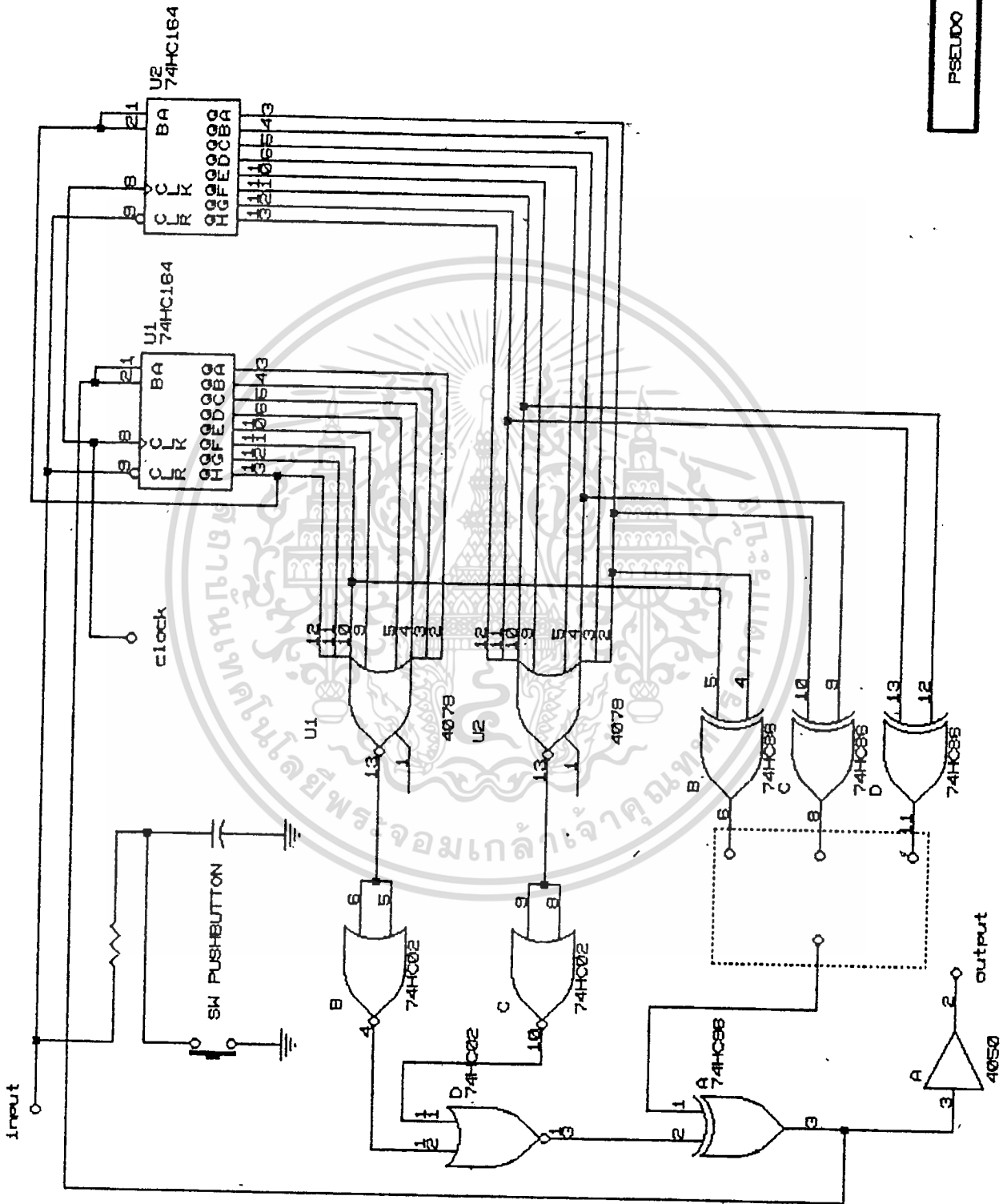


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

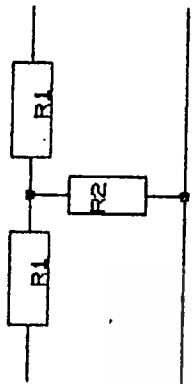


OUT GOING TO A/D

JITTER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

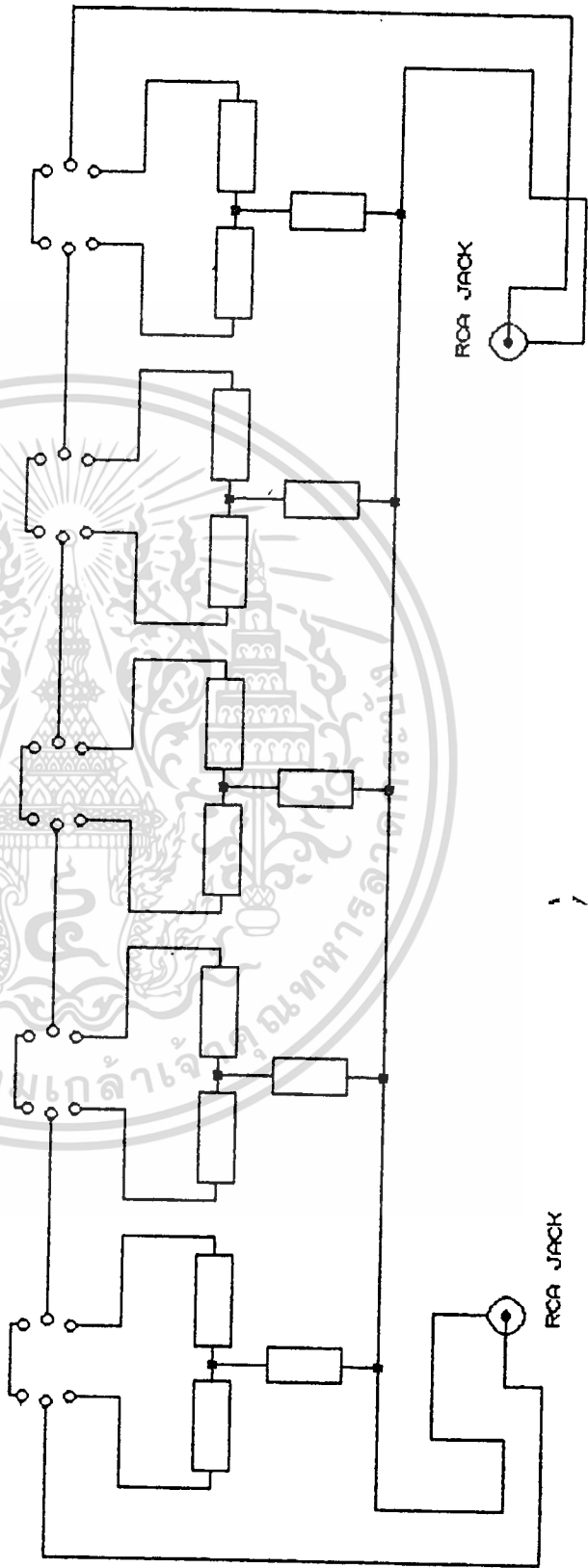


$$20 \text{ Log } \frac{m}{1 + m + \sqrt{1 + 2m}} = 20 \text{ Log } (V_o / V_i) \quad (\text{dB})$$

where : $m = R2 / R1$

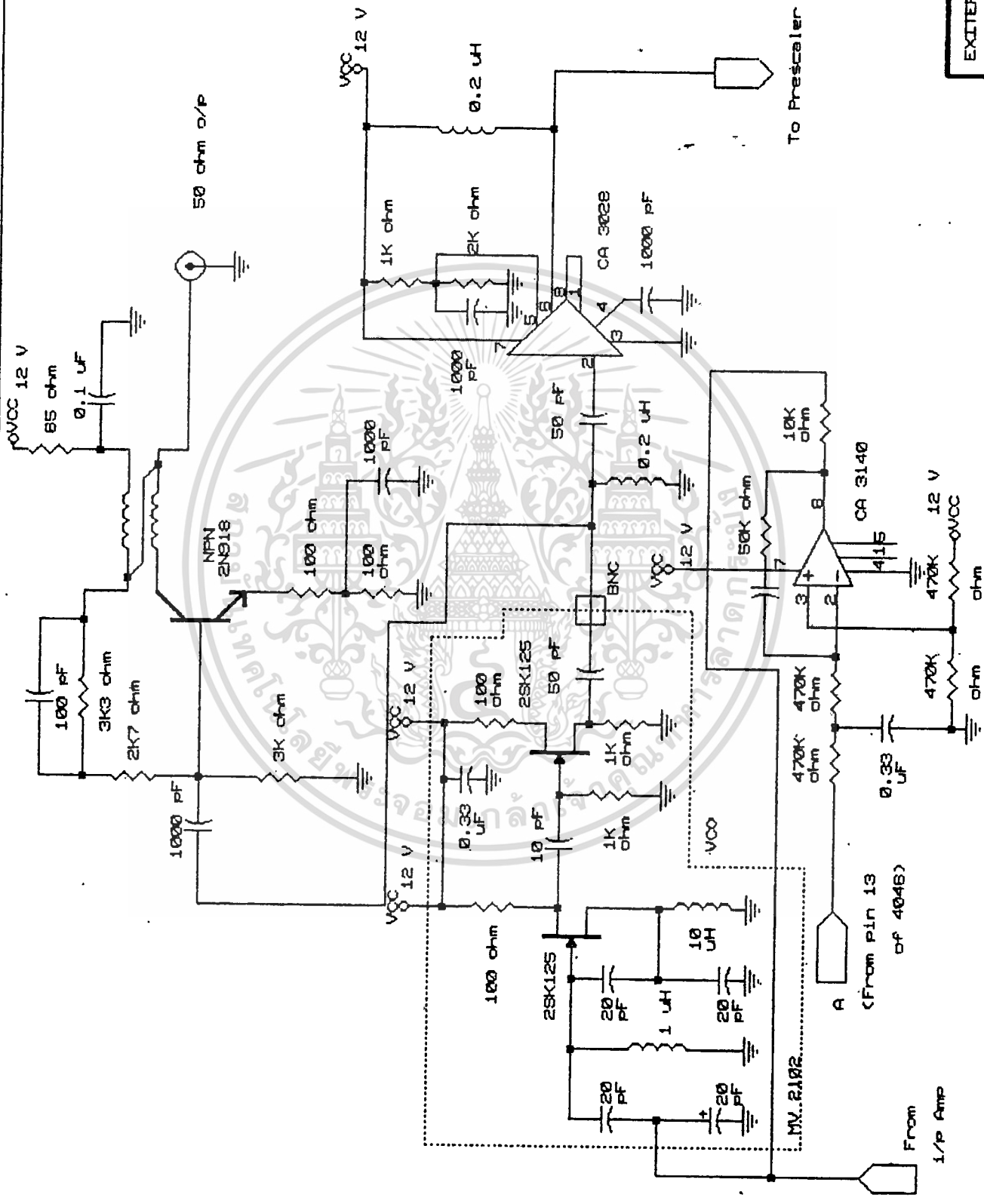
: $R_o = R1 / \sqrt{1 + 2m}$

ATTEN (dB) IDEAL	R1 (ohm)	R2 (ohm)	R0 (ohm) PRACTICAL	ATTEN (dB) PRACTICAL
-1	3.3 + 1	560 + 100	75.4	-0.98
-3	12 + 1	200 + 12	75.4	-3.02
-6	50 // 50	100	75	-6.02
-10	39	50 + 3	75.2	-9.98
-20	50 + 12	15	75.5	-20.1



ATTENUATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวนวสําหรับการใชงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญยําติเห็นชอบหรืออนุญาตใ้เผยแพร่
 ไม่วารณิใดทํางัน อิกทํางันมิใ้ดัดแปลงเนื้อหา และตองอํางอิงถึงเจ้ําของเอกสารทุกครั้งที่มีการนําไปใ้

หนังสืออ้างอิง

ก. เอกสารอ้างอิงที่เป็นหนังสือภาษาไทย

- [1] ประสิทธิ์ ประนิมมงคลการ , "หลักการระบบสื่อสาร" , บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด , 388 หน้า , 2533

ข. เอกสารอ้างอิงที่เป็นหนังสือภาษาอังกฤษ

- [1] H. Taub and D.L. Schilling : "Principles of Communication Systems" , McGraw-Hill Kogakusha , Japan , 1971

ค. เอกสารอ้างอิงที่เป็นวารสารภาษาไทย

- [1] กฤดากร กล่อมการ และ กนก เจริญพงศ์เวช , "การส่งข้อมูลในช่องสัญญาณ FM-SCA" , การประชุมทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 12 , 2532 , มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ , หน้า 132-141
- [2] ประเสริฐ ไรจน์สุวัฒน์ , "การกระจายเสียงแบบแอมพลิง FM-SCA" , วารสารเคมีคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ , ฉบับที่ 81 , 2530 , หน้า 156-163
- [3] พิเชษฐ์ ฤทธิสุนทร , "เทคนิคการรับส่งข้อมูลดิจิทัล FSK และแนวทางการออกแบบใช้งาน" , วารสารคอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ เว็ลด์ , ฉบับที่ 125 , 2532 , หน้า 54-61
- [4] โยธิน เปรมปราณีรัชต์ , "เฟสล็อกคูลูปในระบบการสื่อสาร" , วารสารอิเล็กทรอนิกส์ เว็ลด์ , ฉบับที่ 104-105 , 2530 , หน้า 34-39 และ หน้า 82-89