



การศึกษาระบบบอกตำแหน่งการเคลื่อนที่ของวัตถุโดยใช้ระบบ GPS  
A STUDY OF GLOBAL POSITIONING SYSTEM



โดย

นายไพศาล

อารีประเสริฐกุล

นายยุทธนา

กะลัมพะเทติ

นายวัชรวิฑู

อภัย

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

หกพ

หกพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาระบบบอกตำแหน่งการเคลื่อนที่ของวัตถุโดยใช้ระบบ GPS

A STUDY OF GLOBAL POSITIONING SYSTEM

โดย

นายไพศาล อารีประเสริฐกุล 37014309

นายยุทธนา กะลัมพะเทติ 37014343

นายวัชรวิทย์ อภัย 37014384

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

รศ. ณรงค์ เหมกรณ์

อ. บุญชัย เรืองสุขมงคล

วัน เดือน ปี..... 17 ค.ค. 2541

เลขทะเบียน..... 039053

เลขเรียกหนังสือ..... ๙ ๒๐๒๙๒ พ๙๙๖ก.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

๗

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039053

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาระบบบอกตำแหน่งการเคลื่อนที่ของวัตถุโดยใช้ระบบ GPS

A STUDY OF GLOBAL POSITIONING SYSTEM

ผู้จัดทำ

1. นาย ไพศาล อารีประเสริฐกุล 37014309

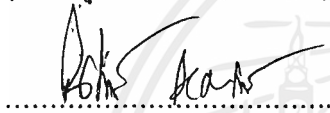
2. นาย ยุทธนา กะถัมพะเพติ 37014343

3. นาย วัชรวิรุฬ อภัย 37014384



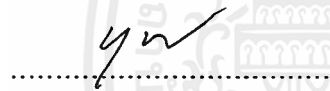
( ดร. สุทธิชัย นพนาถพิงษ์ )

อาจารย์ที่ปรึกษา



( รศ. ณรงค์ เหมกรรณ์ )

อาจารย์ที่ปรึกษา



( อ. บุญชัย เรืองสุขนุกูล )

อาจารย์ที่ปรึกษา

การศึกษาระบบบอกตำแหน่งการเคลื่อนที่ของวัตถุโดยใช้ระบบ GPS

A STUDY OF GLOBAL POSITIONING SYSTEM

โดย นายไพศาล อารีประเสริฐกุล 37014309

นายยุทธนา กะลัมพะเพติ 37014343

นายวัชรวิรุช อภัย 37014384

อาจารย์ที่ปรึกษา คร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

รศ. ณรงค์ เหมกรณ์

อ. บุญชัย เรืองสุขนุกุล

บทคัดย่อ

ระบบ GPS เป็นระบบที่นำไปประยุกต์ใช้ประโยชน์ได้หลายด้าน เช่น ระบบบอกตำแหน่ง , ระบบนำร่อง, งานสำรวจ และ ด้านการทหาร เป็นต้น การศึกษานี้เป็นการศึกษาในส่วนของการประยุกต์ใช้ดาวเทียม GPS ในการบอกตำแหน่งการเคลื่อนที่ของวัตถุบนพื้นโลก โดยอ้างอิงกับระบบพิกัดทางภูมิศาสตร์(ละติจูด ลองจิจูด และความสูง) โดยการนำโมดูลของเครื่องรับสัญญาณ GPS มาใช้งานโดยจำลองการทำงานผ่านคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล(PC)เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาระบบที่ใช้งานได้จริง

ABSTRACT

Global Positioning System (GPS) is now widely used in many applications such as navigation, surveying , and so on. This study concerns about three-dimensional position and velocity information of user provided by GPS receiving module.

# สารบัญ

	หน้า
บทที่1 บทนำ	1
บทที่2 ทฤษฎีหรือหลักการ	3
2.1 ภาพรวมของระบบ(System overview)	3
2.1.1 ส่วนของกลุ่มดาวเทียม	3
2.1.2 ส่วนสถานีควบคุม (Operation Control Segment)	5
2.1.2.1 การปฏิบัติงานของส่วนสถานีควบคุม	6
2.1.2.2 สถานีส่งเหตุการณ์	7
2.1.2.3 สายอากาศภาคพื้นดิน (Ground Uplink Antenna Facility)	8
2.1.2.4 กระบวนการการทำงานของสถานีควบคุมหลัก	8
2.1.3 ส่วนของผู้ใช้ (User Receiving Equipment)	8
2.1.3.1 คุณลักษณะของชุดเครื่องรับ GPS	9
2.2 การให้บริการจีพีเอส (GPS Service)	12
2.2.1 พีพีเอส (Precise Positioning Service)	12
2.2.2 บริการการบอกตำแหน่งแบบมาตรฐาน (Standard Positioning Service (SPS))	13
2.3 ทฤษฎีการปฏิบัติงานของระบบจีพีเอส (GPS Theory of Operation)	13
2.3.1 ลักษณะของสัญญาณจีพีเอส	13
2.3.1.1 รูปแบบของความถี่และการมอดูเลชัน	14
2.3.1.1.1 การสร้างขบวน โดยตรงของรหัสPRN (Direct Sequence PRN Code -Generation)	18
2.3.1.2 ระดับพลังงาน	21
2.3.1.3 ข่าวสารการนำร่อง (Navigation Message)	23
2.4 การทำงานของเครื่องรับจีพีเอส (GPS Receiver Operation)	24
2.4.1 การเลือกดาวเทียม (Satellite Selection)	24
2.4.2 การรับสัญญาณดาวเทียม (Satellite Signal Acquisition)	25
2.4.3 โค้ดแทรคกิง (Code Tracking)	27
2.4.4 การแทรคกิ้งพาหะและการตีเทคข้อมูล (Carrier Tracking and Data Detection)	28
2.4.5 การดีมอดูเลตข้อมูล (Data Demodulation)	28
2.4.6 P(Y)-code Signal Acquisition	28
2.4.7 การคำนวณหา PVT (PVT Calculation)	29
2.5 หลักการวัดระยะทางโดยใช้การวัดเวลาที่ใ้รับสัญญาณ (time-of-arrival(TOA))	30
2.5.1 หลักการระบุตำแหน่งโดยสัญญาณดาวเทียม	30

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.5.1.1 การระบุตำแหน่ง 3 มิติโดยการตัดกันของทรงกลมหลายทรงกลม	30
2.6 ระบบพิกัดอ้างอิง	32
2.6.1 ระบบ โคออดิเนตแบบ Earth Centered Inertial (ECI)	32
2.6.2 ระบบ โคออดิเนตแบบ Earth-Centered Earth Fixed (ECEF)	33
2.6.3 ระบบ World Geodatic System (WGS-84)	33
2.6.3.1 การกำหนดพิกัดของผู้ใช้ : ลองจิจูด ละติจูด และความสูง	34
2.7 พื้นฐานของวงโคจรของดาวเทียม	34
2.8 การพิจารณาตำแหน่งของเครื่องรับ โดยใช้รหัส PRN	38
2.8.1 การหาระยะทางจากดาวเทียมมายังเครื่องรับ	39
2.8.2 การคำนวณ	42
2.9 ต้นกำเนิดความคลาดเคลื่อน, ความแม่นยำของการวัด และการประมาณตำแหน่งและเวลาของผู้ใช้งาน	44
2.9.1 ความคลาดเคลื่อนในการแก้ปัญหาทางจีพีเอส	44
2.9.2 ค่าความคลาดเคลื่อนของซูโดเรนจ์	45
2.9.2.1 ความคลาดเคลื่อนของนาฬิกาบนดาวเทียม	46
2.9.2.2 ความคลาดเคลื่อนจากการพยากรณ์อีพีเมอร์ริต	47
2.9.2.3 Selective Availability (SA)	48
2.9.2.4 ปรากฏการณ์สัมพัทธภาพ	49
2.9.2.5 ผลกระทบจากชั้นบรรยากาศ	51
2.9.2.6 นอยส์ในเครื่องรับ	59
2.9.2.7 มัลติพาท (Multipath)	59
2.9.3 ตำแหน่งทางเรขาคณิตของดาวเทียมและ ไดลูชันออฟพรีซิชั่น (Dilution of Precision, DOP)	59
2.10 มาตรฐาน NMEA และ โปรโตคอลที่ใช้ในการสื่อสารของจีพีเอส	65
2.10.1 มาตรฐาน NMEA (NMEA Standard)	65
2.10.1.2 การอินเตอร์เฟสทางไฟฟ้า (Electrical Interface)	65
2.10.1.3 มาตรฐาน NMEA – 0183	65
2.10.2 โปรโตคอล NMEA 183	66
2.10.3 NMEA – 0180 และ 0182	70
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	71
3.1 หลักการโดยรวมของโปรแกรม	71
3.2 ส่วนประกอบหลักของโปรแกรม	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

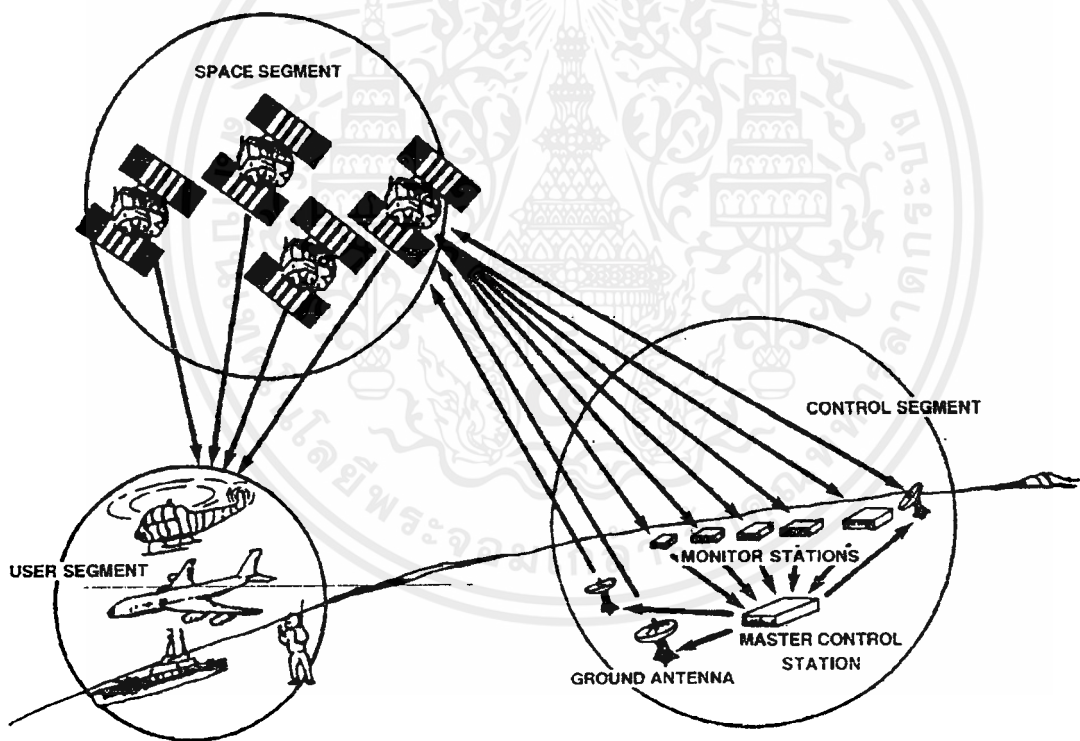
	หน้า
3.2.1 ส่วนอินเตอร์เฟซระหว่างเครื่องรับจีพีเอสกับคอมพิวเตอร์	71
3.2.2 ส่วนแสดงผลข้อมูล	73
<b>บทที่4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	<b>97</b>
4.1 การทดลอง	97
4.1.1 การทดลองที่ 1	97
4.1.2 การทดลองที่ 2	97
4.1.3 การทดลองที่ 3	97
4.1.4 ผลการทดลอง	98
<b>บทที่5 บทวิจารณ์และบทสรุป</b>	<b>106</b>
<b>ภาคผนวก</b>	
<b>หนังสืออ้างอิง</b>	



## บทที่ 1 บทนำ

### 1.1 หลักการทั่วไป

ระบบบอกตำแหน่งบนพื้นโลกโดยใช้กลุ่มดาวเทียมนำพลสตาร์ หรือ จีพีเอส ( The Navstar Global Positioning System (GPS) ) เป็นระบบบอกตำแหน่งโดยการส่งคลื่นวิทยุจากดาวเทียมในอวกาศมายังภาคพื้นดิน และใช้เวลาในการรับสัญญาณมาช่วยในการคำนวณหาตำแหน่ง จีพีเอส (GPS) จะแสดงตำแหน่ง, ความเร็ว และเวลา (Position, Velocity, Time (PVT) ) ให้กับผู้ใช้งานได้อย่างไม่จำกัด ทั้งทางบก, ทะเล, อากาศ และอวกาศ ตามปกติ จีพีเอส จะมีการบรรจุลักษณะพิเศษ ซึ่งจะจำกัดความถูกต้องแม่นยำของการใช้งาน อย่างเต็มที่ให้กับผู้ที่ได้รับอนุญาต ของทางการเท่านั้น และมีการป้องกันจากการปลอมแปลงของศัตรูในการสู้รบกัน จีพีเอส ประกอบด้วย 3 ระบบหลัก คือ ส่วนของกลุ่มดาวเทียม ( Space Segment ) , ส่วนสถานีควบคุม ( Control Segment ) และ ส่วนของผู้ใช้ ( User Segment ) ดังรูป 1.1



รูป 1.1 ส่วนประกอบหลักของระบบจีพีเอส

ส่วนของกลุ่มดาวเทียม ประกอบด้วยหมู่ดาวเทียมนำพลสตาร์ 24 ดวง แต่ละดวงจะกระจายสัญญาณรหัสในย่าน RF และข้อมูลข่าวสารการนำร่อง ( Navigation Data Message ) ส่วนของสถานีควบคุม จะ

ประกอบด้วย เครือข่ายสำหรับการติดตามความถี่ ( Network of Monitoring ) และ อุปกรณ์ อำนาจความถี่ในการควบคุม ซึ่งใช้ในการจัดการวงจรของดาวเทียม และ อัปเดต ( Update ) ข้อมูลข่าวสารการนำร่องของดาวเทียม ส่วนของผู้ใช้ ประกอบด้วย เครื่องรับสัญญาณ ข้อมูลการนำร่อง ซึ่งถูกออกแบบเพื่อรับ, ถอดรหัส และประมวลผล สัญญาณ จากดาวเทียมจีทีเอส

รหัสจากดาวเทียม จะทำให้เครื่องรับจีทีเอส สามารถจัดเวลาในการเดินทางของสัญญาณ และ จะสามารถคำนวณระยะทาง ระหว่างดาวเทียมแต่ละดวงกับเครื่องรับได้ ข้อมูลข่าวสารการนำร่องจะทำให้เครื่องรับสามารถคำนวณ ตำแหน่งของดาวเทียมแต่ละดวง ในเวลาที่สัญญาณถูกส่งออกมาได้ เครื่องรับจะใช้ข้อมูลเหล่านี้ เพื่อระบุตำแหน่งของตัวเอง ซึ่งการคำนวณจะคล้ายกับการคำนวณระยะทางในอุปกรณ์นำร่องอื่นๆ โดยหลักการแล้ว คือ ระยะทางที่ได้จากการวัด จะทำให้ได้ทรงกลมที่มีจะศูนย์กลางที่ดาวเทียมแต่ละดวง จุดตัดของทรงกลมที่ได้บนพื้นผิว หรือใกล้เคียงกับพื้นผิวโลก คือ ตำแหน่งของเครื่องรับ สำหรับการบอกตำแหน่งโดยใช้จีทีเอส ต้องการดาวเทียมอย่างน้อยที่สุด 4 ดวง ในเวลาเดียวกัน เพื่อให้อยู่ในวิถีของเครื่องรับ ดังนั้น จะได้รับระยะทางจากการวัด 4 ค่า ซึ่งจะทำให้เครื่องรับ คำนวณ พารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า 3 ค่า ซึ่งใช้แทนตำแหน่ง สามมิติ (3-D) ของมัน เช่นเดียวกับ ค่าที่ 4 ซึ่งแทน ค่าผิดพลาดของสัญญาณนาฬิกาของผู้รับ (user clock error) การให้ค่าผิดพลาดของสัญญาณนาฬิกาของผู้รับเป็นค่าไม่ทราบค่า ช่วยทำให้เครื่องรับส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นได้โดยใช้ คริสตัล ออสซิลเลเตอร์ (crystal oscillator) ที่ราคาไม่แพง แทนที่จะต้องใช้ ออสซิลเลเตอร์ที่มีความแม่นยำซึ่งมีราคาแพง หรือ นาฬิกาอะตอมมิก ( Atomic Clock ) ตำแหน่งที่แม่นยำจะต้องการการประมาณเวลาที่เที่ยงตรง เพราะเวลาที่ผิดพลาดเพียง 3 ns ก็จะทำให้ระยะทางผิดพลาดไปประมาณ 1 เมตร เครื่องรับสามารถใช้ดาวเทียมน้อยกว่า 4 ดวง ถ้ารู้เวลา หรือ ความสูงอย่างแม่นยำอยู่แล้ว หรือ ได้จากแหล่งข้อมูลอื่นภายนอก

## บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

### 2.1 ภาพรวมของระบบ (System Overview)

ระบบ จีทีเอส ประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ

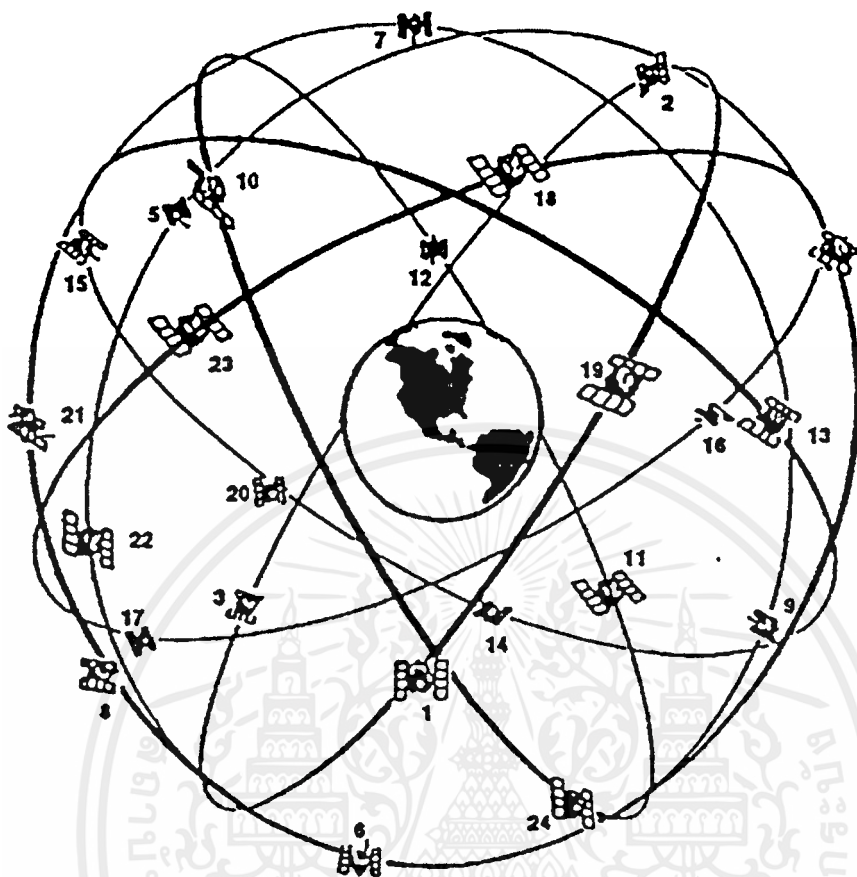
1. ส่วนของกลุ่มความถี่ (Space Segment)
2. ส่วนสถานีควบคุม (Operation Control Segment)
3. ส่วนของผู้ใช้ (User Equipment Segment)

#### 2.1.1 ส่วนของกลุ่มดาวเทียม

ส่วนของกลุ่มดาวเทียมจีทีเอส ประกอบด้วยดาวเทียมนาฟสตาร์ 24 ดวง ในวงโคจรเซมิซิงโครนัส (Semi - Synchronous Orbit) (ประมาณ 12 ชั่วโมง) ดาวเทียมจะถูกจัดใน 6 ระนาบวงโคจร ซึ่งจะมีดาวเทียม 4 ดวงในแต่ละระนาบ ระนาบวงโคจรจะมีมุมเอียง (Inclination Angle) 55 องศา สัมพันธ์กับเส้นศูนย์สูตร (Equator) ของโลก และดาวเทียมจะมีความสูงเฉลี่ยของการโคจร 20,200 กิโลเมตร (10911 Nautical Miles) เหนือพื้นผิวโลก แสดงผังรูป 2.1

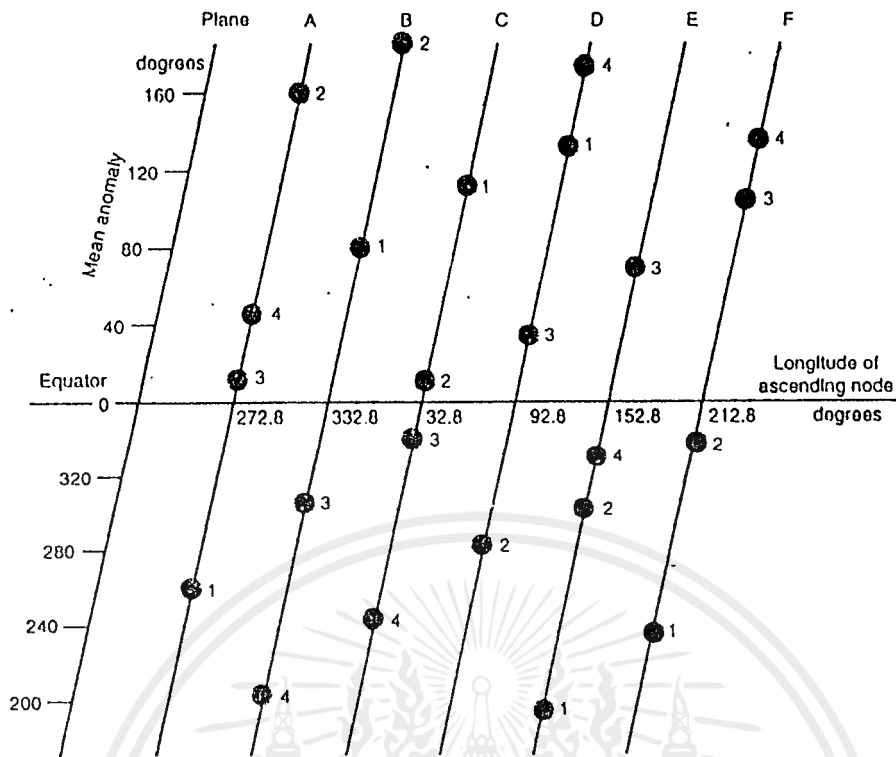
ดาวเทียมจะโคจรครบ 1 รอบ โดยใช้เวลาประมาณ 11 ชั่วโมง 58 นาที เนื่องจากโลกก็หมุนรอบตัวเองด้วย ดาวเทียมจะวนตามเส้นทางเหนือพื้นผิวโลก ซ้ำกันทุก ๆ 23 ชั่วโมง 56 นาที ผู้ใช้ที่อยู่ ณ ตำแหน่งคงที่บนพื้นดิน จะเห็นดาวเทียมดวงเดิมในแต่ละวัน ผ่านเส้นทางเดิมในท้องฟ้า แต่ดาวเทียมจะขึ้นและตกเร็วขึ้น 4 นาทีในแต่ละวัน เนื่องจาก ผลต่าง 4 นาทีของเวลาที่โลกหมุนรอบตัวเอง กับ 2 เท่าของเวลาที่ดาว-เทียมโคจรครบ 1 รอบ ดาวเทียมถูกวางตำแหน่งในระนาบวงโคจร ที่จะให้ดาวเทียม 4 ดวงขึ้นไป ซึ่งมีความสัมพันธ์ทางเรขาคณิตที่ดีสำหรับการบอกตำแหน่ง จะถูกสังเกตได้ ณ ทุก ๆ ที่บนโลก

ดาวเทียมจะส่งสัญญาณเพื่อวัดระยะทาง (ranging signal) บน 2 ความถี่ D-band : Link 1 (L1) ที่ 1575.42 MHz และ Link 2 (L2) ที่ 1227.6 MHz สัญญาณดาวเทียมจะถูกส่งโดยใช้เทคนิคสเปกตรัมแพร่ (spread - spectrum) โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันอยู่ 2 อย่าง คือ รหัส C/A (coarse/acquisition code) ที่มีความถี่ 1.023 MHz บน L1 และ รหัส P (precision code) ความถี่ 10.23 MHz บนทั้ง L1 และ L2 ทั้งรหัส C/A และ รหัส P สามารถถูกใช้เพื่อบอกระยะทางระหว่างดาวเทียมกับผู้ใช้งานได้ แต่อย่างไรก็ตาม รหัส P จะถูกเข้ารหัสไว้ และสามารถถูกใช้เพื่อบอกระยะทางระหว่างทางการเท่านั้น รหัส P ที่ถูกนำไปเข้ารหัสอีกครั้งจะเรียกว่า รหัส Y ส่วนข่าวสารการนำร่อง (navigation message) คือ ข้อมูลไบอัสสัญญาณนาฬิกาของดาวเทียม (satellite clock - bias data), ข้อมูลอีพิเมอร์ริส (satellite ephemeris data) สำหรับดาวเทียมที่ส่งสัญญาณ, ข้อมูลเพื่อใช้ในการแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดจากการเดินทางผ่านบรรยากาศชั้นไอโอโนสเฟียร์ (ionospheric signal - propagation correction data), ข้อมูลอัลมานาแคของดาวเทียม (satellite almanac data) สำหรับดาวเทียมทุกดวงในกลุ่ม



รูป 2.1 กลุ่มดาวเทียมจีพีเอส

รูป 2.2 แสดงภาพฉายในระนาบของวงโคจรของดาวเทียม อ้างอิงกับ เวลาอ้างอิง (Epoch time) ชั่วโมงที่ 0000 วันที่ 1 กรกฎาคม 1993 UTC (USNO) โดยการจินตนาการว่า วงโคจรและเส้นศูนย์สูตรเป็นรูปวงแหวน แล้วตัดลึกลงบนระนาบ ความชันของแต่ละวงโคจร แทนมุมเอียงของมัน เมื่อเทียบกับระนาบศูนย์สูตร ซึ่งคือ 55 องศา ตำแหน่งของระนาบโคจร กำหนดโดยค่าของลองจิจูดของแอสเซนดิงโหนด (Ascending Node) ในขณะที่ ตำแหน่งของดาวเทียมในระนาบโคจร กำหนดโดยค่าของ มุมเฉลี่ย ณ เวลาใดๆ (Mean Anomaly) ลองจิจูดของแอสเซนดิงโหนด คือ จุดตัดของแต่ละระนาบโคจรกับระนาบศูนย์สูตร โดยมีจุดอ้างอิง คือ กรีนวิชเมริเดียน (Greenwich meridian) ที่ซึ่ง ค่า ลองจิจูดของแอสเซนดิงโหนด มีค่าเป็นศูนย์ (Mean Anomaly คือ ตำแหน่งมุม ของแต่ละดาวเทียมในวงโคจร กับ เส้นศูนย์สูตร ซึ่งเป็นจุดอ้างอิง)



รูป 2.2 แสดงภาพฉายในระนาบของวงโคจรของดาวเทียม

เพื่อความสะดวกในการอ้างถึงดาวเทียม จะมีการอ้างถึง 3 วิธี คือ วิธีแรก กำหนดตัวอักษร A - F ให้กับแต่ละระนาบโคจร และ 1-4 ให้กับดาวเทียมแต่ละดวงในแต่ละระนาบโคจร ดังนั้น ถ้ากล่าวถึง ดาวเทียม B3 จะหมายถึง ดาวเทียมดวงที่ 3 ในระนาบ B วิธีที่สอง ใช้หมายเลขดาวเทียมนาฬิกาศาร์ ที่ถูกกำหนดโดย U.S. Air Force ในการบ่งชี้ดาวเทียม วิธีที่สาม ใช้ลักษณะโครงสร้างของแหล่งกำเนิดรหัสสุโดเร็นคอด (Pseudorandom Code) บนดาวเทียม ซึ่ง แหล่งกำเนิดเหล่านี้จะถูกวางโครงสร้างไว้เฉพาะตัวของดาวเทียมแต่ละดวง ซึ่งจะผลิตรหัสเฉพาะ ออกมา ดังนั้น ดาวเทียม สามารถจะถูกแยกแยะได้ด้วยรหัสที่ผลิตขึ้นมา

### 2.1.2 ส่วนสถานีควบคุม (Operation Control Segment)

ส่วนสถานีควบคุม มีหน้าที่รับผิดชอบการทำงานของดาวเทียมจีพีเอส เช่น การรักษาค่าแหน่งดาวเทียม (Station Keeping) , ตรวจสอบภาพ และ สถานะของระบบต่างๆ บนดาวเทียม , แผงเซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell) , ระดับพลังงานของ แบตเตอรี่ , การเปิดดาวเทียมสำรอง , ปรับปรุงข้อมูลเวลา , ข้อมูล อีพิเมอร์ริส (Ephemeris) , ข้อมูลอัลมานาค (Almanac) และ ตัวชี้ค่าอื่นๆ ในข่าวสารการนำร่องวันละครั้ง หรือ ตามแต่ความจำเป็น

ค่า อีพิเมอร์ริส พารามิเตอร์ (Ephemeris Parameter) คือ ข้อมูลที่แม่นยำของวงโคจรดาวเทียมซึ่งจะกระทำทุกๆ 4 ถึง 6 ชั่วโมง

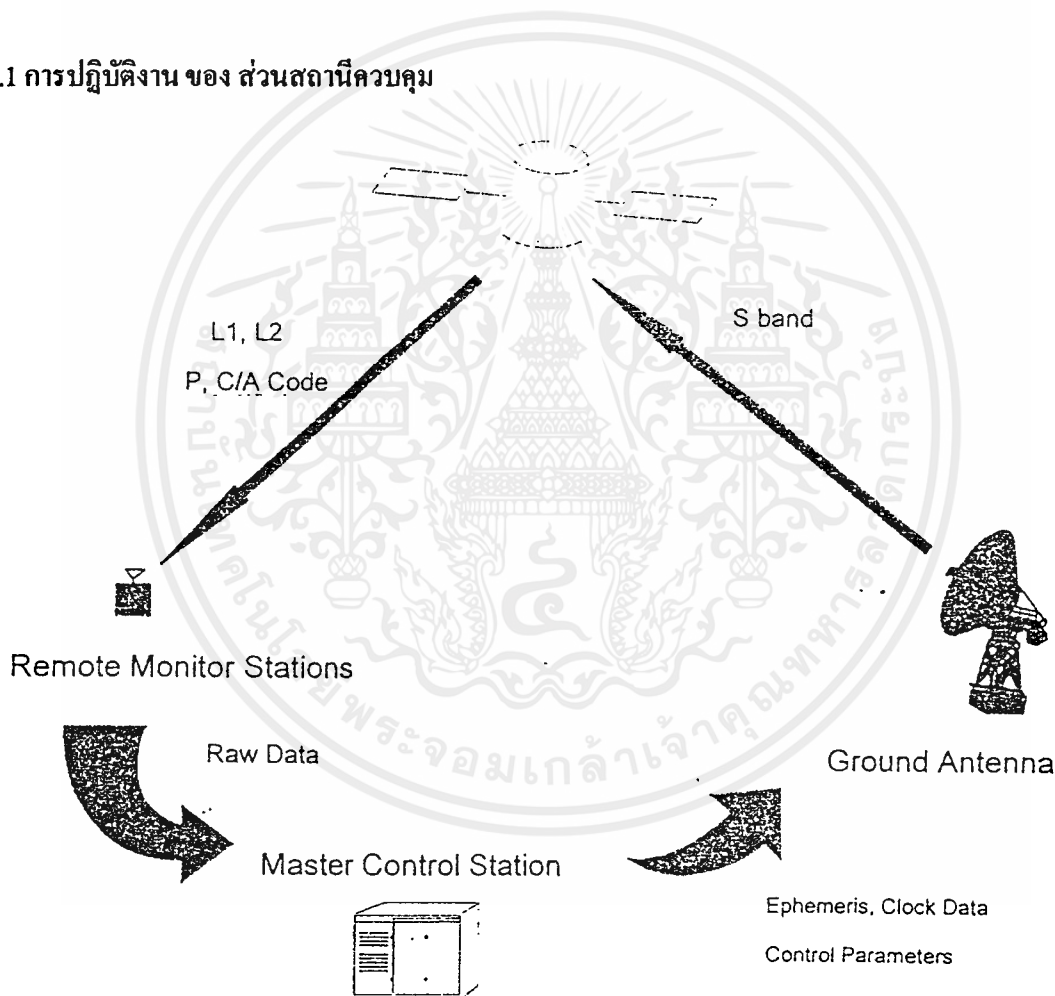
ข้อมูลข่าวสารการนำร่อง (Navigation Message Data) สามารถเก็บไว้ได้อย่างน้อย 14 วัน ถึง 210 วัน ทุกๆ 4 ถึง 6 ชั่วโมง ขึ้นอยู่กับความถี่ของแต่ละรุ่น

ข้อมูลอัลมาแนค เป็น ซับเซต (Subset) ของ อิพีเมอร์ส พารามิเตอร์ ที่ไม่เที่ยงตรงมาก ซึ่งจะประกอบด้วย 7 พารามิเตอร์ จาก อิพีเมอร์สพารามิเตอร์ 15 ตัว ซึ่งใช้ในการทำนายตำแหน่งโดยประมาณของความถี่และการรับสัญญาณ

นอกจากนี้ ส่วนสถานีควบคุม จะทำการวัด ซูโดเรนจ์ (Pseudo Range) และ เดลตาเรนจ์ (Delta range) เพื่อกำหนดตัวแปรแก้ไขเวลา , ข้อมูลอัลมาแนค และ ข้อมูลอิพีเมอร์ส

ส่วนควบคุม ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ สถานีควบคุมหลัก (Master Control Station (MCS)), สถานีสังเกตการณ์ (Monitor Station) , งานสายอากาศ ภาคพื้นดิน (Ground Antenna)

### 2.1.2.1 การปฏิบัติงาน ของ ส่วนสถานีควบคุม

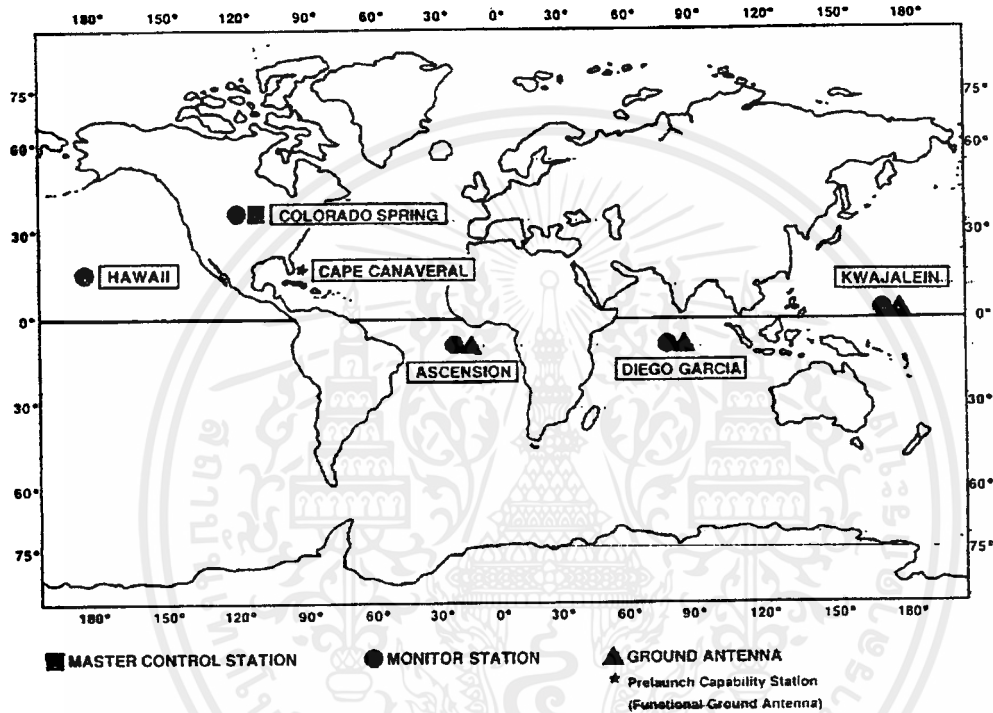


รูป 2.3 ภาพรวมของส่วนสถานีควบคุม

พิจารณา รูปที่ 2.3 สถานีควบคุมหลัก (MCS) จะเป็นศูนย์กลางของการทำงานในส่วนควบคุม ตั้งอยู่ที่ ฐานทัพอากาศ Falcon, Colorado Spring, CO. สถานีสังเกตการณ์ จะติดตามความถี่ที่ผ่านสถานี

โดยทำการวัด ซูโดเรนจ์ และ เกลดคาร์เรนจ์ การวัดนี้ จะทำกับความถี่ความถี่ของดาวเทียม ( ทั้ง L1 และ L2 ) ข้อมูลดิบที่ได้ ร่วมกับข่าวสารการนำร่อง และ ข้อมูลสภาพอากาศท้องถิ่น จะถูกส่งผ่าน ไปยัง สถานีควบคุมหลัก โดยผ่านทางระบบสื่อสารดาวเทียมของทหาร หรือ ระบบสื่อสารอื่นๆ

สถานีควบคุมหลัก จะทำการประมวลผลข้อมูลที่ได้จากสถานีสังเกตการณ์ เพื่อกำหนดค่าความถูกต้องของเวลาบนดาวเทียม , ข้อมูลอิพิเมอร์ริส และ ข้อมูลอัลมาเนคของแต่ละดาวเทียม นอกจากนี้สถานีควบคุมหลักจะตรวจสอบสถานะของดาวเทียม และ สถานีภาคพื้นดิน ซึ่งส่วนต่างๆจะกระจายอยู่ตามสถานที่ต่างๆ ดังรูป 2.4 สถานีควบคุมสำรองตั้งอยู่ที่ Gaithersburg, MD



รูป 2.4 สถานีที่ค้ำส่วนสถานีควบคุมจีพีเอส

#### 2.1.2.2 สถานีสังเกตการณ์

สถานีสังเกตการณ์ จะมีเครื่องรับจีพีเอส ทั้ง 2 ความถี่ ( L1 และ L2 ) ซึ่งจะทำการวัด ซูโดเรนจ์ และ เกลดคาร์เรนจ์ ของแต่ละดาวเทียมที่สังเกตเห็นอย่างต่อเนื่อง และมีนาฬิกา ซีเซียม (Cesium) 2 ตัว อ้างอิงกับเวลาของระบบจีพีเอส ตำแหน่งศูนย์กลางของเฟส (Phase Center) ของสายอากาศของเครื่องรับสามารถรู้ได้อย่างแม่นยำ

สัญญาณจากดาวเทียมมีการหักเห และ ล่าช้า (Delay) ในชั้น ไอโอโนสเฟียร์ และ โทรโปสเฟียร์ ซึ่งความล่าช้าเนื่องมาจากไอโอโนสเฟียร์ (Ionospheric Delay) จะหาได้โดยการรับความถี่ทั้งสองของเครื่องรับในสถานีสังเกตการณ์ อุณหภูมิ, ความดัน, ความชื้น จะถูกส่งไปยัง สถานีควบคุมหลักโดยกรมอุตุ-

นิคมวิทยาของ U.S. เพื่อหา ค่าความล่าช้าเนื่องมาจากโทร โปสเฟียร์ ( Tropospheric Delay ) ในแต่ละสถานี  
สังเกตการณ์

### 2.1.2.3 สถานีอากาศภาคพื้นดิน ( Ground Uplink Antenna Facility )

ส่วนของสถานีอากาศภาคพื้นดิน จะทำการส่งคำสั่ง และ ข้อมูลการนำร่อง และข้อมูลอื่นๆ ที่  
เรียกว่า TT&C ( Telemetry, Tracking and Command ) Data ซึ่งเตรียมพร้อมโดย สถานีควบคุมหลัก  
สำหรับดาวเทียมแต่ละดวง ข้อมูลเหล่านี้จะถูกส่งไปยัง สถานีอากาศภาคพื้นดิน และเก็บไว้จนกว่าดาวเทียม  
จะผ่านมา โดยส่งผ่านคลื่นความถี่ S - Band โดยจะตั้งอยู่คู่กับ สถานีสังเกตการณ์

### 2.1.2.4 กระบวนการ การทำงานของสถานีควบคุมหลัก

หน้าที่หลักอย่างหนึ่งของสถานีควบคุมหลัก คือ ประมวลผลข้อมูลที่รวบรวมได้จาก สถานีสังเกต-  
การณ์ เพื่อกำหนดค่าสัญญาณนาฬิกาของดาวเทียม , ข้อมูลอัลมาเนค , ข้อมูลอีพีเมอริส โดยเริ่มจากการ  
แก้ไขค่า ชูโดเรนจ์ ที่เกิดจากการล่าช้า เนื่องจากผ่านชั้นบรรยากาศไอโอ โนสเฟียร์ และ โทรโปสเฟียร์ ของ  
ต่างๆ สถานีสังเกตการณ์ จากนั้นจึงนำไปผ่าน คาลมานฟิลเตอร์ (Kalman Filter) เพื่อให้ได้ค่า อีพีเมอริส  
และ ค่าการเหลื่อมของสัญญาณนาฬิกา (Clock Offset) ที่แม่นยำ โดยฟิลเตอร์จะถูกอัปเดตทุก ๆ 15 นาที  
ร่วมกับตำแหน่งของดาวเทียมที่ถูกคำนวณใน ระบบโคออดิเนตแบบ เอิร์ธเซนเตอร์ เอิร์ธฟิกซ์ (Earth-Center  
Earth-Fixed (ECEF) )

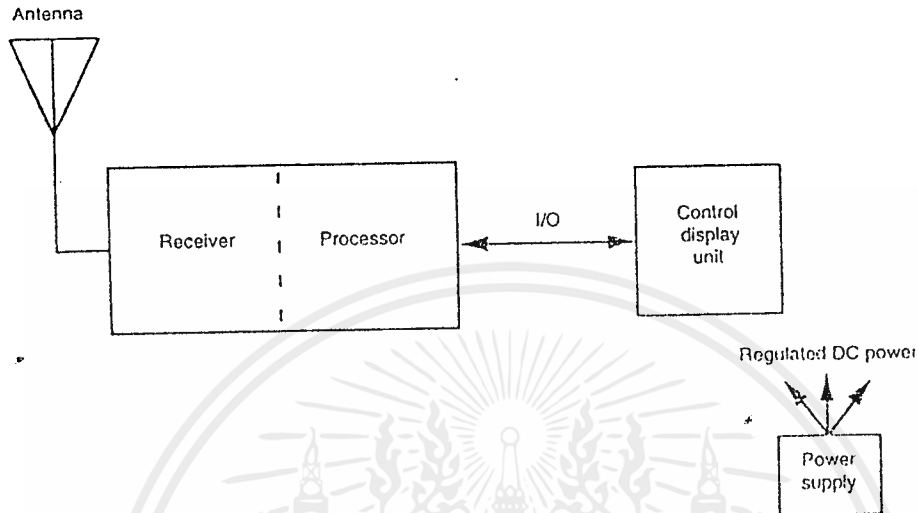
หน้าที่ที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งในการทำงานของสถานีควบคุมหลัก คือ คอยควบคุมความน่าเชื่อถือของ  
ระบบ โดยมันจะดูแล ควบคุม สัญญาณนาฬิกาทั้งหมด และ การอัปเดตข้อมูลอีพีเมอริส และการส่ง  
สัญญาณอื่นๆ ให้ถูกต้อง ส่วนสถานีควบคุมจะตรวจสังเกต สัญญาณในย่าน L-band และ ส่งสัญญาณ  
เดือน ไปยังสถานีควบคุมหลักภายใน 60 วินาทีหลักจากตรวจพบความผิดพลาด

### 2.1.3 ส่วนของผู้ใช้ ( User Receiving Equipment )

เครื่องรับ จีพีเอส จะรับสัญญาณ L-band ที่ถูกส่งมาจากดาวเทียม และนำมาคำนวณเพื่อหา  
ตำแหน่ง, ความเร็ว , เวลา ของเครื่องรับ ในปัจจุบันเครื่องรับ จีพีเอส มีขนาดเล็ก และน้ำหนักเบากว่าใน  
อดีต เนื่องจากการพัฒนาของเทคโนโลยีในด้านต่างๆ

### 2.1.3.1 คุณสมบัติของชุดเครื่องรับ จีพีเอส

บล็อกไดอะแกรมของชุดเครื่องรับจีพีเอสจะเป็นไปตามรูป 2.5 ชุดอุปกรณ์รับประกอบไปด้วย 5 ส่วน ที่สำคัญ คือ สายอากาศ, เครื่องรับ (Receiver), โปรเซสเซอร์, อุปกรณ์ อินพุท เอาท์พุท เช่น ส่วนควบคุมและแสดงผล(Control Display Unit (CDU)) และ ส่วนของแหล่งจ่ายไฟ



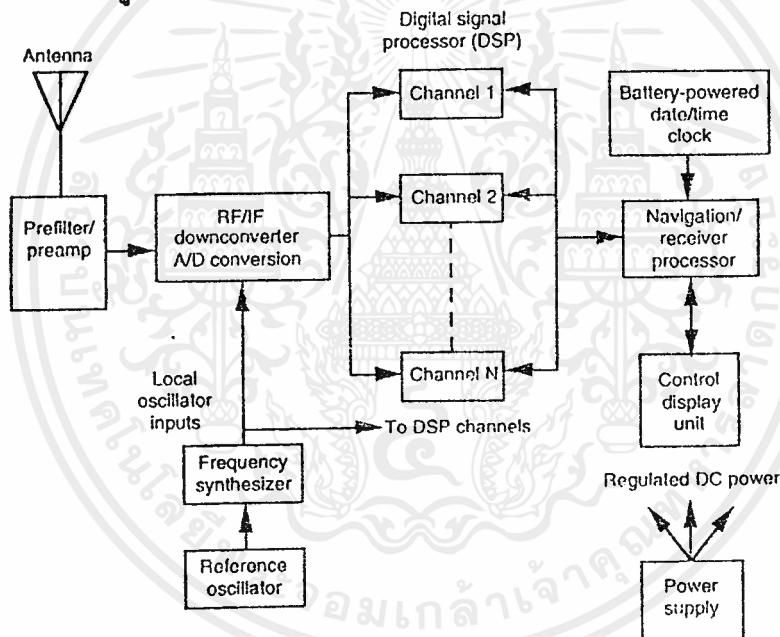
รูป 2.5 ส่วนประกอบหลักของเครื่องรับจีพีเอส

#### สายอากาศ

สัญญาณจากดาวเทียมจะถูกรับเข้ามา ผ่านทางสายอากาศ ซึ่งจะเป็นสายอากาศที่มีโพลาไรซ์ของคลื่นแบบวงกลมหมุนขวา (Right Hand Circular Polarized) และรับได้ในช่วงเกือบครึ่งทรงกลม โดยทั่วไปจะครอบคลุม 160 องศา โดยมีค่ากำลังขยาย (gain) ค่าต่างๆ ตั้งแต่ ประมาณ 2.5 dBic ที่ จุดสูงสุดของกำลังขยายของสายอากาศ ไปจนถึงค่า 0 dBic ที่มุมเอเลเวชัน 10 องศา ข้างได้มุม 10 องศา ค่ากำลังขยายจะเป็นลบ เนื่องด้วยสัญญาณจากดาวเทียมเป็นแบบวงกลมหมุนวนขวา สายอากาศแบบโคนิกอลเฮลิคซ์ (Conical Helix Antenna) หรือรูปแบบอื่นๆ จึงเหมาะสม เครื่องรับ จีพีเอส ที่แทรค รหัส P(Y)ที่อยู่ในทั้ง L1 และ L2 ต้องการแบนด์วิดท์ 20.46 MHz สำหรับทั้งสองความถี่ ถ้าเครื่องรับแทรค เพียงแค่รหัส C/A ที่อยู่ใน L1 สายอากาศและเครื่องรับจะต้องมี แบนด์วิดท์อย่างน้อย 2.046 MHz รูปแบบของสายอากาศที่ใช้มีหลายรูปแบบ โดยการเลือกใช้สายอากาศนั้น โดยรวมๆ แล้วดูจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ เช่น เกนแพทเทิร์น (Gain Pattern) ของสายอากาศ, ขนาดของพื้นที่ติดตั้ง, คุณสมบัติทางแอมโพลิตูด-ไดนามิก ฯลฯ การเลือกใช้ สายอากาศ ยังต้องคำนึงถึงความต้านทานเนื่องมาจากการรบกวนจากสัญญาณอีกด้วย

## เครื่องรับ

ชนิดของเครื่องรับพื้นฐานในปัจจุบันมี 2 ชนิด คือ เครื่องรับชนิดที่ แทรคสัญญาณ ทั้ง รหัส P(Y) และ รหัส C/A และ เครื่องรับชนิดที่ แทรค เฉพาะ รหัส C/A ผู้ใช้แบบ พีทีเอส โดยทั่วไปจะใช้เครื่องรับที่ แทรค รหัส P(Y) บน L1 และ L2 เครื่องรับแบบนี้ จะเริ่มทำงานโดยการแทรค รหัส C/A บน L1 แล้วสลับเปลี่ยนมาทำการแทรค รหัส P(Y) บน L1 และ L2 การแทรค รหัส Y นั้นจะกระทำกับเครื่องรับที่มีอุปกรณ์คริปโตกราฟฟิก(Cryptographic Equipment) ช่วยเหลือ เท่านั้น ถ้าสัญญาณที่ส่งมาจากดาวเทียม ถูกเอนคริป (Encrypt) และ เครื่องรับไม่มี อุปกรณ์คริปโตกราฟฟิก ที่เหมาะสม เครื่องรับจะทำการแทรครหัส C/A บน L1 เป็นหลัก ผู้ใช้แบบ เอสทีเอส จะใช้เครื่องรับที่แทรครหัส C/A บน L1 เพียงอย่างเดียวเนื่องจาก L1 เป็นเพียงความถี่เดียวที่มีการส่ง รหัส C/A นอกจากเครื่องรับสองชนิดนี้แล้ว ยังมีเครื่องรับชนิดอื่นๆ อีก ตัวอย่างเช่น เครื่องรับแบบ Codeless L2 ซึ่งเครื่องรับแบบนี้ จะทำการแทรค รหัส C/A บน L1 และ แครร์เฟส (Carrier Phase) บนความถี่ L1 และ L2 ในการใช้ประโยชน์จาก แครร์เฟสในการวัด จะทำให้ได้ค่าความถูกต้องจากการวัดสูง



รูป 2.6 เครื่องรับแบบเอสทีเอสทั่วไป

เครื่องรับส่วนใหญ่จะมี ช่องสัญญาณหลายช่อง โดยที่ แต่ละช่องสัญญาณจะแทรคสัญญาณจากดาวเทียมดวงเดียว บล็อกไดอะแกรมแบบต่างๆ ของเครื่องรับแบบ เอสทีเอส แบบหลายช่องสัญญาณ เป็นดังรูป 2.6 สัญญาณย่านความถี่วิทยุจากดาวเทียม (RF CDMA Satellite Signals) จะถูกกรองผ่าน แพสซีฟ-แบนด์พาส ปรีฟิลเตอร์ เพื่อ ลดการรบกวนจากสัญญาณอาร์เอฟ อื่นๆ นอกย่านความถี่ ต่อจากฟิลเตอร์นั้น จะตามด้วย ปรีแอมพลิฟายเออร์เพื่อขยายสัญญาณ สัญญาณ RF จะถูกควาน์คอนเวอร์เตอร์ เป็น สัญญาณอินเตอร์มีเดียตฟ्रीควเอนซี หรือสัญญาณ IF ในเครื่องรับแบบสมัยใหม่ สัญญาณ IF จะถูกสุ่มตัวอย่าง

(Sampling) และทำการคิวดิจิทัล โดย A/D คอนเวอร์เตอร์ อัตราการสุ่มตัวอย่างโดยทั่วไปจะเป็นแปดเท่าถึงสิบสองเท่าของอัตราการชีพของ รหัส PRN ( 1.023 MHz สำหรับ รหัส C/A ใน L1 และ 10.23 MHz สำหรับ รหัส P(Y) ใน L1 และ L2 ) อัตราการสุ่มตัวอย่างน้อยสุดจะเป็นสองเท่าของแบนด์วิดท์สูงสุดของข่าวสาร เพื่อให้เป็นไปตาม Nyquist criterion สำหรับเครื่องรับที่แทรกเฉพาะ รหัส C/A แบนด์วิดท์สูงสุดของข่าวสารจะมากกว่า 2 MHz แบนด์วิดท์สูงสุดของข่าวสารจะมากกว่า 20 MHz ในเครื่องรับที่ทำการแทรก รหัส P(Y) แชนเนล จะถูกส่งต่อไปยัง ดิจิตอลซิกแนลโพรเซสเซอร์ ( Digital Signal Processor (DSP)) ดิจิตอลซิกแนลโพรเซสเซอร์ จะบรรจุไว้ด้วย N ช่องสัญญาณที่ขนานกัน เพื่อการแทรกสัญญาณคลื่นพาหะ และรหัส พร้อมๆ กันได้ จากควาเทียม N ดวง

(ในเครื่องรับปัจจุบัน N มีค่าตั้งแต่ 5 ถึง 12 ) แต่ละช่องสัญญาณจะบรรจุ ไลค์แทรคกิ้งลูป ( Tracking Loop) และ Carrier Track Loop เพื่อแทรครหัส และ คลื่นพาหะ ซึ่งก็คือการคิมอดูเลต ข้อมูลข่าวสาร การนำร่อง ช่องสัญญาณจะคำนวณการวัดที่แตกต่างกัน 3 ชนิด คือ ซูโดเรนจ์ , เลดคาเรนจ์ และ อินทิเกรตคอปเปอเรเตอร์ (Integrated Doppler) ขึ้นอยู่กับการทำงาน ค่าที่วัดได้ และ ข่าวสารการนำร่องที่ถูกคิมอดูเลตออกมา จะส่งต่อไปยัง โพรเซสเซอร์

#### โพรเซสเซอร์ของเครื่องรับ (Navigation/Receiver Processor)

โพรเซสเซอร์ของเครื่องรับ จะทำการควบคุม และสั่งงานให้เครื่องรับทำงานตามลำดับการปฏิบัติงาน เริ่มจาก การค้นหาสัญญาณ ตามด้วยการแทรก และการคิมข้อมูลจากสัญญาณ นอกจากนั้น โพรเซสเซอร์ อาจจะทำให้ผลลัพธ์ ของ ตำแหน่ง ความเร็ว และ เวลา ของเครื่องรับ (ผลลัพธ์ PVT) จากค่าที่วัดได้จากเครื่องรับ ในการใช้งานบางอย่าง อาจมีโพรเซสเซอร์ แยกกันเพื่อใช้ในการคำนวณหาผลลัพธ์ PVT และ ใช้ทำงานในหน้าที่การนำร่อง อื่นๆ โพรเซสเซอร์ส่วนใหญ่จะให้ ผลลัพธ์ PVT ด้วยความถี่ 1 Hz เป็นพื้นฐาน อย่างไรก็ตาม ในเครื่องรับที่ถูกออกแบบสำหรับงานเกี่ยวกับการบินจะต้องการความถูกต้องแม่นยำและ ตอบสนองเร็วกว่า (high-dynamic) โดยทั่วไปแล้วจะต้องการการคำนวณ ผลลัพธ์ PVT ที่อัตราอย่างน้อย 5 Hz ผลลัพธ์ที่ถูกคำนวณออกมาได้ และ ข้อมูลนำร่องที่เกี่ยวข้อง จะถูกส่งต่อไปยัง อุปกรณ์ อินพุท/เอาต์พุท

#### อุปกรณ์อินพุท/เอาต์พุท

อุปกรณ์อินพุท/เอาต์พุท เป็นอุปกรณ์อินเทอร์เฟซ ระหว่าง ชุดเครื่องรับ จีทีเอส กับ ผู้ใช้ โดยทั่วไป จะมีอุปกรณ์อินพุท/เอาต์พุทแบบพื้นฐานอยู่ 2 ชนิด คือ รวมอยู่ในตัวเครื่อง หรือ ภายนอก สำหรับงานในหลายๆแบบ อุปกรณ์อินพุท/เอาต์พุท จะเป็น ส่วนควบคุมและแสดงผล ( Control Display Unit (CDU) ) CDU จะอนุญาตให้ผู้ใช้ป้อนข้อมูลเข้า และ แสดงสถานะ และ พารามิเตอร์การนำร่องต่างๆ เครื่องรับขนาดมือถือ หรือขนาดเล็ก จะมี CDU รวมอยู่ในตัวเครื่อง ในการคิดค้นในแบบอื่นๆ เช่นใน งานอากาศยาน

หรือในเรือ อุปกรณ์อินพุท/เอาต์พุท จะถูกรวมไว้ในแผงควบคุม รวมไปถึงอุปกรณ์อื่นๆ นอกจากนั้น งานบางอย่าง ที่ทำงานร่วมกับเซนเซอร์อื่นๆ ต้องการ การอินเตอร์เฟส เพื่อ ป้อนข้อมูลอินพุท และ ส่งข้อมูลเอาต์พุทออก อินเตอร์เฟสที่มีอยู่ทั่วไป คือ ARINC 429, MIL-STD-1553B, RS-232 และ RS-422

## แหล่งจ่ายไฟ

แหล่งจ่ายไฟ มีทั้งแบบอยู่ในตัวชุดเครื่องรับเอง หรือ แบบภายนอก หรือ ทั้งสองแบบรวมกัน อัลตราไลน์ แบตเตอรี่ หรือ ลิเทียมแบตเตอรี่ ถูกใช้ สำหรับแหล่งจ่ายไฟภายใน ตัวอย่างเช่นใน เครื่อง จีพีเอสแบบมือถือ แหล่งจ่ายไฟภายนอก ใช้ในงานที่ เครื่องรับ จีพีเอส ถูกใช้ร่วมกับงานอื่นๆ อย่างเช่น เครื่องรับแบบที่เป็นการ์ดที่ติดตั้งอยู่ในตัวคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล หรือที่ติดตั้งอยู่ในเรือ , เครื่องบิน นอกจากนี้ยังมีการใช้ แบตเตอรี่ภายในเพื่อรักษาข้อมูลที่เก็บไว้ใน RAM

## 2.2 การให้บริการจีพีเอส (GPS Services)

มีอยู่ 2 ระดับ คือ บริการ การบอกตำแหน่งแบบสมบูรณ์ หรือ พีพีเอส ( Precise Positioning Service (PPS) ) และ บริการ การบอกตำแหน่งแบบมาตรฐาน หรือ เอสพีเอส ( Standard Positioning Service (SPS) )

### 2.2.1 พีพีเอส ( Precise Positioning Service )

พีพีเอส เป็นบริการที่ให้ ตำแหน่ง , ความเร็ว และเวลาที่ถูกต้อง เฉพาะผู้ใช้งาน ที่ได้รับอนุญาตเท่านั้น พีพีเอส จะเน้นไปในทางทหาร การได้รับอนุญาต ให้ใช้ พีพีเอส นั้น จะพิจารณาโดย U.S. Department of Defense (DoD) ผู้ใช้งานที่ได้รับอนุญาต ให้ใช้ พีพีเอส ประกอบด้วย U.S. military user , NATO military user และกองทัพอื่นๆ หรือ พลเรือน เช่น Australian Defense Forces , U.S. Defense Mapping Agency พีพีเอส จะให้ค่าความคลาดเคลื่อนประมาณ 16 m ( 16 metres Spherical Error Probable (SEP) (3-D, 50%) position accuracy ) และ และความผิดพลาดทางด้านเวลา ไม่เกิน 100 ns ( 100 ns (one sigma) Universal Coordinated time (UTC) time transfer accuracy ) แก่ผู้ใช้งานที่ได้รับอนุญาต และจะให้ค่าประมาณ 37 เมตร (3-D, 95%) และ 197 ns (95%) ภายใต้เงื่อนไขการทำงานโดยปกติของระบบ เครื่องรับ แบบ พีพีเอส สามารถให้ความถูกต้องของความเร็ว มีค่าคลาดเคลื่อนไม่เกิน 0.2 m/s ( 0.2 m/s 3-D velocity accuracy ) ได้ แต่ขึ้นอยู่กับกรอกแบบเครื่องรับด้วย

การแอคเซส( Access ) พีพีเอส ถูกควบคุมโดย เทคนิคคริปโตกราฟี ( cryptographic ) 2 อย่าง คือ เอสเอ ( Selective Availability (SA) ) และ เอเอส ( Anti - Spoofing (A-S) ) เอสเอ จะใช้ในการลดความถูกต้องของจีพีเอส ทั้งทางการบอกตำแหน่ง , ความเร็ว และ เวลา แก่ผู้ใช้ที่ไม่ได้รับอนุญาต เอสเอ

จะทำงานโดยใส่ ค่าผิดพลาดสุโดแรนคอม (pseudorandom error) ให้กับ สัญญาณดาวเทียม เอสเอส จะมีผลบนดาวเทียมทุกดวงเพื่อป้องกันไม่ให้ผู้ไม่ได้รับอนุญาต นำสัญญาณไปใช้วิเคราะห์ได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์ ซึ่งเทคนิคนี้จะ เอนคริป (encrypt) รหัส P เป็น รหัส Y ในรหัส C/A จะไม่มีการทำแบบนี้

เอนคริปชั่น คีย์ (Encryption keys) และ เทคนิคเฉพาะ จะถูกจัดให้กับ ผู้ใช้ พีพีเอส ซึ่งทำให้สามารถจัด ผลของ เอสเอส และ เอสเอส ออกไป จึงทำให้ได้รับความแม่นยำสูงสุดของ จีพีเอส เครื่องรับ พีพีเอสซึ่งไม่มีคีย์ โครกราฟฟิกคีย์ (cryptographic key) ที่ถูกต้องจะมีประสิทธิภาพเหมือนเครื่องรับเอสพีเอส เครื่องรับ พีพีเอส สามารถใช้ได้ทั้ง รหัส P(Y) หรือ รหัส C/A หรือทั้งคู่ ความถูกต้องสูงสุดของ จีพีเอส จะได้รับจากการใช้ รหัส P(Y) บนทั้ง L1 และ L2 เครื่องรับ ซึ่งสามารถใช้ รหัส P(Y) ได้ มักจะใช้ รหัส C/A เพื่อเริ่มต้นรับดาวเทียม จีพีเอส

### 2.2.2 บริการ การบอกตำแหน่งแบบมาตรฐาน (Standard Positioning Service (SPS))

เอสพีเอส เป็นบริการที่ให้ความถูกต้องน้อยกว่า แต่จะใช้ได้กับผู้ใช้งานทั้งหมด ในยามสงบ ระดับของ เอสเอส จะถูกควบคุมเพื่อให้ค่าความถูกต้องในแนวเส้นขอบฟ้า 100 m (100 m (95%) horizontal accuracy) ซึ่งคือ ประมาณ 156 m (3D (95%)) เครื่องรับ เอสพีเอส มีความสามารถด้านความถูกต้องของเวลา ประมาณ 337 ns (337 ns (95%) UTC Time transfer accuracy) การลดความถูกต้องของระบบสามารถเพิ่มขึ้น ถ้าจำเป็นในยามศึกสงคราม ประธานาธิบดีของ สหรัฐ เท่านั้น ที่มีอำนาจสั่งการผ่าน U.S. National Command Authority เพื่อเปลี่ยนระดับของ เอสเอส เป็นระดับอื่น นอกเหนือจากระดับในยามสงบ เอสพีเอส นั้น มีไว้ให้พลเรือนทั่วไปใช้งาน และ ให้กองทัพใช้ในยามสงบ

### 2.3 ทฤษฎีการปฏิบัติงาน ของระบบจีพีเอส (GPS Theory of Operation)

รหัส (ranging code) ที่มาจากดาวเทียมทำให้เครื่องรับ จีพีเอส สามารถวัด เวลาการเดินทางของสัญญาณ และ ทราบระยะทางระหว่างดาวเทียมกับผู้รับ ข้อมูลการนำร่องจะให้ข้อมูลเพื่อการคำนวณหาตำแหน่งของดาวเทียมแต่ละดวง ณ เวลาของการส่งสัญญาณ จากข้อมูลเหล่านี้ โคออดิเนตของตำแหน่งผู้ใช้และ ค่าเหลือของสัญญาณนาฬิกาของผู้ใช้ (user clock offset) จะถูกคำนวณ โดยใช้ สมการ (simultaneous equation) ตามปกติจะต้องการดาวเทียม 4 ดวง ในวิสัย (in view) ของเครื่องรับในเวลาเดียวกัน เพื่อการบอกตำแหน่งในสามมิติ

#### 2.3.1 ลักษณะของสัญญาณ จีพีเอส

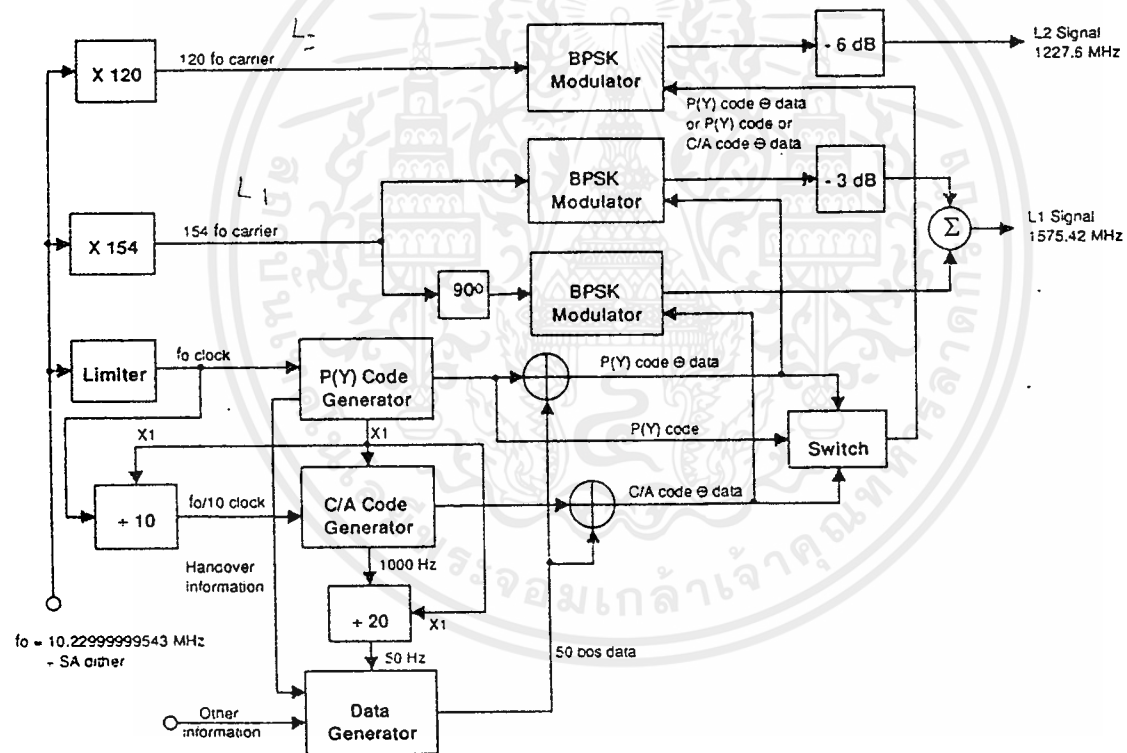
ดาวเทียม จีพีเอส จะส่ง ความถี่พาหะ 2 ความถี่ เรียกว่า ความถี่ L1 และ L2 ความถี่พาหะจะถูกมอดคูเลต โดย สเปกตรัม สเปกตรัม (Spread Spectrum) รหัส ซึ่งประกอบด้วย ขบวนการของ รหัส PRN (Pseudorandom Noise) ที่จะเป็นเอกลักษณ์เฉพาะของดาวเทียมแต่ละดวง และ ข้อมูลข่าวสารการนำร่อง

ดาวเทียมทุกดวงส่งความถี่พาหะที่เหมือนกัน แต่สัญญาณของพวกมันจะไม่รบกวนกัน เพราะว่าการมอดูเลชันของ รหัส PRN เนื่องจากดาวเทียมแต่ละดวงจะถูกมอบหมาย รหัส PRN ที่เป็นเอกลักษณ์ให้ และ ทุกๆ ขบวนการของ รหัส PRN แทบจะไม่มีความสัมพันธ์ระหว่างกันเลย สัญญาณของดาวเทียมสามารถถูกแยก และ ตรวจจับ (Detect) ได้ โดยใช้เทคนิคที่เรียกว่า Code Division Multiple Access (CDMA)

ในการแทรก (Track) ดาวเทียมโดยใช้เทคนิค CDMA ที่เครื่องรับ จีทีเอส ต้องจำลองขบวนการรหัส PRN สำหรับดาวเทียมที่ต้องการ ร่วมกับ สัญญาณพาหะจำลอง รวมทั้ง Doppler effect ด้วย

ผู้ใช้ ซึ่งสามารถรับได้ทั้ง 2 ความถี่พาหะ จะใช้ความถี่พาหะ 2 อันในการวัด ความล่าช้าเนื่องจากชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ซึ่ง Delay นี้ จะสัมพันธ์กับ ผลต่างของ Signal Time of Arrival (TOA) ของความถี่พาหะทั้งสอง ส่วนผู้ใช้ความถี่เดียว (L1 เท่านั้น) ผู้ใช้ต้องประมาณค่า Delay โดยใช้ พารามิเตอร์ที่ส่งมาในข้อมูลข่าวสารการนำร่อง

### 2.3.1.1 รูปแบบของความถี่ และการมอดูเลชัน



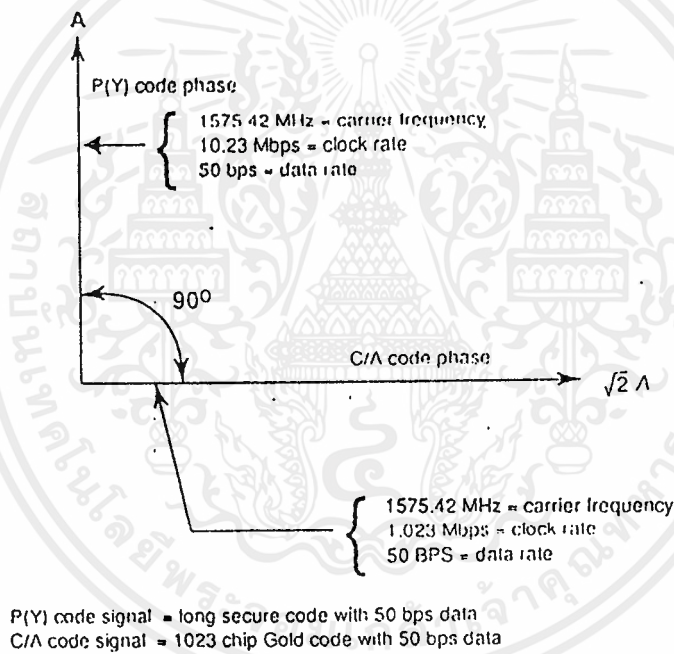
รูป 2.7 โครงสร้างสัญญาณจากดาวเทียมจีทีเอส

จากรูป 2.7 ความถี่ L1 ( $154 f_0$ ) ถูกมอดูเลตโดย รหัส PRN 2 อัน (รวมทั้งข้อมูลข่าวสารการนำร่อง) คือ Coarse/Acquisition Code (C/A - Code) และ Precision Code (P - Code) ความถี่ L2 ( $120 f_0$ ) ถูกมอดูเลตโดย รหัส PRN 1 อัน ณ ช่วงเวลาหนึ่ง โหมดของ รหัส P จะมีโหมดที่ไม่มีมอดูเลตกับข้อมูลความถี่อ้างอิง  $f_0$  จะมีค่า 10.23 MHz รหัส C/A จะมี Chipping Rate  $1.023 \times 10^6$  Chip/Sec ( $f_0/10 =$

1.023 MHz) และ รหัส P จะมี Chipping Rate  $10.23 \times 10^6$  Chip/Sec ( $f_0 = 10.23$  MHz) ( คำว่า “Chip” ใช้แทนคำว่า “bit” เพื่อแสดงว่าไม่มีข้อมูลข่าวสารใน รหัส PRN )

รหัส P สามารถถูกปฏิเสธให้ผู้ใช้แบบ SPS เมื่อ ส่วนควบคุมให้โหมด Antispoofing ( AS ) ใน ดาวเทียมทำงาน เมื่อ AS ทำงาน รหัส P จะถูกเข้ารหัสเป็น รหัส Y ( รหัส Y จะมี Chipping Rate เดียวกับ รหัส P ) ดังนั้น เราจึงมักใช้ตัวย่อสำหรับ Precision Code ว่า รหัส P(Y) AS นี้ จะปฏิเสธการเข้าถึง รหัส P โดยผู้ใช้แบบ SPS

ทั้ง รหัส C/A และ รหัส P(Y) ในความถี่พาหะ L1 และ L2 จะถูกรบกวนโดย SA SA จะสร้าง Pseudorandom Doppler Error บนทั้งการวัด Pseudorange และ Deltarange SA Error นี้ สามารถนำออกไปได้โดยผู้ใช้แบบ PPS แต่ผู้ใช้แบบ SPS จะไม่สามารถแก้ไขได้ นอกจากนั้น SA ยังจะทำให้มีความผิดพลาดในข้อมูล Ephemeris และ Almanac ของดาวเทียมที่ส่งออกมาอีกด้วย ซึ่งจะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดพลาด ในการบอกตำแหน่งของผู้ใช้แบบ SPS

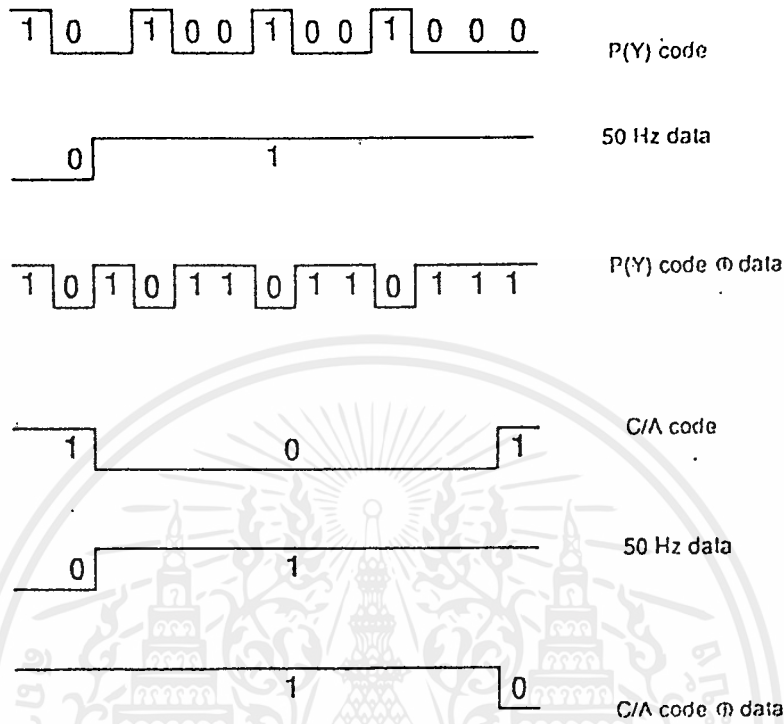


$$L_1(\omega, t) = A[P(Y) \oplus D](t) \cos(\omega, t) + \sqrt{2} A[C/A \oplus D](t) \sin(\omega, t)$$

**รูป 2.8 โครงสร้างสัญญาณจีพีเอสสำหรับ L1**

ในรูป 2.7 จะสังเกตว่าข้อมูล 50 bits per Second (bps) จะถูกรวมกับ ทั้ง รหัส C/A และ รหัส P(Y) ก่อนการมอดูเลชัน กับ พาหะ L1 การรวมกันนี้ ใช้กระบวนการ Exclusive - Or โดยใช้สัญลักษณ์  $\oplus$  แทน Exclusive - Or ) อัตราการส่งบิตจะไม่สามารถเกินกว่า Chipping Rate ของ PRN Code ได้ เนื่องจาก C/A - Code  $\oplus$  Data และ รหัส P(Y)  $\oplus$  Data เป็นการทำงานแบบซิงโครนัส การมอดูเลชัน

จะใช้แบบ Biphase Shift Key (BPSK) ใน L1 จะมีทั้ง รหัส  $P(Y) \oplus Data$  ถูกมอดูเลต In - Phase Quadrature กับ รหัส  $C/A \oplus Data$  ดังนั้น รหัส  $C/A \oplus Data$  modulation กับ รหัส  $P(Y) \oplus Data$  modulation จะต่างเฟสกัน 90 องศา ดังแสดงในรูป 2.8

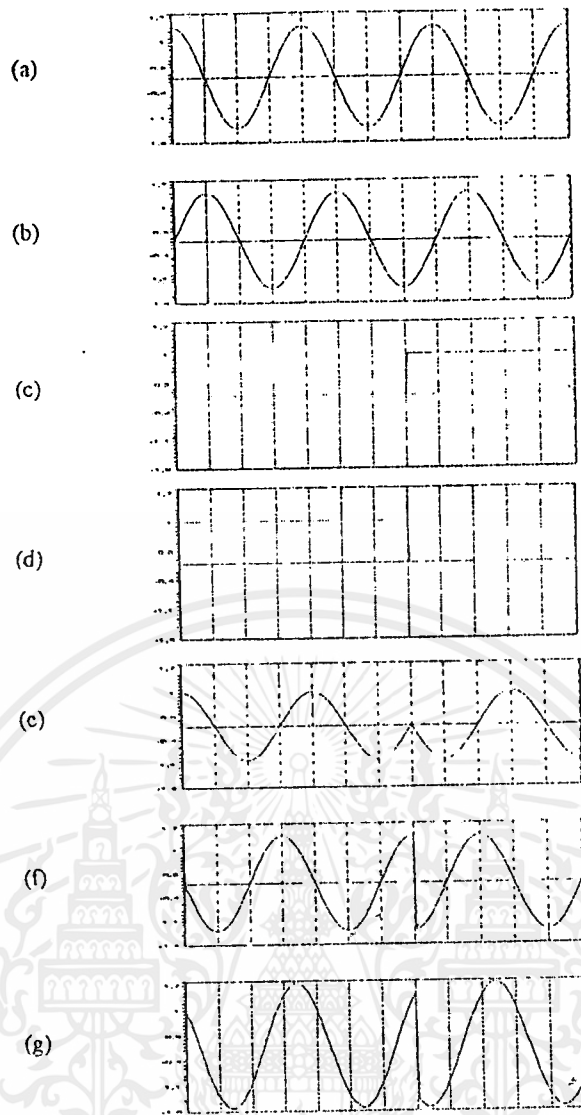


รูป 2.9 รหัสจีทีเอส ผสมกับข้อมูล

รูป 2.9 จะแสดงผลของ รหัส C/A และ รหัส  $P \oplus Data$  กระบวนการ Exclusive - Or จะสมมูลย์กับ Binary Multiplication ของค่า 1 บิต 2 ค่า ด้วยเหตุนี้ กระบวนการนี้จึงสมมูลย์กับ กระบวนการมอดูเลชัน แบบ BPSK ด้วย มันจะมีช่วงเวลา 20,460 ช่วง ระหว่างช่วงเวลาของ รหัส C/A กับช่วงเวลาของข้อมูล ดังนั้น จำนวนครั้งที่เฟสสามารถเปลี่ยนในขบวน รหัส PRN เนื่องจากการมอดูเลตกับข้อมูล จะ Relatively Infrequent

รูปที่ 2.10 แสดงรูปร่างของคลื่นสัญญาณ ก่อนและหลังการมอดูเลชัน กับ รหัส  $P(Y) \oplus Data$  และ รหัส  $C/A \oplus Data$  ใน L1 จะมีพาหะ 154 ไชเคลตต่อ  $P(Y)$  - Code Chip และ 1,540 ไชเคลตต่อ Chip ของรหัส C/A ดังนั้นการเลื่อนเฟสใน L1 จะ Relatively Infrequent

ความถี่ L2 ( 1,227.60 MHz ) สามารถถูกมอดูเลตโดยทั้ง รหัส  $P(Y) \oplus Data$  หรือ รหัส  $C/A \oplus Data$  หรือ รหัส  $P(Y)$  ที่ไม่มี Data ได้ทุกอันขึ้นกับการเลือกของส่วนควบคุม  $P(Y)$  - Code และ รหัส C/A จะไม่ปรากฏพร้อมกันบน L2 และ L1 โดยทั่วไป ส่วนควบคุมจะเลือก รหัส  $P(Y) \oplus Data$  ใน L2 จะมีพาหะ 120 ไชเคลต ต่อ  $P(Y)$  - Code Chip ดังนั้น การเลื่อนเฟส ใน L2 จะ Relatively Infrequent ตาราง 2.1 จะสรุปโครงสร้างของสัญญาณ จีทีเอส บน L1 และ L2



รูป 2.10 การมอดูเลชัน คลื่นพาหะ L1 ของจีทีเอส (a) คลื่นพาหะ L1 เฟส 0 องศา (b) คลื่นพาหะ L1 เฟส 90 องศา (c) รหัส  $P(Y) \oplus$  ข้อมูล (d) รหัส  $C/A \oplus$  ข้อมูล (e) รหัส  $P(Y) \oplus$  ข้อมูล มอดูเลชันแบบ BPSK บนคลื่นพาหะ L1 เฟส 0 องศา การลดทอน 3 dB (f) รหัส  $C/A$  ข้อมูล มอดูเลชันแบบ BPSK บนคลื่นพาหะ L1 (g) คลื่นพาหะ L1 ที่มีมอดูเลตเรียบร้อยแล้ว

ในดาวเทียมแต่ละดวงจะมีมาตรฐานของ Atomic มากกว่า 1 มาตรฐาน เพื่อช่วยปรับปรุงความน่าเชื่อถือ แต่จะมีเพียงมาตรฐานเดียวเท่านั้น ที่จะถูกเลือกจากส่วนควบคุม ให้เป็นความถี่อ้างอิงในดาวเทียม ตัวอย่างเช่น ในดาวเทียม Block II และ IIA จะมี มาตรฐาน Cesium 2 อัน และมาตรฐาน Rubidium 2 อัน

ผู้ใช้แบบ PPS จะเข้าถึงสัญญาณได้ทั้ง L1 และ L2 ทำให้ได้ความถูกต้องได้อย่างเต็มที่จากจีทีเอส ผู้ใช้แบบ PPS จะมีอัลกอริทึม คือ อุปกรณ์ที่ให้กับรหัส Y พิเศษ คือ แชนเนล (เรียกว่า Auxiliary Output Chip (AOC)) และ Key เพื่อจะได้รับการเข้าถึง รหัส Y

## ตาราง 2.1 โครงสร้างสัญญาณจีทีเอส

Signal Priority	Primary	Secondary
Signal designation	L1	L2
Carrier frequency (Hz)	$1.57542 \times 10^6$	$1.22760 \times 10^6$
PRN codes (chips/sec)	$P(Y) = 10.23 \times 10^6$ and $C/A = 1.023 \times 10^6$	$P(Y) = 10.23 \times 10^6$ or $C/A = 1.023 \times 10^6$
Navigation message data modulation (bps)	50	50 <sup>1</sup>

<sup>1</sup>The code usually selected by the control segment on L2 is P(Y)-code.

<sup>2</sup>The 50-Hz navigation data message is usually modulated on L2 P(Y)-code, but can be turned off by the control segment to improve jamming performance. There are three possibilities: P(Y)-code with data, P(Y)-code with no data, and C/A-code with data.

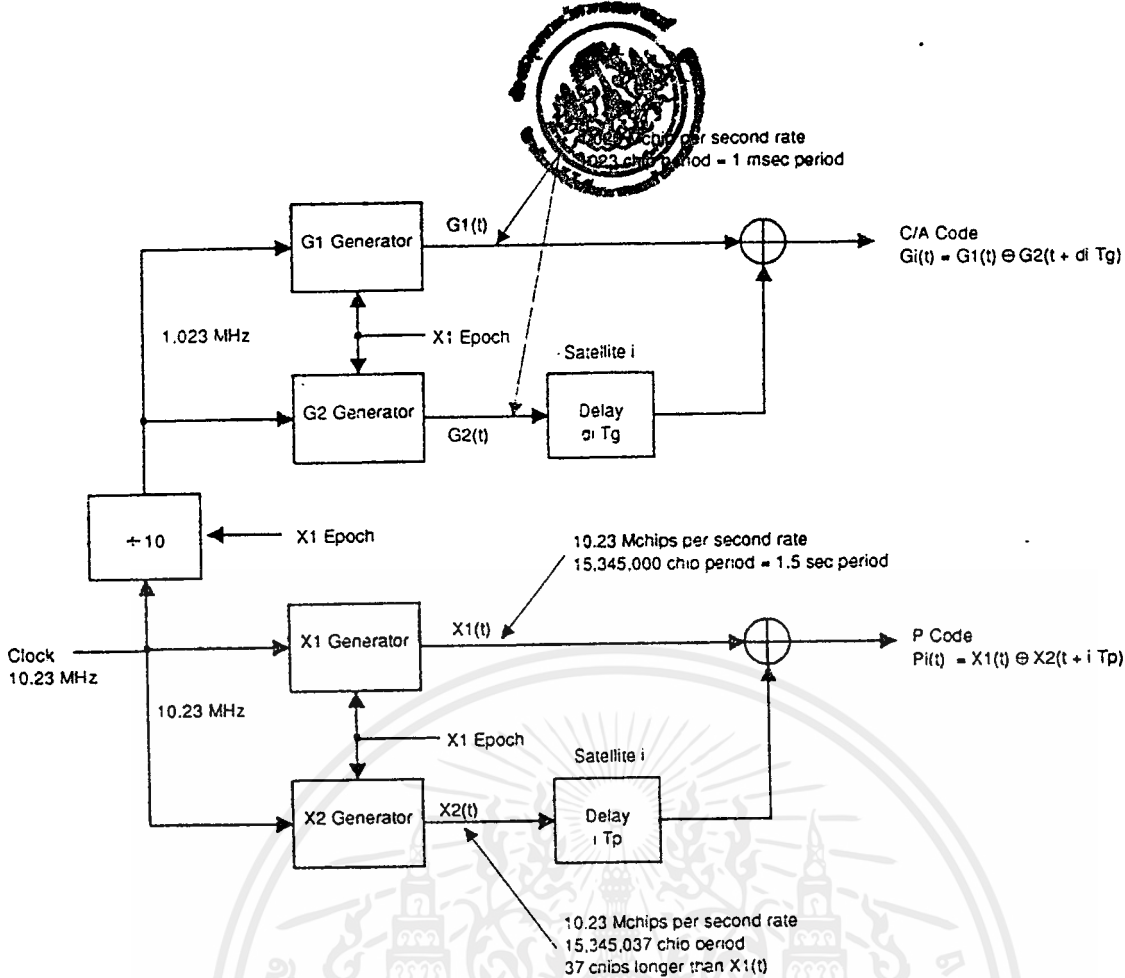
การใช้ AS Y-code จะปฏิเสธการเข้าถึงโดยตรงกับ precision code ของเครื่องรับ SPS จีทีเอส ซึ่งจะทำให้ลดความน่าจะเป็นที่ฝ่ายข้าศึกจะนำสัญญาณไปใช้ได้ อย่างไรก็ตามฝ่ายเดียวกันที่ใช้แบบ SPS ก็จะถูกปฏิเสธไปด้วย

ใน L2 มักจะไม่มี C/A - code ทั้งนี้เป็นผลมาจากการปฏิเสธการทำงานแบบ 2 ความถี่ให้กับผู้ใช้แบบ SPS เมื่อส่วนควบคุมให้ AS ทำงาน ด้วยเหตุนี้ผู้ใช้แบบ SPS จะถูกจำกัดให้ใช้ L1 C/A - code ทำให้ผู้ใช้แบบ SPS ใช้ความถี่เพียงอันเดียว จึงต้องจำลอง ionospheric delay ขึ้นมาแทนที่การวัดค่าโดยตรง ซึ่งจะทำให้มีความถูกต้องน้อยกว่า

### 2.3.1.1.1 การสร้างขบวนโดยตรงของ รหัส PRN (Direct Sequence PRN Code Generation)

รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกโคแอดมอดูเลชันของการสร้างขบวนโดยตรงของ รหัส PRN ที่ใช้ใน จีทีเอส เพื่อนำไปใช้กับเทคนิค CDMA รหัส PRN แต่ละแบบที่ได้จะมาจากโค้ดเจนเนอเรเตอร์ 2 ตัวในแต่ละแบบ โดยโค้ดเจนเนอเรเตอร์ตัวที่สองของแต่ละแบบจะมีเอาท์พุทที่ delay เมื่อเทียบกับตัวแรก จากนั้นมันจะรวมกันโดยวงจร exclusive - or จำนวนของ delay จะแปรผันได้ เกี่ยวกับ PRN number ของดาวเทียม ในกรณีของ P - code delay จะมีค่าเหมือน PRN number ส่วน C/A - code delay จะมีค่าเป็นเอกลักษณ์ขึ้นอยู่กับดาวเทียมแต่ละดวง delay เหล่านี้จะถูกสรุปไว้ในตาราง 2.2

จีทีเอส C/A code คือ Gold Code ที่มีความยาวของขบวนเป็น 1,023 บิต (chip) มีความยาวเป็น 1 ms (เนื่องจาก chipping rate ของ C/A - code คือ 1.023 MHz) รูปที่ 2.12 จะแสดงสถาปัตยกรรมการออกแบบเจนเนอเรเตอร์ที่สร้างรหัส C/A มันจะมี 10 - bit ชิฟท์รีจิสเตอร์ G1 และ G2 ซึ่งสร้าง pseudonoise (PN) โค้ดได้สูงสุดมีความยาว  $2^{10} - 1 = 1,023$  บิต (สถานะหนึ่งที่ชิฟท์รีจิสเตอร์จะไม่เป็น คือเป็นศูนย์ทั้งหมด) เราจะอธิบายวิธีการออกแบบ ลิเนียร์โค้ดเจนเนอเรเตอร์ โดยใช้วิธีของทพุนามซึ่งมี รูปแบบเป็น  $1 + x^i$  เมื่อ  $x^i$  คือข้อมูลในช่องที่ i ของชิฟท์รีจิสเตอร์ซึ่งจะถูกนำไปเข้าเป็นอินพุทของ modulo - 2 adder (exclusive - or) และ 1 หมายถึงเอาท์พุทของ adder จะถูกป้อนในช่องแรก ใน C/A - code เจนเนอเรเตอร์



รูป 2.11 จีพีเอสโค้ดเจเนอเรเตอร์

จะต้องการให้ feedback tap ของ G1 รหัสพีซีเอสถูกค้กับสแดง 3 และ 10 รหัสเอสดีเอสแดงนี้จะถูกรวมกับแต่ละสแดงอื่น ๆ ด้วยวงจร exclusive - or และป้อนกลับมาที่สแดง 1 พหุนามที่อธิบายสถาปัตยกรรมของรหัสพีซีเอสคือ  $G1 = 1 + x^3 + x^{10}$  พหุนามและสถานะเริ่มต้นสำหรับทั้ง C/A - code และ P - code เจเนอเรเตอร์ รหัสพีซีเอสถูกรูปเอาไว้ในตาราง 2.3 C/A - code ซึ่งเป็นเอกลักษณ์ของแต่ละดาวเทียมแต่ละดวง จะเป็นผลมาจากการ exclusive - or กันระหว่างขบวนเอาท์พุทซึ่ง delay ของ G2 และขบวนเอาท์พุทโดยตรงของ G1 ผลของ delay ใน G2 PN code จะเกิดขึ้นโดยการ exclusive - or ตำแหน่งที่ถูกเลือกของ tap 2 อัน ซึ่งเอาท์พุทของมันจะเรียกว่า G21 ทั้งนี้เนื่องจากว่าขบวนรหัส PN มีคุณสมบัติที่ว่าเมื่อรวมกับสัญญาณของตัวเองที่รีเฟรชไป จะเกิดเฟสขึ้นมาโดยที่สัญญาณจะไม่เปลี่ยนแปลง หน้าที่ของ tap 2 อันบน G2 รหัสพีซีเอส ในรูป 2.12 คือใช้รหัสเฟสของโค้ดใน G2 เมื่อเทียบกับ เฟสของโค้ดใน G1 โดยไม่ต้องการรหัสพีซีเอสเพิ่มเติมในการทำ delay นี้ แต่ละค่าของ C/A - code PRN number จะเกี่ยวเนื่องกับตำแหน่งของ tap 2 อันบน G2

ตาราง 2.2 จะอธิบายการรวมกันของ tap ในแต่ละค่าของ PRN number และแสดงค่า delay ของ C/A - code (chip) PRN number 32 ค่าแรกจะใช้สำหรับส่วนของความถี่ (space segment) PRN 33 ถึง PRN 37 ถูกใช้สำหรับค้กันอื่น เช่น ground transmitters (GTs) GTs จะถูกใช้ระหว่างเฟส I (concept

demonstration phase) ของ จีพีเอส เพื่อยืนยันการทำงานและความถูกต้องของระบบก่อนที่จะปล่อยดาวเทียม และในการรวมกันกับดาวเทียมดวงล่าสุด GT C/A - code 34 และ 37 จะเหมือนกัน

ตาราง 2.2 ค่าเริ่มต้นของขบวนการรหัส และ ค่าได้คเฟสประจำตัวดาวเทียม สำหรับรหัส C/A และ รหัส P

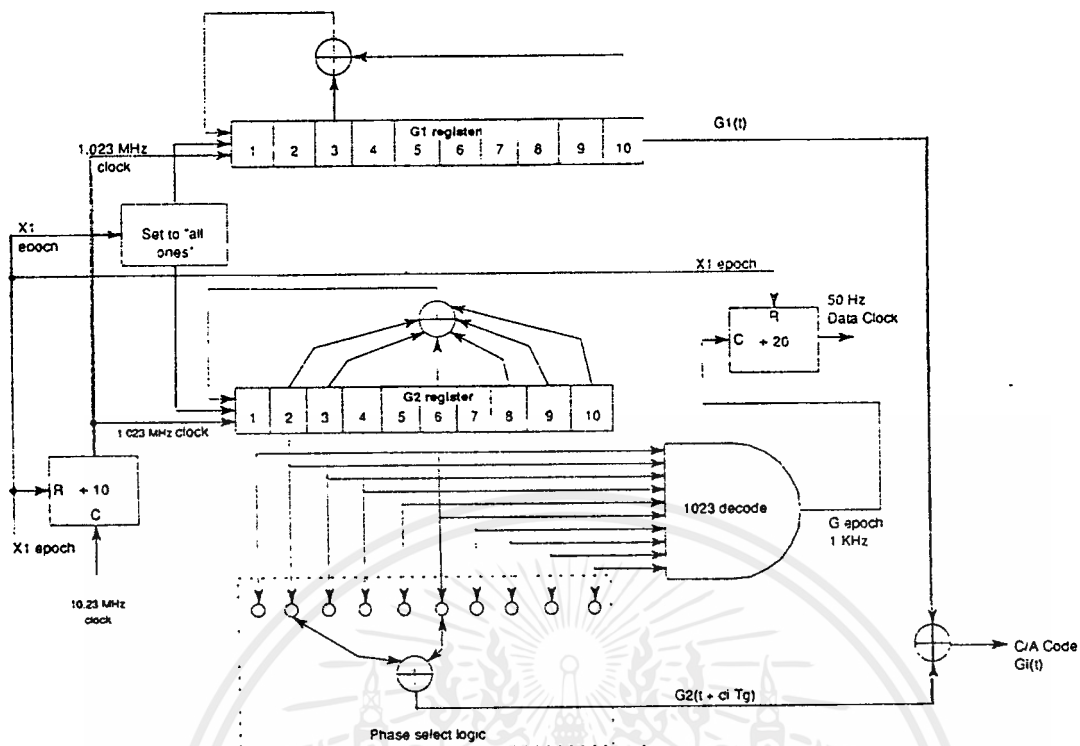
SV PRN Number	C/A-Code Tap Selection	C/A-Code Delay (Chips)	P-Code Delay (Chips)	First 10 C/A-Chips (Octal)*	First 12 P-Chips (Octal)
1	2 ⊕ 6	5	1	1440	4444
2	3 ⊕ 7	6	2	1620	4000
3	4 ⊕ 8	7	3	1710	4222
4	5 ⊕ 9	8	4	1744	4333
5	1 ⊕ 9	17	5	1133	4377
6	2 ⊕ 10	18	6	1455	4355
7	1 ⊕ 8	139	7	1131	4344
8	2 ⊕ 9	140	8	1454	4340
9	3 ⊕ 10	141	9	1626	4342
10	2 ⊕ 3	251	10	1504	4343
11	3 ⊕ 4	252	11	1642	"
12	5 ⊕ 6	254	12	1750	"
13	6 ⊕ 7	255	13	1764	"
14	7 ⊕ 8	256	14	1772	"
15	8 ⊕ 9	257	15	1775	"
16	9 ⊕ 10	258	16	1776	"
17	1 ⊕ 4	469	17	1156	"
18	2 ⊕ 5	470	18	1467	"
19	3 ⊕ 6	471	19	1633	"
20	4 ⊕ 7	472	20	1715	"
21	5 ⊕ 8	473	21	1746	"
22	6 ⊕ 9	474	22	1763	"
23	1 ⊕ 3	509	23	1063	"
24	4 ⊕ 6	512	24	1706	"
25	5 ⊕ 7	513	25	1743	"
26	6 ⊕ 8	514	26	1761	"
27	7 ⊕ 9	515	27	1770	"
28	8 ⊕ 10	516	28	1774	"
29	1 ⊕ 6	859	29	1127	"
30	2 ⊕ 7	860	30	1453	"
31	3 ⊕ 8	861	31	1625	"
32	4 ⊕ 9	862	32	1712	"
33†	5 ⊕ 10	863	33‡	1745	"
34†	4 ⊕ 10	950‡	34	1713‡	"
35†	1 ⊕ 7	947	35	1134	"
36†	2 ⊕ 8	948	36	1456	"
37†	4 ⊕ 10	950‡	37	1713‡	4343

\*In the octal notation for the first 10 chips of the C/A-code as shown in this column, the first digit (1) represents a "1" for the first chip and the last three digits are the conventional octal representation of the remaining 9 chips. For example, the first 10 chips of the SV PRN number 1 C/A-code are 1100100000.

†PRN codes 33 through 37 are reserved for other uses (e.g., ground transmitters).

‡C/A-codes 34 and 37 are identical.

ตาราง 2.2 ยังแสดง 10 Chip แรก ของรหัส C/A และ 12 Chip แรกของรหัส P ในแบบเลขฐานแปด โดยเริ่มต้นที่จุดเริ่มของสัปดาห์ ตัวอย่างเช่น ขบวนการค่าไบนารีสำหรับ 10 Chip แรกของรหัส C/A ที่มี PRN หมายเลข 5 คือ 1001011011 และสำหรับ 12 Chip แรกของ รหัส P ที่มี PRN หมายเลข 5 คือ 100011111111



รูป 2.12 C/A โค้ดเจเนอเรเตอร์

ตาราง 2.3 สถานะเริ่มต้นและพหุนามของจีทีเอส โค้ดเจเนอเรเตอร์

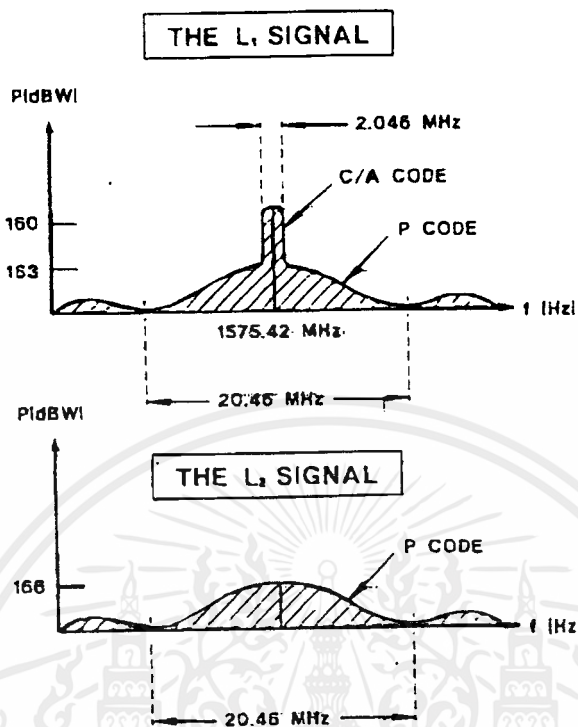
Register	Polynomial	Initial State
C/A-code G1	$1 + X^1 + X^{10}$	1111111111
C/A-code G2	$1 + X^1 + X^3 + X^6 + X^8 + X^9 + X^{10}$	1111111111
P-code X1A	$1 + X^6 + X^8 + X^{11} + X^{12}$	001001001000
P-code X1B	$1 + X^1 + X^2 + X^5 + X^8 + X^9 + X^{10} + X^{11} + X^{12}$	010101010100
P-code X2A	$1 + X^1 + X^3 + X^4 + X^7 + X^8 + X^9 + X^{10} + X^{11} + X^{12}$	100100100101
P-code X2B	$1 + X^2 + X^3 + X^4 + X^5 + X^6 + X^{12}$	010101010100

2.3.1.2 ระดับพลังงาน

ในตาราง 2.4 จะสรุปค่าระดับพลังงานต่ำสุดที่ได้รับ ของ สัญญาณจีทีเอส 3 แบบ โดยใช้สายอากาศแบบต่างๆ และใน ตาราง 2.5 จะแสดงค่าต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณ L1 และ L2

การมอดูเลตแบบ BPSK จะกระจายสัญญาณ RF โดย code bandwidth ผลที่ได้คือการกระจายที่สมมาตรกันของสัญญาณ รอบ คลื่นพาหะ L1 และ L2 รหัส C/A จะกระจายกำลังของสัญญาณ L1 บน ความกว้างความถี่ (Bandwidth) 2.046 MHz มีศูนย์กลางที่ 1575.42 MHz , รหัส P(Y) จะกระจาย

กำลังของสัญญาณทั้ง L1 และ L2 บน ความกว้างความถี่ 20.46 MHz มีศูนย์กลางที่ 1575.42 MHz บน L1 และ 1227.6 MHz บน L2



รูป 2.13 แสดง สเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณ L1 และ L2 เมื่อมันปรากฏที่เสาอากาศของเครื่องรับ ที่มี gain 0 dB บนพื้นผิวโลก องค์ประกอบ รหัส C/A ของสัญญาณ L1 มีกำลัง -160 dBW สัญญาณ L1 รหัส P(Y) มีกำลัง -163 dBW และสัญญาณ L2 รหัส P(Y) มีกำลัง -166 dBW

ตาราง 2.4 สรุปค่าระดับพลังงานต่ำสุดที่ได้รับ ของ สัญญาณจีทีเอส 3 แบบ โดยใช้เสาอากาศแบบต่างๆ

Parameter	L1 C/A-Code	L1 P(Y)-Code	L2 P(Y)-Code or C/A-Code
User minimum received power at 3-dB gain linearly polarized antenna (dBw)	-160.0	-163.0	-166.0
Adjustment for unity gain antenna (dB)	-3.0	-3.0	-3.0
Adjustment for typical RHCP antenna vs. linearly polarized antenna (dB)	3.4	3.4	3.8
User minimum received power at unity gain RHCP antenna (dBw)	-159.6	-162.6	-165.2

ตาราง 2.5 ค่าต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณ L1 และ L2

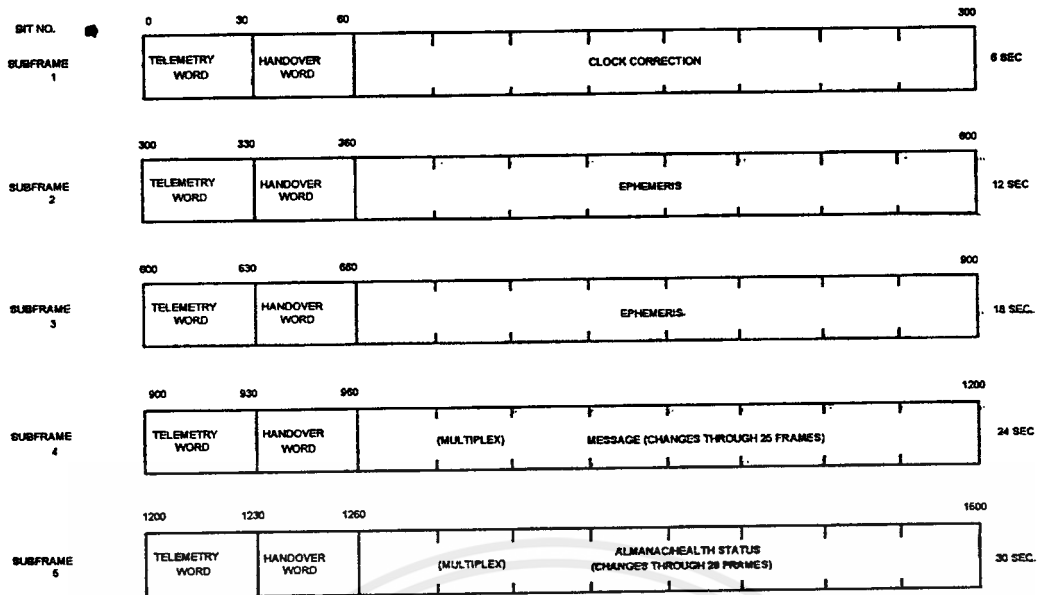
Parameter	L1 P-Code	L1 C/A-Code	L2
User minimum received power	-163.0 dBw	-160.0 dBw	-166.0 dBw
Users linear antenna gain	3.0 dB	3.0 dB	3.0 dB
Free-space propagation loss	184.4 dB	184.4 dB	182.3 dB
Total atmospheric loss	2.0 dB	2.0 dB	2.0 dB
Polarization mismatch loss	3.4 dB	3.4 dB	4.4 dB
Required satellite EIRP	+23.8 dBw	+26.8 dBw	+19.7 dBw
Satellite antenna gain @ 14.3° worst case BLK II off-axis angle	13.5 dB	13.4 dB	11.5 dB
Required minimum satellite antenna input power	+10.3 dBw 10.72W	+13.4 dBw 21.88W	+8.2 dBw 6.61W

### 2.3.1.3 ข่าวสารการนำร่อง (Navigation Message)

ข่าวสารการนำร่อง ที่มีความถี่ 50 Hz จะขึ้นอยู่กับทั้ง รหัส P(Y) และ รหัส C/A มันจะมีข้อมูลทั้งที่เป็นเอกลักษณ์ของดาวเทียมที่ส่งสัญญาณ และ ข้อมูลทั่วไปของดาวเทียมทุกดวง ข้อมูลที่บรรจุอยู่ในข้อมูลข่าวสารการนำร่อง มีดังนี้

- เวลาของการส่งของข้อมูล (time of transmission of the message)
- แชนโอเวอร์ เวิร์ด (HandOver Word (HOW) for the transition from C/A-code to P(Y)-code tracking)
- ข้อมูลการแก้ไขสัญญาณนาฬิกา (Clock Correction)
- ข้อมูล อิพีเมอริส
- ข้อมูลสุขภาพของดาวเทียมส่งสัญญาณ (Health data for the transmitting satellite)
- ข้อมูล อัลมาแนค (Almanac and health data for all satellite)
- ค่าโคเอฟฟิเชียนต์ สำหรับแบบจำลองชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ (Coefficients for the ionospheric delay model)
- ค่าโคเอฟฟิเชียนต์ เพื่อ การคำนวณเวลา ยูทีซี (Coefficients to calculate UTC)

ข้อมูลข่าวสารการนำร่องจะประกอบด้วย 25 เฟรมของข้อมูล แต่ละเฟรมมี 1500 บิต แต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็น 5 เฟรมย่อย (subframe) ซึ่งมี 300 บิต คือ 1 เฟรมย่อย มีอัตราส่ง 50 Hz จะใช้เวลา 6 วินาทีในการรับ มีรูปแบบของข้อมูลเหมือนกันทั้ง 25 เฟรม และ 12.5 นาที เพื่อที่จะรับทั้ง 25 เฟรม เฟรมย่อยที่ 1,2,3 มีรูปแบบของข้อมูลเหมือนกันทั้ง 25 เฟรม



\*12.5 MINUTES BEFORE THE ENTIRE MESSAGE REPEATS

### รูป 2.14 ข่าวสารการนำร่อง

เฟรมย่อยที่ 1 บรรจุ ข้อมูลการแก้ไขสัญญาณนาฬิกาสำหรับดาวเทียมที่ส่ง และมีพารามิเตอร์ที่อธิบายถึงความแม่นยำและ สภาพของสัญญาณ

เฟรมย่อยที่ 2,3 บรรจุ อีพีมอริสพารามิเตอร์ (ephemeris parameter) เพื่อที่จะใช้คำนวณหาตำแหน่งของดาวเทียม สำหรับใช้ใน สมการการบอกตำแหน่ง

เฟรมย่อยที่ 4 และ 5 มีข้อมูลซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตลอด 25 เฟรม เป็นข้อมูลซึ่งเป็นข้อมูลสามัญของดาวเทียมทั้งหมด และ เครื่องรับไม่จำเป็นต้องได้รับอย่างรวดเร็ว ข้อมูลในนี้ก็คือ

- ข้อมูลอัลมาแนค (almanac data and low - precision clock correction)
- ข้อมูลสุขภาพแบบง่าย และสถานะโครงสร้าง (simplified health and configuration status for every satellite)
- ข่าวสารที่เป็นตัวอักษร (user text message)
- ค่าโคเอฟฟิเชียนต์สำหรับแบบจำลองบรรยากาศและ การคำนวณ เวลายูทีซี (coefficient for the ionospheric model and UTC calculation)

## 2.4 การทำงานของเครื่องรับจีพีเอส (GPS Receiver Operation)

### 2.4.1 การเลือกดาวเทียม (Satellite Selection)

กระบวนการแทรค (tracking) จะเริ่มขึ้นโดย เครื่องรับจะหาว่าดาวเทียมดวงไหนที่เป็นไปได้ ในการแทรค ถ้าเครื่องรับสามารถตัดสินใจมองเห็นดาวเทียมได้ทันที มันจะเลือกดาวเทียมเป้าหมายเพื่อจะทำการแทรค และเริ่มกระบวนการรับสัญญาณ การมองเห็นดาวเทียม (Satellite Visibility) จะตัดสินใจ

ข้อมูลอัลมาแนค (GPS Satellite almanac) และ คำการประมาณ ( หรือ user input ) เริ่มต้นของเวลาและ ตำแหน่งของเครื่องรับ ซึ่งถ้าเครื่องรับไม่มีค่าเหล่านี้เก็บไว้ มันจะเริ่มทำการสำรวจท้องฟ้า (search the sky) ซึ่งจะค้นหา ซูโดแรนคอม นอซส์ ซึ่งก็คือ รหัส C/A จนล็อก (lock) ได้จากดาวเทียมดวงหนึ่งที่อยู่ใน ทัศนวิสัย ( in view ) เมื่อดาวเทียมถูกแทรก เรียบร้อยแล้ว เครื่องรับจะสามารถดาวน์โหลด ข้อมูลการนำร่อง และได้รับค่าปัจจุบัน ของ ข้อมูลอัลมาแนค เช่นเดียวกับ สถานะสุขภาพ ของดาวเทียมที่เหลือทั้งหมดในกลุ่ม การเลือกดาวเทียมนั้น ขึ้นอยู่กับ สถาปัตยกรรมของเครื่องรับ มันอาจจะเลือกกลุ่มที่ดีที่สุดในการดาวเทียมที่มองเห็น หรือ ใช้ดาวเทียมที่มีสุขภาพดีทั้งหมดเพื่อใช้พิจารณาตำแหน่ง ความเร็ว และ เวลา ผลจากการคำนวณมักจะมี ความถูกต้องมากกว่า การใช้ดาวเทียม 4 ดวง ถึงแม้ว่ามันจะต้องการความซับซ้อนของการประมวลผลและเครื่องรับมากกว่า

เครื่องรับส่วนใหญ่จะแทรก ดาวเทียมมากกว่า 4 ดวง แต่น้อยกว่าที่เห็นในทัศนวิสัยทั้งหมด (all - in - view ) ซึ่งเนื่องจากการประนีประนอมระหว่างความซับซ้อน , ความถูกต้อง และความแข็งแรง (Robustness) เครื่องรับที่ใช้วิธีเลือกกลุ่มที่ดีที่สุดก็ทำเช่นเดียวกัน โดยขึ้นอยู่กับเรขาคณิต , การประมาณ ความถูกต้อง

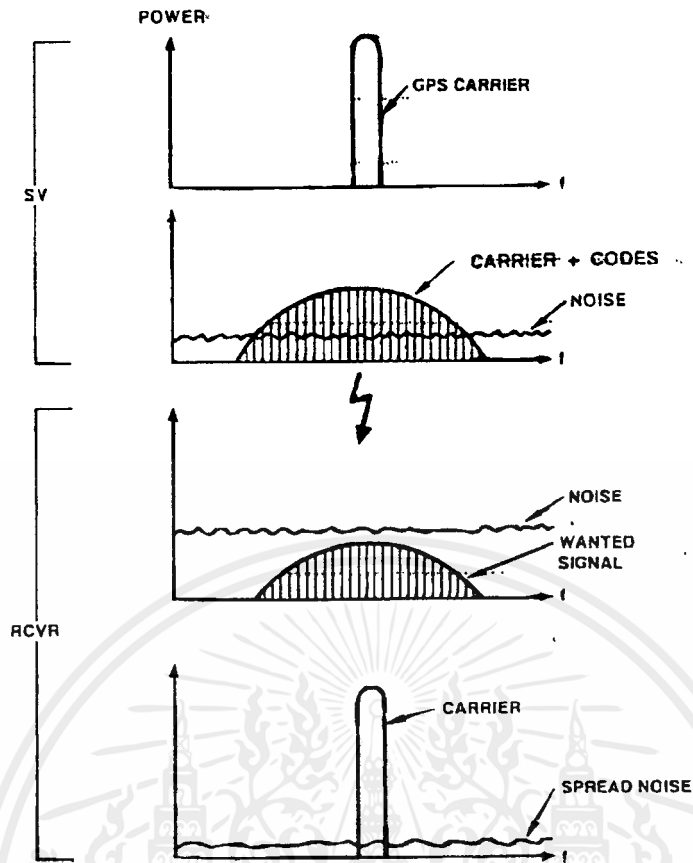
#### 2.4.2 การรับสัญญาณดาวเทียม (Satellite Signal Acquisition)

กำลังของสัญญาณดาวเทียมที่พื้นผิวโลกจะมีค่าต่ำกว่าระดับของเสียงรบกวน เนื่องจากการ มอดูเลตสัญญาณ โดยวิธี สเปกตรัมสเปรด , ความสูงของวงโคจร และกำลังส่งของดาวเทียม

เพื่อจะนำสัญญาณกลับมา เครื่องรับจะใช้เทคนิค โค้ดคอร์เรเลชัน ( code correlation ) โดยจะสร้างสัญญาณเลียนแบบสัญญาณที่จะรับเข้ามา และ นำมาจัดให้ตรงกับสัญญาณที่ได้รับ โดยเครื่องรับจะเลื่อนสัญญาณเลียนแบบ ให้ ตรง ( match ) กับสัญญาณจากดาวเทียม เมื่อ โค้ดเกิดการตรงกัน (code match) กัน สัญญาณก็จะถูก คอมเพรส (compressed) กลับเป็น ความถี่พาหะ ดันกำเนิด ดังแสดงในรูป 2.15

ค่าความล่าช้า (delay) ในรหัสของเครื่องรับ คือ เวลาที่ใช้ในการเดินทางของสัญญาณระหว่างดาวเทียมกับเครื่องรับ ทำให้ได้ระยะทางออกมา (ระยะทางจากค่าความล่าช้านี้ เรียกว่า ซูโดเรนจ์ (psudorange) เพราะว่ามันยังไม่ใช่ระยะทางที่แท้จริง เนื่องจากยังไม่ได้ลบค่าไปอัสของสัญญาณนาฬิกา (clock bias)ของเครื่องรับออกไป)

เครื่องรับโดยปกติจะใช้เทคนิค เฟสล็อกลูป (phase - locked - loop) เพื่อซิงค์ไครโนส สัญญาณที่เครื่องรับสร้างขึ้นภายใน กับสัญญาณที่ได้รับจากดาวเทียม โค้ดแทรคกิงลูป ( Code tracking loop ) จะใช้แทรก สัญญาณ รหัส C/A และ รหัส P ขณะที่ แครเรียแทรคกิงลูป (Carrier tracking loop) ใช้เพื่อ แทรคความถี่พาหะ แทรคกิงลูป (tracking loop) ทั้งสองจะช่วยกันและกัน เพื่อที่จะได้รับและ แทรคสัญญาณดาวเทียม แสดงดังรูป 2.16

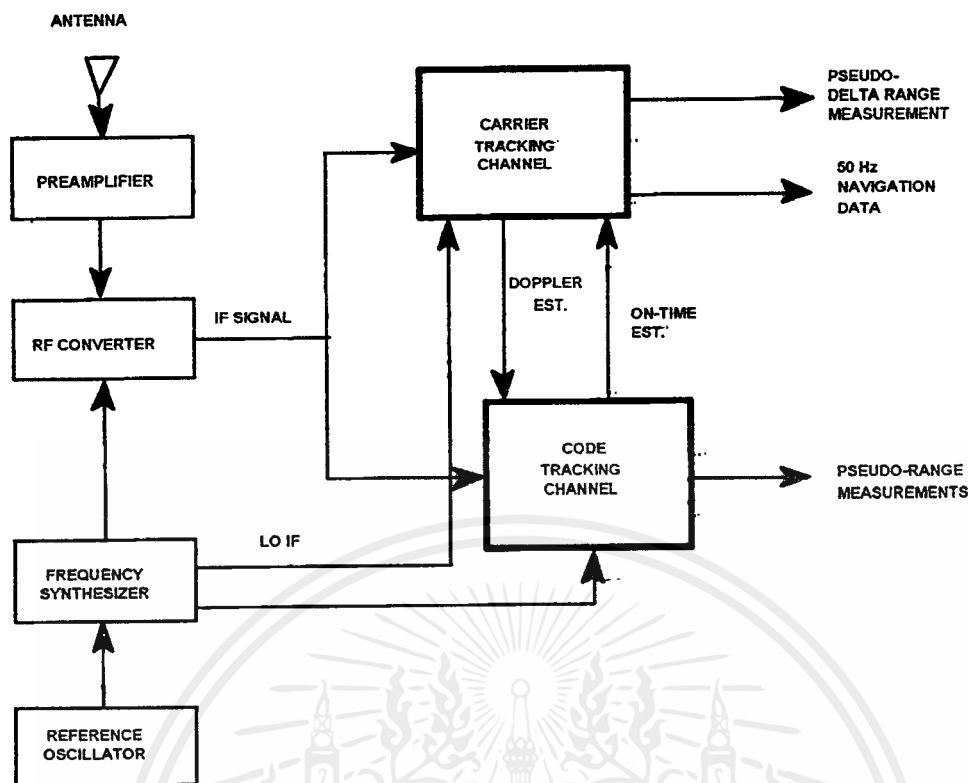


รูป 2.15 การสร้างสเปกตรัมและ การสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่

สัญญาณ RF ที่ได้รับจะถูกควมคอนเวิร์ต ผ่านความถี่ IF 2 ค่า ลงจนเป็นความถี่ที่ใกล้เคียงกับ เบส-แบนด์ ซึ่งจะสามารถถูกแซมปลิง โดย A/D คอนเวอร์เตอร์

อินเฟสแซมเปิล และ ควอดราเจอร์แซมเปิล (Inphase and quadrature digital samples) จะถูกใช้ เพื่อรักษาข้อมูลของเฟส ในสัญญาณที่ได้รับ แซมเปิลมักจะมี 2 บิต เพื่อลดค่าสูญเสีย (loss) ของ การคอน-เวิร์ต อัตราการแซมปลิง ต้องมีค่ามากกว่า อัตราการชิบของรหัส สำหรับ รหัส NRZ คือ มีค่ามากกว่า 10.23 MHz สำหรับ รหัส P(Y) เพื่อให้แน่ใจว่า เฟสของสัญญาณที่ได้รับ จะยังรักษาไว้ได้ local Oscillator ทั้งหมดจะมาจากกลุ่มของตัวสังเคราะห์สัญญาณที่ได้มาจาก master Oscillator ของเครื่องรับ

ใน A/D Conversion ที่ตามมา มี final phase rotation circuit ซึ่งทำให้สามารถ แทรค doppler ในควมเทียมได้อย่างแม่นยำ



รูป 2.16 ระบบการแทรกคิงของเครื่องรับจีพีเอสทั่วไป

2.4.3 ไลค์คแทรกคิง (Code Tracking)

ไลค์คแทรกคิง (Code Tracking Loop) จะใช้เพื่อกำหนดการวัดขุโคเรนจ์ระหว่างดาวเทียมจีพีเอสกับเครื่องรับ โดยมันจะสร้างสัญญาณเลียนแบบ รหัส C/A ของดาวเทียมเป้าหมาย ค่าประมาณคอปเปลอร์ (doppler) จะถูกนำออกไปโดย วงจรเฟสโรเตชัน (phase rotation circuit) ก่อนถึง คอร์เรเลเตอร์ (correlater)

เพื่อที่จะจัดสัญญาณที่ได้รับ ให้ตรงกับสัญญาณเลียนแบบที่สร้างขึ้น สัญญาณเลียนแบบจะถูกนำมาเทียบกับสัญญาณที่ได้รับมา อย่างเป็นระบบ ตามปกติ ผลลัพธ์ของคอร์เรเลเตอร์ จะถูกรวม over 1 to 10 ms ถ้าไม่สามารถจับการคอร์เรเลต (correlation) ได้ เฟสของรหัส ที่สร้างขึ้นก็จะถูกล่วงหน้าไป 1 chip ถ้าไม่สามารถจับการคอร์เรเลตได้ หลังจากรหัสทั้งหมดถูกค้นหาแล้ว คอปเปลอร์ จะถูกปรับ และการประมวลผลจะกระทำซ้ำต่อไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งทำการคอร์เรเลตสำเร็จ การซิงโครไนซ์เซ็่นรหัส จะถูกเริ่มรักษาไว้ โดยจะ คอร์เรเลตสัญญาณที่ได้รับกับรหัสที่เกิดขึ้นเร็วกว่าปกติ (with half chip early and codes) ระบบป้อนกลับง่าย ๆ นี้ จะรักษา รหัสให้ตรงไว้ที่ตำแหน่งที่ถูกต้อง

ในการที่จะนำคลื่นพาหะ ซึ่งยังคงมอดูเลต อยู่กับ ข้อมูลการนำร่องกลับมา prompt code จะถูกหักออกไปจากสัญญาณที่เข้ามา ความล่าช้าที่เครื่องรับต้องเพิ่มให้กับสัญญาณเขียนแบบเพื่อให้การซิงโครไนซ์ต่ำเร็ว (correlation) คู่กับความเร็วของแสง คือ การวัดซูดอร์เรนจ์ (pseudorange measurement)

เมื่อ คลื่นพาหะ ถูกสร้างขึ้นใหม่อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ศูนย์กลางของ code เขียนแบบ จะถูกปรับโดยใช้การวัดทาง Doppler จาก แคลริเทรคกิงรูปเพื่อให้ได้ความถี่ที่แม่นยำ lock กับ สัญญาณที่รับเข้ามา ซึ่งจะทำให้ได้ pseudorange measurement ที่แม่นยำมากกว่า

Bandwidth ของ code tracking loop โดยปกติมีค่า 0.1 Hz ซึ่งแสดงว่า การวัดอย่างอิสระ (Independent measurement) จะสามารถทำได้ในช่วงเวลาประมาณ 10 s

#### 2.4.4 การแทรคคลื่นพาหะ และ การตีเทคข้อมูล (Carrier Tracking and Data Detection)

เครื่องรับแทรคคลื่นพาหะของดาวเทียม โดย ปรับตัวสังเคราะห์ความถี่ให้สร้างเฟสที่คงที่ ที่ผลลัพธ์ของ code tracking loop inphase และ quadrature component จะถูกใช้เพื่อคำนวณเฟสของ คลื่นพาหะ และ doppler บิทข้อมูล จะถูกจับเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ของเฟสของสัญญาณที่จับได้ Bandwidth ของ carrier tracking loop โดยปกติเท่ากับ 6 Hz สำหรับเครื่องรับทางทหารในการขนส่งทางอากาศ , independent measurement available every 150 ms

Doppler ถูกวัดเพื่อที่จะหาค่าประมาณของความเร็วสัมพัทธ์ระหว่างเครื่องรับและดาวเทียม เครื่องรับ ใช้การวัดทาง Doppler จากดาวเทียม 4 ดวง (หรือมากกว่า) เพื่อหาความเร็วของเครื่องรับ (ใน 3 มิติ) บวกกับ receiver's master oscillator frequency bias Deltarange Measurement ของ Carrier tracking loop จะใช้ช่วย code tracking loop เพื่อให้แน่ใจว่า การ แทรค code จะสามารถรักษาไว้ได้ ระหว่าง dynamic maneuvers ซึ่งระบบการ แทรค code แบบง่าย จะไม่สามารถที่จะ lock ไว้ได้

#### 2.4.5 การตีมอดูเลตข้อมูล (Data Demodulation)

เมื่อ Carrier Tracking loop ถูก lock ข้อมูลการนำร่อง 50 Hz จะสามารถถูกอ่านออกมาได้ แต่ละ subframe ของข้อมูลการนำร่อง จะเริ่มด้วย Preamble ซึ่งอยู่ใน Telemetry Word ที่จะทำให้เครื่องรับสามารถ detect ส่วนเริ่มต้นของแต่ละ subframe ซึ่งแต่ละ subframe จะถูกชี้ด้วย บิทที่อยู่ใน Handover Word (HOW) ที่จะทำให้เครื่องรับ decode ข้อมูลใน subframe ได้

#### 2.4.6 P(Y) - code Signal Acquisition

รหัส C/A ซึ่งยาว 1 ms จะทำให้ search window สำหรับ code correlation แคบ ถึงแม้ว่าเครื่องรับต้อง "search the sky" เพื่อจะหาความถี่ดวงแรก อย่างไรก็ตาม รหัส P(Y) ซึ่งจะมีความยาวมาก (the week long P(Y) - code sequence at 10.23 MHz) ไม่สามารถใช้เทคนิคเดียวกันได้

เครื่องรับต้องรู้เวลาที่แม่นยำ เพื่อจะเริ่มการทำงานของ code generator ภายในไมโครชิพ chips ของ Correlation point ของสัญญาณที่รับเข้ามา HOW. ซึ่งอยู่ในข้อมูลการนำร่องจะบอกเวลาของดาวเทียม และ P(Y) - code phase information เครื่องรับ รหัส P(Y) อาจพยายามจะรับ รหัส P(Y) โดยตรง โดยไม่มีการรับ รหัส C/A ในคอนแรก ถ้ามันมีข้อมูลที่ขอมรับได้ของตำแหน่ง, เวลา และ Satellite ephemeris จากข้อมูลการนำร่องใหม่ การช่วยเหลือจากภายนอก หรือ เทคนิคการรับสัญญาณที่เพิ่มขึ้น มักจะต้องการเพื่อใช้ในการ รหัส P(Y) โดยตรง

#### 2.4.7 การคำนวณหา PVT (PVT Calculation)

เมื่อเครื่องรับเก็บข้อมูล pseudorange measurement, deltarange measurement และข้อมูลการนำร่อง จากดาวเทียม 4 ดวง (หรือ มากกว่า) ได้แล้ว มันจะคำนวณ หา PVT ข้อมูลการนำร่องแต่ละอันจะบรรจุ precise orbital (ephemeris) parameter ของดาวเทียมที่ส่ง ซึ่งจะทำให้เครื่องรับ สามารถคำนวณตำแหน่งของดาวเทียมแต่ละดวง ณ เวลาที่สัญญาณถูกส่งออกมาได้ ephemeris data จะใช้ได้ประมาณ 4 ชั่วโมง จะมี data ใหม่ถูกส่งมาจากดาวเทียมตามมา ซึ่งจะส่งทุก ๆ 2 ชั่วโมง เครื่องรับจะแก้สมการของ pseudorange 4 ค่าพร้อมกัน ซึ่งจะมีตำแหน่ง (3D) และ clock offset เป็นตัวไม่ทราบค่า 4 ค่า แต่สมการมาจากหลักที่ว่า ระยะจริง (true range) [ผลต่างระหว่าง pseudorange และ clock offset ของเครื่องรับ] จะเท่ากับระยะทางระหว่างดาวเทียมที่รู้ตำแหน่ง กับ ตำแหน่งที่ยังไม่ทราบของเครื่องรับ ซึ่งแสดงดังสมการด้านล่าง

$$R - C_B = c\Delta t - C_B = \sqrt{(X - U_X)^2 + (Y - U_Y)^2 + (Z - U_Z)^2}$$

นี่คือ สมการแบบง่ายซึ่งใช้ได้จริงในเครื่องรับ จีพีเอส เครื่องรับจะได้รับการแก้ไขความถูกต้องจากข้อมูลการนำร่อง ซึ่งจะนำไปใช้กับ pseudorange คือ การแก้ไขความถูกต้องของ Satellite clock offset, relativistic effect, ionospheric signal propagation delay

เครื่องรับแบบ Dual Frequency สามารถวัด Delay ระหว่าง L1 และ L2 P(Y) - code เพื่อคำนวณ ionospheric correction เครื่องรับแบบ Single Frequency ทั้ง (รหัส C/A และ รหัส P(Y)) จะใช้ parameter ที่ถูกส่งมาในข้อมูลการนำร่องเพื่อใช้ใน ionospheric model ความเร็ว (3-D) ของเครื่องรับ และ Frequency offset จะถูกคำนวณโดยใช้สมการที่คล้ายๆกัน, โดยใช้ deltarange แทน pseudorange

## 2.5 หลักการวัดระยะทางโดยใช้การวัดเวลาที่ได้รับสัญญาณ (time-of-arrival (TOA))

GPS อาศัยหลักการของ TOA ในการระบุตำแหน่งของผู้ใช้ โดยหลักการนี้จะทำการวัดระยะเวลาในการเดินทางของสัญญาณจากเครื่องส่ง (เช่น foghorn, radiobeacon, satellite) ซึ่งเมื่อนำไปคูณกับความเร็วของสัญญาณก็จะทราบระยะห่างระหว่างเครื่องรับกับเครื่องส่ง โดยการใช้เครื่องส่งหลาย ๆ ตัวก็จะสามารถระบุตำแหน่งของเครื่องรับได้

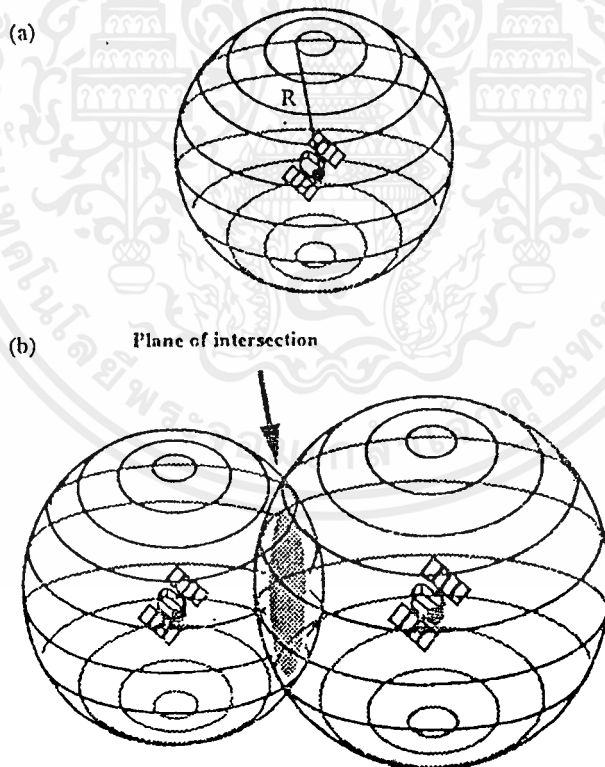
### 2.5.1 หลักการระบุตำแหน่งโดยสัญญาณดาวเทียม

เมื่อทำการวัดระยะห่างจากดาวเทียมหลาย ๆ ดวง ก็จะสามารถระบุตำแหน่ง 3 มิติของเครื่องรับได้ โดยความเร็วของสัญญาณจากดาวเทียมเท่ากับความเร็วแสงคือประมาณ  $3 \times 10^8$  m/s โดยสมมติว่าข้อมูลต่าง ๆ ของดาวเทียมถูกต้องแม่นยำ

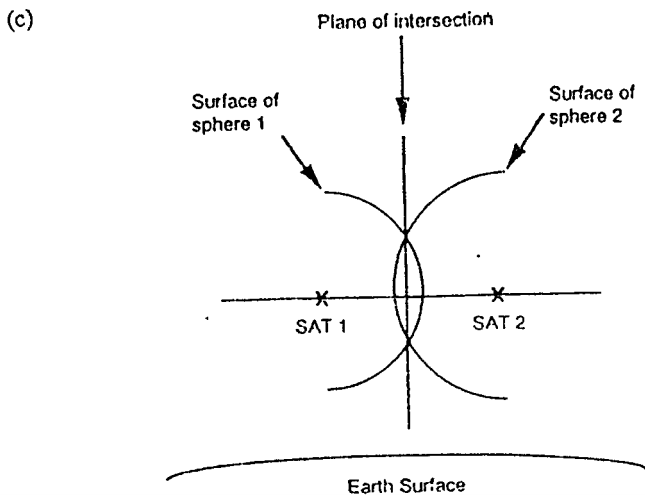
#### 2.5.1.1 การระบุตำแหน่ง 3 มิติ โดยการตัดกันของทรงกลมหลายทรงกลม

สมมติว่ามีดาวเทียมดวงหนึ่งส่งสัญญาณออกมา สัญญาณนาฬิกาบนดาวเทียมจะกำหนดเวลาที่ส่งสัญญาณ โดย สัญญาณนาฬิกาที่ซึ่งโครโนสกับระบบด้วย ว่าข้อมูลของเวลาจะถูกรวมเข้ากับสัญญาณจากดาวเทียมเพื่อแจ้งแก่เครื่องรับ เมื่อทราบเวลาที่รับสัญญาณ ได้ก็จะคำนวณระยะห่างจากดาวเทียมได้ ( R ) เมื่อทราบค่า R ก็แสดงว่า ผู้ใช้ จะอยู่ที่ใดที่หนึ่งบนผิวทรงกลมที่มีดาวเทียมเป็นจุดศูนย์กลาง ดังแสดงในรูป

2.17(a)



รูป 2.17 (a) ผู้ใช้อยู่บนผิวทรงกลมที่ใดที่หนึ่ง (b) ผู้ใช้อยู่บนเส้นรอบวงของพื้นที่ที่แรเงา

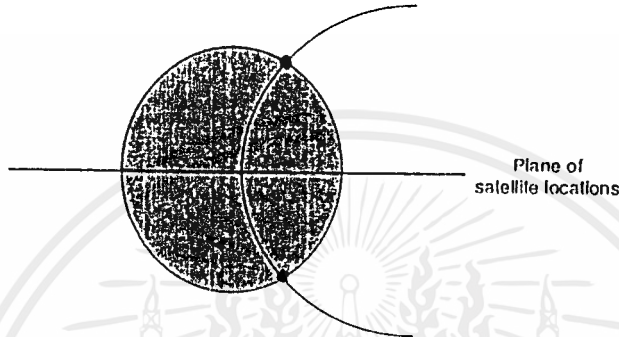


รูป 2.17 (c) ระนาบที่เกิดจากการอินเตอร์เซก (d) ผู้ใช้ที่อยู่ใดที่หนึ่งในสองจุด บนพื้นที่เรขาคณิต (e) ผู้ใช้ที่อยู่ใดที่หนึ่งในสองจุดบนเส้นรอบวงของวงกลม

ถ้าทำการวัดระยะจากดาวเทียมดวงที่ 2 พร้อม ๆ กัน ดังนั้น ผู้ใช้ จะอยู่ที่ใดที่หนึ่งบนเส้นรอบวงกลมที่เรขาคณิตที่เกิดจากการตัดกันของทรงกลมดังรูป 2.17(b) หรืออาจจะอยู่ที่จุด ๆ หนึ่งที่ตัดฉากกับทรงกลมทั้ง 2 (เช่น กรณีที่ทรงกลมสัมผัสกัน) ซึ่งกรณีหลังนี้จะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ ผู้ใช้ อยู่ในแนวเดียวกับดาวเทียมทั้ง 2 ดวง ซึ่งเป็นไปได้บ่อยมาก ระนาบของการตัดกันจะตั้งฉากกับเส้นที่ลากต่อระหว่างดาวเทียม ดังรูป 2.17(c) ทำการวัดซ้ำโดยดาวเทียมดวงที่ 3 ก็จะได้ตำแหน่งของผู้ใช้ 2 ตำแหน่งที่เกิดจากการตัดกันของทรงกลมที่ 3 กับวงกลมข้างต้น โคจรมี 1 จุดเท่านั้นซึ่งเป็นตำแหน่งที่แท้จริงดังรูป 2.17(d),(e) สำหรับ ผู้ใช้ที่อยู่บนผิวโลก

ตำแหน่งที่ต่ำกว่าจะเป็นตำแหน่งที่แท้จริง อย่างไรก็ตาม ผู้ใช้ซึ่งอยู่เหนือผิวโลกที่มีมุมเงยติดลบ (มุมก้ม) จะทำให้การคำนวณช่วงซายกัน เช่น เครื่องรับในอากาศ/ยานอวกาศ ที่อาจจะอยู่เหนือหรือต่ำกว่าระนาบของความเทียมก็ได้ ซึ่งต้องมีข้อมูลเพิ่มเติม

(e)



รูป 2.17 (ต่อ)

## 2.6. ระบบพิกัดอ้างอิง

ในการที่จะได้มาซึ่งค่าต่าง ๆ จากการนำร่องด้วยดาวเทียม จำเป็นที่จะต้องมียระบบพิกัดอ้างอิงเพื่อความเป็นหนึ่งเดียวของทั้งดาวเทียมและเครื่องรับ ซึ่งโดยทั่วไปจะบอกด้วยเวกเตอร์ของตำแหน่งและความเร็วของเครื่องรับในระบบพิกัดคาทิเซียน ซึ่งใช้กันมี 2 แบบคือ inertial และ rotating

### 2.6.1 ระบบ โคออดิเนตแบบ Earth Centered Inertial (ECI)

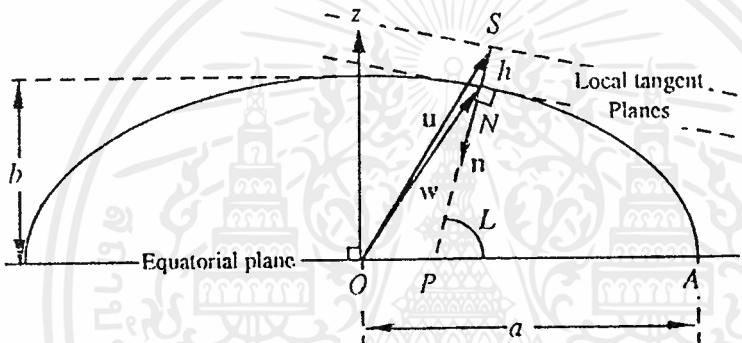
ในระบบนี้กำหนดให้จุดเริ่มต้นอยู่ที่ จุดศูนย์กลางมวลของโลก และเป็นระบบเฉื่อย ดังนั้นสมการการเคลื่อนที่ของดาวเทียมที่โคจรรอบโลก จึงอยู่ในรูปแบบที่สมมติว่าระบบ ECI ไม่มีความเร่ง เป็นไปตามสมการของนิวตัน โดยทั่วไปจะกำหนดให้ระนาบ  $xy$  เป็นระนาบศูนย์สูตร (equatorial plane) โดยทิศทาง  $+x$  จะชี้ไปซ่งทิศกับ vernal equinox, แกน  $+z$  ตั้งฉากกับระนาบ  $xy$  ในทิศขั้วโลก N และแกน  $+y$  จะเลือกให้เป็นไปตามกฎมือขวา ปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบนี้เกิดจากการเคลื่อนที่ที่ผิดปกติของโลก, แรงดึงดูดของดวงอาทิตย์ และ ดวงจันทร์ คอการนูนออกที่เส้นศูนย์สูตรของโลก ทำให้ระนาบศูนย์สูตร มีการเคลื่อนที่เทียบกับกับทรงกลมท้องฟ้า ส่งผลให้แกน  $+z$  เคลื่อนไปด้วย การแก้ปัญหานี้โดยกำหนดทิศทางแกน

ของแกนที่ค่าเฉพาะต่าง ๆ กันตามเวลา (epoch) ระบบ ECI ของ จีทีเอส กำหนดการหันของระนาบ ศูนย์สูตร ที่ 1200 hr. UTC ในวันที่ 1 มค. 2000 เป็นอ้างอิง

### 2.6.2 ระบบโคออดิเนตแบบ Earth-Centered Earth Fixed (ECEF)

เป็นระบบพิกัดซึ่งจะมีการหมุนไปพร้อม ๆ กับโลก และสามารถแปลงเป็นค่าละติจูด ลองจิจูด และ  $h$  ได้โดยง่าย โดยกำหนดให้ระนาบศูนย์สูตรเป็นระบบ  $xy$  เช่นเดียวกับระบบ ECI แต่ทิศทาง  $+x$  จะชี้ไปยัง เส้นลองจิจูด 0 องศา และทิศทาง  $+y$  ชี้ไปยังลองจิจูด 90 องศา ดังนั้นทั้งแกน  $x$  และ  $y$  จะหมุนไปพร้อม ๆ กับโลก ส่วนแกน  $z$  จะ  $+z$  กับระนาบ  $xy$  (ขั้วโลกเหนือ) ซึ่งเป็นไปตามกฎมือขวา ศัพท์วิธีนี้ก่อนที่จะคำนวณ หาค่าแห่งของเครื่องรับ จึงต้องทำการแปลงข้อมูลพิกัดเมอริส ของดาวเทียม จากแบบ ECI เป็น ECEF เมื่อได้ค่าโคออดิเนต ของเครื่องรับในระบบ ECEF แล้ว จึงทำการแปลงพิกัดให้อยู่ในรูป ละติจูด ลองจิจูด และความสูง

### 2.6.3 ระบบ World Geodatic System (WGS-84)



รูป 2.18 รูปแบบจำลองของโลกที่เป็นวงรี

ก่อนที่จะทำการแปลง  $x, y, z$  ให้อยู่ในรูปละติจูด ลองจิจูด และความสูง จำเป็นจะต้องกำหนด แบบจำลองของโลกขึ้นมาก่อน ซึ่งแบบจำลองมาตรฐานของโลกที่ใช้ในระบบจีทีเอส คือ WGS-84 ของกระทรวงกลาโหม USA. ซึ่งจะกำหนดให้โลกเป็นรูปวงรี ดังแสดงในรูป 2.18 โดยมีรัศมีที่ระนาบ ศูนย์สูตร  $a = 6378.137$  km. เรียกว่า "semimajor axis" แกนที่ตั้งฉากกับระนาบศูนย์สูตรเรียกว่า "semiminor axis"  $b = 6356.7523142$  km. ดังนั้นค่าความรีของโลก (Eccentricity,  $e$ ) และค่าความแบน (Flattening,  $f$ ) จะกำหนดโดย

$$e = \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}}$$

$$f = 1 - \frac{b}{a}$$

พารามิเตอร์อีกชนิดหนึ่งซึ่งใช้ในการอธิบายลักษณะของรูปโลกวงรี คือ second eccentricity,  $e'$  กำหนดโดย

$$e' = \sqrt{\frac{a^2}{b^2} - 1} = \frac{a}{b}e$$

### 2.6.3.1 การกำหนดพิกัดของผู้ใช้ : ลองจิจูด ละติจูด และความสูง

ระบบพิกัด ECEF ใช้แบบจำลองของโลกในแบบ WGS-84 ดังแสดงข้างต้น โดยมีจุด 0 เป็นจุดศูนย์กลางของโลก ทำให้เราสามารถหาค่า ลองจิจูด ละติจูด และความสูง เมื่อเทียบกับแบบจำลองนี้ได้ ซึ่งค่าต่างๆ นี้เรียกว่า จีออเดติก (geodetic) เมื่อทราบเวกเตอร์ตำแหน่งของ receiver  $u = (x_u, y_u, z_u)$  ในระบบ ECEF เราจะคำนวณค่า จีออเดติกลองจิจูด ( $\lambda$ ) ซึ่งเป็นมุมระหว่างผู้ใช้กับแกน x วัดตามระนาบ xy ได้ดังนี้

$$\lambda = \begin{cases} \arctan\left(\frac{y_u}{x_u}\right), & x_u \geq 0 \\ 180^\circ + \arctan\left(\frac{y_u}{x_u}\right), & x_u < 0 \text{ and } y_u \geq 0 \\ -180^\circ + \arctan\left(\frac{y_u}{x_u}\right), & x_u < 0 \text{ and } y_u < 0 \end{cases}$$

ในสมการ 2.1 เครื่องหมายลบแสดงว่าเป็น ลองจิจูดตะวันตก ส่วนค่า  $\emptyset$  และ  $h$  จะกำหนดด้วยเวกเตอร์ 1 หน่วย,  $n$  ดังรูป 2.18 สังเกตว่าค่า  $h$  จะคิดเทียบกับวงรี WGS-84 ไม่ใช่เทียบกับระดับน้ำทะเล ดังแสดงในแผนที่ที่ทั่วๆ ไป (geoid)

### 2.7 พื้นฐานของวงโคจรของดาวเทียม

ในการที่จะทำความเข้าใจลักษณะวงโคจร เราจะเริ่มอธิบายจากแรงที่กระทำกับดาวเทียม ที่เห็นชัดเจนที่สุดก็คือ แรงโน้มถ่วงของโลก ถ้าโลกเป็นวงกลมสมบูรณ์ และมีความหนาแน่นคงที่ แรงดึงดูดจะถือว่าเป็นแรงดึงดูดของโลกที่มีลักษณะเป็นจุดมวล ให้วัตถุมวล  $m$  อยู่ที่ตำแหน่งของเวกเตอร์  $r$  ในระบบโคออดิเนต ECI  $G$  เป็นค่าแรงดึงดูด  $M$  เป็นมวลของโลก จะได้แรง  $F$  ตามสมการ 2.2

$$F = ma = -G \frac{mM}{r^2} \hat{r}$$

และอัตราเร่งจะได้ตามสมการ

$$\frac{d^2 r}{dt^2} = -\frac{\mu}{r^2} \hat{r}$$

โดย  $\mu = GM$

สมการ 2.3 นั้น จะอยู่ในลักษณะที่เรียกว่า Two-Body คือ มีแรงกระทำเดียวที่กระทำกับดาวเทียม คือจากโลก

เพราะโลกไม่กลมสมบูรณ์ และมีการกระจายมวลไม่สม่ำเสมอ ให้ฟังก์ชัน  $V$  เป็น ศักย์แรงโน้มถ่วงจริงที่จุดใด ๆ 2.3 จะเขียนได้เป็น 2.4

$$\frac{d^2\mathbf{r}}{dt^2} = \nabla V$$

สำหรับการเคลื่อนที่แบบ Two-Body  $V = \mu/r$

มีแรงกระทำกับดาวเทียม อันเนื่องมาจากแรงดึงดูดระหว่างดวงอาทิตย์และดวงจันทร์ ซึ่งจะเป็ นลักษณะที่เรียกว่า Three-Body และยังมีแรงอื่นๆ นอกเหนือการคาดเดาอีก ในการที่จะแสดงรูปแบบ จำลองของวงโคจร ให้ถูกต้องยิ่งขึ้น เราจะรวมการรบกวนต่างๆนี้ไว้ด้วย เราจะนำอัตราเร่งของสิ่งรบกวน เหล่านี้ (ใน Term ของ  $a_d$ ) รวมในสมการ เราจะได้

$$\frac{d^2\mathbf{r}}{dt^2} = \nabla V + a_d$$

มีวิธีการมากมายในการกำหนดตัวแปรสำหรับวงโคจรดาวเทียม วิธีการหนึ่งดังที่กล่าวมาทำ ได้โดย กำหนดเวกเตอร์ตำแหน่ง  $\mathbf{r}_0 = \mathbf{r}(t_0)$  และเวกเตอร์ความเร็ว,  $\mathbf{v}_0 = \mathbf{v}(t_0)$  ณ เวลาอ้างอิง  $t_0$  ซึ่งเมื่อทราบค่าเริ่มต้น เหล่านี้แล้ว เราก็สามารถหาค่า  $\mathbf{r}(t)$  และ  $\mathbf{v}(t)$  ณ เวลาใดๆ จากสมการการเคลื่อนที่ 2.6 ซึ่งจะต้องอาศัย การแก้สมการแบบเชิงตัวเลข (numerical integration)

อย่างไรก็ตาม โดยทั่วไปจะอาศัยสมการ 2.3 ในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งจะมีค่าคงที่ของการ- อินทิเกรต 6 ค่าด้วยกัน ดังจะแสดงในส่วนต่อไปนี้ เมื่อทราบค่าทั้งหก ณ เวลาที่กำหนด (เริ่มต้น) ก็จะสามารถหาค่า เวกเตอร์ตำแหน่งและความเร็วของดาวเทียมที่เวลาใดๆ ก็ได้

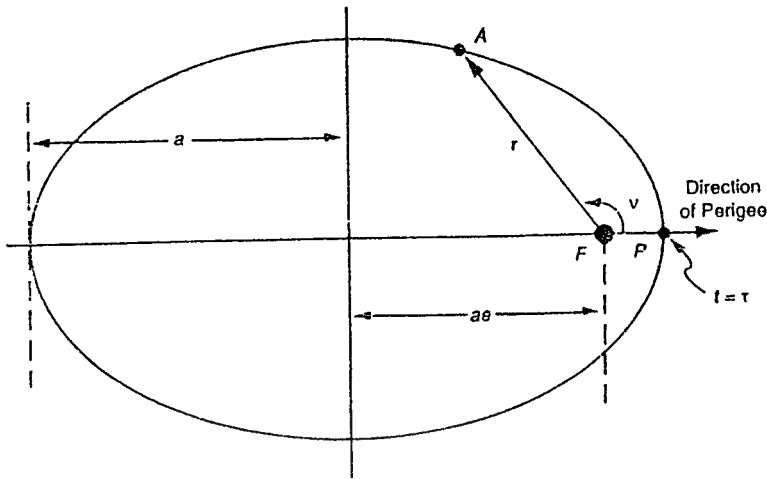
เมื่อพิจารณาจากสมการ 2.6 ก็ยังสามารถบอกลักษณะวงโคจรของดาวเทียมได้ด้วยค่าทั้งหกนี้ แต่ค่าเหล่านั้นจะแปรผันตามเวลา ดังนั้น ข่าวสารอิพิเมอร์สของจีทีเอส จึงต้องประกอบด้วย การเปลี่ยนแปลง ของค่าทั้งหก ต่อเวลาด้วย

ค่าทั้งหกนี้เรียกว่า Keplerian Orbital Element 3 ค่าแรกจะบอกถึงรูปร่างของวงโคจร ดังรูป 2.8 แสดงวงโคจรที่เป็นวงรี มีความยาวในแกนหลัก  $a$  และความรี  $e$  จุดโฟกัส  $F$  จะอยู่ที่จุดศูนย์กลางมวลของ โลก

$a$  = ความยาวแกนหลักของวงโคจร (วงรี)

$e$  = ความรี (eccentricity) ของวงโคจร

$\tau$  = เวลาที่ดาวเทียมผ่านที่ตำแหน่ง เพรจี (Perigee)



รูป 2.19 Keplerian Orbit Element 3 ตัว ซึ่งกำหนดลักษณะวงโคจร

ณ เวลา  $t_0$  ดาวเทียมอยู่ที่จุด A ซึ่งเรียกว่า อีพอช (Epoch) และเป็นส่วนหนึ่งของ ข้อมูลอีพิเมอริส ซึ่งเรียกว่า เวลาอีพิเมอริส (Time of Ephemeris)

จุด P เป็นตำแหน่งที่ดาวเทียมอยู่ใกล้กับจุดศูนย์กลางของโลกมากที่สุด เรียกว่า เพริจี (Perigee)

พารามิเตอร์ตัวหนึ่งซึ่งใช้แทน เวลาอีพิเมอริส ในระบบบีทีเอส เรียกว่า Mean Anomaly at Epoch ซึ่งเป็นมุมที่สัมพันธ์กับ True Anomaly at Epoch ( $v$ ) ในรูป 2.19

True Anomaly คือ มุมที่วัดทวนเข็มนาฬิกาจากจุดเพริจี ไปยังดาวเทียมตามวงโคจร ซึ่งเป็นค่าที่ไม่เป็นเชิงเส้น กฎของเคปเลอร์ จึงทำการแปลงค่าเป็น Mean Anomaly ที่เป็นเชิงเส้นต่อเวลาคงแสดง ในรูป 2.20

$$E = 2 \arctan \left[ \sqrt{\frac{1-e}{1+e}} \tan \left( \frac{1}{2} v \right) \right]$$

$$M = E - e \sin E$$

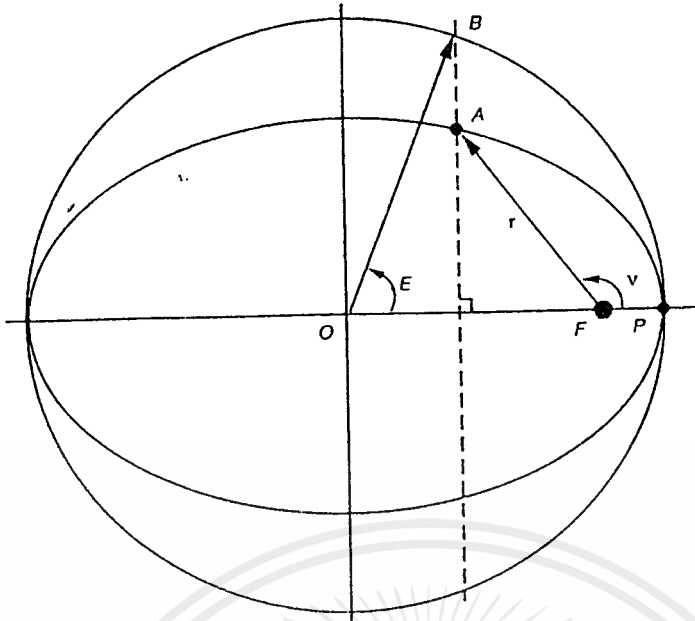
ดังนั้น  $M=E=v=0$  ณ จุดเพริจี และจะได้สมการที่แสดงว่า Mean Anomaly แปรผันตรงกับ

เวลาคือ

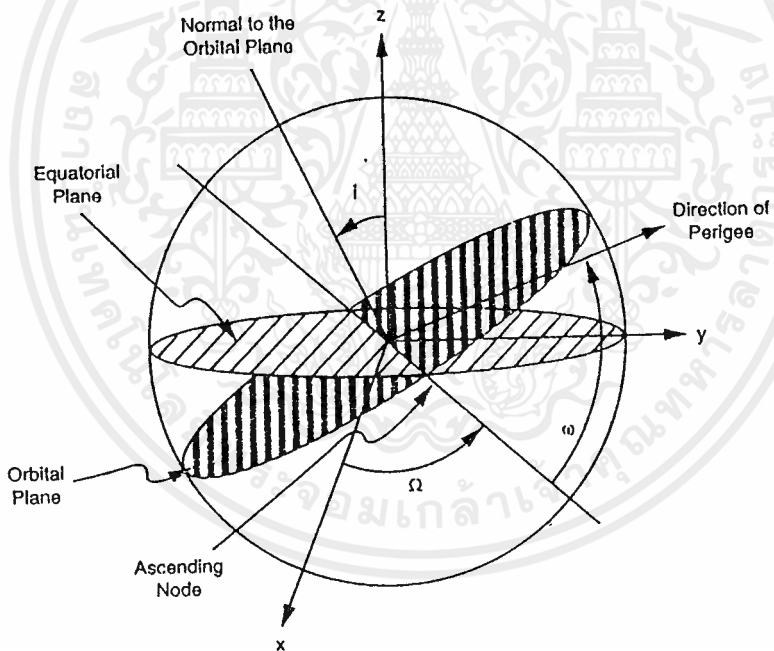
$$M - M_0 = \sqrt{\frac{\mu}{a^3}} (t - t_0)$$

และ อัตราการเปลี่ยนแปลงของ Mean Anomaly ต่อเวลา เรียกว่า Mean Motion ( $n$ ) =  $dM/dt$  ซึ่งเป็นค่าคงที่ ที่สามารถนำมาหาค่าคาบของวงโคจรได้ ดังนี้

$$P = \frac{2\pi}{n} = 2\pi \sqrt{\frac{a^3}{\mu}}$$



รูป 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง eccentric anomaly และ true anomaly



รูป 2.21 Keplerian Orbital Element อีก 3 ค่า ที่อธิบายวงโคจรของความเอียง

รูป 2.21 แสดงพารามิเตอร์ที่เหลืออีก 3 ค่า คือ

$i$  = มุมเอียงของวงโคจร

$\Omega$  = ค่าลองจิจูดของจุดแอสเซนดิง โหนด (วัดในระนาบศูนย์สูตรของโลก)

$\omega$  = มุมของจุดเพริจี (วัดในระนาบวงโคจรของดาวเทียม)

โดยมุมเอียงของวงโคจร (Inclination) คือ มุมระหว่างระนาบศูนย์สูตรของโลก และ ระนาบวงโคจรของดาวเทียม

แอสเซนดิง โหนด คือ จุดในวงโคจรของดาวเทียมที่ตัดกับระนาบศูนย์สูตร

มุมของจุดเพริจี (Argument of Perigee :  $\omega$ ) คือ มุมที่วัดจากจุด แอสเซนดิง โหนด ไปยังเวกเตอร์ที่แสดงทิศทางของจุดเพริจี ในวงโคจร

วงโคจรของดาวเทียมจีทีเอส มีลักษณะค่อนข้างกลม โดยมีค่าความรี ( $e$ ) ต่ำกว่า 0.02 และค่าความยาวแกนหลัก 26,560 km จากสมการ 2.11 เราจะคำนวณคาบการโคจรได้ เท่ากับ 43,080 วินาที หรือ 11 ชั่วโมง 58 นาที , มุมเอียง ( $i$ ) ประมาณ 55 องศา ส่วนพารามิเตอร์ที่เหลือ จะแปรเปลี่ยนตามดาวเทียมแต่ละดวง

ตาราง 2.6 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีอยู่ใน ข่าวสารอีพีเมอริส จากดาวเทียม

$t_w$	Reference time of ephemeris
$\sqrt{a}$	Square root of semimajor axis
$e$	Eccentricity
$i_0$	Inclination angle (at time $t_w$ )
$\Omega_0$	Longitude of the ascending node (at weekly epoch)
$\omega$	Argument of perigee (at time $t_w$ )
$M_0$	Mean anomaly (at time $t_w$ )
$\frac{di}{dt}$	Rate of change of inclination angle
$\dot{\Omega}$	Rate of change of longitude of the ascending node
$\Delta m$	Mean motion correction
$C_w$	Amplitude of cosine correction to argument of latitude
$C_m$	Amplitude of sine correction to argument of latitude
$C_r$	Amplitude of cosine correction to orbital radius
$C_s$	Amplitude of sine correction to orbital radius
$C_w$	Amplitude of cosine correction to inclination angle
$C_m$	Amplitude of sine correction to inclination angle

## 2.8 การพิจารณาค่าแห่งของเครื่องรับ โดยใช้ รหัส PRN

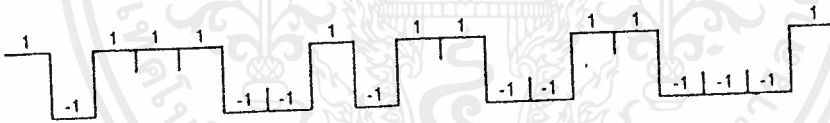
ในการส่งสัญญาณมาจากดาวเทียมนั้น จะมีโครงสร้างของการส่งสัญญาณ คือ จะประกอบด้วยสัญญาณเพื่อการวัดระยะทาง (Ranging Signal) และข้อมูลข่าวสารการนำร่อง (Navigation Data Message) รหัส PRN ถูกมอดูเลตแบบ BPSK มากับคลื่นพาหะ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว มีลักษณะดังรูป 2.22

ระบบจีทีเอส จะมีรหัส PRN อยู่ 2 ชนิด คือ รหัส C/A และ รหัส P โดยจะมีลักษณะที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้

ตาราง 2.7 แสดงสูตรที่ใช้ในการคำนวณหาเวกเตอร์ตำแหน่งของดาวเทียมดวงหนึ่งๆ  $(x_0, y_0, z_0)$  ในระบบ

ECEF โดยใช้ค่าจากตาราง 2.6

(1)	$a = (\sqrt{a})^2$	Semimajor axis
(2)	$n = \sqrt{\frac{\mu}{a^3}} + \Delta n$	Corrected mean motion
(3)	$t_k = t - t_0$	Time from ephemeris epoch
(4)	$M_k = M_0 + n(t_k)$	Mean anomaly
(5)	$M_k = E_k - e \sin E_k$	Eccentric anomaly (must be solved iteratively for $E_k$ )
(6)	$\sin v_k = \frac{\sqrt{1-e^2} \sin E_k}{1-e \cos E_k}$ $\cos v_k = \frac{\cos E_k - e}{1-e \cos E_k}$	True anomaly
(7)	$\phi_k = v_k + \omega$	Argument of latitude
(8)	$\delta\phi_k = C_{\omega} \sin(2\phi_k) + C_{\omega} \cos(2\phi_k)$	Argument of latitude correction
(9)	$\delta r_k = C_{r_s} \sin(2\phi_k) + C_{r_c} \cos(2\phi_k)$	Radius correction
(10)	$\delta i_k = C_{i_s} \sin(2\phi_k) + C_{i_c} \cos(2\phi_k)$	Inclination correction
(11)	$u_k = \phi_k + \delta\phi_k$	Corrected argument of latitude
(12)	$r_k = a(1 - e \cos E_k) + \delta r_k$	Corrected radius
(13)	$i_k = i_0 + (di/dt)t_k + \delta i_k$	Corrected inclination
(14)	$\Omega_k = \Omega_0 + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_0)t_k - \dot{\Omega}_0 t_0$	Corrected longitude of node
(15)	$x_p = r_k \cos u_k$	In-plane x position
(16)	$y_p = r_k \sin u_k$	In-plane y position
(17)	$x_k = x_p \cos \Omega_k - y_p \cos i_k \sin \Omega_k$	ECEF x-coordinate
(18)	$y_k = x_p \sin \Omega_k + y_p \cos i_k \cos \Omega_k$	ECEF y-coordinate
(19)	$z_k = y_p \sin i_k$	ECEF z-coordinate



รูป 2.22 รหัส PRN

### 2.8.1 การหาระยะทางจากดาวเทียมมายังเครื่องรับ

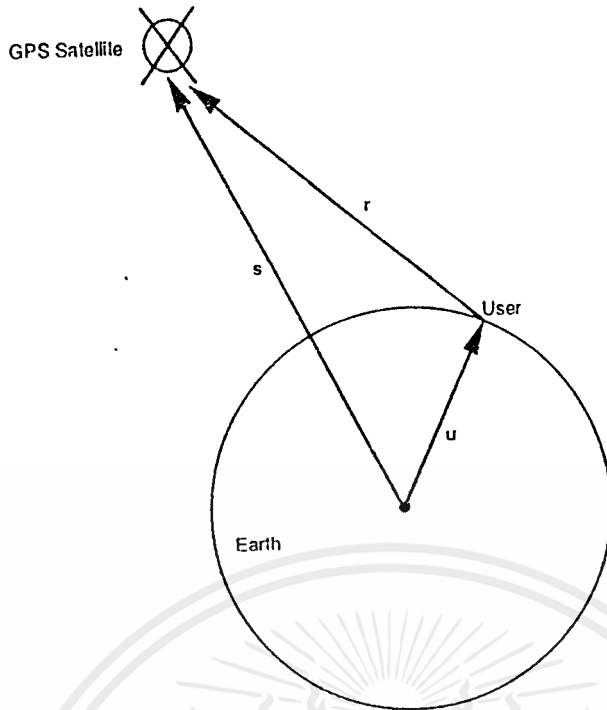
โดยทางทฤษฎีนั้น การคำนวณหาระยะทางจากดาวเทียมมายังเครื่องรับนั้น จะสมมติว่าสัญญาณนาฬิกาของดาวเทียม และ ของเครื่องรับ นั้น ซิงโครนัสกับเวลาระบบ แต่ในความเป็นจริง ไม่ได้เป็นเช่นนั้น

เราให้  $u$  เป็นเวกเตอร์ตำแหน่งของเครื่องรับบน โคออดิเนตแบบ ECEF

$r$  เป็นระยะทางจากเครื่องรับไปยังดาวเทียม

$s$  เป็นเวกเตอร์ตำแหน่งของเครื่องรับบน โคออดิเนตแบบ ECEF

$u, r, s$  แสดงดังรูป 2.23



รูป 2.23 เวกเตอร์ตำแหน่งของผู้ใช้

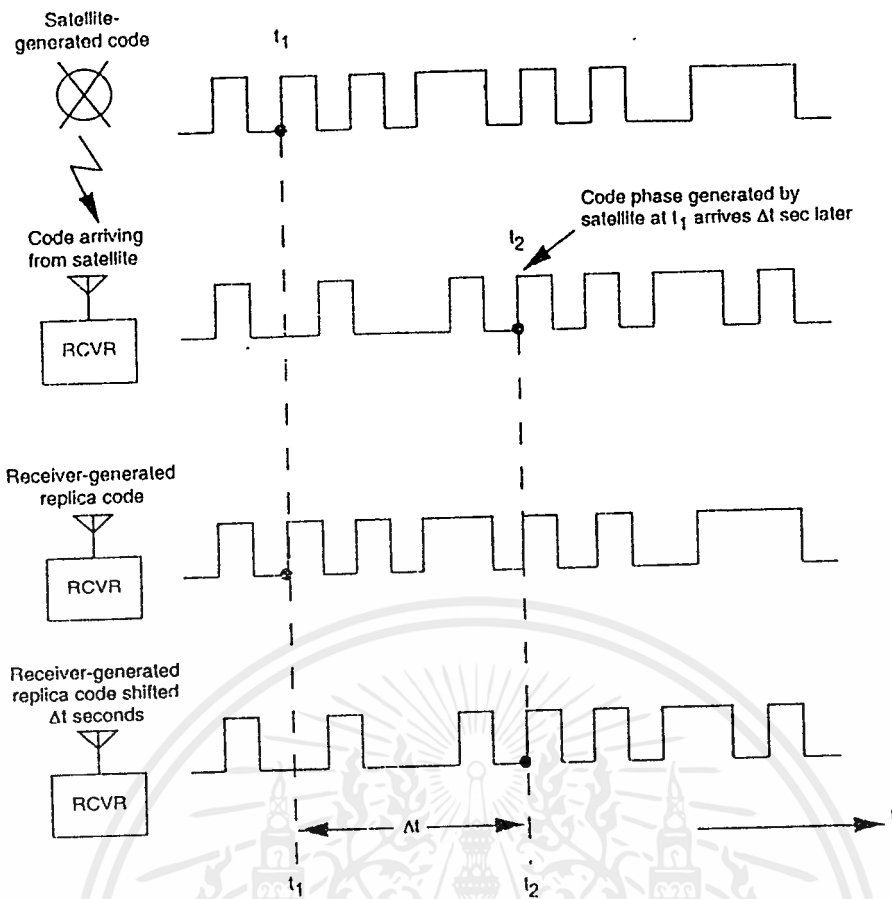
ดังนั้นเราจะได้

$$r = s - u \quad 2.1$$

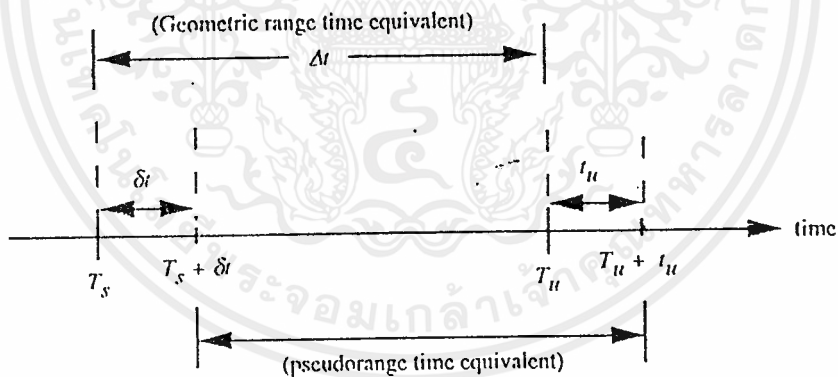
$$\|r\| = \|s - u\| \quad 2.2$$

ระยะ  $r$  นั้น คำนวณได้จาก เวลาการเดินทางของคลื่นจากดาวเทียมสู่เครื่องรับ โดยกระบวนการวัดเวลานั้นจะแสดงในรูป 2.24

เฟสของรหัสที่เกิดขึ้นในดาวเทียม ที่เวลา  $t_1$  จะมาถึงเครื่องรับที่เวลา  $t_2$  ดังนั้น เวลาการเดินทางจะได้เป็น  $\Delta t$  ในเครื่องรับ รหัสที่มีลักษณะเหมือนกับที่ส่งมาจากดาวเทียมจะถูกสร้าง และนำไปเทียบกับสัญญาณที่ได้รับจากดาวเทียม โดยทำการเลื่อนเฟสของรหัสไป จนเกิดการคอร์เรเลต ถ้าสัญญาณนาฬิกาของทั้งเครื่องรับและดาวเทียม ซิงโครนัส กับเวลาระบบ  $\Delta t$  ที่ได้จะมีความถูกต้อง แต่ เวลาของเครื่องรับโดยทั่วไปจะมีค่าผิดพลาดกับ เวลาระบบ รวมถึง เวลาบนดาวเทียมก็มีความผิดพลาดด้วยเช่นกัน ดังนั้น ระยะที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้เวลาที่ได้ในสภาวะจริงนั้น จะไม่ถูกต้อง จึงเรียกว่า ซูโดเรนจ์ รูป 2.25



รูป 2.24 รหัสที่สร้างขึ้นเพื่อหาเวลาการเดินทางของคลื่นที่มาจากดาวเทียม



รูป 2.25 ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาระบบกับ เวลาของดาวเทียมและของผู้ใช้  
จากรูป 2.25 เราจะได้ ความสัมพันธ์ ดังสมการ

$$\text{Geometric range, } r = c(T_u - T_s) = c \Delta t$$

$$\begin{aligned} \text{Pseudorange, } \rho &= c[(T_u + t_u) - (T_s + \delta t)] \\ &= c(T_u - T_s) + c(t_u - \delta t) \\ &= r + c(t_u - \delta t) \end{aligned}$$

2.3

และจะสัมพันธ์กับสมการ 2.2 โดยจะได้สมการ

$$\rho - c(t_u - \delta t) = \|s - u\| \quad 2.4$$

นาฬิกาบนดาวเทียมจะถูกปรับให้ตรงกับเวลาระบบ โดยสถานีภาคพื้นดินส่งค่า การแก้ไขให้กับดาวเทียม  $\delta t$  จึงถูกตัดออกไป และจะได้

$$\rho - ct_u = \|s - u\| \quad 2.5$$

### 2.8.2 การคำนวณ

ในการหา  $x_u, y_u, z_u$  และ  $t_u$  ของเครื่องรับ ต้องใช้ดาวเทียม 4 ดวงในการแก้สมการหาคำตอบจากความสัมพันธ์ในหัวข้อก่อน

$$\rho_i = \|s_i - u\| + ct_u \quad 2.6$$

เราสามารถกระจายได้ดังนี้

$$\rho_1 = \sqrt{(x_1 - x_u)^2 + (y_1 - y_u)^2 + (z_1 - z_u)^2} + ct_u \quad 2.7$$

$$\rho_2 = \sqrt{(x_2 - x_u)^2 + (y_2 - y_u)^2 + (z_2 - z_u)^2} + ct_u \quad 2.8$$

$$\rho_3 = \sqrt{(x_3 - x_u)^2 + (y_3 - y_u)^2 + (z_3 - z_u)^2} + ct_u \quad 2.9$$

$$\rho_4 = \sqrt{(x_4 - x_u)^2 + (y_4 - y_u)^2 + (z_4 - z_u)^2} + ct_u \quad 2.10$$

โดย  $\rho_i$  คือ ระยะซุโดเรนจ์ได้จากดาวเทียมดวงที่  $i$

สมการ non-linear เหล่านี้ มีวิธีแก้หลายวิธี เช่น การใช้การทำซ้ำ และการทำให้เป็นลิเนียร์, โดยการใช้ คามาลฟิลเตอร์ ในการทำให้เป็นลิเนียร์นั้น จะมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ คือ จะใช้ตำแหน่ง  $x_u, y_u, z_u$  จากการประมาณเข้าช่วย ซุโดเรนจ์ของตำแหน่งจริง และ ซุโดเรนจ์ของตำแหน่งที่จากการประมาณ จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \rho_i &= \sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2} + ct_u \\ &= f(x_u, y_u, z_u, t_u) \end{aligned} \quad 2.11$$

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_i &= \sqrt{(\hat{x}_i - \hat{x}_u)^2 + (\hat{y}_i - \hat{y}_u)^2 + (\hat{z}_i - \hat{z}_u)^2} + c\hat{t}_u \\ &= f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u) \end{aligned} \quad 2.12$$

ความสัมพันธ์ ระหว่างตำแหน่งและเวลาจริง และ ตำแหน่งและเวลา ที่เกิดจากการประมาณจะเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} x_u &= \hat{x}_u + \Delta x_u \\ y_u &= \hat{y}_u + \Delta y_u \\ z_u &= \hat{z}_u + \Delta z_u \\ t_u &= \hat{t}_u + \Delta t_u \end{aligned} \quad 2.13$$

ดังนั้น เราสามารถเขียนได้ว่า

$$f(x_u, y_u, z_u, t_u) = f(\hat{x}_u + \Delta x_u, \hat{y}_u + \Delta y_u, \hat{z}_u + \Delta z_u, \hat{t}_u + \Delta t_u) \quad 2.14$$

ฟังก์ชันนี้ เราจะกระจายออกมาโดยใช้ อนุกรมเทเลอร์ จะได้

$$\begin{aligned} f(\hat{x}_u + \Delta x_u, \hat{y}_u + \Delta y_u, \hat{z}_u + \Delta z_u, \hat{t}_u + \Delta t_u) &= f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u) + \frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{x}_u} \Delta x_u + \\ &\frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{y}_u} \Delta y_u + \frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{z}_u} \Delta z_u + \frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{t}_u} \Delta t_u + \dots \end{aligned} \quad 2.15$$

เราจะตัด เทอมหลังจาก First-Order partial derivative เพื่อจะจัดเทอมที่เป็น non-linear และจะได้

$$\begin{aligned} \frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{x}_u} &= -\frac{x_j - \hat{x}_u}{f_i} \\ \frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{y}_u} &= -\frac{y_j - \hat{y}_u}{f_i} \\ \frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{z}_u} &= -\frac{z_j - \hat{z}_u}{f_i} \\ \frac{\partial f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u)}{\partial \hat{t}_u} &= c \end{aligned} \quad 2.16$$

แทน 2.12 และ 2.16 ใน 2.15 จะได้

$$\hat{\rho}_i - \rho_i = \frac{x_j - \hat{x}_u}{f_i} \Delta x_u + \frac{y_j - \hat{y}_u}{f_i} \Delta y_u + \frac{z_j - \hat{z}_u}{f_i} \Delta z_u - c \Delta t_u \quad 2.17$$

และจะจัดให้อยู่ในรูปร่างๆ โดยใช้ความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \Delta \rho_i &= \hat{\rho}_i - \rho_i \\ a_{xi} &= \frac{x_j - \hat{x}_u}{f_i} \\ a_{yi} &= \frac{y_j - \hat{y}_u}{f_i} \\ a_{zi} &= \frac{z_j - \hat{z}_u}{f_i} \end{aligned} \quad 2.18$$

และจะได้สมการที่อยู่ในรูปต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\Delta\rho_1 &= a_{x1}\Delta x_u + a_{y1}\Delta y_u + a_{z1}\Delta z_u - c\Delta t_u \\ \Delta\rho_2 &= a_{x2}\Delta x_u + a_{y2}\Delta y_u + a_{z2}\Delta z_u - c\Delta t_u \\ \Delta\rho_3 &= a_{x3}\Delta x_u + a_{y3}\Delta y_u + a_{z3}\Delta z_u - c\Delta t_u \\ \Delta\rho_4 &= a_{x4}\Delta x_u + a_{y4}\Delta y_u + a_{z4}\Delta z_u - c\Delta t_u\end{aligned}\quad 2.19$$

เราจะแก้สมการหา  $\Delta x_u, \Delta y_u, \Delta z_u$  และ  $\Delta t_u$  โดยวิธีทางเมทริกซ์ ดังนี้ ซึ่งจะทำให้เราสามารถนำไปใช้หา ระยะจริงได้ ต่อไป

$$\Delta\rho = \begin{bmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_4 \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} a_{x1} & a_{y1} & a_{z1} & 1 \\ a_{x2} & a_{y2} & a_{z2} & 1 \\ a_{x3} & a_{y3} & a_{z3} & 1 \\ a_{x4} & a_{y4} & a_{z4} & 1 \end{bmatrix} \quad \Delta x = \begin{bmatrix} \Delta x_u \\ \Delta y_u \\ \Delta z_u \\ -c\Delta t_u \end{bmatrix}$$

2.20

$$\Delta\rho = H\Delta x$$

$$\Delta x = H^{-1}\Delta\rho$$

2.9 ต้นกำเนิดความคลาดเคลื่อน, ความแม่นยำของการวัด และ การประมาณตำแหน่งและเวลาของผู้ใช้งาน

2.9.1 ความคลาดเคลื่อนในการแก้ปัญหาทางจีพีเอส

ความแม่นยำของตำแหน่ง, ความเร็ว และ การซิงโครไนซ์กับเวลาของระบบGPS ซึ่งเครื่องรับของผู้ใช้งานจะให้ได้นั้น ขึ้นกับส่วนประกอบหลายด้าน โดยทั่วไป ประสิทธิภาพความถูกต้องของGPS จะขึ้นกับคุณสมบัติของการวัดสัญญาณและเคลตาเรนจ์ เช่นเดียวกันกับข้อมูลลิฟิเมอริสของดาวเทียม

เพื่อวิเคราะห์ผลกระทบของความคลาดเคลื่อนที่มีต่อความแม่นยำ เรามักจะสันนิษฐานในเบื้องต้นว่า ต้นกำเนิดความคลาดเคลื่อนสามารถถูกกำหนดไว้ในสัญญาณของดาวเทียมแต่ละดวงและถูกมองว่าตามความเป็นจริงจะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนสมมูลย์ (equivalent error) ขึ้นในค่าสัญญาณ

ความแม่นยำที่มีผลจริงของค่าสัญญาณจะเรียกว่า ค่า UERE (user-equivalent range error) ค่า UERE ในดาวเทียมจะถูกพิจารณาว่าเป็นผลรวม (ทางสถิติ) จากการกระจายของค่าความคลาดเคลื่อนซึ่งเกี่ยวเนื่องมาจากดาวเทียม ตามปกติส่วนประกอบของความคลาดเคลื่อนจะถูกพิจารณาอย่างอิสระและส่วนประกอบ UERE ของดาวเทียมจะถูกพิจารณาว่ามีค่าประมาณเป็น zero mean Gaussian random variable ที่ในการแปรผันของมันจะถูกกำหนดว่าเป็นผลบวกของการแปรผันของแต่ละส่วนในส่วนประกอบของมัน ค่า UERE มักจะถูกสรุปว่าไม่ขึ้นกับอะไรและถูกแจกจ่ายออกมาเหมือนกันจากดาวเทียมดวงหนึ่งไปยังอีกดวงหนึ่ง อย่างไรก็ตามในบางครั้งการสันนิษฐานนี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามความเหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความคลาดเคลื่อนในการแก้ปัญหาลงทางจีพีเอส (error in the GPS solution) สามารถประมาณได้จากสูตร

$$(\text{ค่าความคลาดเคลื่อนในการแก้ปัญหาลงทางจีพีเอส}) = (\text{ส่วนประกอบทางเรขาคณิต}) \times (\text{ส่วนประกอบทางความคลาดเคลื่อนของซูโดเรนจ์}) \quad 2.21$$

ภายใต้การสันนิษฐานอย่างเหมาะสม ส่วนประกอบทางความคลาดเคลื่อนของซูโดเรนจ์ก็คือค่า UDRE ของดาวเทียม ส่วนประกอบทางเรขาคณิตจะแสดงองค์ประกอบที่มีผลกระทบต่อค่าความคลาดเคลื่อนในการแก้ปัญหาลงทางจีพีเอสมาจากเรขาคณิตของตำแหน่งผู้ใช้และความเทียมโดยทั่วไปจะเรียกว่า DOP (dilution of precision)

### 2.9.2 ค่าความคลาดเคลื่อนของซูโดเรนจ์

ผลกระทบของค่าออฟเซตของสัญญาณนาฬิกาในเครื่องรับและความเทียมกับต้นกำเนิดความผิดพลาดหลายอย่าง จะทำให้การวัดระยะทางเรขาคณิตระหว่างผู้ใช้นับดาวเทียมผิดพลาดได้ สัญญาณดาวเทียมจะมีการเคลื่อนที่เนื่องจากมันต้องเดินทางผ่านชั้นบรรยากาศ นอกจากนั้น การสะท้อน (เช่น มัลติพาส (multipath)), SA และ ผลกระทบทางอุปสรรคระหว่างศูนย์กลางเฟส ของเสาอากาศของเครื่องรับกับ ใกล้เคียงรีเลย์ซึ่งอาจจะหน่วงหรือเร่งสัญญาณ ค่าออฟเซตทั้งหมดของเวลาเนื่องจากผลกระทบเหล่านี้คือ

$$\delta t_D = \delta t_{atm} + \delta t_{noise\&res} + \delta t_{mp} + \delta t_{hw} + \delta t_{SA}$$

ซึ่ง

$\delta t_{atm}$  = ดีเลย์เนื่องจากชั้นบรรยากาศ

$\delta t_{noise\&res}$  = noise ในเครื่องรับและ ค่า resolution ออฟเซต

$\delta t_{mp}$  = ค่ามัลติพาสออฟเซต

$\delta t_{hw}$  = ค่าออฟเซตของฮาร์ดแวร์

$\delta t_{SA}$  = SA degradation

เวลาสมมูลที่ใช้กับซูโดเรนจ์ คือ ผลต่างระหว่างนาฬิกาในเครื่องรับ ณ เวลาที่ได้รับสัญญาณ กับ นาฬิกาบนดาวเทียม ณ เวลาที่สัญญาณถูกส่งออกมา ความสัมพันธ์นี้ถูกแสดงในรูป 2.26 ซึ่ง

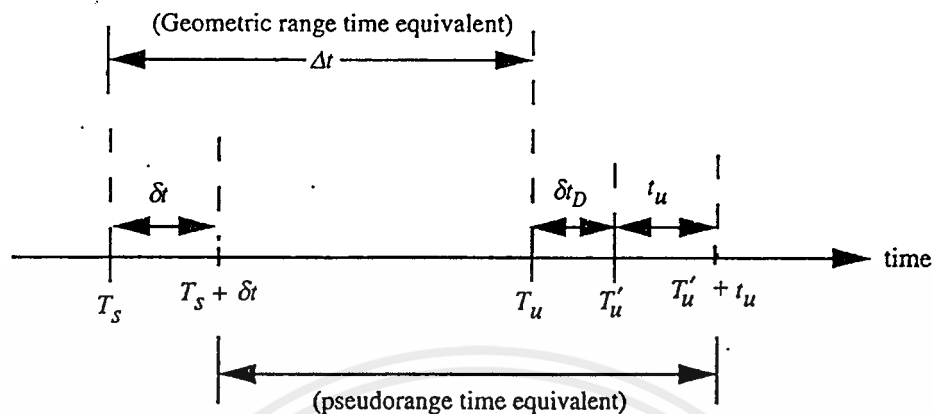
$\Delta t$  = เวลาสมมูลที่ใช้กับระยะทางจริง

$T_r$  = เวลาของระบบที่สัญญาณออกจากดาวเทียม

$T_u$  = เวลาของระบบที่สัญญาณมาถึงเครื่องรับของผู้ใช้โดยปราศจาก  $\delta t_D$  (ในทางทฤษฎี)

$T'_u$  = เวลาของระบบที่สัญญาณมาถึงเครื่องรับของผู้ใช้โดยรวม  $\delta t_D$

$\delta t$  = ค่าoffset ของนาฬิกาในดาวเทียมจากเวลาของระบบ(ล่วงหน้าเป็น+, คีลย์เป็น-)



รูป 2.26 ความสัมพันธ์ทางเวลาในการวัดระยะทาง

$t_u$  = ค่าoffset ของนาฬิกาในเครื่องรับจากเวลาของระบบ

$T_s + \delta t$  = นาฬิกาของดาวเทียม ณ เวลาที่สัญญาณออกจากดาวเทียม

$T'_u + t_u$  = นาฬิกาของเครื่องรับของผู้ใช้ ณ เวลาที่สัญญาณมาถึงเครื่องรับ

$c$  = ความเร็วของแสง

สังเกตได้ว่า ซูโดเรนจ์  $\rho$  คือ

$$\begin{aligned}\rho &= c[(T'_u + t_u) - (T_s + \delta t)] \\ &= c(T'_u - T_s) + c(t_u - \delta t) \\ &= c(T_u + \delta t_D - T_s) + c(t_u - \delta t) \\ &= r + c(t_u - \delta t + \delta t_D)\end{aligned}$$

ซึ่ง  $r$  คือ ระยะทางจริง

$$r = c(T_u - T_s) = c \Delta t$$

### 2.9.2.1 ความคลาดเคลื่อนของนาฬิกาบนดาวเทียม

ในดาวเทียมจะมีนาฬิกาอะตอมซึ่งควบคุมการทำงานต่างๆรวมทั้งการสร้างสัญญาณด้วย ถึงแม้ว่านาฬิกาอะตอมจะมีความเที่ยงตรงสูง  $\delta t$  ก็อาจมีความผิดพลาดได้ประมาณ 1ms ขึ้นไปจากระบบเวลาของจีทีเอส(ค่าออฟเซต 1 ms นั้นเปลี่ยนแปลงเป็นความคลาดเคลื่อนได้ถึง 300 km ของซูโดเรนจ์)

สถานีควบคุมหลักจะคำนวณและส่งพารามิเตอร์ในการแก้ไขเวลาของนาฬิกาให้กับดาวเทียม เพื่อความเที่ยมจะได้ส่งออกมาใหม่ในข้อมูลการนำร่องครั้งต่อไป พารามิเตอร์เหล่านี้จะถูกใช้ในเครื่องรับโดยใช้ second-order polynomial

$$\delta t = a_{f0} + a_{f1}(t - t_{oc}) + a_{f2}(t - t_{oc})^2 + \Delta t_r \quad 2.22$$

$a_{f0}$  = clock bias (sec)

$a_{f1}$  = clock drift (sec/sec)

$a_{f2}$  = frequency drift (sec/sec<sup>2</sup>)

$t_{oc}$  = เวลาอ้างอิงของ clock data (sec)

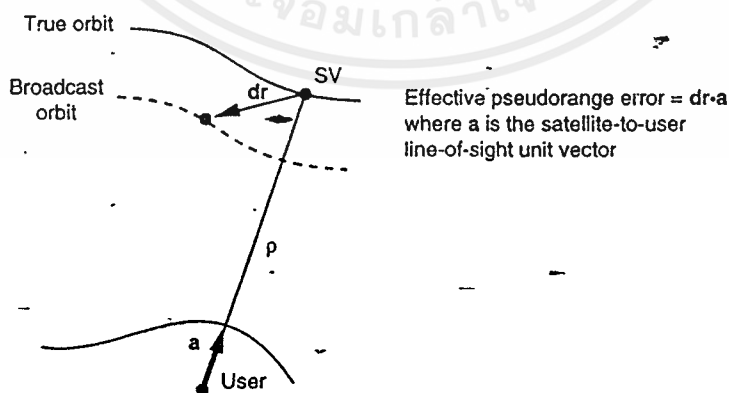
$t$  = เวลาปัจจุบันของ epoch (sec)

$\Delta t_r$  = การแก้ไขเนื่องจากปรากฏการณ์สัมพัทธภาพ (sec)

การแก้ไข  $\Delta t_r$  จะชัดเจนหนึ่งในสามส่วนของปรากฏการณ์สัมพัทธภาพซึ่งจะกล่าวในภายหลัง อย่างไรก็ตามพารามิเตอร์ทางด้านบนเป็นการประมาณในเฉพาะส่วนความคลาดเคลื่อนของนาฬิกาบนดาวเทียมเท่านั้น

### 2.9.2.2 ความคลาดเคลื่อนจากการพยากรณ์อีพีเมอริส

การประมาณข้อมูลอีพีเมอริสจะทำได้ดีที่สุดสำหรับดาวเทียมแต่ละดวงและจะถูกคำนวณและ uplink ให้แก่ดาวเทียมร่วมกับพารามิเตอร์ข้อมูลการนำร่องอื่นๆ สำหรับการส่งครั้งต่อไปให้ผู้ใช้ แต่อย่างไรก็ตามเช่นเดียวกับในกรณีของนาฬิกาบนดาวเทียมการแก้ไขนี้ก็เป็นการประมาณและยังคงมีความคลาดเคลื่อนเหลืออยู่ ความคลาดเคลื่อนนี้คือเวกเตอร์ที่แสดงในรูป 2.27 แมกนิจูดของความผิดพลาดนี้เข้าใจว่าเป็นความคลาดเคลื่อนของซูโดเรนจ์ที่เกิดจากการโปรเจกต์เวกเตอร์ลงบนเวกเตอร์ line of sight จากดาวเทียมมายังผู้ใช้



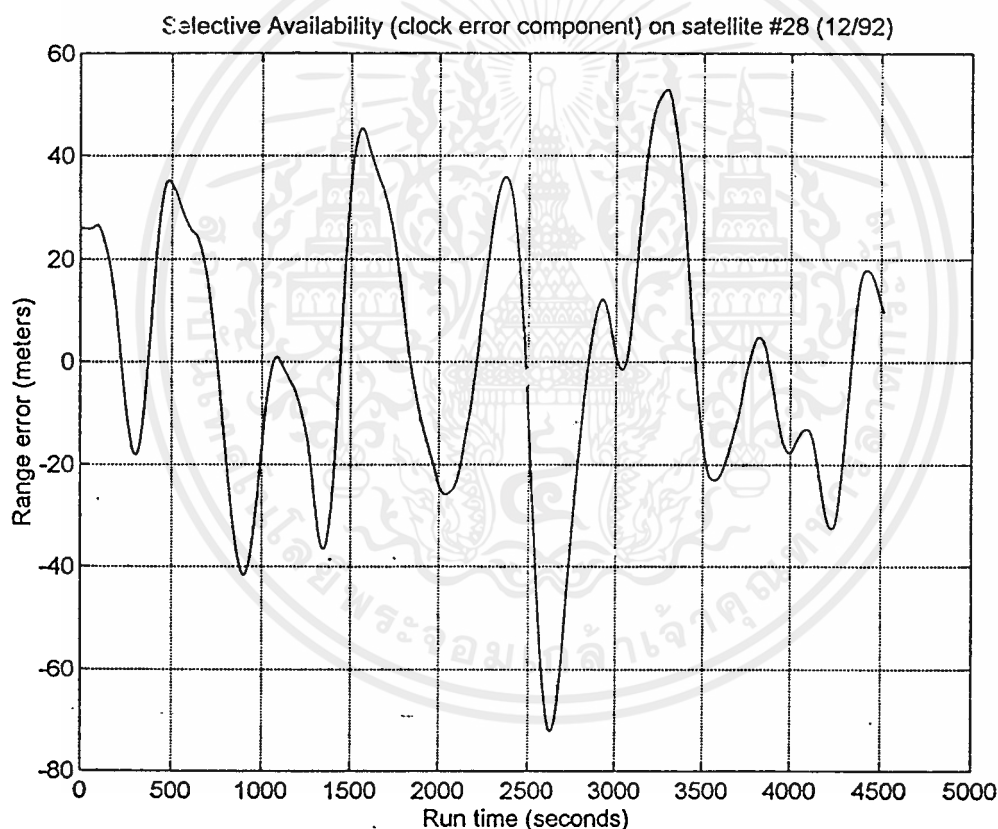
รูป 2.27 ความคลาดเคลื่อนทางอีพีเมอริส

### 2.9.2.3 Selective Availability (SA)

ต้นกำเนิดความคลาดเคลื่อนที่ใหญ่ที่สุดสำหรับผู้ใช้งานSPS คือ SA โดยSAจะถูกตั้งใจทำขึ้นโดยกระทรวงกลาโหมของสหรัฐอเมริกาเพื่อลดความแม่นยำของผู้ใช้งาน

SA เริ่มใช้งานอย่างเป็นทางการในวันที่ 25 มีนาคม 2533 การลดความแม่นยำนั้นทำได้โดยการจัดการกับข้อมูลพีเมอริสที่ส่งออกมา (ส่วนประกอบทางความคลาดเคลื่อนของวงโคจร)และการสั้นสะท้อนของนาฬิกาบนดาวเทียม(ส่วนประกอบทางความคลาดเคลื่อนของนาฬิกา เราจะแทนส่วนประกอบทางความคลาดเคลื่อนของวงโคจรเป็น  $\epsilon$  และแทนส่วนประกอบทางความคลาดเคลื่อนของนาฬิกาเป็น  $\delta$ )

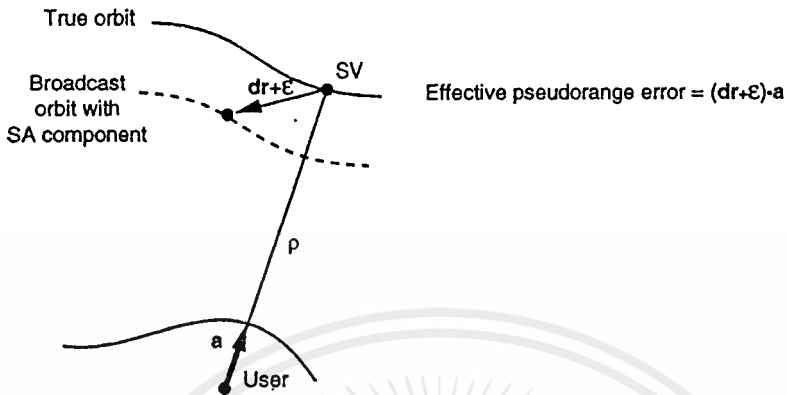
ผลของ SA โดยการสั้นสะท้อนของนาฬิกาบนดาวเทียม จะเห็นได้ในการรบกวนที่แปรผันตามเวลาของซูโคเรนจันรูป 2.28 จะเห็นได้ว่า ความคลาดเคลื่อนแสดงแนวโน้ม ซึ่งประกอบด้วยการอสจิลเลตที่ไม่แน่นอนที่มีคาบเวลา 4 ถึง 12 นาที กับการเปลี่ยนแปลงของความคลาดเคลื่อนของซูโคเรนจันภายในช่วง 70 m



รูป 2.28 SA(ส่วนประกอบความคลาดเคลื่อนในนาฬิกา),ดาวเทียม #28, ธันวาคม 2535

ผลของ SA ที่กระทำโดยการจัดการกับข้อมูลพีเมอริส สามารถทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการหาตำแหน่งของดาวเทียมของผู้ใช้ ความคลาดเคลื่อนจะสามารถทำให้เกิดขึ้นได้หลายวิธีเนื่องจากข้อมูลพีเมอริสมีพารามิเตอร์อยู่ 15 ค่า ส่วนประกอบทางความคลาดเคลื่อนของวงโคจร  $\epsilon$  จะเป็นผลรวมทางเวกเตอร์

ของความคลาดเคลื่อนของอิพิเมอร์ริที่มืออยู่ กับส่วนประกอบทางวงโคจร SA ที่โปรเจกต์ลงบนแนวเคอร์ที่  
เกิดจาก line of sight ของดาวเทียมมายังผู้ใช้งาน ดังรูป 2.29



รูป 2.29 ผลกระทบของ SA เมื่อรวมกับความคลาดเคลื่อนทางอิพิเมอร์ริ

#### 2.9.2.4 ปราบปรามการรบกวนสัมพัทธ์

ทฤษฎีสัมพัทธ์ภาพของไอน์สไตน์ ก็เป็นส่วนประกอบหนึ่งในการวัดระยะซูดเรนจ์ เราจะใช้การ  
แก้ไขทางสัมพัทธ์ภาพจากสัมพัทธ์ภาพพิเศษ(SR) เมื่อไรก็ตามที่แหล่งกำเนิดสัญญาณ(ในกรณีนี้คือดาวเทียม  
จีพีเอส)หรือเครื่องรับสัญญาณ(เครื่องรับจีพีเอส) กำลังเคลื่อนที่เมื่อเทียบกับเฟรม ไอ โซโทรปิกที่เคลื่อนที่ด้วย  
ความเร็วแสง ซึ่งในระบบจีพีเอส คือเฟรม ECI ส่วนการแก้ไขทางสัมพัทธ์ภาพจากสัมพัทธ์ภาพทั่วไป(GR)จะ  
ใช้เมื่อไรก็ตามที่แหล่งกำเนิดสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณอยู่ในบริเวณที่มีศักย์ภาพทางแรงโน้มถ่วงแตก  
ต่างกัน

นาฬิกาบนดาวเทียมจะได้รับผลกระทบทั้งจากสัมพัทธ์ภาพพิเศษและสัมพัทธ์ภาพทั่วไป เพื่อที่จะ  
ชดเชยผลกระทบทั้งสองอย่างนี้ ความถี่ของนาฬิกาบนดาวเทียมจะถูกปรับไว้ที่ 10.2299999545 MHz ก่อน  
จะถูกทำการปล่อยความถี่ที่สังเกต โดยผู้ใช้งานที่ระดับน้ำทะเลจะเป็น 10.23 MHz ผู้ใช้ไม่จำเป็นต้องทำการ  
แก้ไขสำหรับปรากฏการณ์นี้ แต่ผู้ใช้งานจำเป็นต้องทำการแก้ไขสำหรับปรากฏการณ์ที่เป็นช่วงเวลาทางสัม  
พัทธ์ภาพ(relativistic periodic effect) ที่เกิดขึ้นจากความรีของวงโคจรดาวเทียม จริงๆแล้วครึ่งหนึ่งของ  
ปรากฏการณ์ที่เป็นช่วงเวลานั้นเกิดจากการเปลี่ยนแปลงเป็นช่วงๆ ของความเร็วดาวเทียมซึ่งสัมพันธ์กับเฟรม  
ECI และอีกครึ่งหนึ่งมาจากการเปลี่ยนแปลงศักย์ภาพทางแรงโน้มถ่วงของดาวเทียม

เมื่อดาวเทียมอยู่ที่จุดเพริจี ความเร็วของมันจะสูงขึ้นส่วนศักย์ทางแรงโน้มถ่วงจะลดลง ซึ่งจะทำให้  
นาฬิกาบนดาวเทียมเดินช้าลง ส่วนเมื่อดาวเทียมอยู่ที่จุดอะโพจี ความเร็วของมันจะลดลง ส่วนศักย์ทางแรง  
โน้มถ่วงจะสูงขึ้นซึ่งจะทำให้นาฬิกาบนดาวเทียมเดินเร็วขึ้น ปรากฏการณ์นี้สามารถถูกชดเชยได้โดย

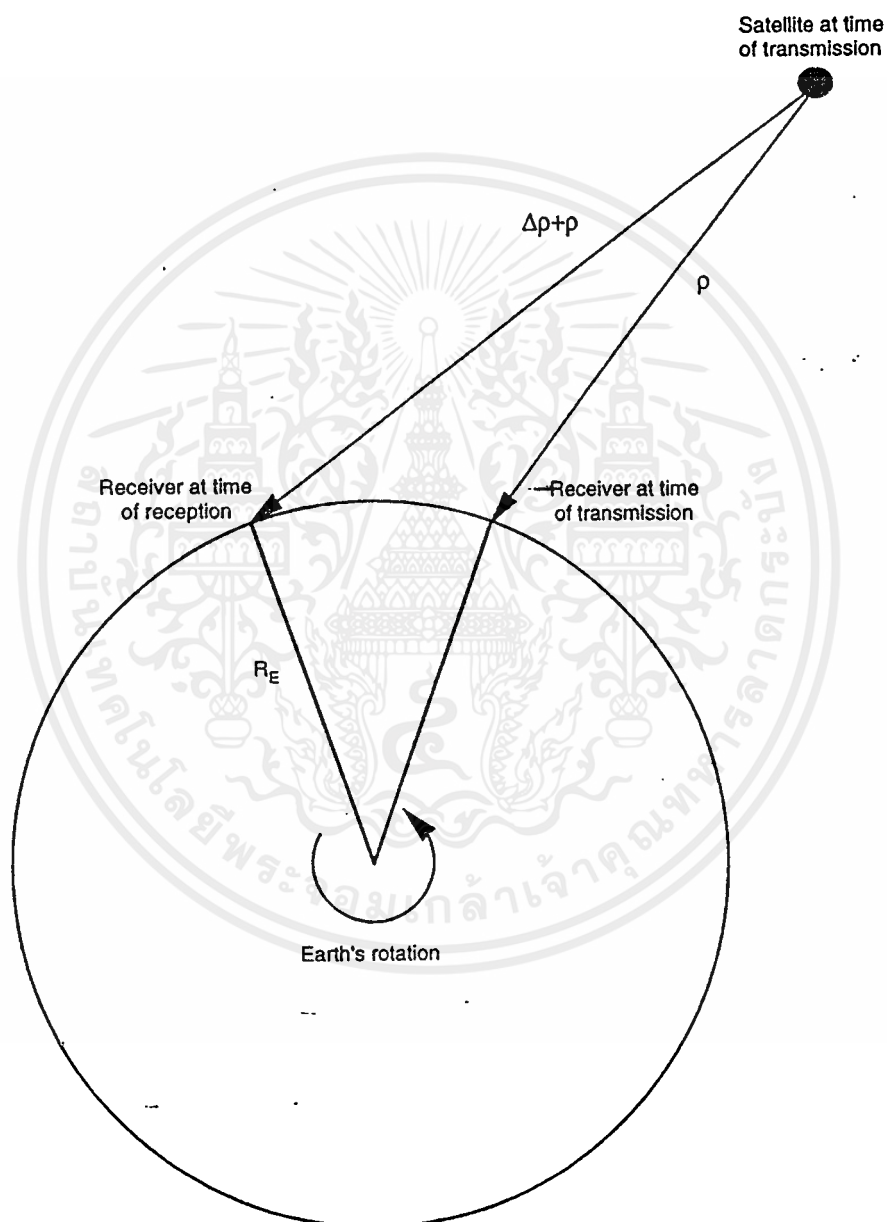
$$\Delta t_r = Fe\sqrt{A} \sin E_r \quad 2.23$$

$$F = -4.4442807633 \times 10^{-10} \text{ sec/m}$$

$e$  = ค่าความรีของวงโคจรดาวเทียม

$A$  = แกนเซมิเมเจอร์ของวงโคจรดาวเทียม

$E_x$  = ค่า eccentric anomaly ของวงโคจรดาวเทียม



รูป 2.30 ปรัชการณื Sanac

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรากฏการณ์สัมพัทธภาพนี้สามารถมีค่ามากที่สุดเป็น 70 nsec (คิดเป็นระยะ 21m) การแก้ไขนาฬิกาบนดาวเทียมสำหรับปรากฏการณ์สัมพัทธภาพนี้ จะช่วยให้การประมาณเวลาการส่งสัญญาณโดยผู้ที่มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น เนื่องจากการหมุนของโลกในระหว่างเวลาของการส่งสัญญาณ ความคลาดเคลื่อนทางสัมพัทธภาพอีกแบบหนึ่งจะเกิดขึ้นเรียกว่า ปรากฏการณ์ Sagnac ในระหว่างการเดินทางของการส่งสัญญาณดาวเทียม นาฬิกาบนพื้นโลกจะมีการหมุนเมื่อเทียบกับเฟรมอ้างอิงที่อยู่ ณ จุดศูนย์กลางของโลก รูป 2.30 แสดงปรากฏการณ์ Sagnac

เมื่อผู้ใช้ในการหมุนสุทธิในทิศออกจากดาวเทียม เวลาในการเดินทางของสัญญาณจะเพิ่มขึ้น ถ้าผู้ใช้ในการหมุนสุทธิในทิศเข้าหาดาวเทียม เวลาในการเดินทางของสัญญาณจะลดลง

### 2.9.2.5 ผลกระทบจากชั้นบรรยากาศ

ความเร็วในการเดินทางของคลื่นในตัวกลางสามารถแสดงในรูปของดัชนีการหักเหของตัวกลาง ดัชนีหักเห คือ อัตราส่วนของความเร็วในการเดินทางของคลื่นใน free space ต่อความเร็วในการเดินทางของคลื่นในตัวกลางจากสูตร

$$n = \frac{c}{v} \quad 2.24$$

(สำหรับ WGS-84,  $c = 299,792,458$  m/sec) ตัวกลางของคลื่นจะเกิดการกระจาย ถ้าความเร็วในการเดินทางของคลื่นเป็นฟังก์ชันของความถี่ของคลื่น ในตัวกลางซึ่งเกิดการกระจาย ความเร็วในการเดินทาง  $v_p$  ของเฟสของพาหะของสัญญาณ จะแตกต่างจากความเร็ว  $v_g$  ของคลื่นซึ่งบรรจุข่าวสารของสัญญาณ ซึ่งในแง่ของการบรรจุข่าวสารนั้นสามารถคิดว่าเป็นกลุ่มของคลื่นซึ่งเดินทาง  $\omega$  ความถี่ที่แตกต่างกันเล็กน้อย

เพื่อให้เป็นหลักการของความถี่กลุ่มและความเร็วเฟสอย่างชัดเจน ขอให้พิจารณาส่วนประกอบ 2 ส่วน ( $S_1$  และ  $S_2$ ) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่  $f_1$  และ  $f_2$  ( $\omega_1$  และ  $\omega_2$ ) กับความเร็วเฟส  $v_1$  และ  $v_2$  เดินทางในทิศทางแนวแกน X ผลรวมของ S ของสัญญาณเหล่านี้คือ

$$S = S_1 + S_2 = \sin \omega_1 \left( t - \frac{x}{v_1} \right) + \sin \omega_2 \left( t - \frac{x}{v_2} \right)$$

โดยใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ

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

เราจะพบว่า

$$\begin{aligned} S &= 2 \cos \left[ \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)t - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_1}{v_1} - \frac{\omega_2}{v_2} \right) x \right] \times \sin \left[ \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)t - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_1}{v_1} + \frac{\omega_2}{v_2} \right) x \right] \\ &= 2 \cos \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2) \left[ t - \frac{x}{\frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)} \right] \times \sin \left[ \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2)t - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_1}{v_1} + \frac{\omega_2}{v_2} \right) x \right] \end{aligned}$$

ส่วนของโคไซน์ คือ กลุ่มคลื่นซึ่งเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว

$$\begin{aligned} v_x &= \frac{\frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2)}{\frac{1}{2}\left(\frac{\omega_1}{v_1} - \frac{\omega_2}{v_2}\right)} = \frac{2\pi(f_1 - f_2)}{2\pi\left(\frac{f_1}{v_1} - \frac{f_2}{v_2}\right)} = \frac{f_1 - f_2}{\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}} = \frac{\left(\frac{v_1}{\lambda_1} - \frac{v_2}{\lambda_2}\right)}{\left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}\right)} \\ &= \frac{\left(\frac{v_1}{\lambda_1} - \frac{v_1}{\lambda_2} + \frac{v_1}{\lambda_2} - \frac{v_2}{\lambda_2}\right)}{\left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}\right)} = v_1 - \lambda_1 \frac{v_2 - v_1}{\lambda_2 - \lambda_1} \end{aligned}$$

2.25

โดย  $\lambda_1$  และ  $\lambda_2$  เป็นความยาวคลื่นของสัญญาณที่สอดคล้องกัน

สำหรับแบนวิดธ์ที่แคบ เช่น ในสัญญาณจิติเอสเราสามารถแทนที่  $v_2 - v_1$  ด้วยดิฟเฟอเรนเชียล

$dv$  แทนที่  $\lambda_1 - \lambda_2$  ด้วยดิฟเฟอเรนเชียล  $d\lambda$  แทน  $\lambda$ , ด้วย  $\lambda$  และเพิ่ม subscript  $p$  ให้กับ  $v$  เพื่อแสดงความเร็วเฟสให้ชัดเจนเพื่อให้ได้

$$v_x = v_p - \lambda \frac{dv_p}{d\lambda}$$

2.26

ซึ่งจะบอกเป็นนัยๆว่าผลต่างระหว่างความเร็วกลุ่มและความเร็วเฟส ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นและอัตราการเปลี่ยนแปลงของความเร็วเฟสเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น

ดัชนีการหักเหที่เกี่ยวข้องกัน

$$n_x = n_p + f \frac{dn_p}{df}$$

2.27

ซึ่งดัชนีการหักเห คือ

$$n_p = \frac{c}{v_p} \quad n_x = \frac{c}{v_x}$$

2.28

และ  $f$  ซึ่งให้เห็นความถี่ของสัญญาณ ในตัวกลางที่ไม่กระจาย การเดินทางของคลื่นจะไม่ขึ้นกับความถี่และเฟสของสัญญาณ โดยข้อมูลสัญญาณจะเดินทางด้วยความเร็วเดียวกันด้วย  $v_x = v_p$  และ  $n_x = n_p$

ผลกระทบของไอโอโนสเฟียร์

ไอโอโนสเฟียร์ คือ ตัวกลางซึ่งกระจุกกระจายอยู่ในขอบเขตของชั้นบรรยากาศระหว่าง 70 km และ 1000 km เหนือพื้นผิวโลก ในบริเวณนี้รังสีอัลตราไวโอเล็ตจากดวงอาทิตย์ จะไอออไนซ์ส่วนโมเลกุลของก๊าซ และปล่อยอิเล็กตรอนอิสระออกมา อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีอิทธิพลต่อการเดินทางของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งการส่งสัญญาณของดาวเทียมจิติเอสด้วย

ดัชนีการหักเหของการเดินทางของเฟส ในชั้น ไอโอโนสเฟียร์สามารถประมาณได้เป็น

$$n_p = 1 + \frac{C_2}{f^2} + \frac{C_3}{f^3} + \frac{C_4}{f^4} \dots \quad 2.29$$

ซึ่งสัมประสิทธิ์  $C_2$ ,  $C_3$  และ  $C_4$  ไม่ขึ้นกับความถี่แต่จะเป็นฟังก์ชันของจำนวนอิเล็กตรอนในเส้นทางที่สัญญาณเดินทางจากดาวเทียมไปยังผู้ใช้ ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนจะแสดงด้วย  $n_e$  ส่วน  $n_e$  สามารถแสดงได้โดยคิฟเฟอร์เนซเชด สมการ 2.29 เทียบกับความถี่และแทนค่าที่ได้ลงในสมการ 2.27 จะได้ผลลัพธ์คือ

$$n_s = 1 - \frac{C_2}{f^2} - \frac{2C_3}{f^3} - \frac{3C_4}{f^4} \dots$$

สำหรับกำลังหนึ่งค่าประมาณเหล่านี้ คือ

$$n_p = 1 + \frac{C_2}{f^2} \quad n_s = 1 - \frac{C_2}{f^2} \quad 2.30$$

สัมประสิทธิ์  $C_2$  จะถูกประมาณว่า  $C_2 = -40.3 n_e \text{ Hz}^2$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$n_p = 1 - \frac{40.3 n_e}{f^2} \quad n_s = 1 + \frac{40.3 n_e}{f^2} \quad 2.31$$

โดยใช้สมการ 2.28 ความเร็วเฟสและความเร็วกลุ่มจะประมาณได้เป็น

$$v_p = \frac{c}{1 - \frac{40.3 n_e}{f^2}} \quad v_g = \frac{c}{1 + \frac{40.3 n_e}{f^2}} \quad 2.32$$

สังเกตได้ว่าความเร็วเฟสจะมีค่ามากกว่าความเร็วกลุ่ม จำนวนที่ถูกหน่วงไว้ของความเร็วกลุ่มจะเท่ากับจำนวนที่ล่งหน้าไปของเฟสของพาหะเมื่อเทียบกับการเดินทางใน free space ซึ่งในกรณีของจีพีเอส ข่าวสารของสัญญาณ (เช่น รหัส PRN และข้อมูลการนำร่อง) กำลังถูกหน่วงและเฟสของพาหะกำลังล่งหน้า ระยะทางที่วัดได้คือ

$$S = \int_{SV}^{User} n ds \quad 2.33$$

ระยะทาง line of sight คือ

$$l = \int_{SV}^{User} dl \quad 2.34$$

ผลต่างความยาวของระยะทางเนื่องจากการหักเหในไอโอโนสเฟียร์ คือ

$$\Delta S_{iono} = \int_{SV}^{User} n ds - \int_{SV}^{User} dl \quad 2.35$$

ดีเลย์ที่เกิดจากดัชนีการหักเหของเฟส คือ

$$\Delta S_{iono,p} = \int_{SV}^{User} \left( 1 - \frac{40.3n_e}{f^2} \right) ds - \int_{SV}^{User} dl \tag{2.36}$$

ดีเลย์ที่เกิดจากดัชนีการหักเหของกลุ่ม คือ

$$\Delta S_{iono,g} = \int_{SV}^{User} \left( 1 + \frac{40.3n_e}{f^2} \right) ds - \int_{SV}^{User} dl \tag{2.37}$$

เนื่องจากดีเลย์จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับระยะทางจากดาวเทียม มายังผู้ใช้ เราจะทำสมการ 2.36 และ 2.37 ให้ง่ายขึ้น โดยการอินทิเกรตเทอมแรกตลอดเส้นทาง line of sight เพราะฉะนั้น ds จะเปลี่ยนเป็น dl และเราจะได้

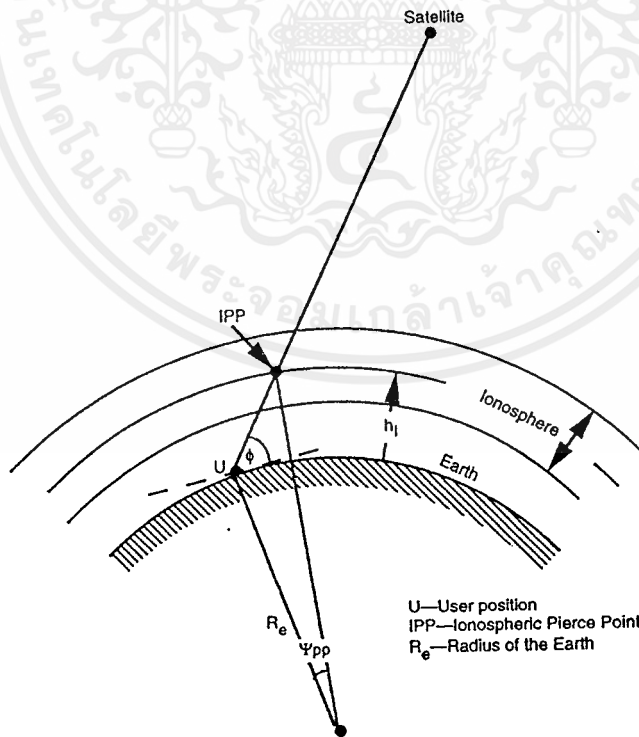
$$\Delta S_{iono,p} = -\frac{40.3}{f^2} \int_{SV}^{User} n_e dl \quad \Delta S_{iono,g} = \frac{40.3}{f^2} \int_{SV}^{User} n_e dl \tag{2.38}$$

ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนตลอดความยาวของเส้นทางจะถูกเรียกว่า TEC (total electron count) และมีนิยามว่า

$$TEC = \int_{SV}^{User} n_e dl$$

TEC นั้นจะถูกแสดงในหน่วยของ อิเล็กตรอน/m<sup>2</sup> TEC เป็นฟังก์ชันของ เวลา, วัน, ตำแหน่งของผู้ใช้, มุมเอlevationของดาวเทียม, ฤดูกาล, ไอโอโนสเฟียร์, การกระทำของแม่เหล็ก, sunspot cycle และ การเป็นประกาย(scintillation) มันจะมีค่าอยู่ระหว่าง 10<sup>16</sup> และ 10<sup>19</sup> โดยจะมีค่าสูงสุดในช่วงเที่ยงคืนและช่วงเที่ยงวัน ตามลำดับ เราสามารถเขียนสมการ 2.38 ในเทอมของ TEC ได้เป็น

$$\Delta S_{iono,p} = -\frac{40.3 \text{ TEC}}{f^2} \quad \Delta S_{iono,g} = \frac{40.3 \text{ TEC}}{f^2} \tag{2.39}$$



รูป 2.31 แบบจำลองทางเรขาคณิตในชั้นไอโอโนสเฟียร์

เนื่องจากตามปกติ TEC จะเทียบกับทิศทางซึ่งตั้งฉากผ่าน ไอโอโนสเฟียร์ สมการด้านบนแสดง คีเลย์ของเส้นทางในทิศทางตั้งฉากกับดาวเทียมที่มุมเอเลเวชัน 90 องศา สำหรับมุมเอเลเวชันอื่นๆ เรา จะคูณ สมการ 2.39 ด้วยแฟคเตอร์ของความเอียง โดยที่แฟคเตอร์ของความเอียงนี้ทำให้ความยาวของการเดินทางที่ สัญญาณเดินทางอยู่ภายในชั้นไอโอโนสเฟียร์เพิ่มขึ้น แฟคเตอร์ของความเอียงที่ใช้ใน WAAS นั้นหาได้จาก รูป 2.31

ความสูงซึ่งมีค่าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนมากที่สุด คือ 400 km และเมื่อเราเพิ่มแฟคเตอร์ของ ความเอียงเข้าไปในสมการ 2.39 จะได้เป็น

$$\Delta S_{\text{iono},p} = -F_{pp} \frac{40.3 \text{ TEC}}{f^2} \quad \Delta S_{\text{iono},e} = F_{pp} \frac{40.3 \text{ TEC}}{f^2}$$

เนื่องจากไอโอโนสเฟียร์คิเลย์ ไม่ขึ้นกับความถี่มันจะเสมือนถูกกำจัดออกไปได้โดยการทำการวัด ระยะด้วยเครื่องรับแบบ 2 ความถี่ การวัดความแตกต่างของซูโดเรนจ์ที่วัดโดยใช้ความถี่ L1 และ L2 จะทำให้ เราสามารถประมาณค่าคิเลย์ในทั้ง L1 และ L2 ได้(ไม่คิดมัลติพาทและความคลาดเคลื่อนของเครื่องรับ) ผล ต่างของระยะทางบน L1 สามารถหาได้โดยใช้ สมการ

$$\Delta S_{\text{iono},\text{cur},L1} = \left( \frac{L_2^2}{L_2^2 - L_1^2} \right) (\rho_{L1} - \rho_{L2}) \quad 2.40$$

ผลต่างของระยะทางบน L2 สามารถหาได้โดยคูณ สมการ 2.40 กับ

$$(f_1/f_2)^2 = (77/60)^2$$

การแก้ไขนี้จะถูกลบออกจากการวัดซูโดเรนจ์ที่ทำในแต่ละความถี่ อย่างไรก็ตามการแก้ไขเหล่านี้ เป็นการประมาณ ดังนั้นความคลาดเคลื่อนก็ยังคงมีเหลืออยู่ เมื่อมุมเอเลเวชันมีค่าต่ำกว่า 90 องศา คีเลย์จะ เกิดขึ้นเกือบสามเท่า สำหรับสัญญาณที่เดินทางมาด้วยมุมเอเลเวชัน 90 องศา คีเลย์จะมีค่าประมาณ 10 ns(3m) ในเวลากลางคืนและมีค่า 150 ns(45m) ในเวลากลางวัน ส่วนเมื่อมุมต่ำๆเช่น 0 - 10 องศา คีเลย์จะมีค่า ประมาณ 30 ns(9m) ในเวลากลางคืนและมีค่า 150 ns(45m) ในเวลากลางวัน

### การคิเลย์ในชั้นโทรโปสเฟียร์

โทรโปสเฟียร์เป็นส่วนที่อยู่ต่ำสุดในชั้นบรรยากาศ และมันจะไม่กระจัดกระจายสำหรับภายในช่วง ความถี่ไม่เกิน 15 GHz ภายในตัวกลางนี้ความเร็วกลุ่มและความเร็วเฟสจากคลื่นพาหะของจีพีเอสและ สัญญาณข่าวสาร(รหัส PRN และข้อมูลการนำร่อง) บนทั้ง L1 และ L2 จะคิเลย์เท่ากันเมื่อเทียบกับการเดินทาง ใน free space คีเลย์นี้จะขึ้นฟังก์ชันของดัชนีการหักเหในชั้นโทรโปสเฟียร์ ซึ่งขึ้นอยู่กับ อุณหภูมิ, ความดัน และความชื้นสัมพัทธ์ ช่วงของคิเลย์นี้จะมีตั้งแต่ประมาณ 2.4 m เมื่อดาวเทียมอยู่ที่มุมเอเลเวชัน 90 องศา และ ผู้ใช้ที่อยู่ระดับน้ำทะเล จนถึงประมาณ 25 m เมื่อดาวเทียมอยู่ที่มุมเอเลเวชันประมาณ 5 องศา

จากสมการ 2.35 เรามีผลต่างของระยะทางเนื่องจากการเคลื่อนที่ในชั้น โทรโปสเฟียร์เป็นดังนี้

$$\Delta S_{\text{tropo}} = \int_{sv}^{\text{user}} (n - 1) ds$$

ซึ่งการอินทิเกรตจะกระทำตลอดเส้นทางของสัญญาณ

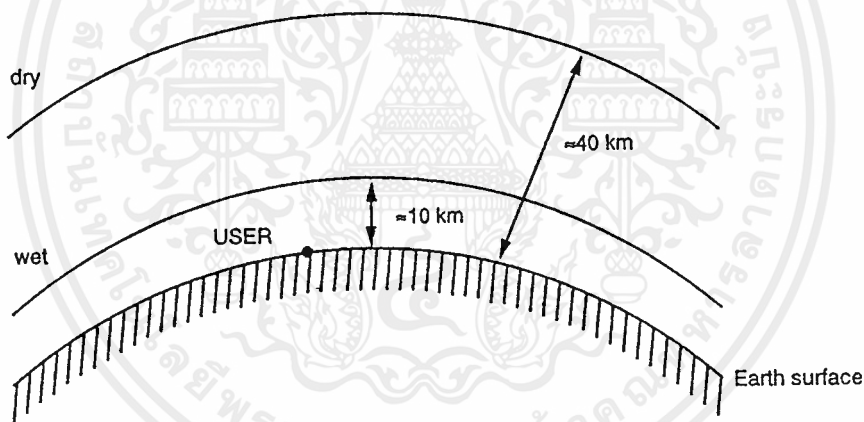
ผลต่างของระยะทางยังสามารถแสดงในเทอมของการหักเห ได้อีกด้วย

$$\Delta S_{\text{tropo}} = 10^{-6} \int_{sv}^{\text{user}} N ds \quad 2.41$$

ซึ่งค่าการหักเห  $N$  คือ

$$N \equiv 10^6(n - 1)$$

ค่าการหักเห มักจะถูกจำลองโดยใช้ทั้งส่วนประกอบที่แห้งและส่วนประกอบที่เปียก ส่วนประกอบที่แห้งซึ่งมาจากอากาศที่แห้งนั้นจะทำให้เกิดเคลื่อนที่ใน โทรโปสเฟียร์ประมาณ 90% และสามารถทำนายได้ค่อนข้างแม่นยำ ส่วนประกอบที่เปียกซึ่งมาจากไอน้ำ จะทำนายได้ยากกว่าเพราะความไม่แน่นอนในการกระจายไอน้ำในชั้น โทรโปสเฟียร์ รูป 2.32



รูป 2.32 ส่วนประกอบที่เปียกและแห้งในชั้น โทรโปสเฟียร์

ชั้นที่แห้งจะมีความสูงประมาณ 40 km ส่วนชั้นที่เปียกจะมีความสูงประมาณ 10 km เราให้  $N_{d,0}$  และ  $N_{w,0}$  เป็นค่าการหักเหของส่วนประกอบที่แห้งและเปียกตามลำดับที่ระดับน้ำทะเล

เพื่อแสดง  $N_{d,0}$  และ  $N_{w,0}$  ในเทอมของความดันและอุณหภูมิเราจะได้

$$N_{d,0} \approx a_1 \frac{p_0}{T_0}$$

ซึ่ง

$p_0$  = ส่วนหนึ่งของความดันของส่วนประกอบที่แห้ง ที่ระดับน้ำทะเลมาตรฐาน (mbar)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$T_0$  = อุณหภูมิสัมบูรณ์ที่ระดับน้ำทะเลมาตรฐาน (K)

$a_1$  = ค่าคงที่จากการทดลอง (77.624 K /mbar)

$$N_{w,0} = a_2 \frac{e_0}{T_0} + a_3 \frac{e_0}{T_0^2}$$

ซึ่ง

$e_0$  = ส่วนหนึ่งของความดันของไอน้ำที่ระดับน้ำทะเลมาตรฐาน (mbar)

$T_0$  = อุณหภูมิสัมบูรณ์ที่ระดับน้ำทะเลมาตรฐาน (K)

$a_2$  และ  $a_3$  เป็นค่าคงที่จากการทดลอง (-12.92 K/mbar และ 371,900 K<sup>2</sup>/mbar ตามลำดับ)

ศิลปะของเส้นทางจะแปรผันกับระดับความสูง  $h$  ตำแหน่งของผู้ใช้  $h$  เพราะฉะนั้นทั้งส่วนประกอบที่แห้งและเปียกของค่าการหักเห จะขึ้นอยู่กับสถานะของชั้นบรรยากาศที่ระดับความสูง  $h$  ตำแหน่งของผู้ใช้เหนืออิลลิปซอยด์อ้างอิง

ส่วนประกอบที่แห้งซึ่งเป็นฟังก์ชันของระดับความสูงจะแสดงได้เป็น

$$N_d(h) = N_{d,0} \left[ \frac{h_d - h}{h_d} \right]^\mu \quad 2.42$$

และ  $h_d$  คือขอบเขตของส่วนประกอบที่แห้งของชั้น โทร โปสเฟียร์ เมื่อเทียบกับระดับน้ำทะเลซึ่งได้มาจาก

$$h_d = 0.011385 \frac{p_0}{N_{d,0} \times 10^{-6}}$$

ซึ่ง  $\mu$  ได้จากการใช้กฎของก๊าซอุดมคติ และพบว่าเมื่อ  $\mu = 4$  จะให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุด

ในการทำงานเดียวกันค่าการหักเห  $N_w(h)$  ของส่วนประกอบที่เปียกของชั้น โทร โปสเฟียร์จะ ได้จาก

$$N_w(h) = N_{w,0} \left[ \frac{h_w - h}{h_w} \right]^\mu \quad 2.43$$

และ  $h_w$  คือขอบเขตของส่วนประกอบที่เปียกของชั้น โทร โปสเฟียร์ซึ่งได้มาจาก

$$h_w = 0.011385 \frac{1}{N_{w,0} \times 10^{-6}} \left[ \frac{1,255}{T_0} + 0.05 \right] e_0$$

ผลต่างของระยะทาง เมื่อดาวเทียมอยู่ที่ 90 องศาและผู้ใช้อยู่ที่ระดับน้ำทะเลที่ได้จาก สมการ 2.41

$$\Delta S_{\text{topo}} = 10^{-6} \int_{h=0}^{h_d} N_{d,h} dh + 10^{-6} \int_{h=0}^{h_w} N_{d,w} dh \quad 2.44$$

แทนค่าสมการ 2.44 โดยใช้ค่า  $N_d(h)$  และ  $N_w(h)$  จากสมการ 2.42 และ 2.43 จะได้

$$\Delta S_{\text{topo}} = \frac{10^{-6}}{5} [N_{d,0} h_d + N_{w,0} h_w]$$

สำหรับมุมเอเลเวชันที่นอกเหนือจากมุม 90 องศา เราจะใช้การพิจารณาจากรูปที่ 2.33 โดยระดับ

ความสูงของผู้ใช้  $h$  จะถูกแทนด้วย ระยะทางจีโอเซนทริก  $r$  ดังนั้นสมการ 2.44 จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$\Delta S_{\text{impo},k} = \frac{10^{-6} N_{k,0}}{(r_k - r_0)^4} \int_{r_0}^{r_k} \frac{r(r_k - r_0)^4}{\sqrt{r^2 - r_0^2 \sin^2 E}} dr$$

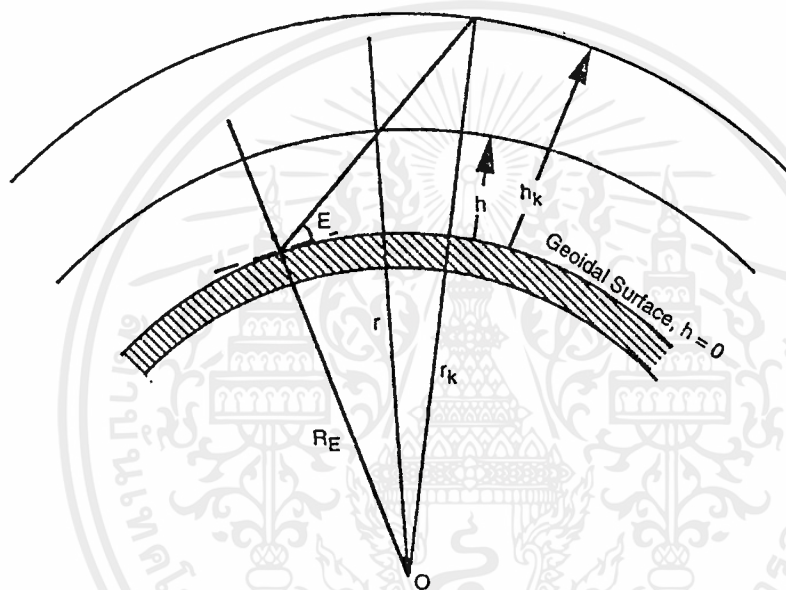
2.45

$$r_k = \sqrt{(R_E + h_k)^2 - r_0^2 \cos^2 E} - r_0 \sin E$$

$$r_0 = R_E + h$$

E คือ มุมเอlevation ของ line of sight จากความเทียบมายังผู้ใช้งาน

k แสดงทั้งส่วนประกอบที่แห้งและเปียก



รูป 2.33 แบบจำลองทางเรขาคณิตในชั้นโทรโปสเฟียร์

ฟังก์ชันแมปปิงสำหรับมุมเอlevation ใดๆ ในสมการ 2.45 ที่หาได้โดยใช้กฎของไซน์กับรูปที่ 2.33

$$\frac{r}{\sqrt{r^2 - r_0^2 \sin^2 E}}$$

สมการ 2.45 สามารถคำนวณได้โดยใช้อ่อนุกรม ผลต่างของระยะทางทั้งหมดคือ ผลรวมของการอินทิเกรตในส่วนประกอบที่แห้งและส่วนประกอบที่เปียก

เรามีวิธีการคิดเพื่อชดเชยคิเลย์ในชั้นโทรโปสเฟียร์อยู่หลายวิธี เพราะว่าส่วนประกอบที่เปียกนั้นยากที่จะคำนวณได้ วิธีหนึ่งที่จะใช้หาคิเลย์คือใช้ water vapor radiometer ซึ่งจะวัดค่าอุณหภูมิความสว่างของท้องฟ้า โดยการสังเกต radiometric microwave ตลอดระยะเวลาการเดินทางของสัญญาณ อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้มีราคาแพงและในทางปฏิบัติจะกระทำได้ยาก

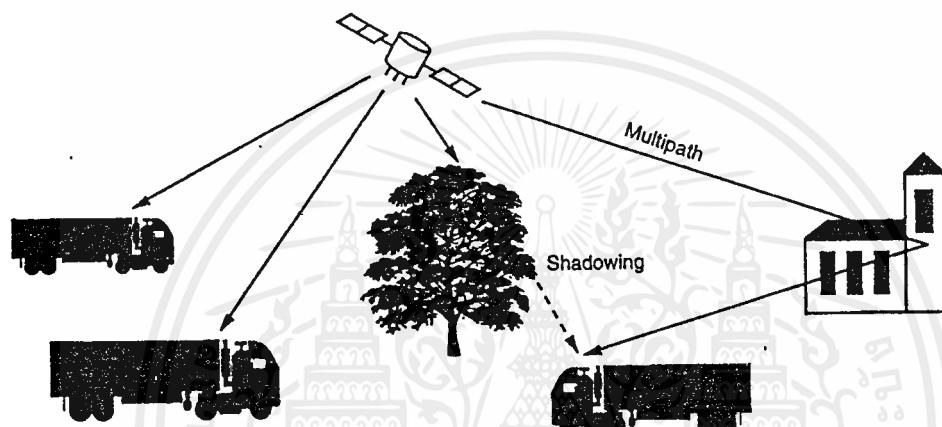
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.9.2.6 นอชต์ในเครื่องรับ

ความคลาดเคลื่อนจะได้จากผลกระทบของอุปสรรคฮาร์ดแวร์ ซึ่งมีค่าประมาณ 1 เมตร และจากนอชต์ที่เกิดขึ้นในระหว่างการแทรกสัญญาณ อีกประมาณ 1 เมตรเช่นเดียวกัน

### 2.9.2.7 มัลติพาท(Multipath)

ความคลาดเคลื่อนในส่วนนี้เกิดจากรากฏการณ์ที่สัญญาณจีพีเอส สะท้อนมาจากวัตถุ(เช่น ตึก, ยานพาหนะ)ก่อนแล้วจึงวิ่งเข้าสู่เครื่องรับ ดังรูป 2.34 มัลติพาทจะบิดเบือนรหัส PRN, ข้อมูลการนำร่อง และเฟสของพาหะของตัวเอง ซึ่งในกรณีที่เลวร้ายที่สุดจะทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณได้



รูป 2.34 การเกิดมัลติพาท

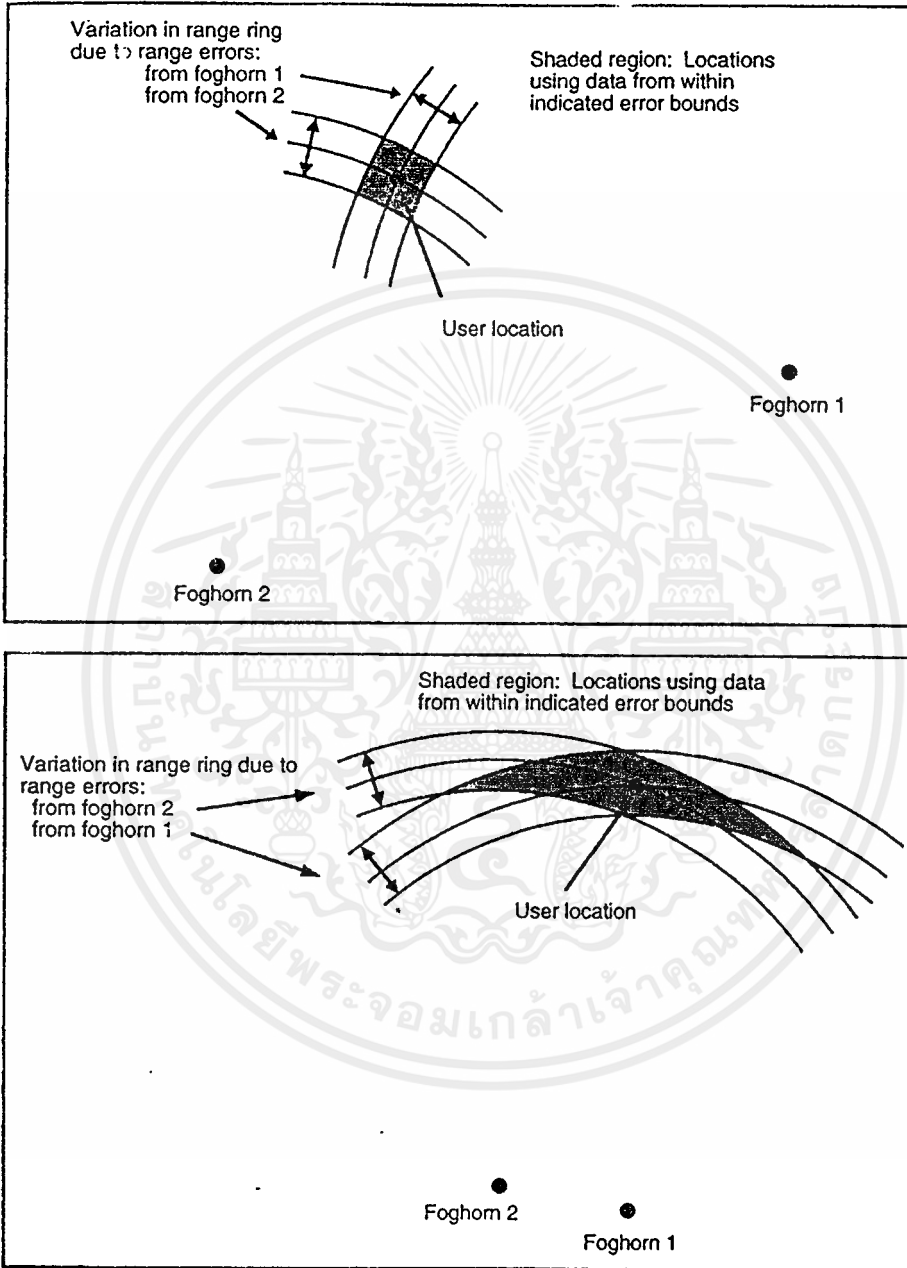
### 2.9.3 ตำแหน่งทางเรขาคณิตของดาวเทียมและ โคลงชั้นออฟพรีซิชั่น(Dilution of Precision, DOP)

DOP เป็นตัวแสดงถึงคุณภาพของผลลัพธ์ ที่คาดว่าจะได้รับจากการวางตำแหน่งของเครื่องรับจีพีเอส ลองพิจารณาตัวอย่างต่อไปนี้ เพื่อประกอบความเข้าใจเกี่ยวกับ DOP

มีผู้ใช้งานหนึ่งจะหาตำแหน่งของตัวเองจากการวัดระยะทางโดยใช้แคโรเซสตีร์ (foghorn) 2 อัน เราจะสมมติว่าผู้ใช้นี้ใช้ฐานเวลาที่ซึ่งโครโนซ์กับแคโรเซสตีร์ และรู้ตำแหน่งกับเวลาของการส่งสัญญาณของแคโรเซสตีร์ทั้ง 2 อันนั้น ผู้ใช้จะจับเวลาขณะที่สัญญาณของแคโรเซสตีร์แต่ละอันเดินทางมาถึงและคำนวณเวลาที่สัญญาณใช้ในการเดินทาง เพื่อจะได้ค่าระยะทางระหว่างผู้ใช้นี้กับแคโรเซสตีร์แต่ละอัน ผู้ใช้จะหาตำแหน่งของเขาได้จากการอินเตอร์เซกกันของวงแหวนที่เกิดจากค่าระยะทางระหว่างตัวผู้ใช้นี้กับแคโรเซสตีร์

ถ้ามีความผิดพลาดในการวัด วงแหวนระยะทางจะผิดพลาดไปด้วย ซึ่งก็จะทำให้การคำนวณหาตำแหน่งของผู้ใช้คลาดเคลื่อนไป หลักการของ DOP นั้น คือ ความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งซึ่งเป็นผลมาจากความผิดพลาดในการวัดอันขึ้นอยู่กับ ความสัมพันธ์ทางเรขาคณิตของดาวเทียมกับผู้ใช้นี้

ในรูป 2.35 จะเห็นความสัมพันธ์ทางเรขาคณิต 2 แบบของดาวเทียมกับผู้ใช้ ในรูป 2.35(ก) พบว่าพื้นที่เงาซึ่งแสดงบริเวณที่เกิดจากความผิดพลาด จะมีขนาดเล็กกว่าในรูป 2.35(ข) เราจะเรียกเรขาคณิตในรูป 2.35(ก) ว่ามีค่า DOP ที่ต่ำ ส่วนในรูป 2.35(ข) จะมีค่า DOP ที่สูง



รูป 2.35 แสดงความสัมพันธ์ทางเรขาคณิตและDOP, (ก) DOP มีค่าต่ำ, (ข) DOP มีค่าสูง

ค่าของ DOP มักจะถูกอธิบายในเทอมต่างๆที่สัมพันธ์กับสัญญาณที่ได้จากการจับกลุ่มดาวเทียม เพื่อกำหนดตำแหน่งของเครื่องรับสัญญาณ เทอมต่างๆเหล่านี้ได้แก่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GDOP - Geometrical Dilution of Precision

PDOP - Position Dilution of Precision (3-D)

HDOP - Horizontal Dilution of Precision (latitude, longitude)

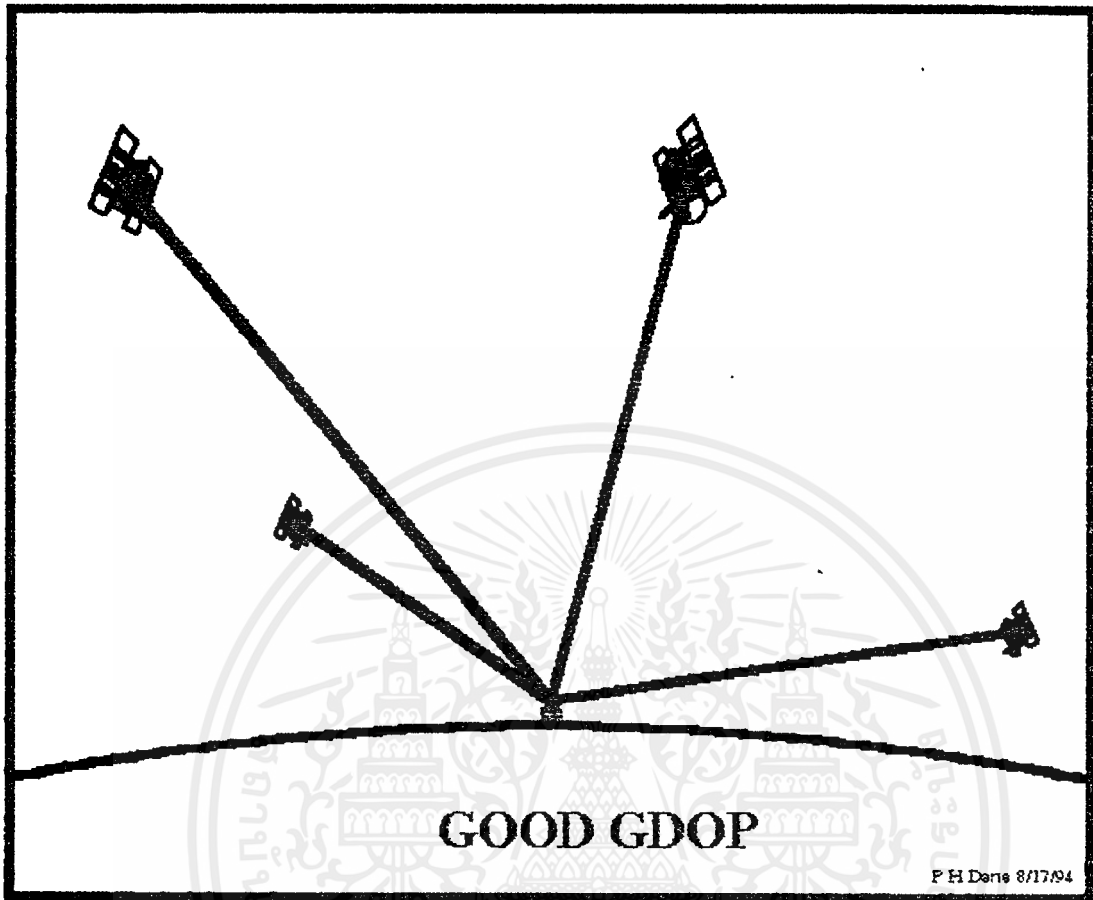
VDOP - Vertical Dilution of Precision (height)

TDOP - Time Dilution of Precision (time)

ค่าที่มักจะนำมาพิจารณาได้แก่ค่า GDOP ซึ่งจะแสดงถึงการจัดวางตัวของดาวเทียม 4 ดวง ที่ทำกับเครื่องรับสัญญาณ ถ้าค่า GDOP มีค่ามาก พิกัดที่ได้จากเครื่องรับอาจผิดพลาดไปจากที่จริงจะเป็นมากเช่นเดียวกัน ตัวอย่างของการจัดกลุ่มดาวเทียมที่ทำให้ GDOP มีค่าไม่ดีและดี เป็นดังรูปที่ 2.36 และ 2.37



รูป 2.36 ลักษณะ GDOP ที่ไม่ดี



รูป 2.37 ลักษณะ GDOP ที่ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตัวอย่างการคำนวณหาค่า DOP ต่างๆเป็นดังนี้

GPS Pseudorange Navigation Example - Peter H. Dana - 4/24/98

Satellite (SV) coordinates in ECEF XYZ from Ephemeris Parameters and SV Time

$SVx_0 := 16524471.175$	$SVy_0 := -16649826.222$	$SVz_0 := 13512272.987$	SV 15
$SVx_1 := -2304058.534$	$SVy_1 := -23287906.465$	$SVz_1 := 11917038.105$	SV 27
$SVx_2 := 16680243.357$	$SVy_2 := -3069625.561$	$SVz_2 := 20378551.047$	SV 31
$SVx_3 := -14799931.395$	$SVy_3 := -21425358.24$	$SVz_3 := 6069947.224$	SV 7

Satellite Pseudoranges in meters (from C/A code epochs in milliseconds)

$$P_0 := 89491.971 \quad P_1 := 133930.500 \quad P_2 := 283098.754 \quad P_3 := 206961.742 \text{ Range} + \text{Receiver Clock Bias}$$

Receiver Position Estimate in ECEF XYZ

$$R_x := -730000 \quad R_y := -6440000 \quad R_z := 3230000$$

For Each of 4 SVs  $i := 0..3$

Ranges from Receiver Position Estimate to SVs ( $R_i$ ) and Array of Observed - Predicted Ranges

$$R_i := \sqrt{(SVx_i - R_x)^2 + (SVy_i - R_y)^2 + (SVz_i - R_z)^2} \quad L_i := \text{mod}[(R_i), .299792458] - P_i$$

Compute Directional Derivatives for XYZ and Time

$$Dx_i := \frac{SVx_i - R_x}{R_i} \quad Dy_i := \frac{SVy_i - R_y}{R_i} \quad Dz_i := \frac{SVz_i - R_z}{R_i} \quad Dt_i := -1$$

Solve for Correction to Receiver Position Estimate

$$A := \begin{bmatrix} Dx_0 & Dy_0 & Dz_0 & Dt_0 \\ Dx_1 & Dy_1 & Dz_1 & Dt_1 \\ Dx_2 & Dy_2 & Dz_2 & Dt_2 \\ Dx_3 & Dy_3 & Dz_3 & Dt_3 \end{bmatrix} \quad dR := (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot L \quad dR = \begin{bmatrix} -3186.496 \\ -3791.932 \\ 1193.286 \\ 12345.997 \end{bmatrix}$$

Apply Corrections to Receiver XYZ and Compute Receiver Clock Bias Estimate

$$R_x := R_x + dR_0 \quad R_y := R_y + dR_1 \quad R_z := R_z + dR_2 \quad \text{Time} := dR_3$$

$$R_x = -733186.496 \quad R_y = -6443791.932 \quad R_z = 3231193.286 \quad \text{Time} = 12345.997$$

รูป 2.38 แสดงตัวอย่างของ การคำนวณซูโดเรนจ์เพื่อการนำร่อง

GPS GDOP Example - Peter H. Dana - 4/24/06

• Satellite (SV) coordinates in ECEF XYZ from Ephemeris Parameters and SV Time

$SVx_0 := 15524471.175$	$SVy_0 := -16649826.222$	$SVz_0 := 13512272.387$	SV 15
$SVx_1 := -2304058.534$	$SVy_1 := -23287906.465$	$SVz_1 := 11917038.105$	SV 27
$SVx_2 := 16680243.357$	$SVy_2 := -3069625.561$	$SVz_2 := 20378551.047$	SV 31
$SVx_3 := -14799931.395$	$SVy_3 := -21425358.24$	$SVz_3 := 6069947.224$	SV 7

Receiver Position Estimate in ECEF XYZ

$R_x := -730000$        $R_y := -5440000$        $R_z := 3230000$

For Each of 4 SVs       $i := 0..3$

Ranges from Receiver Position Estimate to SVs ( $R_i$ ) and Array of Observed - Predicted Ranges

$$R_i := \sqrt{(SVx_i - R_x)^2 + (SVy_i - R_y)^2 + (SVz_i - R_z)^2}$$

Compute Directional Derivatives for XYZ and Time

$$Dx_i := \frac{SVx_i - R_x}{R_i} \quad Dy_i := \frac{SVy_i - R_y}{R_i} \quad Dz_i := \frac{SVz_i - R_z}{R_i} \quad Dt_i := -1$$

Solve for Correction to Receiver Position Estimate

$$A := \begin{bmatrix} Dx_0 & Dy_0 & Dz_0 & Dt_0 \\ Dx_1 & Dy_1 & Dz_1 & Dt_1 \\ Dx_2 & Dy_2 & Dz_2 & Dt_2 \\ Dx_3 & Dy_3 & Dz_3 & Dt_3 \end{bmatrix} \quad P := (A^T \cdot A)^{-1}$$

Compute Geometric Dilution of Precision (GDOP) terms:

$$GDOP := \sqrt{P_{0,0} + P_{1,1} + P_{2,2} + P_{3,3}} \quad GDOP = 6.806$$

$$PDOP := \sqrt{P_{0,0} + P_{1,1} + P_{2,2}} \quad PDOP = 6.171$$

$$TDOP := \sqrt{P_{3,3}} \quad TDOP = 2.871$$

รูป 2.39 แสดงตัวอย่างการคำนวณค่า GDOP

## 2.10 มาตรฐาน NMEA และ โพรโตคอลที่ใช้ในการสื่อสารของจีพีเอส

### 2.10.1 มาตรฐาน NMEA (NMEA Standard)

คือ การอินเตอร์เฟสทางไฟฟ้าและโพรโตคอลการสร้างข้อมูล สำหรับการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์การเดินเรือ (NMEA ยังมีมาตรฐานสำหรับการสื่อสารในแบบอื่น ๆ อีกด้วย)

โดย NMEA ย่อมาจาก The National Marine Electronics Association ซึ่งทำการศึกษาและพัฒนาอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ทางน้ำ

#### 2.10.1.2 การอินเตอร์เฟสทางไฟฟ้า (Electrical Interface)

มาตรฐานนี้สามารถใช้เป็นระบบที่มีตัวส่ง (talker) เดียว และมีตัวรับ (listener) สายที่แนะนำให้ใช้เป็นแบบชนิดทวิสท์เพอร์ โดยต่อกราวด์ที่ตัวส่งเท่านั้น มาตรฐานไม่ได้กำหนดชนิดของ คอนเนคเตอร์ (connector) จะจง

#### 2.10.1.3 มาตรฐาน NMEA - 0183

มาตรฐานที่เอาท์พุทจะเป็นแบบ EIA - 422 และมีสายสัญญาณ 2 เส้น, A และ B โวลเตจบนเส้น A จะเป็นเหมือนกับสาย TTL เดียวแบบเดิม ขณะที่ B โวลเตจจะกลับทางกันกับ A เช่น A เป็น +5 B จะเป็นกราวด์ ในการใช้งาน, สายเพียงสายเดียว คือสาย A ใน EIA - 422 อาจจะถูกใช้เชื่อมต่อกับ RS - 232 อินพุทของเครื่องคอมพิวเตอร์

ในมาตรฐาน NMEA - 0183, ตัวอักษรที่ใช้คือ ASCII Text ซึ่งสามารถพิมพ์ได้ (รวมไปถึง carriage return and line feed) NMEA - 0183 นั้น ข้อมูลจะถูกส่งด้วยอัตรา 4800 baud ข้อมูลจะถูกส่งในรูปของประโยค (sentences) แต่ละประโยคเริ่มต้นด้วย \$ ตัวอักษรตัวที่ตามมาอีก 2 ตัว คือ talker ID หรือ Device ID เช่น GP ใช้เพื่อบ่งชี้ว่าเป็นข้อมูล GPS, ตัวอักษรที่ตามมาอีก 3 ตัว คือ Sentence ID หรือตัวกำหนดรูปแบบประโยค (sentence formatter) หรือจะเรียกว่า ชื่อประโยค (sentence name) , ตามมาด้วยฟิลด์ข้อมูลจำนวนหนึ่ง ซึ่งถูกแบ่งแยกโดยเครื่องหมายมา ( , ) และสิ้นสุดด้วยเช็คซัม (checksum) ที่สามารถเลือกได้ว่าจะมีหรือไม่ และ จบลงด้วยแครีเรียเทิร์น (carriage return / line feed) ประโยคอาจจะมีตัวอักษรถึง 82 ตัวรวมกับ \$ และ CR/LF แล้ว

ถ้าข้อมูลสำหรับฟิลด์ไม่สามารถหาได้ ฟิลด์จะถูกเว้นข้ามไป แต่คอมมาซึ่งทำหน้าที่แบ่งฟิลด์ยังคงถูกส่งไปโดยไม่เว้นช่องว่าง เพราะในแต่ละฟิลด์มีความยาวไม่คงที่หรือไม่มีข้อมูล เครื่องรับจะระบุตำแหน่งของฟิลด์ข้อมูลที่ต้องการ โดยการนับเครื่องหมายมา เช็คซัมที่เลือกได้ว่าจะมีหรือไม่ ประกอบด้วย “\*” และ 2 บิตของเลขฐาน 16 (2 hex digits) แทนการ exclusive OR ของตัวอักษรทั้งหมด แต่ไม่รวม “\$” และ “\*” ในการใช้งานจะมีความต้องการใช้เช็คซัม ในบางประโยค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในมาตรฐานจะอนุญาตแต่ละผู้ผลิตในการนิยามรูปแบบประโยค ประโยคเหล่านี้เริ่มต้นด้วย “\$P” และตัวอักษรสามตัวที่ตามมาเป็น manufacturer ID ตามด้วยข้อมูลซึ่งเป็นไปตามรูปแบบทั่วไปของประโยคมาตรฐาน

## 2.10.2 โปรโตคอล NMEA 183

NMEA คือ โปรโตคอลมาตรฐาน ถูกนำมาใช้โดยเครื่องรับ GPS เพื่อส่งข้อมูล NMEA เอาท์พุท จะเป็นโปรโตคอล EIA - 422A แต่เราสามารถนำไปใช้งานร่วมกับ RS - 232 ได้ โดยใช้อัตราการส่งข้อมูล 4800 bps, 8 คำคำบิต, ไม่มีพาริตีบิต และมีหนึ่ง สตอปบิต (stop bit (8N1)) ประโยคของ NMEA 0183 จะเป็นแอสกี (ASCII) ทั้งหมด แต่ละประโยคจะเริ่มต้นด้วย ดอลลาร์ (\$) และจบลงด้วย carriage return linefeed (<CR><LF>) ข้อมูลจะถูกแบ่งขึ้นด้วยคอมม่า (,) เครื่องรับจีพีเอส บางอันไม่ส่งบางฟิลด์(field) ข้อมูล เร็คซัม ถูกเพิ่มเติมเข้าไป (ในบางกรณี) ส่วนที่ตามหลัง \$ คือ แอดเดรสฟิลด์ acccc aa คือ device id. GP ใช้เพื่อบ่งชี้ว่าเป็นข้อมูล GPS การส่ง device id. ตามปกติแล้วเลือกได้ ccc คือ รูปแบบประโยค (sentence formatter) ซึ่งเรียกว่า sentence name

ต่อไปเป็นรูปแบบประโยคของ NMEA :

RMB

\$GPRMB,A,x.x,a,c-d,II,II,e,yyyyy.yy,f,g,g,h,h,i,i,j\*kk

RMB = ข่าวสารน้อยที่สุดที่จำเป็นในการนำร่อง (Recommended Minimum Navigation Information)

- 1 = สถานะของข้อมูล (V = การเตือนเครื่องรับในการนำร่อง (navigation receiver warning))
- 2 = ความคลาดเคลื่อนของครอสแทรค (Crosstrack error) ในหน่วย nautical miles
- 3 = ทิศทางที่ต้องเบนเข็มไป (Direction to steer) (L or R) เพื่อแก้ไขความคลาดเคลื่อน
- 4 = หมายเลข ของเวย์พอยท์(waypoint)เริ่มต้น
- 5 = หมายเลข ของเวย์พอยท์ปลายทาง
- 6 = ละติจูดของเวย์พอยท์ปลายทาง
- 7 = N or S(เหนือหรือใต้)
- 8 = ลองจิจูดของเวย์พอยท์เป้าหมาย
- 9 = E or W(ตะวันออกหรือตะวันตก)
- 10 = ระยะทางไปยังปลายทางในหน่วย nautical miles
- 11 = แบริง(Bearing) (มุมที่ทำกับปลายทาง) ในหน่วยองศา
- 12 = ความเร็วในการเข้าถึงเป้าหมาย (Destination closing velocity) ในหน่วย knots
- 13 = สถานะเมื่อเข้ามาถึง (Arrival status) (A = เข้าถึงหรือผ่าน ไปอย่างตั้งฉาก)

14 = เซ็คซั้ม

### RMC

\$GPRMC,hhmmss.ss,A,llll.ll,a,yyyyy.yy,a,x.x,x.x,ddmmyy,x.x,a\*hh

RMC = ข้อมูลที่เฉพาะของจีพีเอส/ทรานสิทน้อยที่สุดที่จำเป็น (Recommended Minimum Specific GPS/TRANSIT Data)

1 = เวลาของปัจจุบันในระบบUTC

2 = สถานะของข้อมูล (V = การเตือนเครื่องรับในการนำร่อง (navigation receiver warning))

3 = ละติจูด

4 = N or S (เหนือหรือใต้)

5 = ลองจิจูด

6 = E or W (ตะวันออกหรือตะวันตก)

7 = ความเร็ว หน่วย นีอต

8 = มุมที่วัดจากทิศเหนือ

9 = วันเดือนปี

10 = ความแปรปรวนเนื่องจากสนามแม่เหล็ก

11 = E or W (ตะวันออกหรือตะวันตก)

12 = เซ็คซั้ม

### GGA

\$GPGGA,hhmmss.ss,llll.ll,a,yyyyy.yy,a,x,xx,x.x,x.x,M,x.x,M,x.x,xxxx\*hh

GGA = ข้อมูลเฉพาะของระบบจีพีเอส Global Positioning System Fix Data

1 = UTC of Position

2 = ละติจูด

3 = N or S (เหนือหรือใต้)

4 = ลองจิจูด

5 = E or W (ตะวันออกหรือตะวันตก)

6 = ค่าชี้ถึงคุณภาพของระบบจีพีเอส (0=invalid; 1=GPS fix; 2=Diff. GPS fix)

7 = จำนวนดาวเทียมที่ใช้

8 = HDOP (Horizontal dilution of position)

9 = ความสูงของสายอากาศ เหนือกว่า/ต่ำกว่า ระดับน้ำทะเล

- 10 = เมตร (หน่วยความสูงของสายอากาศ)
- 11 = ค่าความแตกต่างระหว่างระบบ WGS-84กับระบบจีอออยด์
- 12 = เมตร (ความต่างของจีอออยด์)
- 13 = ระยะเวลาตั้งแต่อัปเดตข้อมูลครั้งสุดท้ายจากสถานีอ้างอิง
- 14 = หมายเลขประจำสถานีอ้างอิง
- 15 = เช็คซัม

#### VTG

\$GPVTG,t,T,,,s.ss,N,s.ss,K\*hh

VTG = มุมที่ทำกับทิศเหนือจริงๆและความเร็ว (Actual track made good and speed over ground)

- 1 = มุมที่ทำกับทิศเหนือ
- 2 = อักษร 'T' แสดงว่ามุมที่วัดเทียบกับทิศเหนือ
- 3 = ไม่ใช่
- 4 = ไม่ใช่
- 5 = ความเร็ว หน่วยน็อต
- 6 = อักษร 'N' แสดงความเร็วในหน่วยน็อต
- 7 = ความเร็วหน่วย km/h
- 8 = อักษร 'K' แสดงความเร็วในหน่วย km/h
- 9 = เช็คซัม

#### RMA

\$GPRMA,A,IIII.II,N,IIII.II,W,,,ss.s,ccc,vv.v,W\*hh

RMA = ข้อมูลการนำร่องจากตำแหน่งปัจจุบัน (Navigation data from present position)

- 1 = สถานะของข้อมูล
- 2 = ละติจูด
- 3 = N/S (เหนือ/ใต้)
- 4 = ลองจิจูด
- 5 = W/E (ตะวันออก/ตะวันตก)
- 6 = ไม่ใช่
- 7 = ไม่ใช่

- 8 = ความเร็ว หน่วยนี้คือ
- 9 = Course over ground
- 10 = ค่าความผันแปร
- 11 = ทิศทางของความผันแปร E/W
- 12 = เช็คซัม

#### GSA

\$GPGSA,A,3,19,28,14,18,27,22,31,39,,,,,1.7,1.0,1.3\*35

GSA = โหมดการทำงานของเครื่องรับจีพีเอส,ดาวเทียมที่ใช้ในการนำร่อง และ

ค่าDOP (GPS receiver operating mode, SVs used for navigation, and DOP values)

1 = โหมด:

M=Manual, ให้ผู้ใช้เลือกว่าจะใช้ 2มิติ หรือ 3มิติ

A=Automatic, 3มิติ/2มิติ

2 = โหมด:

1= ไม่สามารถระบุตำแหน่งได้

2=2มิติ

3=3มิติ

3-14 = หมายเลขของดาวเทียมที่ใช้ในการระบุตำแหน่ง (เป็น 0 สำหรับฟิลด์ที่ไม่ใช้)

15 = PDOP

16 = HDOP

17 = VDOP

#### GSV

\$GPGSV,4,1,13,02,02,213,,03,-3,000,,11,00,121,,14,13,172,05\*67

GSV = จำนวนของดาวเทียมที่มองเห็น,หมายเลข PRN, เlevation, อาซิมุทและค่าSNR

(Number of SVs in view, PRN numbers, elevation, azimuth & SNR values.)

1 = จำนวนหมายเลขของข่าวสารทั้งหมดของข้อมูลนี้ในรอบ

2 = หมายเลขข่าวสาร

3 = จำนวนทั้งหมดของดาวเทียมที่อยู่ในพิสัย

4 = หมายเลข PRN ของดาวเทียม

5 = มุม elevation(หรือมุมเงย)มีค่าสูงสุด 90 องศา

- 6 = มุมอาซิมุท(Azimuth) ทำกับขั้วเหนือ มีค่า 000 - 359 องศา
- 7 = ค่า SNR มีค่า 00-99 dB (0 เมื่อไม่มีการแทรกกิ้ง)
- 8-11 = ข่าวสารเกี่ยวกับดาวเทียมดวงที่สอง, เหมือนกับฟิลด์ 4-7
- 12-15 = ข่าวสารเกี่ยวกับดาวเทียมดวงที่สาม, เหมือนกับฟิลด์ 4-7
- 16-19 = ข่าวสารเกี่ยวกับดาวเทียมดวงที่สี่, เหมือนกับฟิลด์ 4-7

### 2.10.3 NMEA - 0180 และ 0182

เอาท์พุท ของตัวส่งอาจเป็น RS - 232 หรือจาก TTLบัฟเฟอร์ซึ่งจะส่งกระแส 10 mA ที่โวลเตจ 4 โวลต์ วงจรอย่างง่ายแสดงโอเพนคอลเลคเตอร์TTL บัฟเฟอร์ ร่วมกับตัวต้านทาน 680 และ ไดโอด เพื่อป้องกัน เอาท์พุทโวลเตจ สูงเกิน +5.7 v. วงจรรับถูกแนะนำให้อออปโตไอโซเลเตอร์และตัวป้องกันตัววงจรที่เหมาะสม อินพุทควรจะถูกแยกขาดจากกราวด์ของเครื่องรับ



### บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

#### 3.1 หลักการของโคจรรวมของโปรแกรม

โปรแกรม GPS Project นี้เขียนขึ้นเพื่อช่วยในการนำร่องโดยจะสามารถแสดงพิกัดของผู้ใช้ (ละติจูด, ลองจิจูด), ความเร็วและ ความสูงได้ โดยเมื่อเราทำการต่อคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องรับจีพีเอส โปรแกรมจะทำการรับประโยคโปรโตคอล NMEA จากเครื่องรับจีพีเอส แล้วทำการแยกข้อมูลออกมา จากนั้นจะนำข้อมูลออกแสดงผลบนแผนที่ทางหน้าจอคอมพิวเตอร์เพื่อให้ผู้ใช้ทราบถึงตำแหน่งของตนเองได้อย่างชัดเจน

ผู้ใช้โปรแกรมต้องจัดเตรียมแผนที่ไว้ก่อนโดยทำการสแกนแผนที่เก็บเป็นไฟล์ .BMP ลงในคอมพิวเตอร์ ในการสแกนภาพนั้นเราไม่จำเป็นต้องสแกนเป็นสี เพราะจะเป็นการสิ้นเปลืองหน่วยความจำในการทำงานของโปรแกรม และยังช่วยประหยัดพื้นที่ของฮาร์ดดิสก์ ถ้าแผนที่ที่มีขนาดใหญ่มาทสแกนครั้งเดียวไม่หมด ผู้ใช้สามารถแบ่งสแกนทีละส่วน เก็บเป็นไฟล์ย่อยๆ จากนั้นค่อยนำไปจัดทำเป็นชุดแผนที่ขนาดเต็มในโปรแกรมได้ หลังจากเตรียมแผนที่เรียบร้อยแล้วก็นำเครื่องรับจีพีเอส มาต่อกับคอมพิวเตอร์พร้อมนำไปใช้งานได้

#### 3.2 ส่วนประกอบหลักของโปรแกรม

โปรแกรมนี้จะแบ่งการทำงานหลักๆเป็นสองส่วนดังนี้

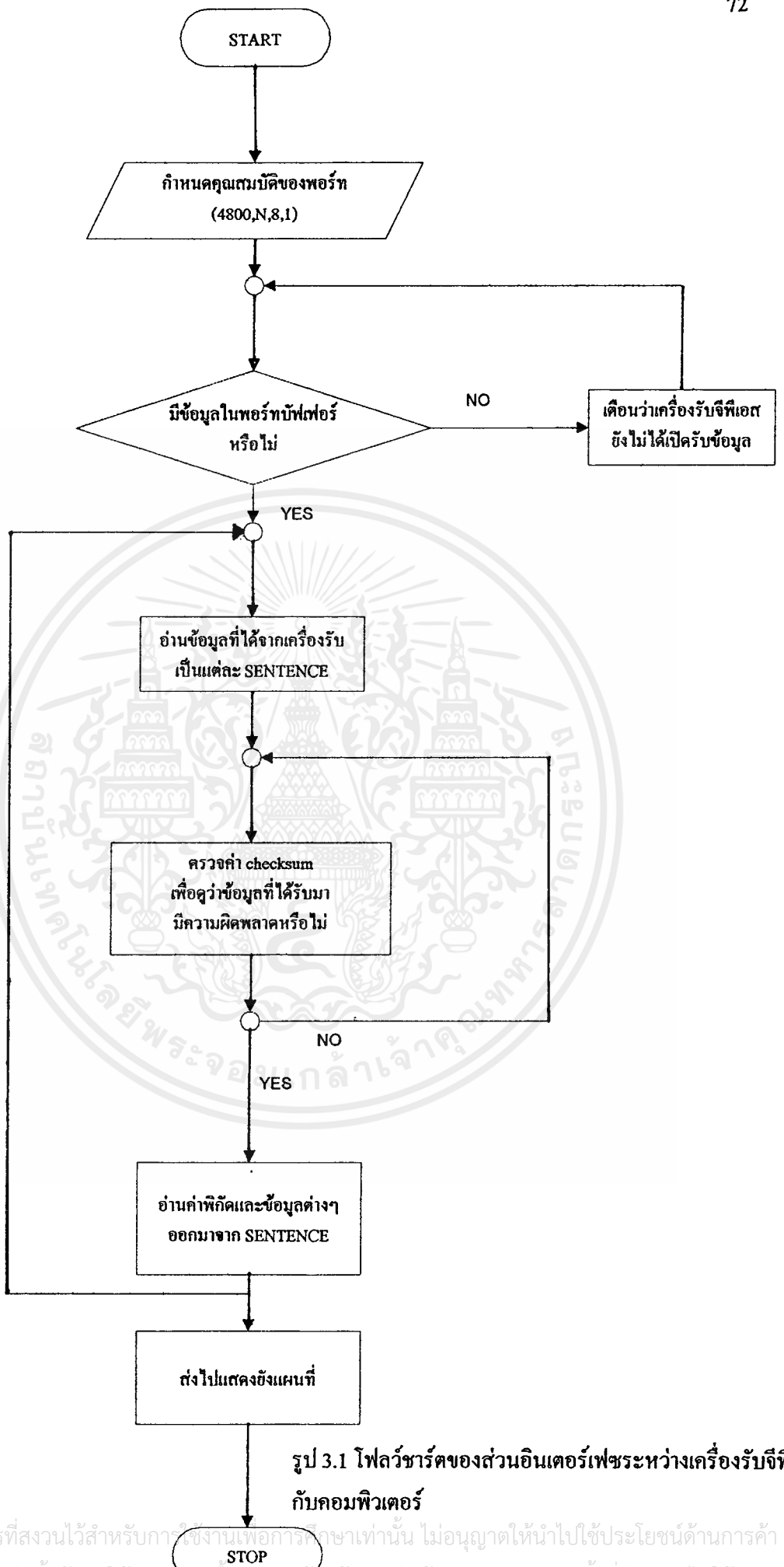
- ส่วนอินเตอร์เฟซระหว่างเครื่องรับจีพีเอสกับคอมพิวเตอร์
- ส่วนแสดงผลข้อมูล

##### 3.2.1 ส่วนอินเตอร์เฟซระหว่างเครื่องรับจีพีเอสกับคอมพิวเตอร์

ในส่วนของการเชื่อมต่อระหว่าง GPS receiver กับ Computer จะใช้การเชื่อมต่อทางพอร์ตอนุกรม (RS-232) ของเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยใช้พอร์ตอนุกรม จะต้องตั้งค่าอัตราบอดไว้ที่ 4800, no parity bit, 1 stop bit และความยาวขนาด 8 bit

เมื่อเปิดเครื่องรับ GPS เครื่องรับ GPS ก็จะส่งข้อมูลเข้ามายังพอร์ตอนุกรม โดยเราจะต้องนำข้อมูลมาแบ่งแยกแต่ละประโยคออกจากกัน จากนั้น ก็จะทำการคำนวณค่า checksum ของแต่ละประโยค แล้วนำไปตรวจสอบกับค่า Checksum ที่อยู่ต่อท้ายของแต่ละประโยคที่รับได้จากเครื่องรับ GPS เพื่อตรวจสอบว่าข้อมูลถูกต้องหรือไม่ เนื่องจากจะไม่มีกระบวนการ Flow Control ระหว่างเครื่องรับ GPS กับเครื่องคอมพิวเตอร์

เมื่อได้รับข้อมูลแต่ละประโยค และทำการตรวจสอบข้อผิดพลาดแล้ว ก็จะทำการอ่านค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ออกมาจากแต่ละประโยค เพื่อนำไปใช้ในการแสดงข้อมูลต่างๆ บนแผนที่ เช่น ค่าพิกัดภูมิศาสตร์ (ละติจูด, ลองจิจูด), ความสูงจากระดับน้ำทะเล, ความเร็ว เป็นต้น



รูป 3.1 โพลีชาร์ตของส่วนอินเตอร์เฟสระหว่างเครื่องรับจีทีเอส กับคอมพิวเตอร์

### 3.2.2 ส่วนแสดงผลข้อมูล

มีหลักการทำงาน3ส่วนดังนี้

#### - ส่วน Initialize Map

ส่วนนี้จะเป็นส่วนที่ให้ผู้ใช้งาน กำหนดจุดพิกัดให้กับแผนที่ โดยป้อนค่าพิกัดสองจุดให้กับแผนที่แต่ละแผ่น และจะเก็บข้อมูลนี้ไว้ในไฟล์ .MD เป็นข้อมูลประจำตัวของแผนที่

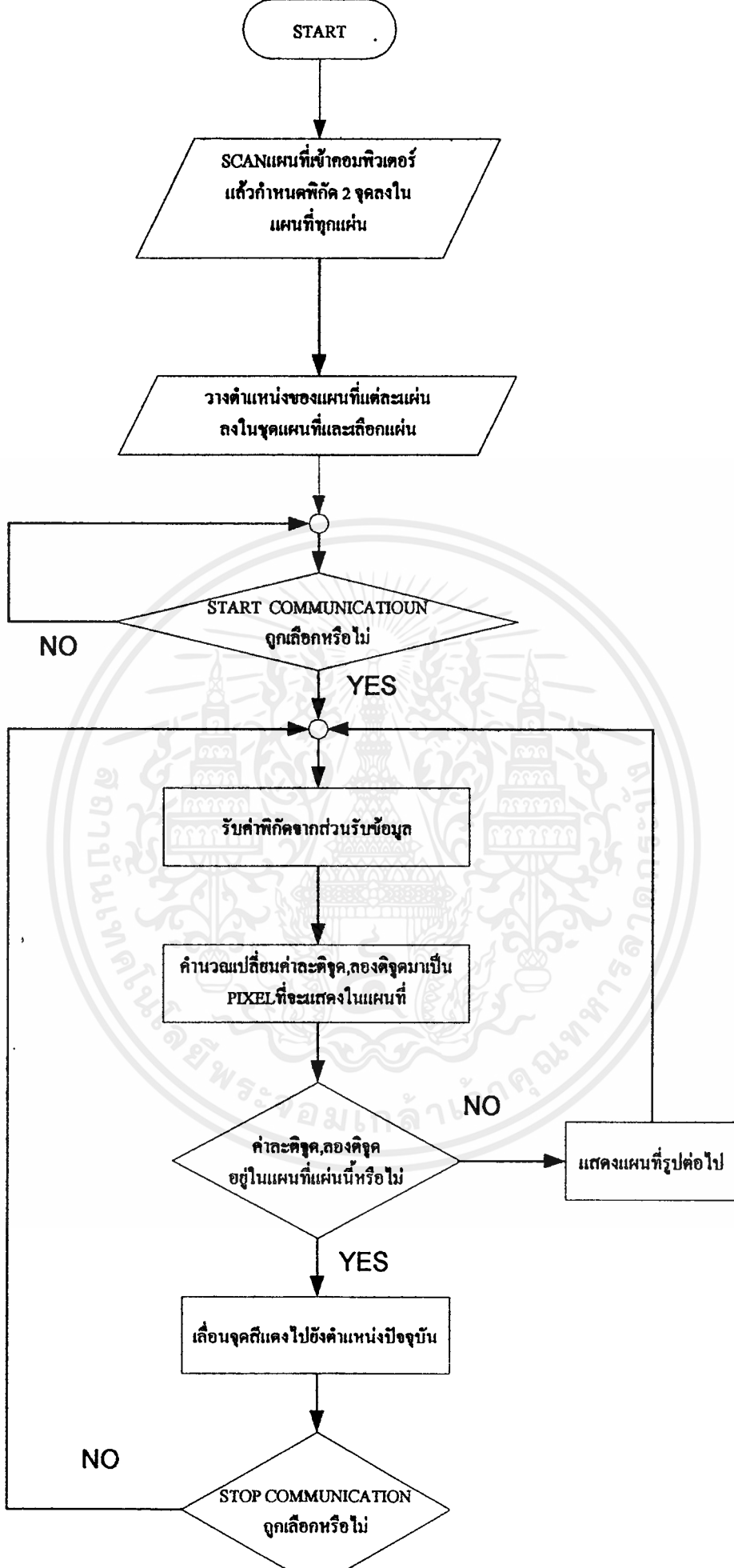
#### -ส่วนชุดแผนที่

ส่วนนี้จะเป็นส่วนที่ให้ผู้ใช้งานจัดเรียงแผนที่ ว่าแผนที่แต่ละแผ่นต้องเนื่องกันอย่างไร และ เก็บข้อมูลนี้ไว้ในไฟล์ .DAT เป็นข้อมูลถึง ชื่อ, ตำแหน่งของแผนที่แต่ละแผ่น และ เป็นส่วนที่ให้ผู้ใช้งานเลือกว่าจะใช้ชุด แผนที่ใด และจะเริ่มอ้างอิงที่แผนที่แผ่นไหน

#### - ส่วนแสดงผลออกทางหน้าจอ

ส่วนนี้จะรับข้อมูลจากส่วนส่วนอินเตอร์เฟซระหว่างเครื่องรับจีพีเอสกับข้อมูล และทำการคำนวณค่าละติจูด ลองจิจูด ที่ได้ร่วมกับข้อมูลประจำตัวของแผนที่เพื่อแสดงผลถ้าหากค่าละติจูด ลองจิจูดไม่อยู่ในแผนที่ปัจจุบัน ก็จะทำการเลือกแผนที่ แผ่นที่ต่อกันจากชุดแผนที่จนได้แผนที่ที่ต้องการ แล้วแสดงตำแหน่งปัจจุบันเป็นจุดสีแดงบนแผนที่





รูป 3.2 โฟลว์ชาร์ตของส่วนแสดงผลข้อมูล

## โปรแกรมในส่วนอินเทอร์เฟซระหว่างเครื่องรับ GPS กับคอมพิวเตอร์

```

unit GPS ;
interface
uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  ExtCtrls, Menus, StdCtrls, ToolWin, ComCtrls, ExtDlgs, OleCtrls,
  ComDrv32;

procedure PrintVal;
Function ComputeChecksum(Name: String):String;
Function Field(Name: String;Field_number: integer):String;
Function IsChecksumBad(Name: String;Field_number: integer):Boolean;
Function Compare(s1:String; s2:String;number: Integer):Boolean;

var
  LATS, LONGS, NorS, EorW,
  Time, SatInUse, Height,
  Speed: String;
  CommPortDriver: TCommPortDriver;
  SpeedTemp1: Real;

implementation
uses Display, Mapco, MapsSet, SaveDat, Unit1;

Function Compare(s1:String;s2:String;number:Integer): Boolean;
var i: Integer;
    Temp1, Temp2: Array [1..6] of char;
begin
  // Compare Two Strings
  For i := 1 To 6 Do
  begin
    Temp1[i] := s1[i];
    Temp2[i] := s2[i];
  end;

  if Temp1 = Temp2 then
    Compare := True
  else
    Compare := False;
end;

Function ComputeChecksum(Name: String):String;
Var checksum_value, c: Integer;
    string_length: Cardinal;
    Schecksum_value: String;
    index: Integer;
begin
  -----
  // Compute Checksum Value of each sentence by Xor Operation
  // and return string of Hex Value
  -----

  checksum_value := 0;
  string_length := Length(Name);
  index := 2; {Skip over the $ at the beginning of sentence}
  While (index < string_length) AND (Name[index]<>'#')
    AND (Name[index]<> #13)
    AND (Name[index]<> #10)
  DO begin
    c := Ord(Name[index]);
    Checksum_value := checksum_value XOR c;
    Schecksum_value := IntToHex(Checksum_value, 2);
    Inc(index);
  end;
  ComputeChecksum := Schecksum_value;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Function Field(Name: String;Field_number: integer):String;
Var return_String: String;
    index,
    current_field_number,
    String_length: Integer;
begin
    //-----
    // Return string between two commas by order of Field_number
    //-----

    index := 2;    {Skip over the $ at the beginning of sentence}
    current_field_number := 0;
    String_length := Length(Name);
    While (current_field_number < Field_number)
        AND (index < String_length)
    DO begin
        if (Name[index]='.') OR (Name[index]='*') Then
            begin Inc(current_field_number);
            end;
        Inc(index);
        end;
        if current_field_number= field_number Then
            begin
                While (index <= String_length)
                    AND (Name[index]<>',' )
                DO begin
                    return_String:=return_String + Name[index];
                    Inc(index);
                    end;
                end;
                Field:=return_String;
            end;

Function IsChecksumBad(Name:String; Field_number:integer):BOOLEAN;
Var Checksum: String;
begin
    //-----
    // Checksums are optional,
    // Compare Checksum from GPS with that from ComputeChecksum Function
    // return TRUE ,if an existing checksum is known to be bad
    //-----

    Checksum := Field(Name,Field_number);
    if ComputeChecksum(Name)<> Checksum Then
        IsChecksumBad := True
    Else IsChecksumBad := False;
end;

procedure PrintVal;
var OK: Boolean;
    Hour:String;
begin
    //-----
    // Read data from each sentence for Display on MAP
    //-----

    OK := False;

    IF Compare(sentence,'$GPGLL',6) Then
        begin
            if not IsChecksumBad(sentence,7) Then
                begin
                    LATS := Field(sentence,1);
                    LONGS :=Field(sentence,3);
                    NorS := Field(sentence,2);
                    EorW := Field(sentence,4);
                    Time := Field(sentence,5);
                    Hour := IntToStr(7+StrToInt(Time[1] + Time[2]));
                    DisplayForm.Label5.Caption := 'Time : ' +
                        Hour+ ':' +
                        Time[3]+Time[4]+ ':' +

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

                                Time[5]+Time[6] ;
if (LATS <>'') AND (LONGS <>'') then
OK := True;
end;
end

```

```

ELSE IF Compare(sentence,'$GPGGA',6) Then
begin
if not IsChecksumBad(sentence,15) Then
begin
Height := Field(sentence,9);
SatInUse := Field(sentence,7);
DisplayForm.Label1.Caption := 'Height : ' + Height + ' m';
DisplayForm.Label3.Caption := 'Sat in use : ' + SatInUse ;
end;
end

```

```

ELSE IF Compare(sentence,'$GPRMC',6) Then
begin
if not IsChecksumBad(sentence,12) Then
begin
Speed := Field(sentence,7);
SpeedTemp1 := StrToFloat(Speed);
{ Multiplied by 1.8228 for change Knots/h TO Km/h }
Speed := FloatToStrF (SpeedTemp1*1.8228,ffGeneral,3,2);
DisplayForm.Label2.Caption := 'Speed : ' + Speed + ' km/h';
end;
end;

```

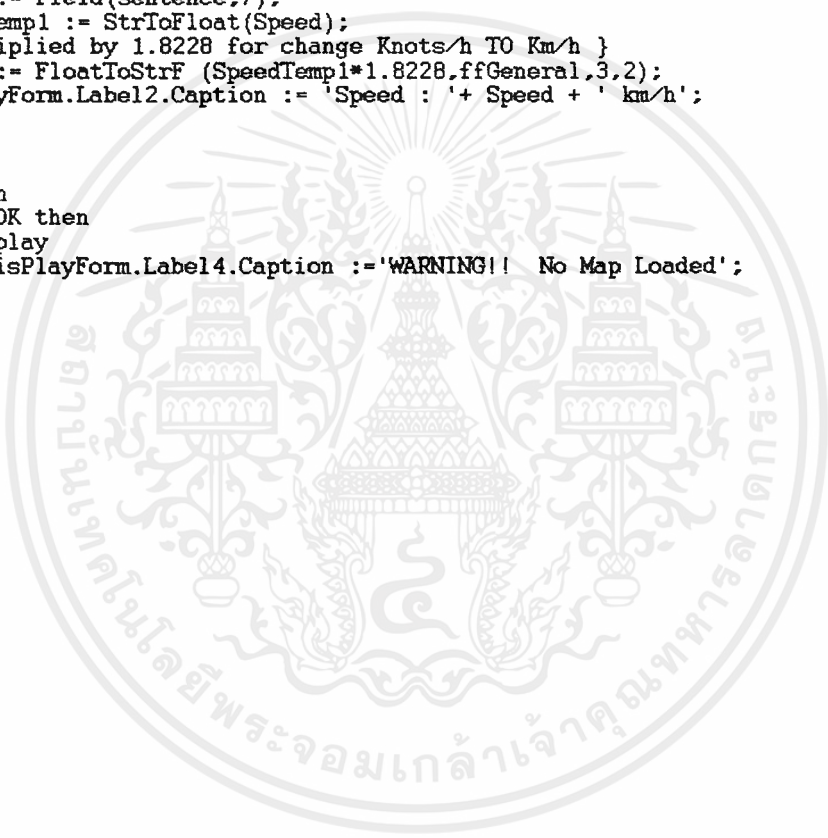
```

If OK Then
if RunOK then
Rundisplay
else DisplayForm.Label4.Caption := 'WARNING!! No Map Loaded';

```

```
end;
```

```
end.
```



## โปรแกรม ในส่วนแสดงผลออกทางหน้าจอ

```

unit Display;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  StdCtrls, ExtCtrls, Grids, Menus, OleCtrls, Buttons, ComDrv32;

type
  TDisplayForm = class(TForm)
  Panel1: TPanel;
  Image1: TImage;
  ScrollBar1: TScrollBar;
  ScrollBar2: TScrollBar;
  Label1: TLabel;
  Label2: TLabel;
  Image2: TImage;
  Current_MapSet: TStringGrid;
  MainMenu1: TMainMenu;
  EditMapSet1: TMenuItem;
  Map1: TMenuItem;
  InitializeMap1: TMenuItem;
  Edit1: TEdit;
  Edit2: TEdit;
  Edit3: TEdit;
  Edit4: TEdit;
  Label3: TLabel;
  NMEA1: TMenuItem;
  StartCommunication1: TMenuItem;
  StopCommunication1: TMenuItem;
  Label4: TLabel;
  BitBtn1: TBitBtn;
  BitBtn2: TBitBtn;
  Communication1: TMenuItem;
  Setup1: TMenuItem;
  Navigation1: TMenuItem;
  CommPortDriver: TCommPortDriver;
  RxMemo: TMemo;
  BitBtn3: TBitBtn;
  Start: TMenuItem;
  File1: TMenuItem;
  StartTracking1: TMenuItem;
  N2: TMenuItem;
  Exit1: TMenuItem;
  Timer1: TTimer;
  StopTracking1: TMenuItem;
  Label5: TLabel;
  Stoplog: TMenuItem;
  ClearLogFile1: TMenuItem;
  procedure ScrollBar1Change(Sender: TObject);
  procedure ScrollBar2Change(Sender: TObject);
  procedure Image1MouseMove(Sender: TObject; Shift: TShiftState; X,
    Y: Integer);
  procedure FormCreate(Sender: TObject);

  procedure EditMapSet1Click(Sender: TObject);
  procedure InitializeMap1Click(Sender: TObject);
  procedure StartCommunication1Click(Sender: TObject);
  procedure StopCommunication1Click(Sender: TObject);
  procedure BitBtn1Click(Sender: TObject);
  procedure Communication1Click(Sender: TObject);
  procedure CommPortDriverReceiveData(Sender: TObject;
    DataPtr: Pointer; DataSize: Integer);
  procedure BitBtn3Click(Sender: TObject);
  procedure StartClick(Sender: TObject);
  procedure Exit1Click(Sender: TObject);
  procedure StartTracking1Click(Sender: TObject);
  procedure Timer1Timer(Sender: TObject);
  procedure StopTracking1Click(Sender: TObject);
  procedure Image1Click(Sender: TObject);
  procedure StoplogClick(Sender: TObject);
  procedure ClearLogFile1Click(Sender: TObject);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

private
  { Private declarations }
public
  { Public declarations }
end;
const
  first: integer = 1;
  MapI : integer = 0;
  MapJ : integer = 0;
  stop : boolean = false;
var
  DisplayForm: TDisplayForm;
  Current_Map,Height,Speed,SatInUse: string;
  C_Lad,C_Long,CurDPPy,CurDPPx,Lat,Long: real;
  C_x,C_y,New_x,New_y: integer;
  Current_MapSet: TStringGrid;
  sentence: String;
  Status: Boolean;
  F: TextFile;
  TrackFile: TextFile;
  FileSize: Integer;

procedure PassToMe(const name:String);
procedure RunDisplay;

implementation
uses
  MapCo,SaveDat, MapsSet,GPS,Unit1,Unit2;
{$R *.DFM}

procedure PassToMe(const name:String): {open Image and its Data}
var
  name1 :string;
begin
  name1 := name;
  DisplayForm.Image1.Picture.LoadFromFile(name1);
  Delete(name1,length(name1)-3,4);
  name1 :=name1+'.md';
  Load_MapDat(name1);
  C_Lad := Loaded_corner_Lad;
  C_Long:= Loaded_corner_long;
  CurDPPy := Loaded_deg_per_y;
  CurDPPx := Loaded_deg_per_x;
end;

function yToLad(var y :integer):real;
begin
  result := C_Lad - y*CurDPPy{*2};
end;

function xToLong(var x :integer):real;
begin
  result := C_Long + x*CurDPPx{*2};
end;

function LadToY(var Lad :real):integer;
begin
  result := round((C_Lad - Lad)*(1/(CurDPPy{*2})));
end;

function LongToX(var Long :real):integer;
begin
  result := round((Long - C_Long)*(1/(CurDPPx{*2})));
end;

procedure RunDisplay;
var
  Limitx,Limity,Delta : integer;
  finx,finy,NewMap: Boolean;

begin
  { Lats,Longs string to real Lat,Long}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Lat := Trunc(StrToFloat(LatS)/100) +
      ((StrToFloat(LatS)/100 #
      Trunc(StrToFloat(LatS)/100))*100/60 );
Long := Trunc(StrToFloat(LongS)/100) +
      ((StrToFloat(LongS)/100
      - Trunc(StrToFloat(LongS)/100))*100/60 );
New_y := LatToY(Lat);
New_x := LongToX(Long);
NewMap := false;

//-----
//  Select Map For Display
//-----

if (New_x < 0) and (Stop = false) then begin
//load another left Map
  if (MapI<>0) then begin
    PassToMe('C:\GPS_PROJECT1\Map\
    + DisplayForm.Current_MapSet.Cells[MapI-1,MapJ] + '.bmp');
    MapI := MapI-1;
    NewMap := true;
  end else begin DisplayForm.Caption := 'Map not Available' ;
    NewMap := true; stop := true; end
end
else if (New_x > DisplayForm.Image1.Width)
  and (Stop = false) then begin //load another right Map
  if (MapI<>4) and (Stop = false) then begin
    PassToMe('C:\GPS_PROJECT1\Map\
    + DisplayForm.Current_MapSet.Cells[MapI+1,MapJ] + '.bmp');
    MapI := MapI + 1;
    NewMap := true;
  end else begin DisplayForm.Caption:= 'Map not Available';
    NewMap := true; stop:= true; end
end else if (New_y < 0)
  and (Stop = false) then begin
  //load another higher Map
  if (MapJ<>0) then begin
    PassToMe('C:\GPS_PROJECT1\Map\
    + DisplayForm.Current_MapSet.Cells[MapI,MapJ-1]
    + '.bmp');
    MapJ := MapJ-1 ;
    NewMap := True;
  end else begin
    DisplayForm.Caption :=
    'Map not Available' ;
    NewMap := true; stop:= true end
  end else if (New_y > DisplayForm.Image1.Height)
    and (Stop = false) then
    begin
    //load another lower pic
    if (MapJ<>4) then begin
      PassToMe('C:\GPS_PROJECT1\Map\
      + DisplayForm.Current_MapSet.Cells
      [MapI,MapJ+1]
      + '.bmp');
      MapJ := MapJ + 1;
      NewMap := true;
    end else begin
      DisplayForm.Caption :=
      'Map not Available';
      NewMap := true; stop := true; end;
    end;

//-----
//  Display Current Position on Selected Map
//-----

if (NewMap = false) and (not stop) then
begin
DisplayForm.Edit1.Text:= RealToDeg(Lat);
DisplayForm.Edit2.Text:= RealToDeg(Long);
DisplayForm.Edit3.Text:= NorS;
DisplayForm.Edit4.Text:= EorW;

  Limitx := DisplayForm.Image1.Width - DisplayForm.Panel1.width;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DisplayForm.Image1.Left:=0;
finx := false;

Limity := DisplayForm.Image1.height-DisplayForm.Pane11.height;
DisplayForm.Image1.Top:=0;
finy := False;

if -(DisplayForm.Image1.Left - New_X
+(DisplayForm.Image2.Width div 2)) > Limitx then
begin
Delta := - (DisplayForm.Image1.Left - New_X
+ (DisplayForm.Image2.Width div 2)) - Limitx;
DisplayForm.Image1.Left := - Limitx;
DisplayForm.Image2.Left := DisplayForm.Image1.Left + Limitx
+ Delta ;

finx := true;
end;

if (new_X < (DisplayForm.Image2.Width div 2))
and (DisplayForm.Image1.Left + New_X > 0)
and not finx then
begin
Delta := (DisplayForm.Image1.Left) + New_X ;
DisplayForm.Image1.Left := 0;
DisplayForm.Image2.Left := DisplayForm.Image1.Left
- (220 - Delta) ;

finx := true;
end;

if not finx Then
begin
DisplayForm.Image1.Left := DisplayForm.Image1.Left - New_X
+ (DisplayForm.Image2.Width div 2);
DisplayForm.Image2.Left := DisplayForm.Image1.Left
+ New_X
-(DisplayForm.Image2.Width div 2);

end;

if -(DisplayForm.Image1.Top - New_Y
+ (DisplayForm.Image2.height div 2)) > Limity then begin
Delta := -(DisplayForm.Image1.Top - New_Y
+ (DisplayForm.Image2.Height div 2)) - Limity;
DisplayForm.Image1.Top := - Limity;
DisplayForm.Image2.Top := DisplayForm.Image1.Top + Limity
+ Delta ;

finy := true;
end;

if (new_Y < (DisplayForm.Image2.Height div 2))
and (DisplayForm.Image1.Height + New_Y > 0)
and not finy then
begin
Delta := (DisplayForm.Image1.Top) + New_Y ;
DisplayForm.Image1.Top := 0;
DisplayForm.Image2.Top := DisplayForm.Image1.Top
- (184 - Delta) ;

finy := true;
end;

if not finy then
begin
DisplayForm.Image1.Top := DisplayForm.Image1.Top - New_y
+ (DisplayForm.Image2.Height div 2);
DisplayForm.Image2.Top := DisplayForm.Image1.Top + New_y
- (DisplayForm.Image2.Height div 2);

end;

// Show Track Route
if DisplayForm.StopTracking1.Enabled then
begin
DisplayForm.Image1.Canvas.pen.width :=5;
DisplayForm.Image1.Canvas.pen.color := clRed;
DisplayForm.Image1.Canvas.Moveto(pred(New_x),pred(New_y));
DisplayForm.Image1.Canvas.LineTo(New_x,New_y);
end;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

first := first + 1;
end;

procedure TDisplayForm.ScrollBar1Change(Sender: TObject);
begin
  Image1.top := -(((Image1.Height-Panel1.Height)*ScrollBar1.Position) div 100);
end;

procedure TDisplayForm.ScrollBar2Change(Sender: TObject);
begin
  Image1.Left := -(((Image1.Width-Panel1.Width)*ScrollBar2.Position) div 100);
end;

procedure TDisplayForm.Image1MouseMove(Sender: TObject; Shift: TShiftState;
  X, Y: Integer);
var
  LadReal, LongReal: real;
begin
  // Show Map's Latitude and Longitude
  LadReal := yToLad(y);
  LongReal := xToLong(x);
  Edit1.Text := RealToDeg(LadReal);
  Edit2.Text := RealToDeg(LongReal);
end;

procedure TDisplayForm.FormCreate(Sender: TObject);
begin
  StopCommunication1.Enabled := False;
  BitBtn3.Enabled := False;
end;

procedure TDisplayForm.EditMapSet1Click(Sender: TObject);
begin
  if MapSetForm.WindowState = wsMinimized then
    MapSetForm.WindowState := wsNormal;
  MapSetForm.Visible := True;
end;

procedure TDisplayForm.InitializeMap1Click(Sender: TObject);
begin
  MapCoForm.visible := true;
end;

procedure TDisplayForm.StartCommunication1Click(Sender: TObject);
var WasConnected: Boolean;
begin
  { Start Communication with GPS Receiver SAME AS BitBtn1Click }
  StartCommunication1.Enabled := False;
  StopCommunication1.Enabled := True;
  BitBtn3.Enabled := True;
  BitBtn1.Enabled := False;

  CommPortDriver.ComPort := TComPortNumber(PortNums-1);
  WasConnected := CommPortDriver.Connect;
  If Not WasConnected Then begin
    DisplayForm.Label4.Caption := 'Messages :'+
      'Error: could not connect. Check COM port settings and try again.';
    MessageBeep( 0 );
  end
  Else Label4.Caption := 'Connected';
end;

procedure TDisplayForm.StopCommunication1Click(Sender: TObject);
begin
  StartCommunication1.Enabled := True;
  StopCommunication1.Enabled := False;
  BitBtn1.Enabled := True;
  BitBtn3.Enabled := False;
  CommPortDriver.Disconnect;
  Label4.Caption := 'Disconnect';
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
end;
```

```
procedure TDisplayForm.BitBtn1Click(Sender: TObject);
var WasConnected: Boolean;
begin
  { Start Communication with GPS Receiver }
  StartCommunication1.Enabled := False;
  StopCommunication1.Enabled := True ;
  BitBtn3.Enabled := True;
  BitBtn1.Enabled := False;

  CommPortDriver.ComPort := TComPortNumber(PortNums-1);
  WasConnected := CommPortDriver.Connect;
  If Not WasConnected Then begin
    DisplayForm.Label4.Caption := 'Messegas :'+
    'Error: could not connect. Check COM port and try again.';
    MessageBeep( 0 );
  end
  Else Label4.Caption := 'Connected';
end;
```

```
end;
```

```
procedure TDisplayForm.Communicatioon1Click(Sender: TObject);
begin
  { Setup Serial Port Number to use }
  SetupComm.Visible := True;
end;
```

```
procedure TDisplayForm.CommPortDriverReceiveData(Sender: TObject;
  DataPtr: Pointer; DataSize: Integer);
var p: pchar;
    s: string;
```

```
begin
  { Read a Char from GPS Receiver }
  If RxMemo.Lines.Count <> 0 Then
    s := RxMemo.Lines[RxMemo.Lines.Count-1]
  Else s := '';

  p := DataPtr;
  While DataSize > 0 Do
  begin
    case p^ of
      #10: ;
      #13: begin
        if RxMemo.Lines.Count <> 0 then
        begin
          RxMemo.Lines[RxMemo.Lines.Count-1] := s;
          // When finish a sentence ,
          // read data from it to Display
          sentence := s;
          PrintVal;

          IF (Status = True) AND (FileSize<= 50000) THEN
          BEGIN
            Writeln(F,sentence);
            Inc(FileSize);
          END;

          end
        else
          RxMemo.Lines.Add( s );
          RxMemo.Lines.Add( '' );
          s := '';
          end;

    else
      s := s + p^;
    end; {case}
  dec( DataSize );
  inc( p );

  If RxMemo.Lines.Count = 100 Then RxMemo.Lines.Clear;
```

```

end; {While}

if (s<>'') then
  if RxMemo.Lines.Count <> 0 then
    RxMemo.Lines[RxMemo.Lines.Count-1] := s {Update current line}
  else
    RxMemo.Lines.Add( s );    {New line - add it }
    RxMemo.Update;
  end;

procedure TDisplayForm.BitBtn3Click(Sender: TObject);
begin
  { Disconnect from GPS Receiver }
  StartCommunication1.Enabled := True;
  StopCommunication1.Enabled := False;
  BitBtn1.Enabled := True;
  BitBtn3.Enabled := False;
  CommPortDriver.Disconnect;
  Label4.Caption := 'Disconnect';
end;

procedure TDisplayForm.StartClick(Sender: TObject);
begin
  if not CommPortDriver.Connected then
    Label4.Caption := 'Port is not Connected'
  else
    Stoplog.Enabled := True;
    Start.Enabled := False;
    FileSize := 0;
    Status := False;

    AssignFile(F, 'C:\GPS_PROJECT1\Map\LogFile.txt');
    Status := True;
    Reset(F);
    Append(F);
  end;

procedure TDisplayForm.Exit1Click(Sender: TObject);
begin
  CommPortDriver.Disconnect;
  Close;
end;

procedure TDisplayForm.StartTracking1Click(Sender: TObject);
begin
  If CommPortDriver.Connected Then
    Label4.Caption := 'Can not Start Tracking (Port is Open now)'
  Else begin
    StartTracking1.Enabled := False;
    StopTracking1.Enabled := True;
    AssignFile(TrackFile, 'C:\GPS_PROJECT1\Map\LogFile.txt');
    Reset(TrackFile);
    Timer1.Enabled := True;
  end;
end;

procedure TDisplayForm.Timer1Timer(Sender: TObject);
var s: String;
begin
  { Start read a sentence in LogFile.txt to replay Tracking }
  IF not EOF(TrackFile) Then
    begin
      Readln(TrackFile,s);
      sentence := s;
      PrintVal;
    end
  Else begin
    Timer1.Enabled := False;
    Label4.Caption := 'End Of LogFile';
    StartTracking1.Enabled := True;
    StopTracking1.Enabled := False;
    CloseFile(TrackFile);
  end;
end;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

procedure TDisplayForm.StopTracking1Click(Sender: TObject);
begin
  Timer1.Enabled := False;
  StartTracking1.Enabled := True;
  StopTracking1.Enabled := False;
  CloseFile(TrackFile);
end;

procedure TDisplayForm.Image1Click(Sender: TObject);
var lat, long, s1, s2: String;
begin
  // For Add Waypoint to WPList.txt
  lat := Edit1.Text;
  long := Edit2.Text;
  s1 := Edit3.Text;
  s2 := Edit4.Text;
  AddForm.Visible := true;
  AddForm.Position.Text := lat + '      '+'
                          s1 + '      '+'
                          long+ '      '+'
                          s2;
end;

procedure TDisplayForm.StoplogClick(Sender: TObject);
begin
  Start.Enabled := True;
  Stoplog.Enabled := False;
  Status := False;
  CloseFile(F);      { Close file, save changes }
end;

procedure TDisplayForm.ClearLogFile1Click(Sender: TObject);
var T: TextFile;
begin
  AssignFile(T, 'C:\GPS_PROJECT1\Map\LogFile.txt');
  Rewrite(T);
  CloseFile(T);
end;

end.

```

## โปรแกรมในส่วน Initialize Map

```

unit MapCo;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  ExtCtrls, StdCtrls;

type
  TMapCoForm = class(TForm)
    Button1: TButton;
    Button2: TButton;
    Panel1: TPanel;
    Image1: TImage;
    OpenDialog1: TOpenDialog;
    GroupBox1: TGroupBox;
    GroupBox2: TGroupBox;
    Edit1: TEdit;
    Edit2: TEdit;
    Edit3: TEdit;
    Edit4: TEdit;
    Edit5: TEdit;
    Edit6: TEdit;
    GroupBox3: TGroupBox;
    Edit7: TEdit;
    Edit8: TEdit;
    Edit9: TEdit;
    Edit10: TEdit;
    Edit11: TEdit;
    Edit12: TEdit;
    Edit13: TEdit;
    Edit14: TEdit;
    Edit15: TEdit;
    Edit16: TEdit;
    Edit17: TEdit;
    Edit18: TEdit;
    ScrollBar1: TScrollBar;
    ScrollBar2: TScrollBar;
    CheckBox1: TCheckBox;
    CheckBox2: TCheckBox;
    Label2: TLabel;
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
    procedure Image1MouseDown(Sender: TObject; Button: TMouseButton;
      Shift: TShiftState; X, Y: Integer);
    procedure Image1MouseMove(Sender: TObject; Shift: TShiftState; X,
      Y: Integer);
    procedure Button2Click(Sender: TObject);
    procedure ScrollBar1Change(Sender: TObject);
    procedure ScrollBar2Change(Sender: TObject);
    procedure Edit15Change(Sender: TObject);
    procedure Edit16Change(Sender: TObject);
    procedure Edit17Change(Sender: TObject);
    procedure Edit18Change(Sender: TObject);
    procedure Edit6Change(Sender: TObject);
    procedure Edit1Change(Sender: TObject);
    procedure CheckBox1Click(Sender: TObject);
    procedure CheckBox2Click(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;

var
  MapCoForm: TMapCoForm;
  xPosition1,yPosition1,xPosition2,yPosition2: integer;
  Ladti1,Longi1,Ladti2,Longi2 : String;

function DegToReal(var Degree: String):real;
function RealToDeg(Var dReal:Real):String;

implementation

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

uses SaveDat;
{$SR *.DFM}

const
    Pos1_2: integer = 1;

function DegToReal(var Degree: String):real;
var
    Temp: real;
    n,m: integer;
    deg,min,sec:integer;
    s:string;
begin
    // Change From Degree to real number
    n:= Pos(' ',Degree);
    Delete(Degree,n,1);
    m:= Pos(' ',Degree);
    Delete(Degree,m,1);
    Deg := StrToInt(Copy(Degree,1,n-1));
    min := StrToInt(Copy(Degree,n,m-n));
    sec := StrToInt(Copy(Degree,m,Length(Degree)+1-m));
    Temp := min/60;
    Temp:= Temp + (sec/3600);
    result := Deg + Temp;
    s:=' ';
    insert(s,Degree,m);
    insert(s,Degree,n);
end;

function RealToDeg(Var dReal:Real):String;
var
    Int : integer;
    Temp1,Temp,sec :real;
    min: integer;
begin
    // Change From Real Number To Degree
    Int := Trunc(dReal);
    Temp1 := dReal - Round(Int);
    min := Trunc((Temp1*1000*3.6)/60);
    Temp := (Temp1*1000*3.6)-min*60;
    sec := Round(Temp);
    result:= IntToStr(Int)+' '+IntToStr(min)+' '+{Int}FloatToStr(sec);
end;

procedure TMapCoForm.Button1Click(Sender: TObject);
begin
    if not OpenFileDialog1.execute then exit;
    Image1.picture.LoadFromFile(OpenDialog1.FileName);
end;

procedure TMapCoForm.Image1MouseDown(Sender: TObject; Button: TMouseButton;
    Shift: TShiftState; X, Y: Integer);
begin
    // Select Point on Map To Initialize
    if (ssRight in Shift) and(CheckBox1.Checked = true) and
        (CheckBox2.Checked =false) then begin
        Label2.Caption := ' here is Position 1 enter Position in edit Box';
        xPosition1 := X;
        Edit15.text := IntToStr(x);
        yPosition1 := Y;
        Edit16.text := IntToStr(y);
        Image1.Cursor := crCross;
        end;

    if (ssRight in Shift) and (CheckBox2.Checked = true) and
        (CheckBox1.Checked = false) then begin
        Label2.Caption := 'here is Position 2 enter Position in edit Box';
        xPosition2 := x;
        Edit17.Text := IntToStr(x);
        yPosition2 := y;
        Edit18.Text := IntToStr(y);
        end;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

procedure TMapCoForm.Image1MouseMove(Sender: TObject; Shift: TShiftState; X,
Y: Integer);
begin
  Image1.Cursor := crDefault;
  Label2.Caption := ' ';
end;

procedure TMapCoForm.Button2Click(Sender: TObject);
const
  DegPerPixX : real = 1;
  DegPerPixy : real = 1;
var
  Ladt1,Ladt2,Long1,Long2,LadDif,LongDif ,xDif,yDif: real;
  ok, same : boolean;
begin
  //Calculate Map's Data
  Ladt1 := Edit1.text + ' ' + Edit2.text + ' ' + Edit3.text;
  Long1 := Edit9.Text + ' ' + Edit10.Text+ ' ' +Edit11.Text;
  Ladt2 := Edit4.Text + ' ' + Edit5.Text + ' ' + Edit6.Text;
  Long2 := Edit12.Text + ' ' + Edit13.Text + ' ' + Edit14.Text;
  xPosition1 := StrToInt(Edit15.Text);
  yPosition1 := StrToInt(Edit16.text);
  xPosition2 := StrToInt(Edit17.text);
  yPosition2 := StrToInt(Edit18.text);
  Lad1 := DegToReal(Ladt1);
  Long1 := DegToReal(Long1);
  Lad2 := DegToReal(Ladt2);
  Long2 := DegToReal(Long2);

  LadDif := Abs(Lad1-Lad2);
  LongDif := Abs(Long1-Long2);
  xDif := Abs(xPosition1-xPosition2);
  yDif := Abs(yPosition1-yPosition2);

  ok:= true;
  same := false;
  Label2.Caption:= '';
  if ((xDif <> 0) or (yDif <> 0)) and ((LadDif <> 0)
    or (LongDif <> 0)) then begin
    if (xDif = 0) or (yDif = 0) then begin
      Label2.Caption :=
        'Latitude and Longitude in each position Must not be the same';
      ok := false;
      same := true;
      end;
    if (xDif <> 0) and (yDif <> 0) then begin
      DegPerPixX := LongDif/xDif;
      DegPerPixY := LadDif/yDif;
      end;
    end
  else ok := false;

  //-----
  // Save Initialize Data to *.md File
  //-----
  if ok = true then begin
    DegPerPass_x := DegPerPixX;
    DegPerPass_y := DegPerPixY;
    LeftLadPass:= Lad1+(yPosition1*DegPerPixY);
    LeftLongPass:= Long1-(xPosition1*DegPerPixX);
    PassName := OpenDiaLog1.filename;
    save_MapDat(PassName);
    end;
  if ok = false and (not same) then
    Label2.Caption := 'There is something wrong';
end;

procedure TMapCoForm.ScrollBar1Change(Sender: TObject);
begin
  Image1.top := -(((Image1.Height-Panel1.Height)*ScrollBar1.Position)
    div 100);
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

procedure TMapCoForm.ScrollBar2Change(Sender: TObject);
begin
  Image1.Left := -(((Image1.Width-Panel1.Width)*ScrollBar2.Position)
    div 100);
end;

procedure TMapCoForm.Edit15Change(Sender: TObject);
begin
  xPosition1 := StrToInt(Edit15.Text);
end;

procedure TMapCoForm.Edit16Change(Sender: TObject);
begin
  yPosition1 := StrToInt(Edit16.text);
end;

procedure TMapCoForm.Edit17Change(Sender: TObject);
begin
  xPosition2 := StrToInt(Edit17.text);
end;

procedure TMapCoForm.Edit18Change(Sender: TObject);
begin
  yPosition2 := StrToInt(Edit18.text);
end;

procedure TMapCoForm.Edit6Change(Sender: TObject);
begin
  Ladt12 := Edit4.Text + ' ' + Edit5.Text + ' ' + Edit6.Text;
  Longi2 := Edit12.Text + ' ' + Edit13.Text + ' ' + Edit14.Text;
end;

procedure TMapCoForm.Edit1Change(Sender: TObject);
begin
  Ladt11 := Edit1.text + ' ' + Edit2.text + ' ' + Edit3.text;
  Longi1 := Edit9.Text + ' ' + Edit10.Text + ' ' + Edit11.Text;
end;

procedure TMapCoForm.CheckBox1Click(Sender: TObject);
begin
  CheckBox2.Checked := not checkbox1.Checked;
end;

procedure TMapCoForm.CheckBox2Click(Sender: TObject);
begin
  CheckBox1.Checked := not CheckBox2.Checked;
end;

end.

```

## โปรแกรมในส่วนชุดแผนที่

```

unit MapsSet;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  Grids, StdCtrls, FileCtrl;
type
  tMapSet_record = record
    X_   : integer;
    Y_   : integer;
    Name : string[128];
  end;

  tMapset_file = file of tMapSet_record;

TMapSetForm = class(TForm)
  StringGrid1: TStringGrid;
  Button1: TButton;
  Button2: TButton;
  FileListBox1: TFileListBox;
  Label1: TLabel;
  Label2: TLabel;
  Edit1: TEdit;
  Button3: TButton;
  Button4: TButton;
  Label3: TLabel;
  Button5: TButton;
  procedure Button1Click(Sender: TObject);
  procedure FileListBox1Click(Sender: TObject);
  procedure Button3Click(Sender: TObject);
  procedure Button4Click(Sender: TObject);
  procedure StringGrid1SelectCell(Sender: TObject; Col, Row: Longint;
    var CanSelect: Boolean);
  procedure Button5Click(Sender: TObject);
  procedure Button2Click(Sender: TObject);
  procedure Edit1Change(Sender: TObject);
private
  { Private declarations }
public
  { Public declarations }
end;
const
  haveSet : Boolean = False;
  RunOK : Boolean = False;
var
  MapSetForm: TMapSetForm;
  firstMap : String;

  {StringGrid1: TstringGrid;}

implementation
uses
  Display;

{$R *.DFM}

procedure TMapSetForm.Button1Click(Sender: TObject);
var
  Temp_record: tMapSet_record;
  i,j,n,chk: integer;
  MapSet: tMapSet_file;
begin
  // Load MapSet to Use
  chk := FileListBox1.Items.IndexOf(Edit1.Text);
  if Edit1.Text <> '' then begin
    assignFile(MapSet,
      ExtractFilePath(Application.ExeName)+Edit1.Text);
    rewrite(MapSet);
  end;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

n := 0;
for i := 0 to 4 do
  for j := 0 to 4 do
    begin
      Temp_record.X_ := i;
      Temp_record.Y_ := j;
      Temp_record.Name := StringGrid1.cells[i,j];
      if Temp_record.Name <> '' then begin
        seek(MapSet,n);
        Write(MapSet,Temp_record);
        n := n+1;
        end;
      end;
    closeFile(MapSet);
    if chk = -1 then FileListBox1.Items.Add(Edit1.Text);
    end
  else messageDlg('Invalid file name ',mtWarning,[mbOk],0);
end;

```

```

procedure TMapSetForm.FileListBox1Click(Sender: TObject);
var
  i,j,n : integer;
  MapSet : tMapSet_file;
  temp_record : tMapSet_record;
begin

```

```

  Edit1.Text := FileListBox1.Items[FileListBox1.ItemIndex];

```

```

  //clear StringGrid
  for i := 0 to 4 do
    for j := 0 to 4 do
      StringGrid1.cells[i,j] := '';

```

```

  //display MapSet
  AssignFile(MapSet,
    ExtractFilePath(Application.ExeName)+
    FileListBox1.Items[FileListBox1.ItemIndex]);
  reset(MapSet);

```

```

  n:= 0;
  for i := 0 to 4 do
    for j := 0 to 4 do
      begin
        While not eof(MapSet) do begin
          Seek(MapSet,n);
          Read(MapSet,Temp_record);
          StringGrid1.cells[Temp_record.X_,Temp_record.Y_] :=
            Temp_record.Name;
          n := n+1;
          end;
        end;
      Closefile(MapSet);

```

```

end;

```

```

procedure TMapSetForm.Button3Click(Sender: TObject);

```

```

var
  i,j: integer;
begin
  // clear MapSet
  Edit1.Text:='';
  for i := 0 to 4 do
    for j := 0 to 4 do
      StringGrid1.cells[i,j] := '';

```

```

end;

```

```

procedure TMapSetForm.Button4Click(Sender: TObject);

```

```

var
  i,j: integer;
begin
  // Pass MapSet To DisplayForm
  for i := 0 to 4 do
    for j := 0 to 4 do begin
      DisplayForm.Current_MapSet.cells[i,j] := StringGrid1.cells[i,j];
    end;
  haveSet := true;
  Label3.Caption := 'Select the first map';
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

procedure TMapSetForm.StringGrid1SelectCell(Sender: TObject; Col,
  Row: Longint; var CanSelect: Boolean);
begin
  // Open First Map
  if haveSet = false then Label3.Caption := 'Edit MapSet';
  if haveSet = true then begin
    MapI := Col;
    MapJ := Row;
    firstMap := StringGrid1.Cells[Col,Row];

    passToMe('C:\GPS_PROJECT1\Map\' +firstMap+'.bmp');
    Label3.Caption := 'OK , This is your first map ' ;
    RunOK := True;
    stop := false;
    haveSet := false;
    Button5.Enabled := True;
  end;
end;

procedure TMapSetForm.Button5Click(Sender: TObject);
begin
  Close;
end;

procedure TMapSetForm.Button2Click(Sender: TObject);
begin
  close;
end;

procedure TMapSetForm.Edit1Change(Sender: TObject);
begin
  Button1.Enabled := true
end;
end.

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โปรแกรมย่อย เกี่ยวกับการ Load และ Save ข้อมูลประจำแผนที่

```

unit SaveDat;

interface
  type
    tMapDat_record = record
      Left_Corner_Lad: Real;
      Left_Corner_Long: Real;
      Deg_Per_x: Real;
      Deg_Per_y: Real;
    end;
  tMapDat_file = file of tMapDat_record;
var
  LeftLadPass,LeftLongPass,Loaded_corner_Lad,Loaded_corner_Long: real;
  DegPerPass_x,DegPerPass_y,Loaded_deg_per_x,Loaded_deg_per_y: real;
  procedure Save_MapDat(var Name:String);
  procedure Load_MapDat(var Name:String);

implementation

  //-----
  // Save Map Data To *.md File
  //-----

  procedure Save_MapDat(var Name:String);
  var
    MapDat : tMapDat_file;
    Temp_record : tMapDat_record;
  begin
    Delete(Name,Length(Name)-3,4);
    Name :=Name +'.md';
    Assign(MapDat,Name);
    rewrite(MapDat);
    Temp_record.Left_corner_Lad := LeftLadPass;
    Temp_record.Left_corner_Long := LeftLongPass;
    Temp_record.Deg_Per_x := DegPerPass_x;
    Temp_record.Deg_Per_y := DegPerPass_y;
    Seek(MapDat,0);
    write(MapDat,Temp_record);
    Closefile(MapDat);

  end;

  //-----
  // Load Map Data From *.md File
  //-----

  procedure Load_MapDat(var Name:String);
  var
    MapDat : tMapDat_file;
    Temp_record : tMapDat_record;
  begin
    Assign(MapDat,Name);
    reset(MapDat);
    seek(MapDat,0);
    read(MapDat,Temp_record);
    Loaded_corner_Lad := Temp_record.Left_corner_Lad;
    Loaded_corner_Long := Temp_record.Left_corner_Long;
    Loaded_Deg_Per_x := Temp_record.Deg_Per_x;
    Loaded_Deg_Per_y := Temp_record.Deg_Per_y;
    CloseFile(MapDat);

  end;

end.

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมในส่วน การเลือกพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ที่จะใช้เชื่อมต่อกับเครื่องรับ GPS

```

unit Unit1;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  StdCtrls;

type
  TSetupComm = class(TForm)
  Edit1: TEdit;
  Edit2: TEdit;
  RadioButton1: TRadioButton;
  RadioButton2: TRadioButton;
  RadioButton3: TRadioButton;
  Label1: TLabel;
  Label2: TLabel;
  Label3: TLabel;
  Button1: TButton;
  Button2: TButton;
  RadioButton4: TRadioButton;
  procedure Button2Click(Sender: TObject);
  procedure RadioButton2Click(Sender: TObject);
  procedure RadioButton3Click(Sender: TObject);
  procedure RadioButton4Click(Sender: TObject);
  procedure Button1Click(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;

var
  SetupComm: TSetupComm;
  PortNums: Integer;

implementation
var
  PortNum: Integer;

{$R *.DFM}

//-----
{ This Unit For Select Serial Port Number for use }
//-----

procedure TSetupComm.Button2Click(Sender: TObject);
begin
  Close;
end;

procedure TSetupComm.RadioButton2Click(Sender: TObject);
begin
  Radiobutton1.Checked := False;
  Radiobutton3.Checked := False;
  Radiobutton4.Checked := False;
  Radiobutton2.Checked := True;
  PortNum := 2;
end;

procedure TSetupComm.RadioButton3Click(Sender: TObject);
begin
  Radiobutton1.Checked := False;
  Radiobutton3.Checked := True;
  Radiobutton2.Checked := False;
  Radiobutton4.Checked := False;
  PortNum := 3;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
end;  
  
procedure TSetupComm.RadioButton4Click(Sender: TObject);  
begin  
    Radiobutton1.Checked := False;  
    Radiobutton2.Checked := False;  
    Radiobutton3.Checked := False;  
    Radiobutton4.Checked := True;  
    PortNum := 4;  
  
end;  
  
procedure TSetupComm.Button1Click(Sender: TObject);  
begin  
    If Radiobutton1.Checked = True Then  
        PortNums := 1  
    Else  
        begin  
            PortNums := PortNum;  
        end;  
    Close;  
  
end;  
  
end.
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมในส่วนการเพิ่มชื่อและพิกัดของตำแหน่ง WayPoint ตามที่เลือกลงในไฟล์ WPLIST.txt เพื่อเก็บเป็นฐานข้อมูล

```

unit Unit2;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  StdCtrls;

type
  TAddForm = class(TForm)
    Label1: TLabel;
    Name: TEdit;
    Label2: TLabel;
    Position: TEdit;
    Button1: TButton;
    Button2: TButton;
    procedure Button2Click(Sender: TObject);
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;

var
  AddForm: TAddForm;

implementation
uses Display;

{$R *.DFM}

procedure TAddForm.Button2Click(Sender: TObject);
begin
  Close;
end;

procedure TAddForm.Button1Click(Sender: TObject);
var WayPoint : String;
    Way: TextFile;
begin
  //-----
  { Add WayPoint parameters to WPList.txt }
  //-----

  WayPoint := Name.Text + '                ' + Position.Text;

  AssignFile(Way, 'C:\GPS_PROJECT1\Map\WPList.txt');
  Reset(Way);
  Append(Way);
  WriteLn(Way, WayPoint);
  CloseFile(Way);
  Close;
end;

end.

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

### 4.1 การทดลอง

-ทำการสแกนแผนที่ของบริเวณที่จะทดลอง ในที่นี้เราใช้แผนที่เขตลาดกระบัง มาตรฐาน 1:10000 โดยแบ่ง สแกนเป็นส่วนๆ ทั้งหมด 8 ส่วน เก็บเป็นรูปภาพ ชนิดบิตแมพไฟล์

-ทำการรันโปรแกรม GPS Project และเลือกส่วน Initialize Map เพื่อกำหนดค่าพิกัดของแผนที่แต่ละส่วน โดยแผนที่แต่ละส่วน จะต้องทำการระบุค่าพิกัด 2 ตำแหน่ง โดยค่าพิกัดที่ป้อนจะนำมาจากการวัดและเทียบมาตรฐานจากแผนที่จริง

-ทำการเรียงแผนที่แต่ละส่วน เพื่อเก็บไว้เป็นชุดของแผนที่ และเลือกแผนที่อ้างอิงแผ่นแรก

-ทำการต่อเครื่องรับ GPS เข้ากับคอมพิวเตอร์ผ่านทางพอร์ตอนุกรม ในที่นี้เราใช้เครื่องรับ Garmin รุ่น GPS12XL แล้วเปิดเครื่องรับ

-ทำการสั่งให้โปรแกรมเปิดพอร์ตอนุกรมเพื่อทำการติดต่อกับเครื่องรับ GPS โดยกดปุ่ม Start

#### 4.1.1 การทดลองที่ 1

-สถานที่ทำการทดลองเริ่มต้น คือ บริเวณหน้าตึก ภาควิชาวิศวกรรมทางอุตสาหกรรม แล้วเดินทางไปยังบริเวณสามแยกซึ่งถนนทดลองจรดตัดกับถนนเจ้าคุณทหาร

-ขณะที่เดินทาง ทำการสังเกตการแสดงผลบนแผนที่ ว่ามีผลอย่างไรบ้าง

#### 4.1.2 การทดลองที่ 2

-ทำการทดลอง โดยเริ่มต้นเดินทางจากบริเวณตึกสิบสองชั้น ไปตามถนนเลียบทางรถไฟ จนถึงบริเวณ หน้า สำนักวิจัยและบริการทางคอมพิวเตอร์

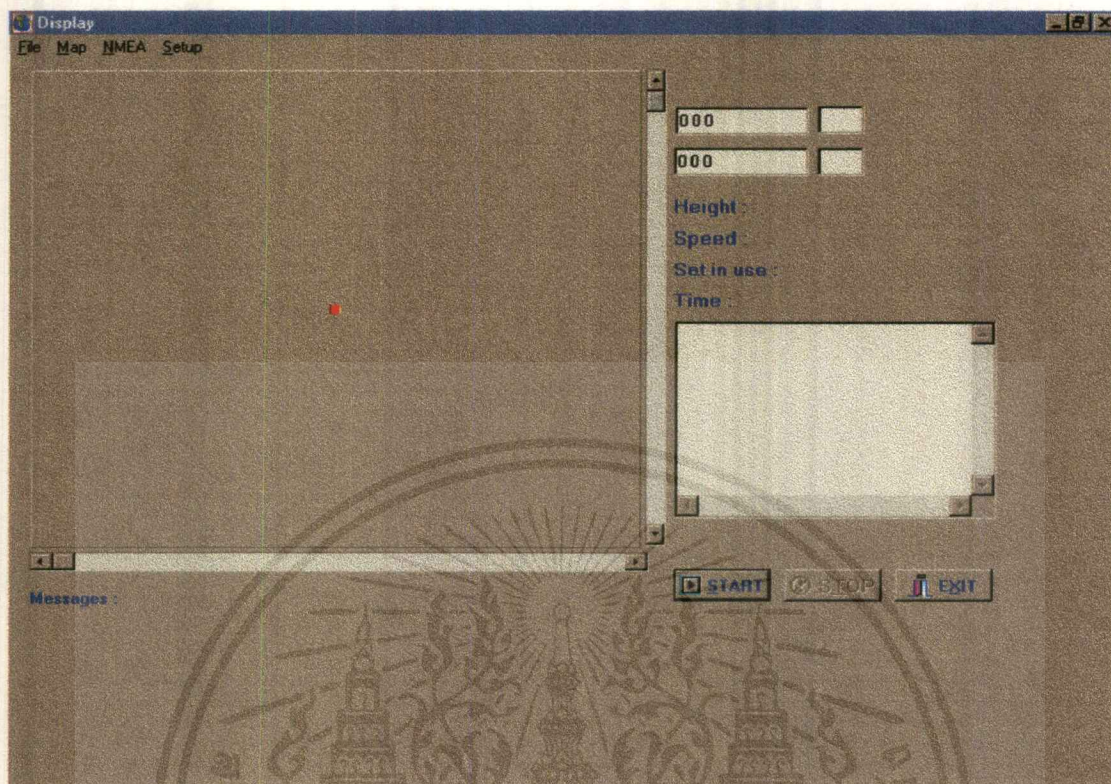
-ขณะที่เดินทาง ทำการบันทึกเส้นทางโดยใช้คำสั่ง Start Logging ในเมนู File ซึ่งจะเก็บข้อมูลใน Text File ชื่อLogFile.txt

-เมื่อสิ้นสุดการเดินทาง นำข้อมูลเส้นทางที่ได้บันทึกไว้มาแสดงผลใหม่ โดยคำสั่ง Start Tracking ในเมนู File และเปรียบเทียบกับเส้นทางที่โปรแกรมแสดงผลกับเส้นทางจริงบนแผนที่

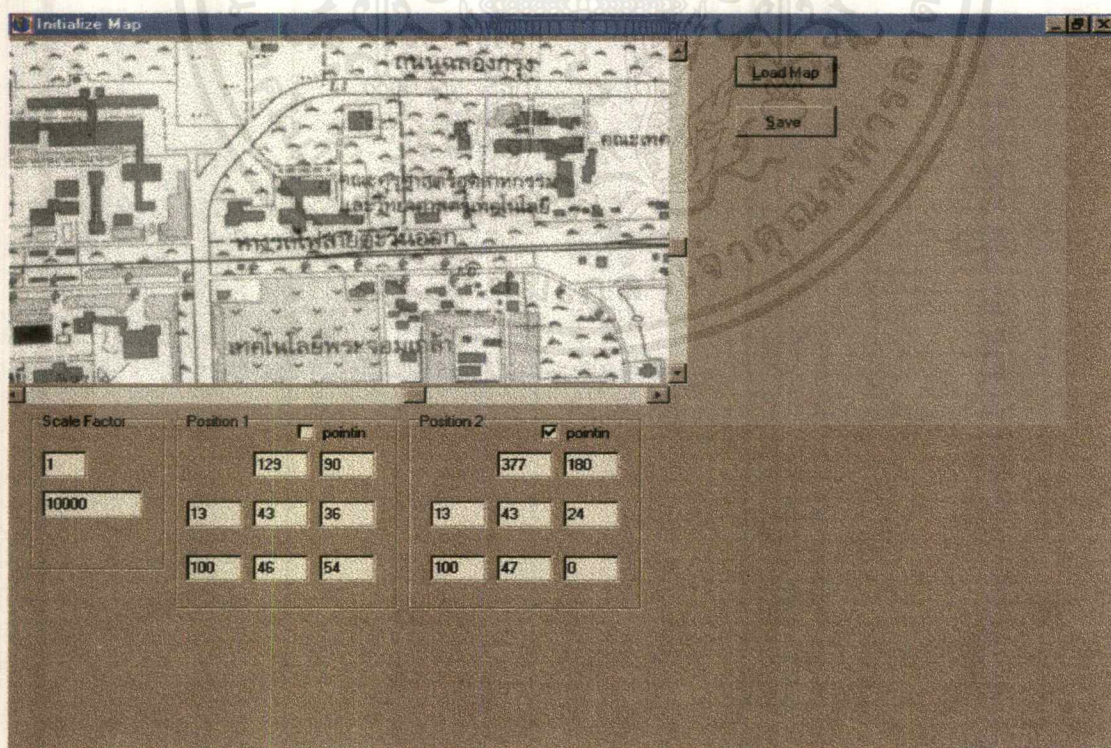
#### 4.1.3 การทดลองที่ 3

-ทำการบันทึกค่า พิกัด ณ หน้าประตูทางเข้าคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยทำการบันทึกค่าพิกัด ทุก ๆ 1 นาทีในขณะที่อยู่นิ่ง เป็นเวลา 10 นาที ตั้งแต่เวลา 13:35 น. ถึง 13:45 น. วันที่ 4 เมษายน พ.ศ. 2541

## 4.1.4 ผลการทดลอง

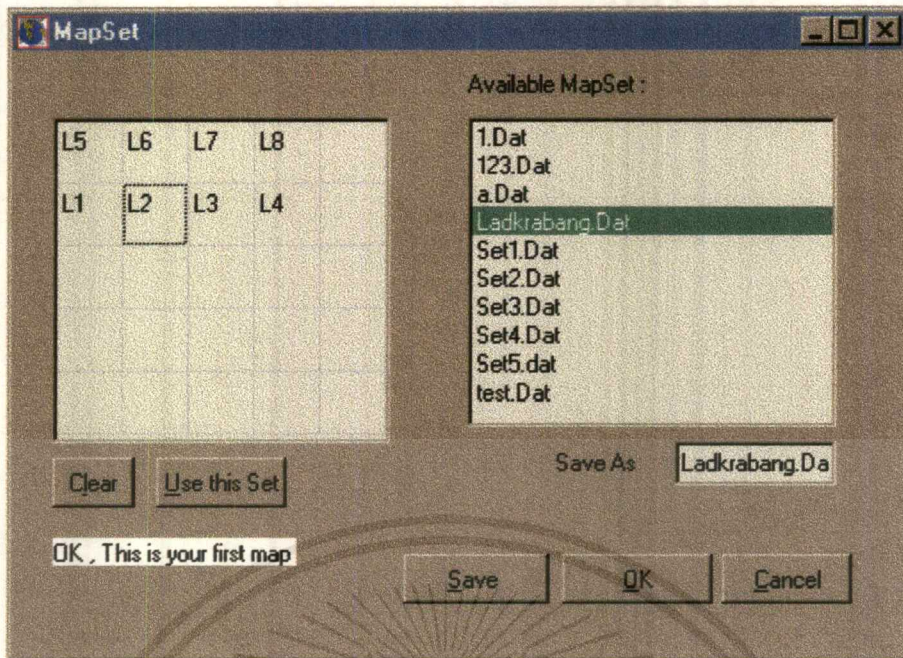


รูป 4.1 แสดงหน้าจอเริ่มต้น ขณะทำการรัน โปรแกรม

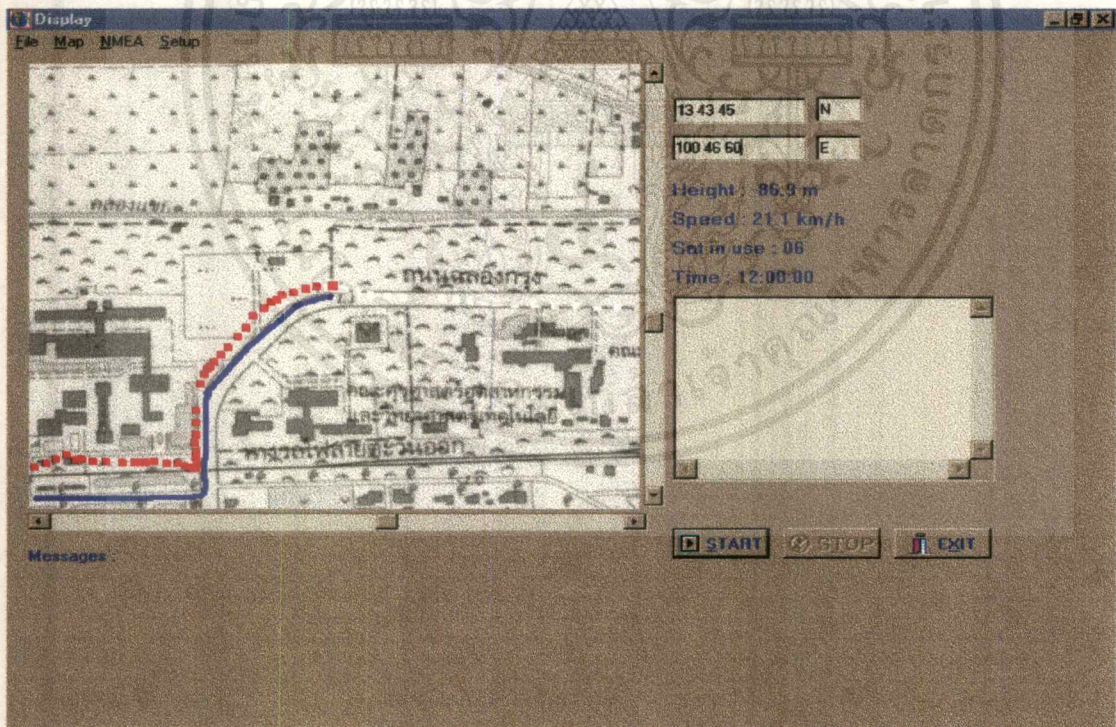


รูป 4.2 แสดงหน้าจอ ขณะทำการ Initialize Map

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.3 แสดงหน้าจอ ขณะทำการจัดเรียงแผนที่เป็นชุดแผนที่



รูป 4.4 แสดงการเปรียบเทียบ เส้นทางที่โปรแกรมแสดงผล (สีแดง) กับ เส้นทางจริง (สีน้ำเงิน)

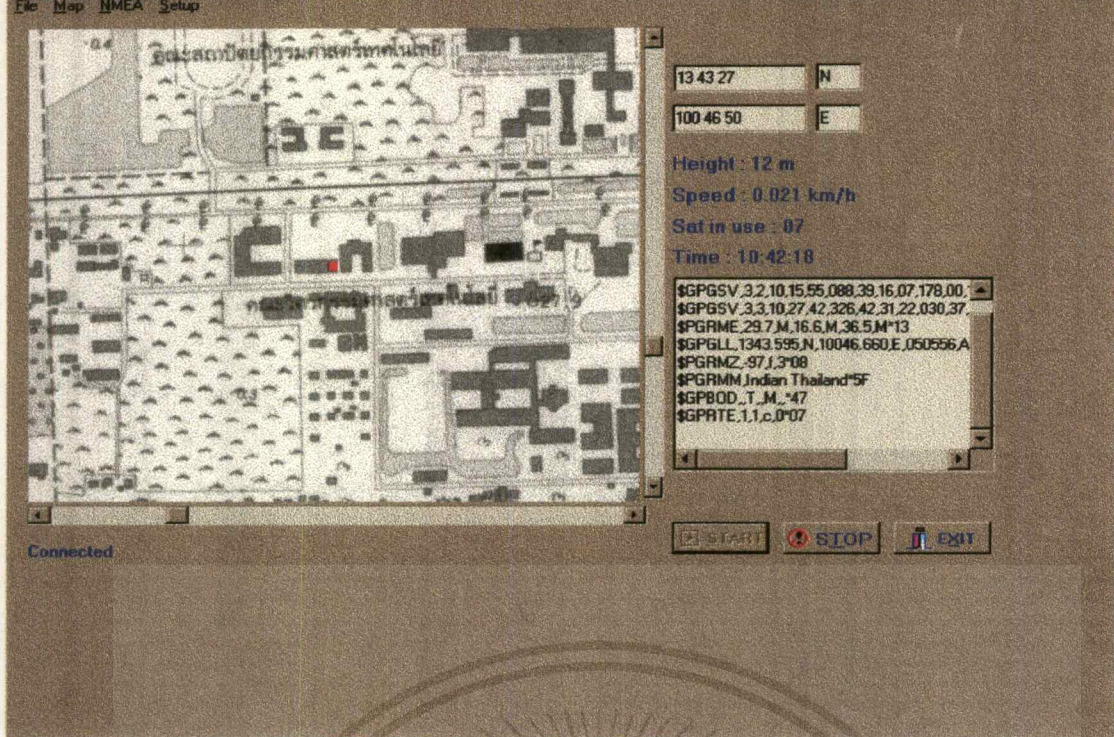
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป จะเห็นว่า เส้นทางที่โปรแกรมแสดงผล มีความคลาดเคลื่อนไปจากความเป็นจริง โดยค่าความผิดพลาดจะอยู่ในช่วง ไม่เกิน 30 เมตร ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับ ตัวแปรต่างๆ ของระบบ GPS

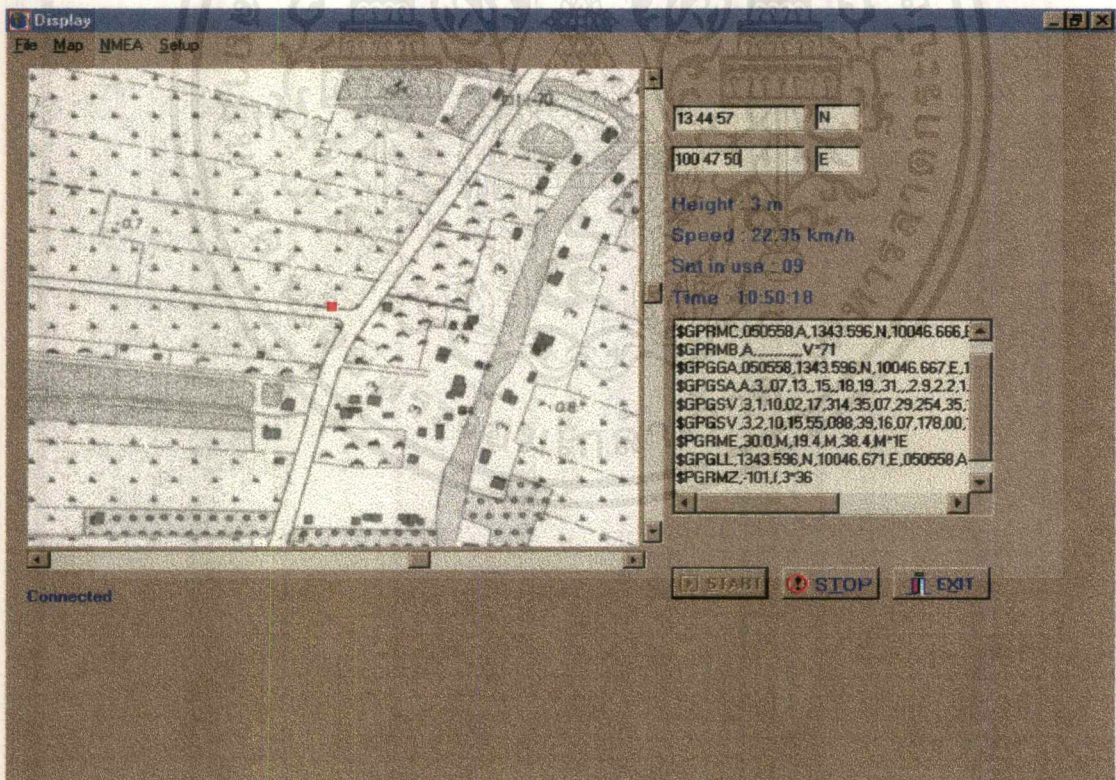
ตาราง 4.1 ตารางแสดงค่าพิกัดต่างๆ ที่ทำการบันทึกทุกๆ 1 นาที ในขณะที่อยู่นิ่ง เป็นเวลา 10 นาที ตั้งแต่เวลา 13:35 น. ถึง 13:45 น. วันที่ 4 เมษายน พ.ศ. 2541

เวลา	ละติจูด	ลองจิจูด	ความสูง	จำนวนดาวเทียมที่ใช้
13:35	13 47 543	100 40 482	66	8
13:36	13 47 541	100 40 480	36	6
13:37	13 47 556	100 40 480	-1	7
13:38	13 47 564	100 40 481	-30	9
13:39	13 47 570	100 40 480	-41	9
13:40	13 47 569	100 40 471	-8	8
13:41	13 47 571	100 40 476	-41	7
13:42	13 47 563	100 40 475	65	7
13:43	13 47 558	100 40 479	122	6
13:44	13 47 560	100 40 491	17	7
13:45	13 47 568	100 40 496	-59	7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



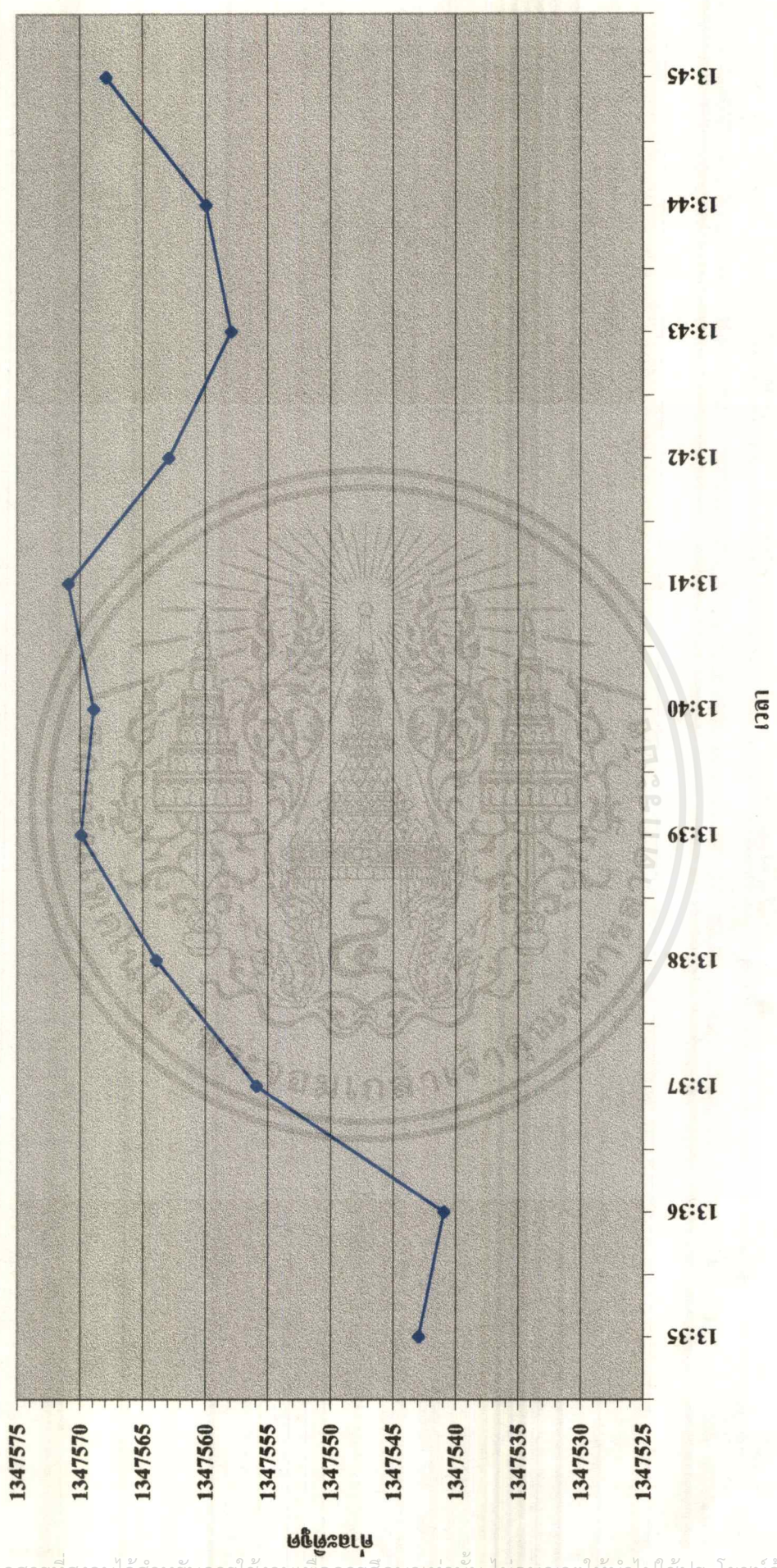
รูป 4.5 แสดงหน้าจอ การแสดงผลของแผนที่ โดยจุดสีแดงแสดงตำแหน่งปัจจุบัน (ขณะอยู่ที่บริเวณหน้า  
ตึกภาควิชาวิศวกรรมทางอุตสาหกรรม)



รูป 4.6 แสดงหน้าจอ การแสดงผลของแผนที่ โดยจุดสีแดงแสดงตำแหน่งปัจจุบัน (ขณะอยู่ที่บริเวณ สาม  
แยกซึ่งถนนคลองกรุงตัดกับถนนเจ้าคุณทหาร)

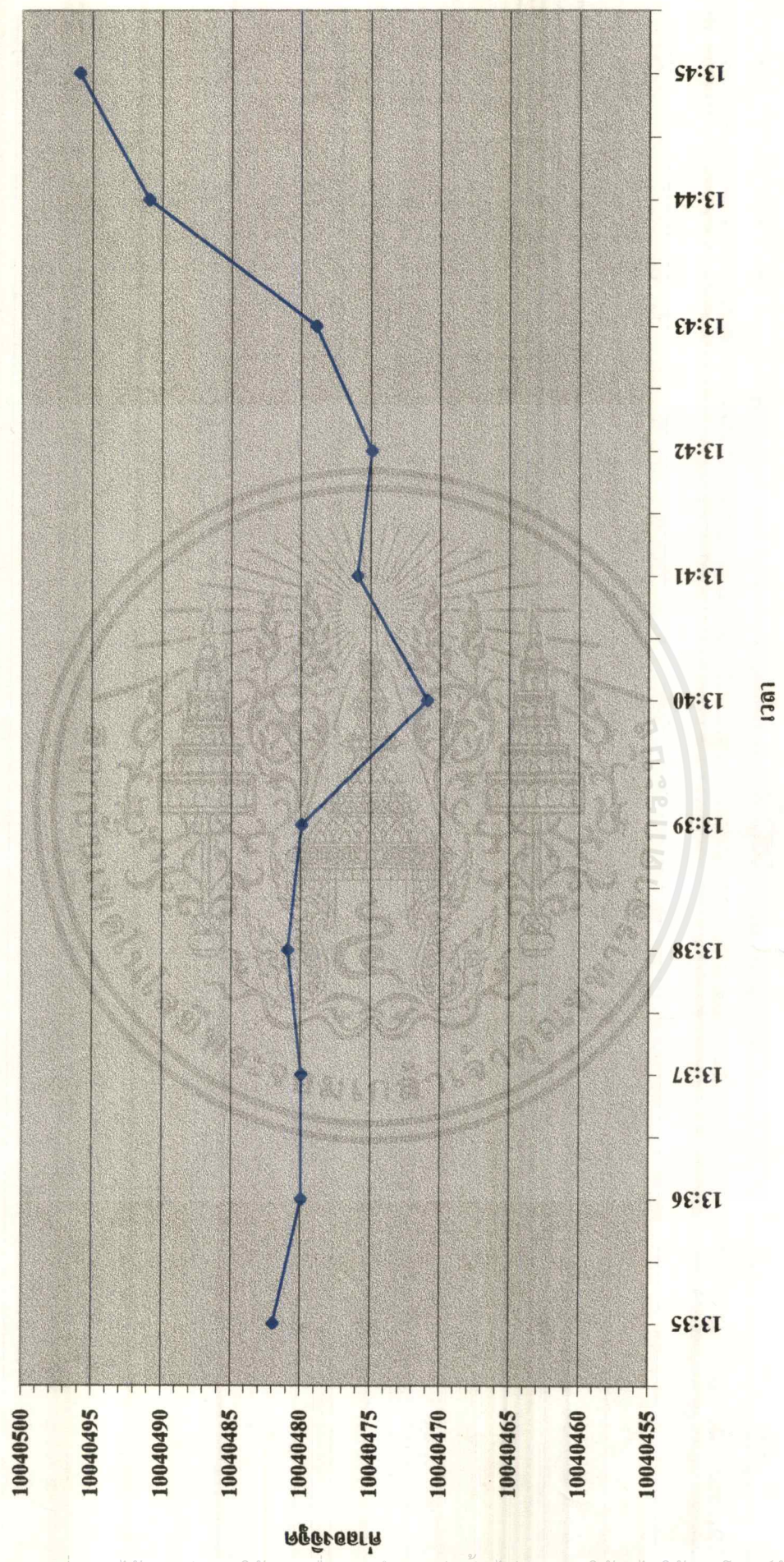
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าละติจูดกับเวลา



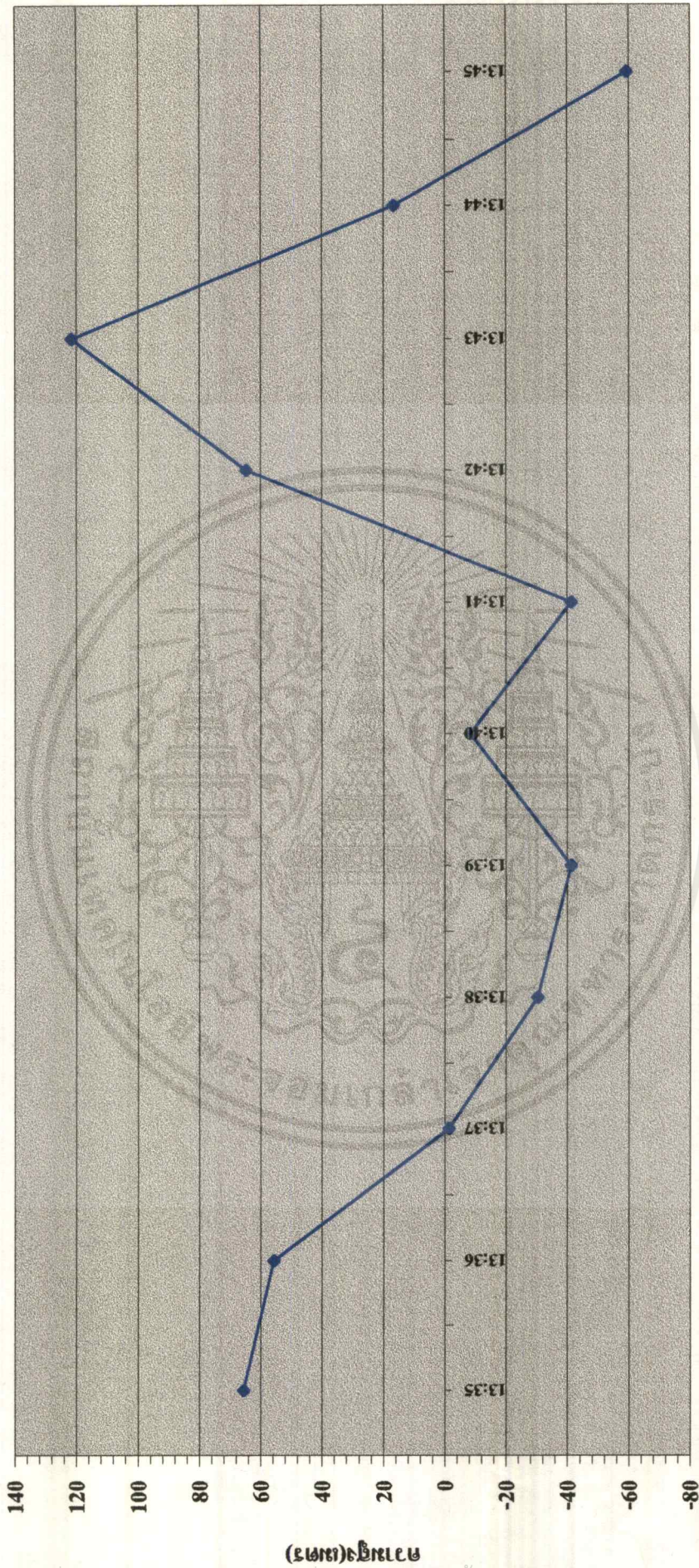
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าลองจิจูดกับเวลา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

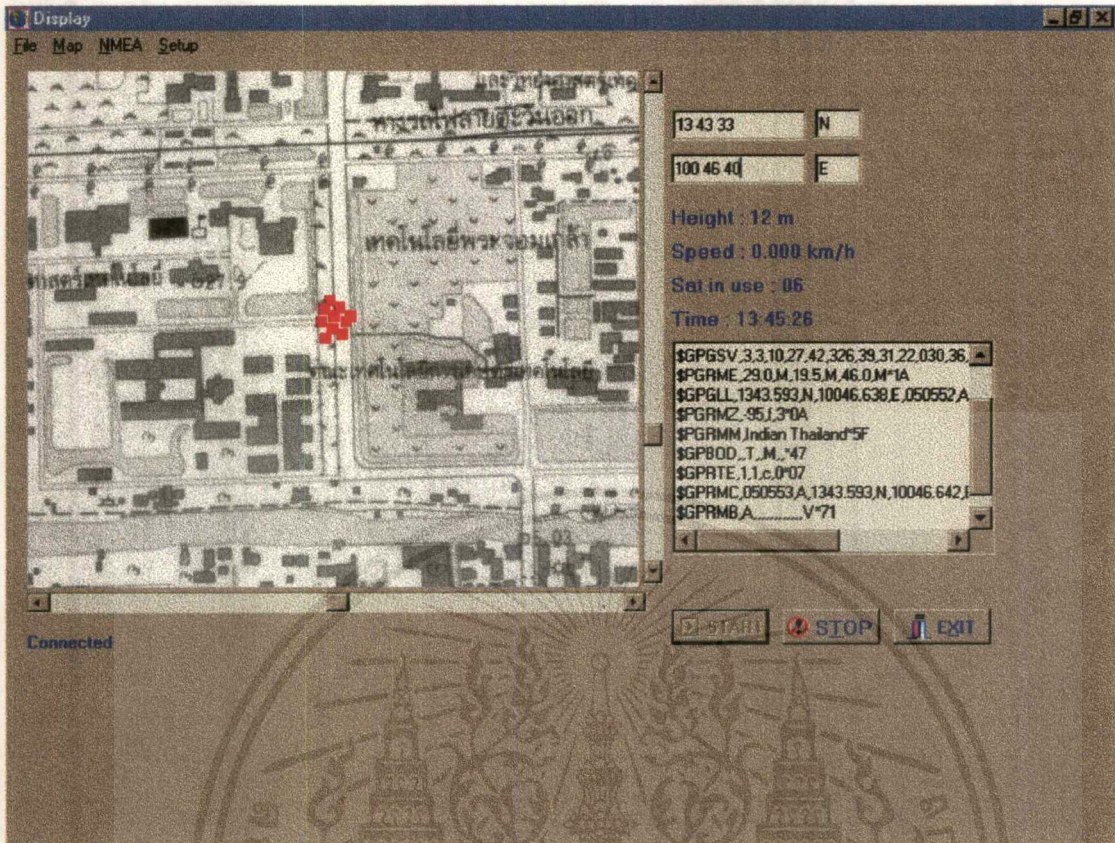
รูป 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความสูงกับเวลา



เวลา

(ความสูง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.10 แสดงค่าพิกัด ขณะขึ้นอยู่ ณ หน้าประตูทางเข้าคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จากข้อมูลในตาราง 4.1

จากรูป เราทำการบันทึกค่าพิกัด ทุก ๆ 1 นาทีในขณะที่อยู่นิ่ง จุดพิกัดที่ได้ที่เวลาต่างๆ จะกระจายเป็นกลุ่ม รอบๆ จุดที่ทำการวัดจริง ในรัศมี ไม่เกิน 15 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

### 5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลอง จะเห็นว่า การแสดงผล จะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามตำแหน่งของผู้ใช้ และเมื่อตำแหน่งไปจนสุดขอบของแผนที่แล้ว ก็จะมีการเปลี่ยนแผนที่รูปใหม่ให้โดยอัตโนมัติ แต่จะสังเกตเห็นว่า จุดแสดงพิกัด มีความคลาดเคลื่อน ไปจากตำแหน่งที่แท้จริงเล็กน้อย ทั้งนี้ เนื่องมาจากสาเหตุของความคลาดเคลื่อนหลายประการ ไม่ว่าจะเป็น SA , มัลติพาท , การคีย์ในชั้นบรรยากาศ , รูปแบบจำลองของโลก และความคลาดเคลื่อนของชนิดของแผนที่ ดังที่ได้กล่าวไว้ในส่วนของทฤษฎีและหลักการ โดยค่าความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการทดลอง จะมีค่าผิดพลาดประมาณ 20 – 50 เมตร ซึ่งขึ้นอยู่กับ ตำแหน่งที่ทำกรรับว่ามีสิ่งกีดขวางมากน้อยเพียงไร และพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ทำให้เกิดความผิดพลาด เช่น จำนวนดาวเทียมที่สามารถรับได้, GDOP เป็นต้น

### 5.2 บทวิจารณ์

โปรแกรมนี้ เป็นโปรแกรมที่ใช้แสดงค่าพิกัด , ความสูง , ความเร็ว ซึ่งสามารถที่จะพัฒนาต่อไปให้มีความสมบูรณ์มากกว่านี้ ได้อีก ตัวอย่างเช่น เพิ่มรายละเอียด เกี่ยวกับฐานข้อมูล ซึ่งเกี่ยวกับ สถานที่ต่างๆ ทางภูมิศาสตร์ การบันทึกเส้นทางที่ได้เดินทางมาแล้ว เป็นต้น ส่วนความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้น สามารถแก้ไขได้โดยใช้ระบบดิฟเฟอเรนเชียล GPS โดยการตั้งสถานีอ้างอิงภาคพื้นดินที่รู้ตำแหน่งที่แน่นอนซึ่งจะส่งสัญญาณความถี่วิทยุมายังเครื่องรับ GPS เพื่อแก้ไขข้อผิดพลาด ซึ่งในประเทศไทย ยังไม่มีการพัฒนาทางด้านนี้อย่างแพร่หลาย ส่วนแผนที่ที่ใช้ ควรจะเป็นแผนที่ในรูปแบบของระบบ GPS คือ รูปแบบ WGS-84

ในการนำไปใช้งาน ไม่ควรให้เครื่องรับอยู่ในบริเวณที่บดบังสัญญาณ เช่น ภายในตึกอาคาร ได้ค้นไม้ที่หนาทึบ เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณความถี่วิทยุ มีขนาดอ่อนมาก จะทำให้ไม่สามารถรับสัญญาณ เพื่อหาตำแหน่งได้

อย่างไรก็ตามแม้ว่าการใช้ประโยชน์จากระบบจีพีเอสนี้ยังต้องใช้งบประมาณที่ค่อนข้างสูงมากในปัจจุบัน ถ้าเทคโนโลยีการผลิตอุปกรณ์เครื่องรับได้รับการพัฒนามากขึ้นจนมีราคาถูกลง ในอนาคตเราน่าจะได้ใช้งานระบบนี้อย่างแพร่หลาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# GP2021

## GPS 12 CHANNEL CORRELATOR WITH MICROPROCESSOR SUPPORT FUNCTIONS

The GP2021 is a 12 channel C/A code baseband correlator for use in NAVSTAR GPS and GLONASS satellite navigation receivers. The GP2021 complements the GP2015 and GP2010 C/A code RF downconverters available from GEC Plessey Semiconductors.

The GP2021 is compatible with most 16 bit and 32 bit microprocessors, especially those from Motorola and Intel, with additional on-chip support for the ARM60 32 bit RISC processor. When the ARM60 is used, the on-chip memory management functions allow implementation of a full GPS receiver with minimal external logic.

The GP2021 allows individual channel de-activation, for systems not requiring full 12 channel operation, to save power and processor loading. Receiver power may be further conserved by reducing the supply voltage to 2.2V under battery backup. Although all system functions are disabled, the 32.768kHz oscillator and Real Time Clock are maintained for the microprocessor to estimate satellite visibility at power on to reduce signal acquisition time.

A development system called the GPS Builder-2 is available as a basis for receiver design using the GP2021 and associated products.

### FEATURES

- 12 Fully Independent Correlation Channels
- 1PPS UTC Aligned Timing Output
- On-Chip Dual UART and Real Time Clock
- Compatible with most 16 and 32 bit Microprocessors
- Memory Control Logic for ARM60 Microprocessor
- Low Voltage, Low Current Power-Down Mode.
- Power Dissipation 150mW Typical
- Compatible with GP2015 and GP2010 RF Front Ends
- Battery Backup Voltage 2.2V (min)

### APPLICATIONS

- GPS Navigation Systems
- High Integrity Combined GPS-GLONASS Receivers
- GPS Geodetic Receivers
- Time Transfer Receivers

### ORDERING INFORMATION

GP2021/IG/GQ1R

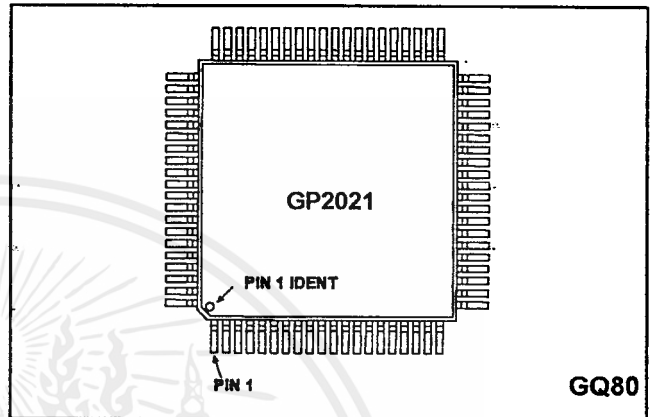


Fig.1 : Pin Connections – Top View

PIN	DESCRIPTION	PIN	DESCRIPTION
1	MULTI_FN_IO	41	A6
2	POWER_GOOD	42	A5
3	NRESET_OP	43	A4
4	NARMSYS	44	A3
5	XIN	45	A2
6	XOUT	46	A1 / ALE_IP
7	TXA	47	A0 / NRESET_IP
8	TXB	48	D0
9	RXA	49	D1
10	RXB	50	D2
11	NROM / NC	51	D3
12	NEEPROM / NC	52	D4
13	NSPARE_CS / NC	53	D5
14	V <sub>DD</sub>	54	D6
15	V <sub>SS</sub>	55	V <sub>DD</sub>
16	NRAM / NC	56	V <sub>SS</sub>
17	NW0 / NC	57	D7
18	NW1 / NC	58	D8
19	NW2 / NC	59	D9
20	NW3 / NC	60	D10
21	NRD / NC	61	D11
22	ARM_ALE / NC	62	D12
23	DBE / NC	63	D13
24	ACCUM_INT	64	D14
25	MEAS_INT	65	D15
26	NBW / WRPROG	66	PLL_LOCK
27	NMREQ / DISCIP2	67	V <sub>DD</sub>
28	NOPC / NINTELMOT	68	DISCOP
29	NRW / DISCIP3	69	V <sub>SS</sub>
30	MCLK / NC	70	CLK_T
31	ABORT / MICRO_CLK	71	CLK_I
32	DISCIO	72	V <sub>SS</sub>
33	A22 / READ	73	SAMPCLK
34	V <sub>DD</sub>	74	V <sub>DD</sub>
35	V <sub>SS</sub>	75	NBRAM / DISCIP4
36	A21 / NCS	76	SIGN0
37	A20 / WREN	77	MAG0
38	A9	78	SIGN1
39	A8	79	MAG1
40	A7	80	DISCIP1



Pin No	Signal Name	Type	Description ARM System Mode	Description Standard Interface Mode
2	POWER_GOOD	I	Power Monitor input. High for normal operation. Low forces the GP2021 into Power Down mode.	
3	NRESET_OP	O	System Reset output (Active Low). Lasts for 4 MICRO_CLK cycles after all reset conditions have cleared.	
4	NARMSYS	I	Processor Mode Selection input. When Low, this input selects ARM System mode. When High, Standard Interface mode is selected.	
5	XIN	I	Crystal input connection to Real Time Clock.	
6	XOUT	O	Crystal output connection from Real Time Clock.	
7	TXA	O	Transmit Data output from Channel A of the Dual UART.	
8	TXB	O	Transmit Data output from Channel B of the Dual UART.	
9	RXA	I	Receive Data input to Channel A of the Dual UART. This pin acts as a master clock input in Digital System Test mode.	
10	RXB	I	Receive Data input to Channel B of the Dual UART. This pin acts as the Real Time Clock reset in Digital System Test mode.	
11	NROM / NC	O	ROM Chip Select output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
12	NEEPROM / NC	O	EEPROM Chip Select output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
13	NSPARE_CS / NC	O	Spare Chip Select output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
16	NRAM / NC	O	RAM Chip Select output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
17	NW0 / NC	O	Byte 0 Write Strobe output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
18	NW1 / NC	O	Byte 1 Write Strobe output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
19	NW2 / NC	O	Byte 2 Write Strobe output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
20	NW3 / NC	O	Byte 3 Write Strobe output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
21	NRD / NC	O	Read Data Strobe output (Active Low).	Unused output. (Do not connect.)
22	ARM_ALE / NC	O	ALE output to the microprocessor (Active High). Controls the transparent latches at the microprocessor address outputs.	Unused output. (Do not connect.)
23	DBE / NC	O	Data Bus Enable output to the microprocessor. When Low, places the microprocessor data bus drivers in a high impedance state.	Unused output. (Do not connect.)
24	ACCUM_INT	O	A free running interrupt to the microprocessor. It allows control of data transfer between the accumulators in the correlator and the microprocessor. It is active Low when configured for ARM System mode or Motorola mode and is active High in Intel mode.	
25	MEAS_INT	O	An interrupt to the microprocessor. It allows control of measurement data transfer between the correlator and the microprocessor. It is active Low when configured for ARM System mode or Motorola mode and is active High in Intel mode.	
26	NBW / WRPROG	I	Byte/Word input from the microprocessor. Low indicates a byte transfer, and High a word transfer.	Write-Read Program input. In Intel mode, High selects 486 style interface and Low 186 style. Unused in Motorola mode.
27	NMREQ / DISCIP2	I	Memory Request input from the microprocessor. Low indicates that the microprocessor requires a memory access during the following cycle.	Multi-purpose discrete input.
28	NOPC / NINTELMOT	I	Opcode fetch input from the microprocessor. Low indicates that an instruction is being fetched and High that data is being transferred.	High selects Motorola mode and Low Intel mode.
29	NRW / DISCIP3	I	Read/Write Select input from the microprocessor. Low indicates a read cycle and High a write cycle.	Multi-purpose discrete input.
30	MCLK / NC	O	Microprocessor Clock output (nominally 20MHz). Its phases can be stretched under control of the Microprocessor Interface.	Unused output. (Do not connect.)

Pin No	Signal Name	Type	Description ARM System Mode.	Description Standard Interface Mode
31	ABORT / MICRO_CLK	O	Abort output to the microprocessor. Generates a valid ARM Data Abort sequence, triggered by a rising edge at MULTI_FN_IO if this function is enabled.	20MHz Clock output. Provides a 20MHz clock with a 1:1 mark-to-space ratio.
32	DISCIO	I/O	Multi-purpose discrete input / output. After a GP2021 reset it is configured as an input.	
33	A22 / READ	I	Address input from the microprocessor. A<22:20> are decoded to select the address space partitioning.	Read input from the microprocessor. In Intel mode it is the active Low read strobe. In Motorola mode it is the Read (High) / Write (Low) select line.
36	A21 / NCS	I	Address input from the microprocessor. A<22:20> are decoded to select the address space partitioning.	GP2021 Chip Select input (Active Low).
37	A20 / WREN	I	Address input from the microprocessor. A<22:20> are decoded to select the address space partitioning.	Write-Read Strobe input from the microprocessor. In Intel mode it is the active Low write strobe. In Motorola mode it is the active High Write-Read strobe.
38 – 45	A<9:2>	I	Address Inputs <9:2> from the microprocessor. These allow register selection.	
46	A1 / ALE_IP	I	Address input 1 from the microprocessor. A<1:0> are decoded to provide individual byte write selection via NW<3:0>.	Address Latch Enable input from microprocessor (Active High).
47	A0 / NRESET_IP	I	Address input 0 from the microprocessor. A<1:0> are decoded to provide individual byte write selection via NW<3:0>.	Reset input (Active Low).
48– 54, 57–65	D<0:15>	I/O	Bidirectional data bus.	
66	PLL_LOCK	I	PLL Lock Indicator input from RF section. When High this signal indicates that the PLL within the RF section is in lock and the master clock inputs have stabilised.	
68	DISCOP	O	Multi-purpose discrete output.	
70	CLK_T	I	Master clock input (40MHz).	
71	CLK_I	I	Inverted Master clock input.	
73	SAMPCLK	O	Sample Clock output to the front end. Provides a 5.714MHz clock with a 4:3 mark-to-space ratio.	
75	NBRAM / DISCIP4	I	Battery Backed RAM select input. Defines the state of the NRAM output in Power Down mode.	Multi-purpose discrete input.
76	SIGN0	I	SIGN0 input from the RF section.	
77	MAG0	I	MAG0 input from the RF section.	
78	SIGN1	I	SIGN1 input from a second, optional, RF section.	
79	MAG1	I	MAG1 input from a second, optional, RF section.	
80	DISCIP1	I	Multi-purpose discrete input.	

**Differences between Real and Complex Input Mode**

The input mode is selected by the FRONT\_END\_MODE bit

in the SYSTEM\_SETUP register. It defaults to Real Input mode at power up. The differences between Real and Complex input mode are summarised in the following table.

Description	Real Input mode	Complex Input mode
Recommended Master clock frequency	40MHz	35MHz
GP2021 internal clocking <sup>1</sup>	÷7	÷6
MICRO_CLK <sup>2</sup> output frequency mark : space	20MHz 1:1	17.5MHz 1:1
Pin No 76	SIGN 0	SIGN_I
Pin No 77	MAG 0	MAG_I
Pin No 78	SIGN 1	SIGN_Q
Pin No 79	MAG 1	MAG_Q
Input Signal Sampling Rate	5.714MHz	5.833MHz
SAMPCLK output frequency mark : space	5.714MHz 4:3	Not Available (held Low)

- Notes. 1 The GP2021 interrupt and TIC timebase dividers are clocked by this resulting clock.  
 2 The MCLK output is derived from this signal. In ARM mode the phases of MCLK are stretched by the Microprocessor Interface block.

**FUNCTIONAL DESCRIPTION**

The GP2021 incorporates a 12 Channel GPS Correlator, together with microprocessor support functions including a Dual UART, a Real Time Clock and Memory Control Logic for the ARM60 microprocessor. It can be configured for either ARM System mode or Standard Interface mode. A block diagram of the GP2021 is shown in Fig. 3.

SRAM, EPROM, Flash and EEPROM), without the need for external glue logic.

In Standard Interface mode the GP2021 allows most 16 and 32 bit microprocessors to interface with the Correlator, Real Time Clock and Dual UART. More specifically, this mode allows the interface to be configured for either Intel or Motorola style microprocessor interfaces.

Whilst in ARM System mode the Memory Control Logic allows an ARM60 microprocessor to interface with the Correlator, Real Time Clock, Dual UART and a variety of memory devices (i.e.

In the functional description which follows the correlator is described first, followed by the peripheral functions.

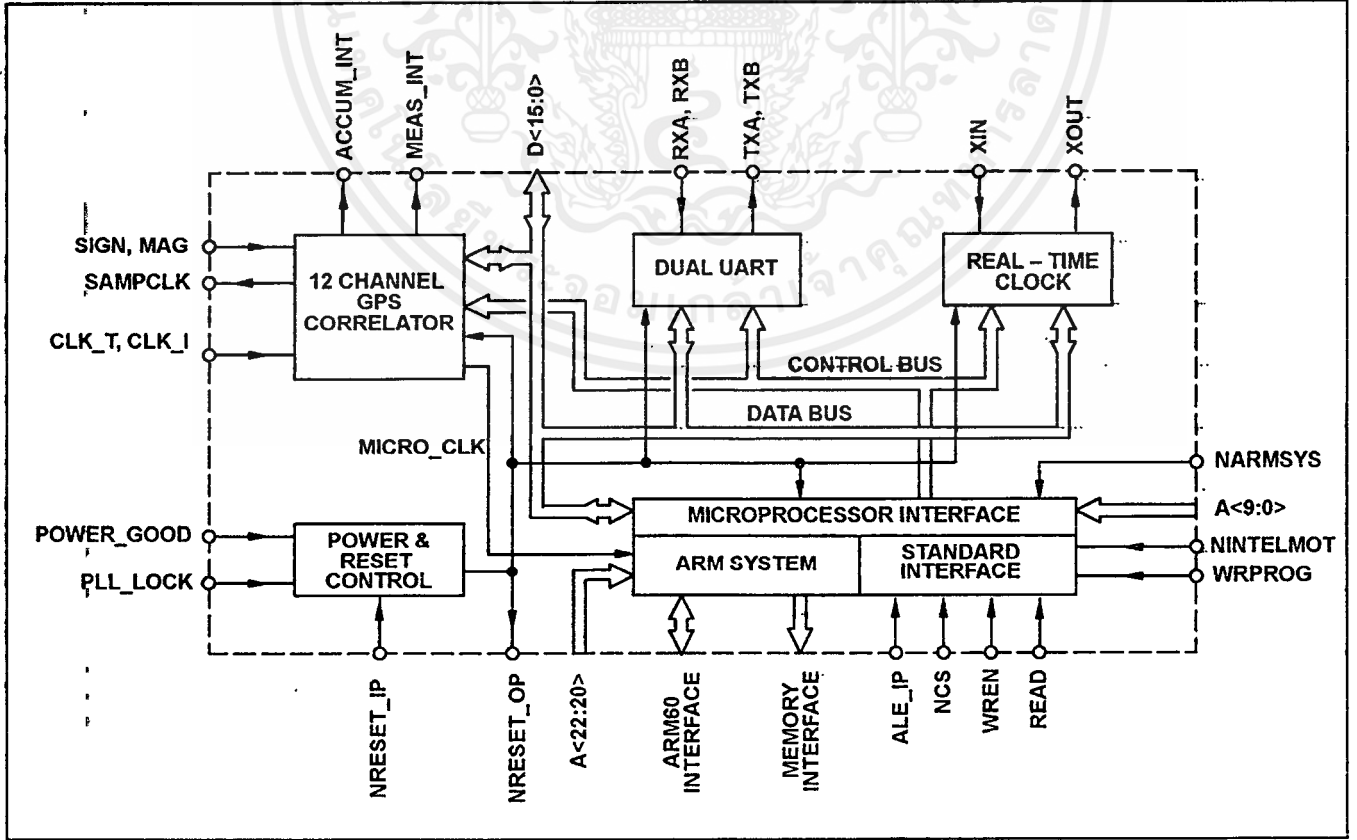


Fig. 3 : GP2021 block diagram

## 12 CHANNEL CORRELATOR

Fig. 4 shows a block diagram of the correlator. It consists of the following blocks:

### Clock Generator

The Clock Generator block divides the frequency of the master clock CLK\_T/CLK\_I by 6 or 7 to give the internal multi-phase set of clocks. When in Real Input mode CLK\_T/CLK\_I will normally be a 40MHz clock, which is divided by 7. When in Complex Input mode it will normally be at 35MHz which is divided by 6. The SAMPCLK pin is an output giving a 4:3 mark-to-space ratio clock at 40 MHz / 7 (= 5.714

MHz) in Real Input Mode.

The Clock Generator also produces the MICRO\_CLK signal at half the master clock frequency ( 20 MHz for Real Input mode, 17.5 MHz for Complex Input mode) with a 1:1 mark-to-space ratio. This signal is output on the MICRO\_CLK pin in Standard Interface mode. However, its main purpose is that of a synchronising clock to the memory control logic in ARM System Mode and it is from this that the processor clock output, MCLK, is derived.

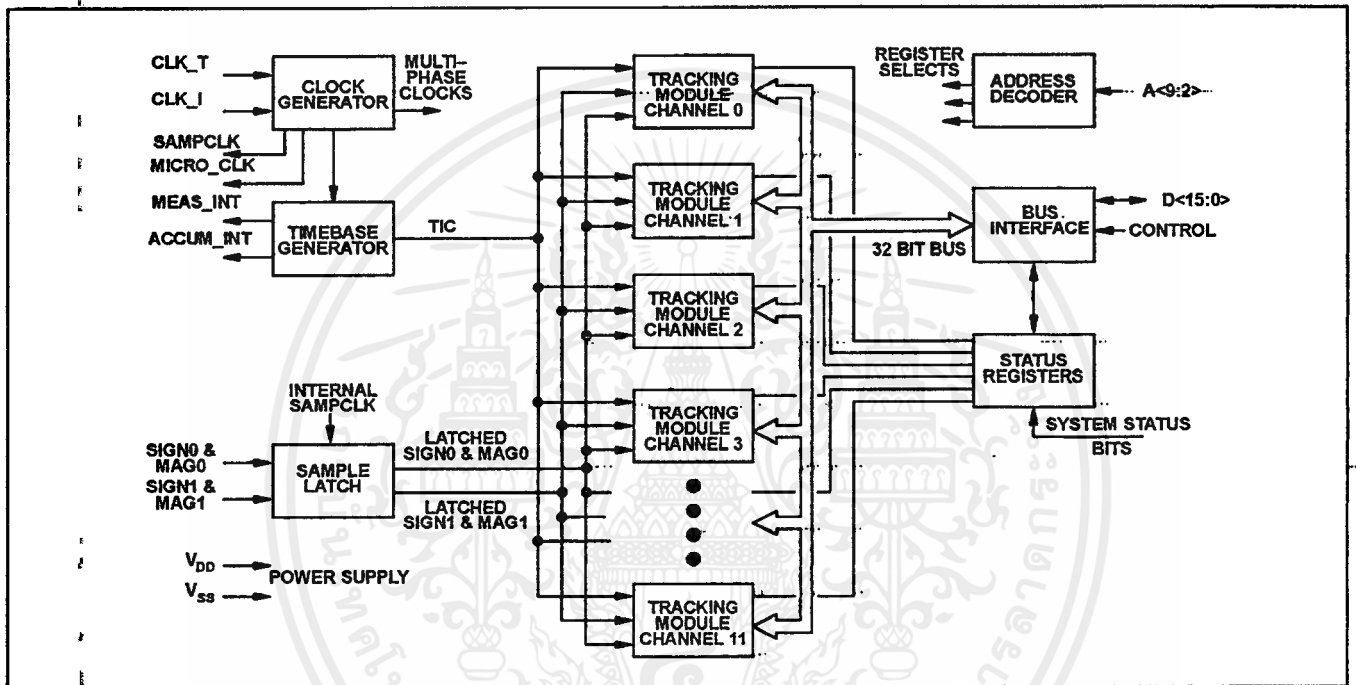


Fig. 4 : Correlator block diagram

### Timebase Generator

The Timebase Generator produces 4 important timing signals; ACCUM\_INT, TIC, MEAS\_INT and TIMEMARK.

ACCUM\_INT is an interrupt provided to control data transfer between the correlator accumulators and the microprocessor. It may be detected by means of the ACCUM\_INT output or by reading the ACCUM\_STATUS\_A register (where bit 15 is a flag indicating that ACCUM\_INT has occurred since the previous read of this register). ACCUM\_INT is cleared by reading ACCUM\_STATUS\_A.

After power-up this interrupt occurs every 505.05µs. Its period can subsequently be changed in one of 3 ways:

- 1) toggling the FRONT\_END\_MODE bit of the SYSTEM\_SETUP register,
  - 2) toggling the INTERRUPT\_PERIOD bit of the SYSTEM\_SETUP register, or
  - 3) writing directly to the PROG\_ACCUM\_INT register.
- See section "Detailed Description of Registers" on page 25 for more information.

TIC is an internal signal with a default period of 99999.90µs. It is used to latch measurement data (Epoch count, Code phase, Code DCO phase, Carrier DCO phase

and Carrier cycle count) of all 12 channels at the same instant. Its period can subsequently be changed, by writing to the PROG\_TIC\_HIGH and PROG\_TIC\_LOW registers, or toggling the FRONT\_END\_MODE bit of the SYSTEM\_SETUP register.

MEAS\_INT is a signal derived from the TIC counter. It may be used by the microprocessor as a software module switching interrupt either by using the MEAS\_INT output or by reading the ACCUM\_STATUS\_B or MEAS\_STATUS\_A register. MEAS\_INT is activated at each TIC and 50 ms before each TIC so long as the TIC period is greater than 50 ms. If the TIC period is less than 50 ms, MEAS\_INT is activated only at each TIC. It is cleared by reading either the ACCUM\_STATUS\_B or MEAS\_STATUS\_A register, depending upon the MEAS\_INT\_SOURCE bit of the SYSTEM\_SETUP register.

TIMEMARK is also derived from TIC and may be output on one of the discrete output pins. This signal is intended to be used as an accurate 1 Pulse Per Second timing reference, aligned to UTC (Universal Time Co-ordinated system), with a pulse width of 1ms.

TIMEMARK has two methods of operation but in both

cases TIMEMARK rising edges are generated co-incident with the rising edges of TIC. Therefore, for TIMEMARK to be aligned with UTC, TIC must be aligned with UTC. This is done by modifying the TIC period for a single TIC cycle, then setting it back to its original value, thus slewing the phase of TIC. TIMEMARK may be generated by setting the TIMEMARK\_ARM bit in the TIMEMARK\_CONTROL register, in which case the next TIC will generate a rising edge at TIMEMARK and clear the TIMEMARK\_ARM bit. Alternatively TIMEMARK may be generated as a programmable integer number of TIC's, again under the control of the TIMEMARK\_CONTROL register.

### Status Registers

There are four status registers (ACCUM\_STATUS\_A, \_B, \_C and MEAS\_STATUS\_A). These contain flags associated with the accumulated and measurement data held on each of the 12 channels. Some system level status bits also appear in these registers.

### Sample Latches

The Sample Latches synchronise data from the front end to the internal SAMPCLK.

In Real\_Input mode the down converted satellite signal can be sampled at the output of the front end by SAMPCLK. This data is then input to the GP2021 as 2 bit data on either the SIGN0, MAG0, or SIGN1, MAG1 inputs, where it is re-sampled at the next rising edge of SAMPCLK. These signals are then distributed to the 12 tracking modules.

When a GP2015 or GP2010 front end is used, the data represents a band-limited signal at an IF centered on 4.309MHz. Sampling at 5.714MHz aliases it to an IF of 1.405MHz.

In Complex\_Input mode, the down converted satellite signal is applied direct to the GP2021 at its SIGN0, MAG0, SIGN1, MAG1 inputs, which act as In-Phase Sign, In-Phase Magnitude, Quadrature Sign and Quadrature Magnitude respectively. These signals are sampled at 5.833MHz within the correlator and then passed to the tracking modules.

### Address Decoder

The Address Decoder performs address decoding for the correlator.

### Bus Interface

The Bus Interface controls the transfer of data between the external 16 bit wide data bus and the internal 32 bit data bus.

Apart from the code and carrier DCO increment values, all data transfers are 16 bits wide. Write operations to the code and carrier DCO's are 32 bit data transfers, in which the High 16 bit word must be written immediately before the low 16 bit word. Note that the write cycle to write cycle delay of 300 ns referred to in the Microprocessor Interface does not apply between the first and second write cycles for 32 bit DCO data transfers. For further information see the Microprocessor Interface section.

## TRACKING MODULES

The Tracking Modules are 12 identical signal tracking channels numbered CH0 to CH11, each with the block diagram shown in Fig 5. These blocks generate the data used to track the satellite signals. There is no overwrite protection mechanism on this data. For further information see the section on CONTROLLING THE GP2021.

Each Tracking Channel can be individually programmed to operate in either Update or Preset mode. Update mode is the normal mode of operation. Preset mode is a special mode of operation where writes to certain registers are delayed until the next TIC to allow synchronisation of registers and pre-setting of the code DCO phase. For further information see the Preset Mode section in the Detailed Operation of the

GP2021.

The individual sub-blocks in the tracking modules are:

### Carrier DCO

The Carrier DCO, which is clocked at the SAMPCLK frequency, is used to synthesise the digital local oscillator signal required to bring the input signal to baseband in the mixer block, and must be adjusted away from its nominal value to allow for Doppler shift and reference frequency error.

When used with the GP2015/GP2010 the nominal frequency of this signal is 1.405396825 MHz (with a resolution of 42.57475 mHz) and is set by loading the 26 bit register CHx\_CARRIER\_DCO\_INCR. This very fine resolution is needed so that the DCO will stay in phase with the satellite signal for an adequate time. The Carrier DCO Phase cannot be directly set, but must be adjusted by altering the frequency.

The Carrier DCO outputs are 4 level, 8 phase sinusoids with the following sequences over one cycle:

Destination Arm	Sequence
I <sub>LO</sub>	-1+1+2+2+1-1-2-2
Q <sub>LO</sub>	+2+2+1-1-2-2-1+1

Table 1 Carrier DCO outputs

As the clock to the DCO is normally less than 8 times the output frequency, not all phases are generated in every cycle. With a typical clock frequency of 5.714-MHz and an output frequency of 1.405 MHz there are only around 4 phases per cycle. These will slide through the cycle as time progresses to cover all values.

### Code DCO

The Code DCO is similar to the Carrier DCO block. It is also clocked at the SAMPCLK frequency and synthesises the oscillator required to drive the code generator at twice the required chipping rate. The nominal frequency of the output is 2.046 MHz, to give a chip rate of 1.023 MHz and is set by loading the 25 bit register CHx\_CODE\_DCO\_INCR.

It is programmed with a resolution of 85.14949 mHz when used with a GP2015/GP2010 front end. The very fine resolution is again needed to keep the DCO in phase with the satellite signal. The Code DCO Phase can only be set to the exact satellite phase in Preset mode. In Update mode, it must be aligned with the satellite phase by adjusting its frequency.

### Carrier Cycle Counter

The Carrier Cycle Counter is 20 bits long, and keeps a count of the number of cycles of the Carrier DCO between TIC's. This is not needed for a basic navigation system but may be used to measure the range change (delta-range) to each satellite between TIC's. The delta ranges can be used to smooth the code pseudo-ranges. For finer detail the Carrier DCO phase may also be read at each TIC to give the fractional part of the cycle count or delta-range.

### C/A Code Generator

The C/A Code Generator generates the selected Gold code for a GPS satellite (1 to 32), a ground transmitter (pseudolite, 33 to 37), an INMARSAT-GIC satellite (201 to 211) or a GLONASS satellite. A Gold code is selected by writing a specific pattern of 10 bits, as listed in the section 'Detailed Description of Registers', to the CHx\_SATCNTL register, or by setting the GPS\_NGLON bit to Low for the GLONASS code. Two outputs are generated to give both a PROMPT and a TRACKING signal. The TRACKING signal can be set to one of four modes: EARLY (one half chip before the PROMPT signal), LATE (one half chip behind), DITHERED (toggled between EARLY and LATE every 20ms) or EARLY-MINUS-LATE (the signed difference).

The output code is a sequence of +1's and -1's for all code types except EARLY-MINUS-LATE where the result can also

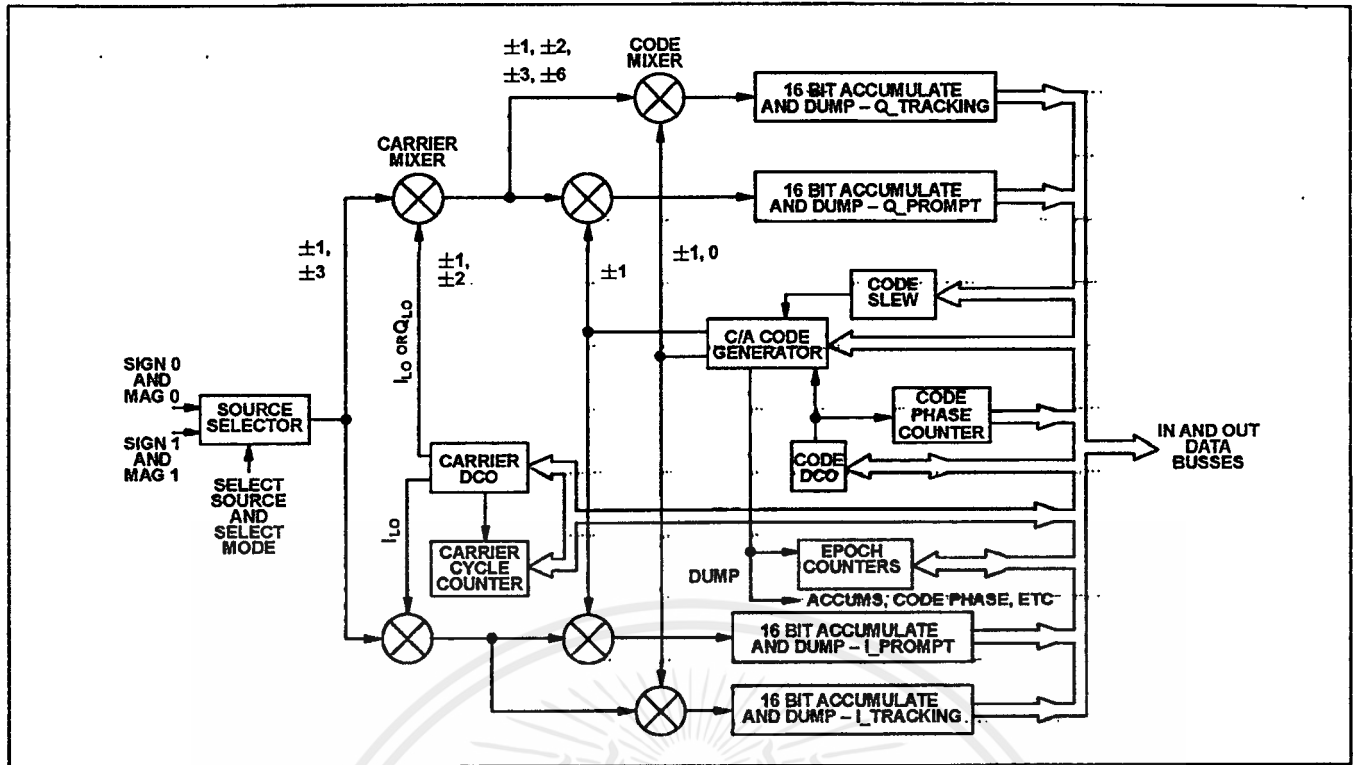


Fig. 5: Tracking Module block diagram.

be a 0. To avoid having an unused LSB in the accumulators, the values in EARLY-MINUS-LATE mode are halved from the +2, 0, -2 that results from the calculation (+1 or -1) - (+1 or -1) to +1, 0, -1. This must be considered when choosing thresholds in the software, as the correlation results will be exactly half of the values otherwise expected.

At the end of every code sequence (1023 chips in GPS mode or 511 chips in GLONASS mode) a DUMP signal is generated to latch the Accumulated Data for use by the signal tracking software. Each channel is latched separately, as the satellite signals are not received in phase with each other.

**Source Selector**

In Real Input mode the Source Selector selects which input signal pair to use (SIGN0/MAG0 or SIGN1/MAG1). In Complex Input mode SIGN0/MAG0 are passed to the In-phase arm and SIGN1/MAG1 to the Quadrature arm. The data is treated as having the values shown in Table 2 below (in both modes):

Sign	Mag	Value
0	1	-3
0	0	-1
1	0	+1
1	1	+3

Table 2: SIGN/MAG values

**Carrier Mixers**

The Carrier Mixers multiply the digital input signal by the Carrier DCO digital local oscillator to generate a signal at baseband. In Real Input mode both I and Q Carrier DCO phases are directed to the appropriate mixers. In Complex Input mode a single In-Phase Carrier DCO output is used in both mixers since the input signal is already in I and Q form. The mixing of the Carrier DCO outputs with the input signal produces a baseband signal which can have the values ±1, ±2, ±3 and ±6.

**Code Mixers**

The Code Mixers multiply the I and Q baseband signals from the Carrier Mixers with both the PROMPT and TRACKING local replica codes to produce 4 separate correlation results. The correlation results are passed to the Accumulate and Dump blocks for integration.

**Accumulate and Dump**

The Accumulate and Dump blocks integrate the Mixer outputs over a complete code period of nominally 1ms.

There are 4 separate 16 bit accumulators for each channel. These represent the correlation of the I and Q signals with the PROMPT and TRACKING codes, over the integration period. There is no overwrite protection mechanism on these registers so the data must be read before the next DUMP.

**Code Phase Counter**

The Code Phase Counter counts the number of half-chips of generated code and stores this value in the CHx\_CODE\_PHASE register on each TIC.

**Code Slew Counter**

The Code Slew Counter is used to slew the generated code by a number of half chips in the range 0 to 2047. In Update mode the slew occurs following the next DUMP. In preset mode it occurs at the next TIC. All slew operations are relative to the current code phase. The Code Slew counter must be written to each time a slew is required.

During the slewing process the accumulators for the channel being slewed are inhibited so that the first result is valid. If a slew is written while a channel is disabled it will occur as soon as the channel is enabled.

## Epoch Counter

The Epoch Counters keep track of the number of code periods over a 1 second interval. This is represented by a 5 bit word for the number of 1 ms integration periods (0 to 19), plus a 6 bit word containing the number of 20 ms counts (0 to 49). The Epoch Counters can be pre-loaded to synchronise them

to the data stream coming from the satellite. This value will be transferred immediately to the counter when in Update mode, or after the next TIC if in PRESET Mode.

The Epoch Counter values are latched on each TIC into the CHx\_EPOCH register. In addition the instantaneous values are available from the CHx\_EPOCH\_CHECK register.

## PERIPHERAL FUNCTIONS

The following section describes the Dual UART, Real Time Clock and Watchdog, Power and Reset Control and Discrete I/O blocks.

### Dual UART

A Dual UART is included for serial communications. It has 2 identical blocks, UART\_A and UART\_B, each containing separate transmit and receive channels. The parity and separate transmit and receive baud rate can be configured independently for each UART. Each uses a polled processor

interface and each transmit and receive channel has an 8 byte deep FIFO.

For further information on the UART registers refer to the Detailed Description of Registers and the GP2021 Register Map.

A typical serial data stream is shown in Fig. 6. The Parity bit is optional and if no parity is selected the time slot for it is removed from the data stream and the Stop bit follows immediately after the last data bit in both transmit and receive directions. Note that the LSB is always preceded by a Start bit. Table 3 shows possible UART configurations.

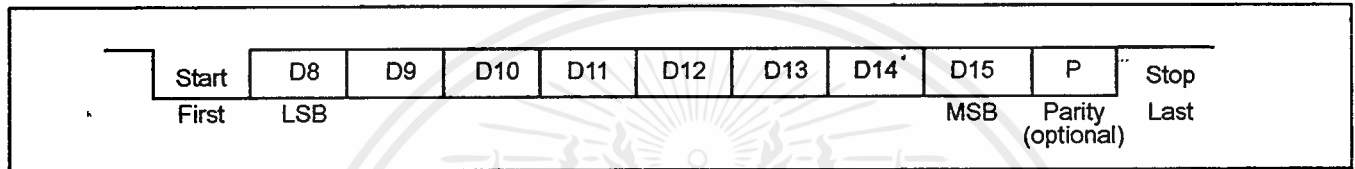


Fig 6 Serial Data waveform

Parameter.	Value.
Start bits	1 bit Low
Data bits	8 bits Logic 0 = Low Logic 1 = High
Stop bits	1 bit High
Parity	Odd/Even/None
Flow control	None
Transmit FIFO depth	8 bytes
Receive FIFO depth	8 bytes
FIFO speed	Transmit FIFO write rate and Receive FIFO read rate maximum is one byte per 230ns. The maximum buffer through delay is 2us.
Data rate	300, 600, 1.2k, 2.4k, 4.8k, 9.6k, 19.2k, 38.4k and 76.8k baud. Transmit and Receive rates individually configured.

Table 3 UART Functionality

### Receiver

The incoming data streams on RXA, RXB are sampled by a clock at nominally 20 times the data rate, to search for an incoming Start bit. Once the receiver is synchronised to the data stream, each data bit is sampled only at its nominal centre to avoid errors due to slow or noisy bit edges. The receiver will resynchronise to each Start bit to prevent the accumulation of phase errors.

Only valid data (having correct Start, Stop and Parity bits) will be stored in the receiver FIFO. If a received word contains a parity or framing (Start/Stop bit) error, the appropriate flag bit will be set in the status register. If too many valid data words are received for the FIFO to hold, the excess will not be written into the FIFO, and an Overflow bit will be set in the status register. When receiving a continuous transmission, the Start bit of one word will follow immediately after the Stop bit of the preceding word. At lower word rates, a High is expected between words. The receiver will accept data with a baud rate error of up to  $\pm 1\%$ .

### Transmitter

Data is transmitted on pins TXA and TXB. In continuous transmission, the Start bit of one word will follow immediately after the Stop bit of the preceding word. At lower word rates, a High is sent between words.

If too many data words are written by the microprocessor to the UART for the transmitter FIFO to hold, the excess will not be stored. The UART will resume normal operation as soon as space becomes available. To avoid data loss, the software should limit the transmit data rate by either: keeping track of the number of bytes sent and the time to transmit them, or should read the Status register and stop writing when the Full bit is set.

### Reset

It is possible for the software to reset either UART independently via the RESET\_CHx registers. A hardware reset affects both UARTs. During a UART reset, the contents of all Control, and Status registers will be cleared. In addition

the Transmit and Receive FIFO's will be emptied and the TX outputs will be held Low.

**Channel Loopback**

For system test purposes, a loopback facility is provided for each channel, controlled by the Configuration registers. In loopback, the TX output is set High.

**Real Time Clock (RTC) and Watchdog**

This block consists of a 32.768kHz crystal oscillator, a fixed divider, a 24 bit counter, a Watchdog function and three 8 bit data registers. XIN and XOUT are the crystal in and crystal out connections to the oscillator circuit. A recommended crystal oscillator circuit is shown in Fig. 7. When the Real Time Clock is not being used, XIN must be tied Low.

The fixed divider is a fixed divide by 32768 giving a 1 Hz output. The counter then counts seconds, giving a maximum time of 194 days. The time is output in three 8 bit registers with the data being latched when a read is performed to the LS register (The register holding the least significant byte of the clock data). On reaching its maximum count, the count is frozen (i.e. all 1's), until being reset.

In Power Down mode the Real Time Clock continues to run, but access to the data registers is not allowed. When normal power is restored, the software can determine the elapsed time whilst in Power Down mode, thereby assisting in estimating the current position of GPS satellites and so reducing Time-To-First-Fix.

The Watchdog generates a System Reset (see Power And Reset Control) if the Watchdog Reset address has not been written to for a period of approximately 2s. The watchdog function is inhibited whilst in Power Down mode and can be disabled via a bit in the System Configuration register. The software is able to reset the Real Time Clock and Watchdog via the Clock Reset and Watchdog Reset registers respectively. In addition the watchdog is reset during a System Reset.

For further information on the registers refer to the section Detailed Description of Registers.

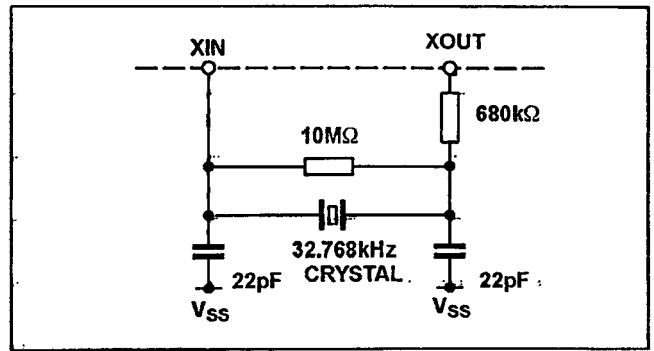


Fig. 7 : Recommended Crystal Oscillator Circuit

**Power and Reset Control**

This block performs 2 functions: Power Control and System Reset Generation

**Power Down Mode**

In order to allow power conservation within a battery backup system, the GP2021 provides a Power Down mode, in which the supply voltage may drop to a minimum of 2.2V, thereby minimising the supply current. In this mode all functions within the GP2021 are disabled except for the Real Time Clock.

The GP2021 is placed in Power Down mode by taking the POWER\_GOOD pin Low. In ARM System mode with the NBRAM pin held Low, the initiation of Power Down mode is delayed until just after a falling edge of MICRO\_CLK so as not to corrupt battery backed RAM. Fig. 8 shows a suggested circuit implementation. Table 4 shows output logic levels in Power Down mode.

In Power Down mode all inputs and I/Os except POWER\_GOOD and XIN are internally switched to known logic levels to prevent extraneous switching from causing excessive power consumption, and may therefore be left floating. All the I/O pins (D<15:0>, MULTI\_FN\_IO and DISCIO) have their output drivers driven to the High Impedance state.

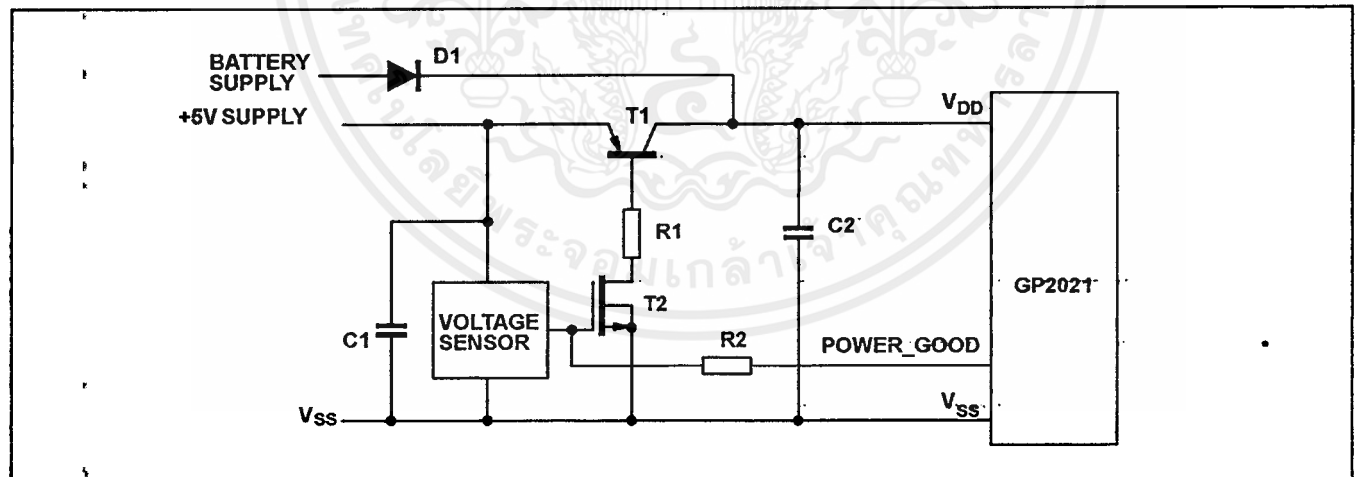


Fig. 8 : Suggested Battery Backup Configuration.

Pin Name	Logic Level
NW<3:0> / NC	Low
NRD / NC	Low
NRAM (standard interface mode)	Low
NRAM (ARM system mode)	NBRAM
NROM / NC	High Impedance
NSPARE_CS/NC	High Impedance
NEEPROM / NC	High Impedance
TXA, TXB	Low
ACCUM_INT	High Impedance

Pin Name	Logic Level
MEAS_INT	High Impedance
ABORT / MICRO_CLK	Low
MCLK / NC	Low
ARM_ALE / NC	Low
DBE / NC	Low
NRESET_OP	Low
DISCOP	High Impedance
SAMPCLK	Low
XOUT	Active

Table 4 : Output Logic Levels in Power Down Mode

### Hardware Reset Generation

The manner in which a hardware reset occurs depends on whether the GP2021 is in ARM System mode or Standard Interface mode. During a hardware reset, the NRESET\_OP pin is taken Low and the reset signal is applied within the GP2021 to all blocks except the Real Time Clock.

There are 3 sources of hardware resets common to both ARM System and Standard Interface modes, with an additional source in Standard Interface mode:

**POWER\_GOOD:** A hardware reset will occur if this pin is taken Low, as shown in Fig. 9. The purpose of this input is to detect a power failure. If the NBRAM pin is held Low in ARM System mode, the internal Power Down mode is not entered until about 6ns after the falling edge of MICRO\_CLK, otherwise it is entered immediately. This allows for RAM write cycles to complete sensibly when Battery Backed-Up RAM is used, with no corruption of RAM data.

**Watchdog:** An expiry of the watchdog will result in a hardware reset as shown in Fig. 10. This reset will clear the watchdog whose time-out period is 2-3 seconds.

**PLL\_LOCK:** The PLL\_LOCK pin is used to indicate (when High), that the phase locked loop in the RF front end, which generates the master clock, is in lock. This signal is filtered within the GP2021 and the reset state associated with it is only

de-activated if the PLL\_LOCK input has been high for approximately 50 ms as shown in Fig. 11.

**NRESET\_IP:** In addition to the 3 reset sources described above, an active Low NRESET\_IP pin is available in Standard Interface mode if the system resets are to be generated externally. Fig. 12 shows a NRESET\_IP generated reset.

Note that the NRESET\_OP pin will go High 4 MICRO\_CLK cycles after all hardware reset sources have cleared. This fulfills the reset requirements of the ARM60 microprocessor.

For information on the state of the registers following a hardware reset refer to the Detailed Description of Registers section.

### System Error Status Register

This allows the software to determine whether the source of a hardware reset was from a power failure, a PLL\_LOCK failure, watchdog timeout or from an external reset in Standard Interface mode. For further information refer to the Detailed Description of Registers section.

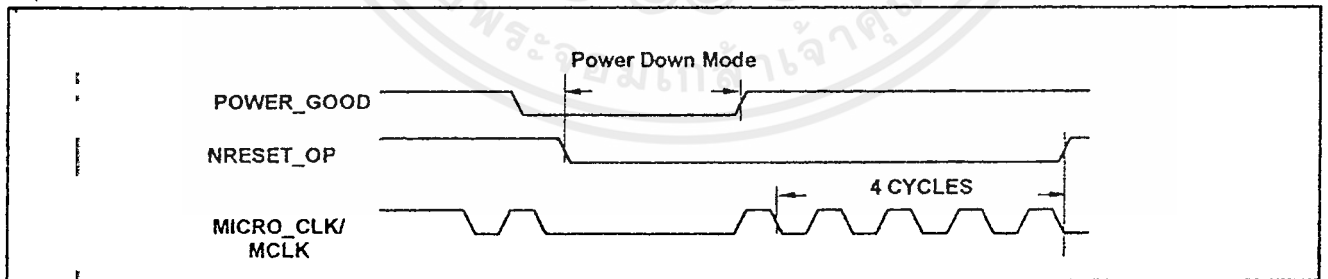


Fig. 9 : POWER\_GOOD Hardware Reset Generation (NARMSYS = '0', NBRAM = '0')

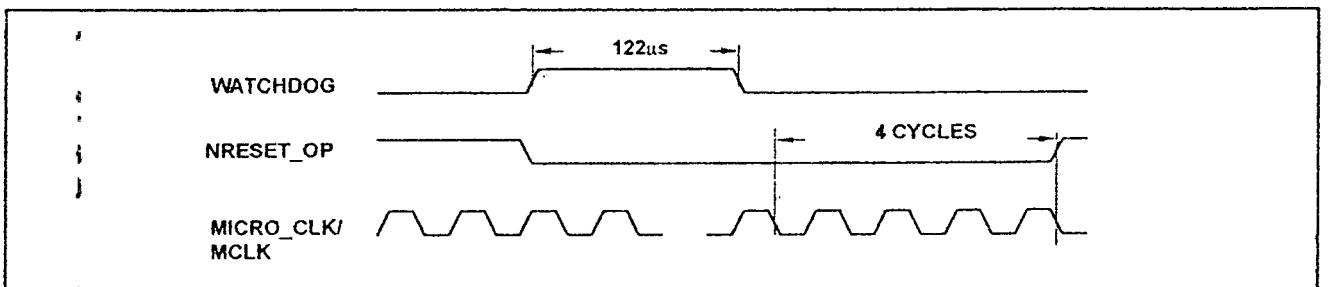


Fig. 10 : Watchdog Hardware Reset Generation

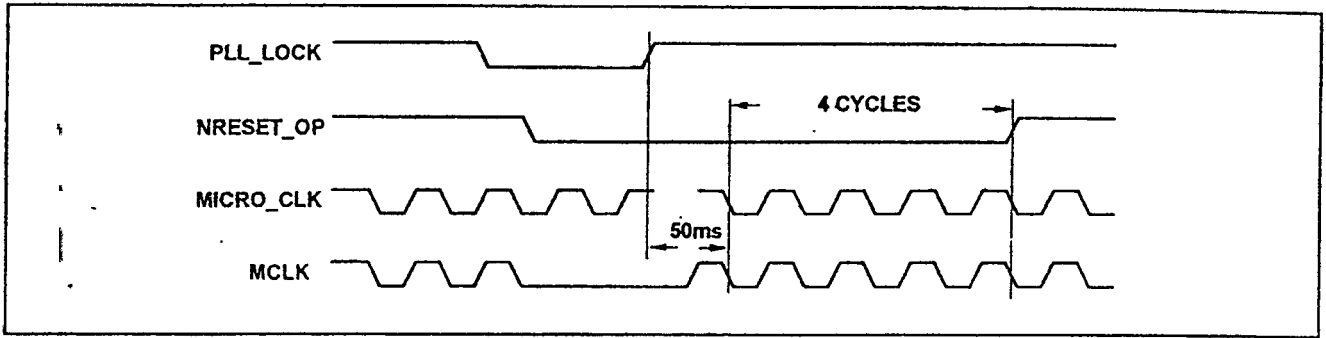


Fig. 11 : PLL\_LOCK Hardware Reset Generation

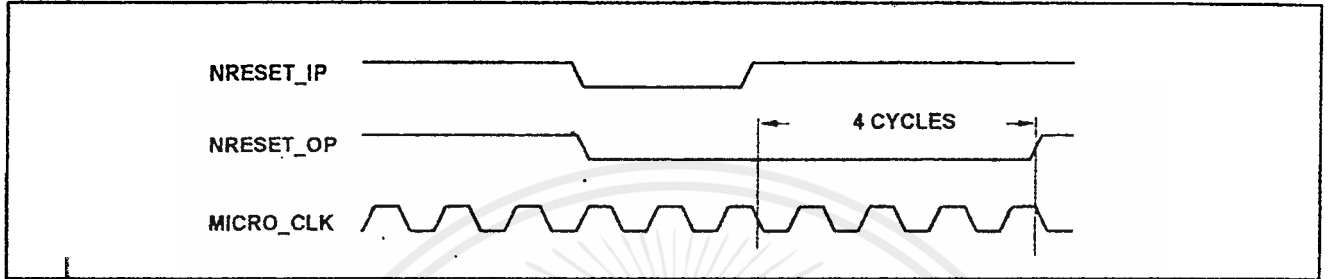


Fig. 12 : NRESET\_IP Hardware Reset Generation

**Discrete I/O**

The GP2021 contains a number of pins which may be used as discrete inputs or discrete outputs for general purpose system monitoring and control applications. The actual pins which may be used for each function vary according to the application and the interface mode of the GP2021. Table 5 shows a list of possible discrete inputs and outputs and the

modes in which they may be used. The level on all discrete inputs can be read from the IO\_CONFIG register. The status of the DISCIP pin may also be read from ACCUM\_STATUS\_B. The discrete outputs are controlled via either the SYSTEM\_SETUP or IO\_CONFIG registers.

Discrete Inputs		
Pin Name	Read Location	Conditions for use as Discrete Input
NRW/DISCIP3	IO_CONFIG	Standard Interface mode.
NOPC/NINTELMOT	IO_CONFIG	ARM System mode (debug disabled).
NMREQ/DISCIP2	IO_CONFIG	Standard Interface mode.
NBWWRPROG	IO_CONFIG	Motorola mode only.
DISCIO	IO_CONFIG	DISCIO configured as discrete Input.
NBRAM/DISCIP4	IO_CONFIG	Standard Interface Mode.
MULTI_FN_IO	IO_CONFIG	MULTI_FN_IO configured as discrete input.
SIGN0, MAG0	IO_CONFIG	Single real input mode (GP2010 or GP2015) front end using SIGN0, MAG0.
SIGN1, MAG1	IO_CONFIG	Single real input mode (GP2010 or GP2015) front end using SIGN1, MAG1.
DISCIP1	IO_CONFIG ACCUM_STATUS_B	Always available – dedicated Discrete Input.
RXA	IO_CONFIG	UART Channel A not used.
RXB	IO_CONFIG	UART Channel B not used.
Discrete Outputs		
Pin Name	Configuration Location	Possible Outputs
DISCQP	SYSTEM_SETUP	High, Low, CH0 Dump, TIMEMARK, 100kHz Square Wave, Scan Out.
DISCIO	IO_CONFIG	High, Low, TIMEMARK, 100kHz Square Wave.
MULTI_FN_IO	IO_CONFIG	High, Low, TIMEMARK, 100kHz Square Wave.

Table 5 : Discrete Input/Output Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น มิฉะนั้นโปรดอย่าเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Digital System Test Interface

The GP2021 contains a Digital System Test mode to allow testing of the digital section of the system board. Provided that the MULTI\_FN\_IO pin is High, this mode is enabled subsequent to a hardware reset or a write of specific data to the IO\_CONFIG register. The enabling of Digital System Test mode has 3 effects:

(1) The master clock inputs, CLK\_T and CLK\_I, are replaced by the signal on the RXA pin. This allows the GP2021 to be clocked synchronously with the board tester which is

relevant in ARM System mode where the GP2021 produces the main processor clock to the ARM60.

(2) The RXB pin becomes the active High RTC Reset input. This is mainly intended for factory testing of the GP2021, allowing the RTC to be reset on power up, but may also be used to disable the RTC and Watchdog circuits in this mode.

(3) The PLL\_LOCK input and its associated 50ms delay as a reset source is overridden. This removes the dependency on the presence of the front end circuit.

## MICROPROCESSOR INTERFACE

The Microprocessor Interface of the GP2021 is compatible with most 16 and 32 bit microprocessors. It can be configured for either ARM System mode or Standard Interface mode by means of the NARMSYS pin.

In Standard Interface mode, two mode control pins

NINTELMOT and WRPROG are provided. NINTELMOT selects between Intel and Motorola style interfaces, with WRPROG selecting either Intel i486 or 80186 style interfaces. See Table 6 for more details.

NARMSYS	NINTELMOT	WRPROG	Mode	Processor
0	x	x	ARM System	ARM60
1	1	x	Standard Interface	Motorola style
1	0	0	Standard Interface	Intel 80186 style
1	0	1	Standard Interface	Intel 486 style

Table 6 Microprocessor Interface Configuration.

## General Interface Timing

In addition to the detailed timings associated with individual read and write cycles ( see Electrical Characteristics section), the internal architecture of the correlator also imposes limits on cycle to cycle timings (in particular write to write cycle and write to read cycle). For a simple microprocessor interface, it must be ensured that no attempts are made to access the correlator for the 300ns following the end of a correlator write cycle in Real\_Input mode, or 314ns in Complex\_Input mode. However, if the controlling software is to be allowed to write rapidly to the correlator (e.g. block writes), then a more complex bus interface (which inserts wait states) will be required. Note that this limitation only applies after correlator writes, not peripheral function writes, and also does not apply to writes to the correlator X\_DCO\_INCR\_HIGH address.

The correlator section of the GP2021 uses a multi-phase clock internally, and the correlator registers load on specific clock phases. At the end of a write cycle, the falling edge of the internal write strobe latches both the relevant address and data bits. This data is then loaded from the internal data bus to the relevant register at some time during the following 300ns for Real\_Input mode or 314ns for Complex\_Input mode. A write cycle to the Correlator with no writes in the preceding 300ns (314ns) may be performed immediately, so long as the detailed signal timings are met. However, subsequent read or write cycles to the Correlator after this write cycle may need to be delayed if they would modify the internal address or data lines. Correlator read cycles with no write cycles in the preceding 300ns (314ns) are self-contained, and do not delay subsequent cycles. An isolated read cycle requires only sufficient wait states to meet the detailed signal timings.

## Write Cycle To Read Cycle Timings

As described previously, the internal write cycle of the Correlator takes 300ns (314ns). Only once the write cycle is complete will the correlator address decoders switch to decoding the current address. The correlator uses a pre-charged internal data out bus and hence the decoded address lines must be stable before the internal bus drivers are enabled (when the read strobe goes high). Consequently,

the read strobe must be held Low until some time after the end of the 300ns (314ns) internal write cycle, to allow sufficient internal address setup time. For the exact timing requirements see the Electrical Characteristics Section.

## Write Cycle To Write Cycle Timings

The internal write cycle of the correlator takes 300ns (314ns) after the falling edge of the write strobe. During this time the write internal address and data busses (latched by write) must not be modified. If a second write follows the first, the second write cycle must be delayed such that it ends no earlier than 300ns (314ns) after the end of the previous write. The 'end' being a falling edge on the internal write strobe. The specific interface signal timings must also be met.

## Notes about Interface Timing Constraints

It should also be noted that these timings need only be met for correlator accesses, not support function accesses, since these utilise self-contained write cycles and are not clocked by the multi-phase clocks. In addition, writes to the Correlator register X\_DCO\_INCR\_HIGH need not incur subsequent delays since writes to this location do not instigate an internal write cycle. A write to this address must always be followed by a write to either a CHX\_CARRIER\_DCO\_INCR\_LOW or a CHX\_CODE\_DCO\_INCR\_LOW register and it is this second associated write which instigates the internal write cycle.

In ARM System mode all these timing requirements are handled by the internal memory manager.

Note that the exact number of wait states which need to be inserted after a correlator write is not fixed. If the processor were to perform a correlator write then spend 400ns accessing a different peripheral, subsequent correlator reads and writes would incur no additional delay. It is anticipated that correlator wait states will be generated by either one or two external counters, preset on the falling edge of a correlator write, and which then count down to zero. Only once the counter has reached zero may the next correlator access either complete (write) or start (read).

A series of correlator reads and writes are shown in Fig.13.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

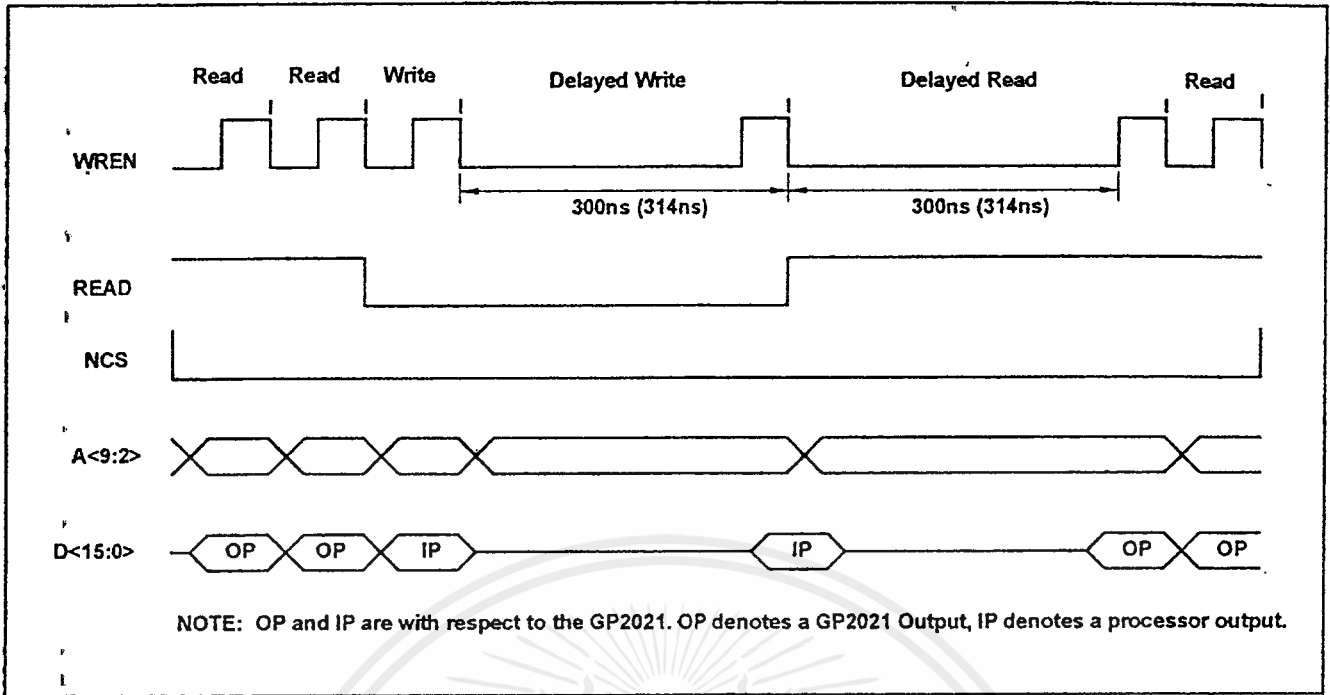


Fig. 13 Correlator Bus Timing – Write to Write and Write to Read Timings

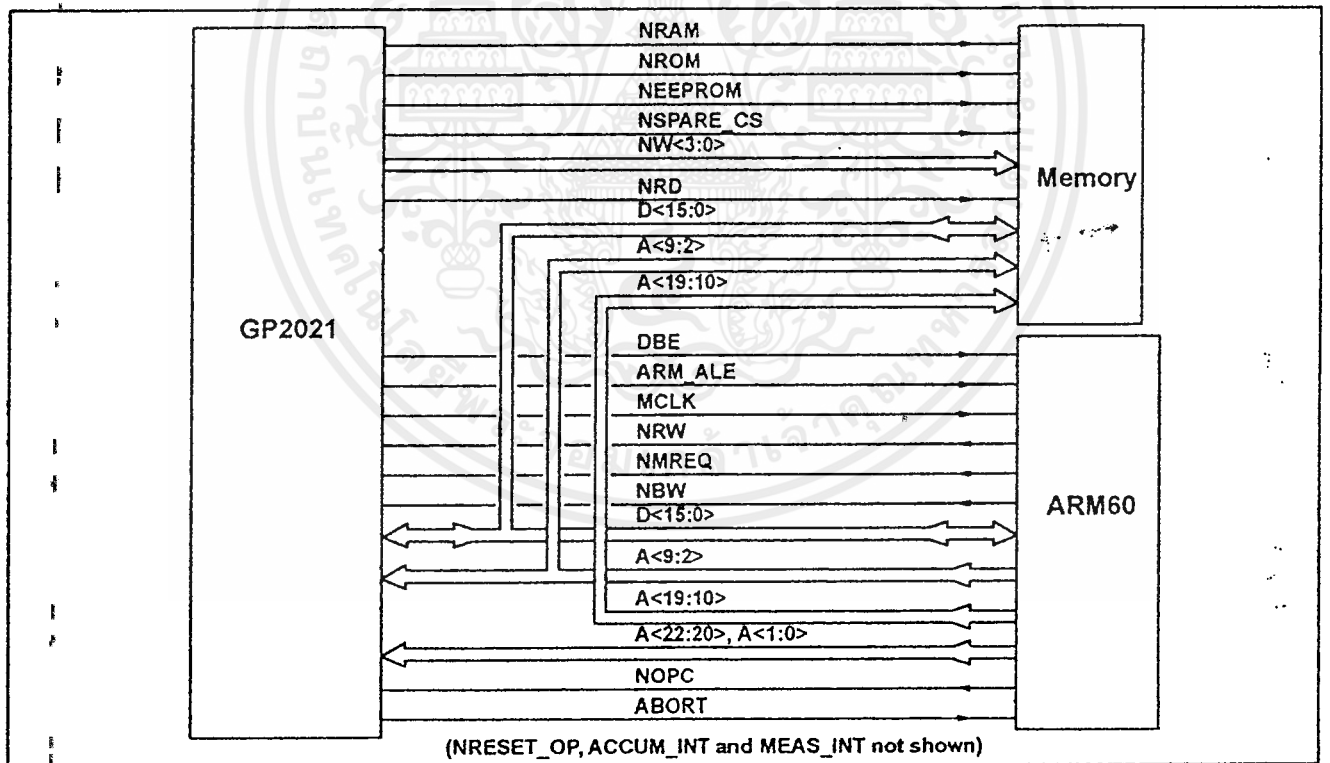


Fig. 14 : ARM System Mode

## ARM System Mode

ARM System Mode, as shown in Fig 14, allows the GP2021 to be interfaced with an ARM60 microprocessor and external memory devices (i.e RAM, ROM, EEPROM, EPROM, Flash) without the need for external glue logic.

## Address Map

Both the GP2021 and external memory devices are memory mapped into 1 Mbyte segments by A<22:20> as shown in Table 7.

A22	A21	A20	Device selected	Decoded output pin
0	0	0	ROM	NROM
0	0	1	RAM	NRAM
0	1	0	Correlator	
0	1	1	Support functions	
1	0	0	EEPROM	NEEPROM
1	0	1	User defined	NSPARE_CS
1	1	0	Not Decoded	
1	1	1	Not Decoded	

Table 7 ARM system map

The ARM60 is able to perform either byte or word (4 bytes wide) writes to memory. All registers within the GP2021 are word aligned, with only write accesses to external RAM being either byte or word aligned. The signal NBW is used to indicate either a byte or word write request, with A<1:0> performing byte selection.

Decoding of NBW and A<1:0> is performed by the Microprocessor Interface, with NW<3:0> being the byte write select outputs to memory. During a word write all four of the outputs NW<3:0> will be active.

Note that the register addresses for the Correlator and Support Functions are as shown in the GP2021 Register Map.

## Control Signals

The GP2021 uses the ARM60 control signals NBW, NMREQ and NRW to generate the processor clock MCLK and the control signals ARM\_ALE and DBE to match the timing requirements of the various memory devices.

The memory interface is via the memory chip select lines (NRAM, NEEPROM, NROM and NSPARE\_CS), the Read line (NRD) and the byte write select outputs (NW<3:0>).

## ARM System Timing

The GP2021 timing diagrams for each of the memory interfaces (EEPROM, RAM, ROM, SPARE), and ARM60 are shown in the section Electrical Characteristics.

## Wait State Generation

To allow access to slow peripherals or memory, the clock (MCLK) to the ARM60 microprocessor may be stretched in either Phase 1 (Low) or Phase 2 (High), thus allowing wait states to be introduced (where a wait state is defined as being one MCLK period long).

The GP2021 introduces one wait state for accesses to the Real Time Clock, Dual UART and System Control registers, as shown in Fig 15. Correlator accesses, as shown in Fig 19 incur one wait state; subsequent accesses being prevented from contravening the Correlator requirements (see Correlator Functional Description) by adding several wait states.

In order to ensure compatibility with a variety of memory devices, the ROM interface is programmable with between one to three wait states, while the EEPROM and SPARE interfaces can be programmed with between three to six wait states via the Wait State Register. For further information on the Wait State Register, refer to Detailed Description of Registers. Read and write cycles for the RAM, EEPROM (or Spare) and ROM interfaces are shown in Figs 16–18.

During a read cycle from Flash Memory, the output disable to data bus release time, could be greater than 25 ns. Hence in order to avoid bus contention, the nominal period of MCLK is stretched by 25 ns during the following cycle.

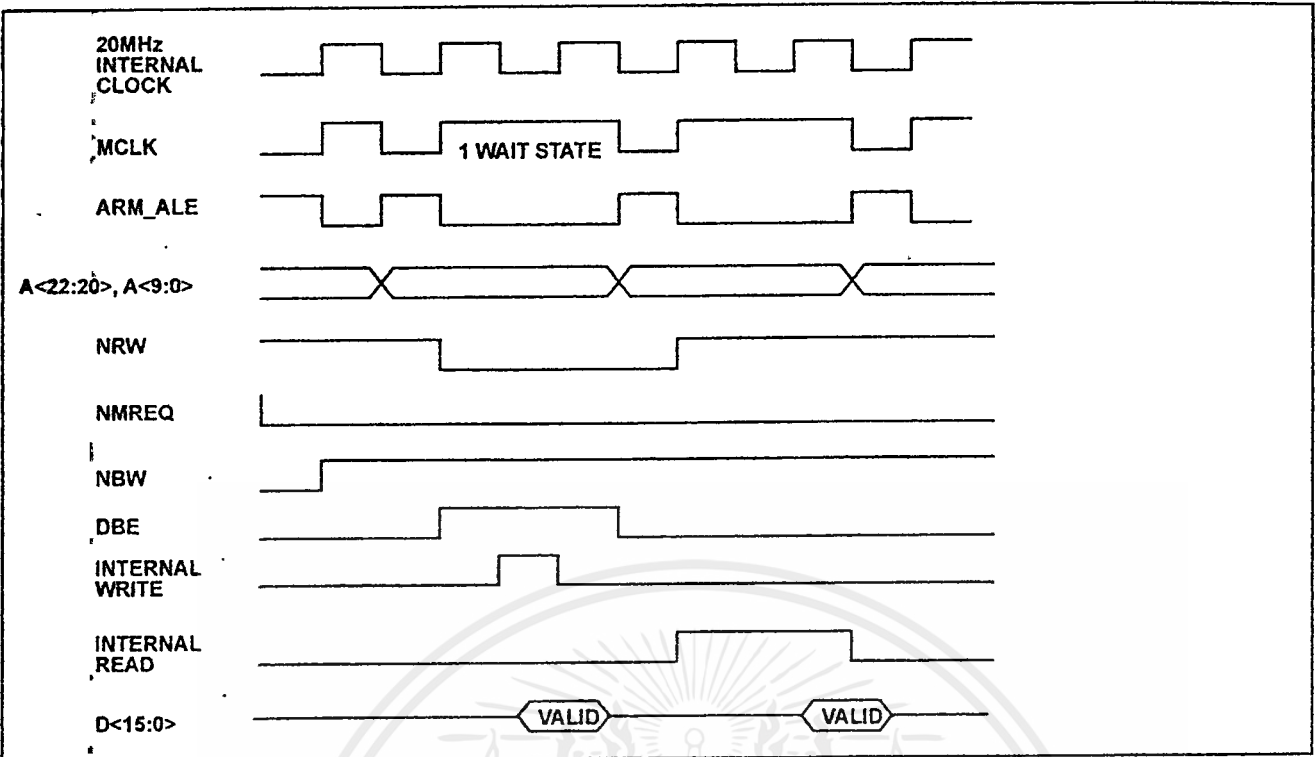
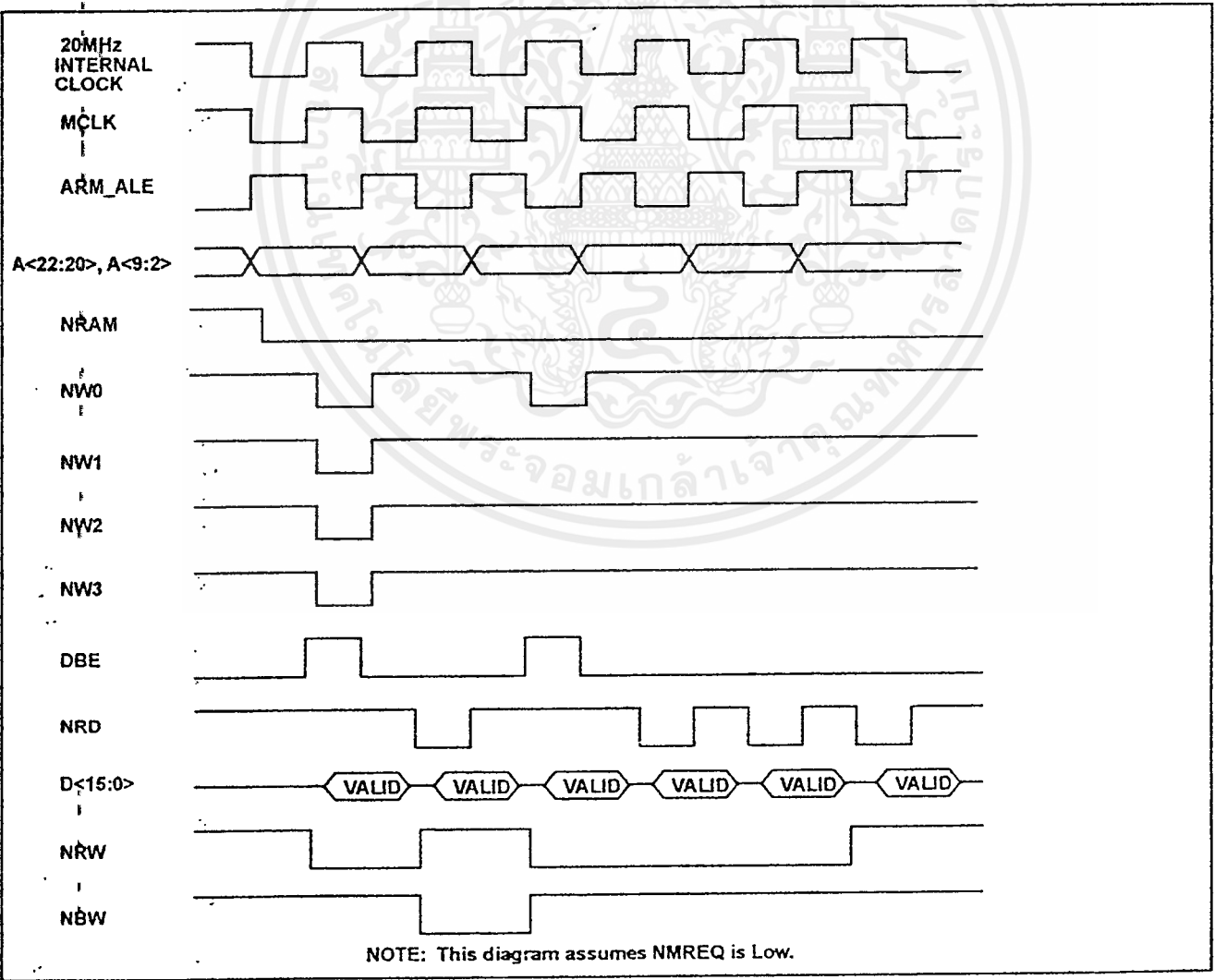


Fig.15 : Peripheral functions write/read Cycles.



NOTE: This diagram assumes NMREQ is Low.

Fig. 16 : RAM read/write Cycle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

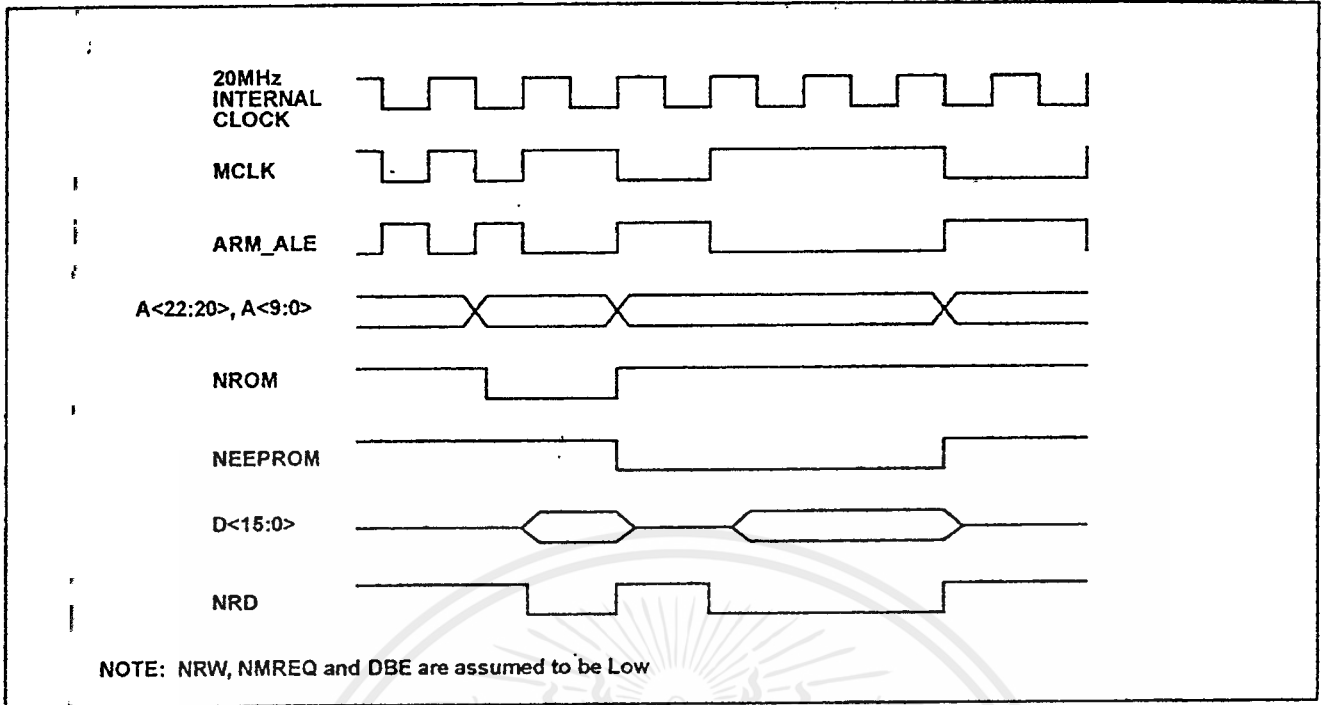


Fig. 17 : ROM (1 wait state) and EEPROM / spare (2+1 wait states) Read Cycles

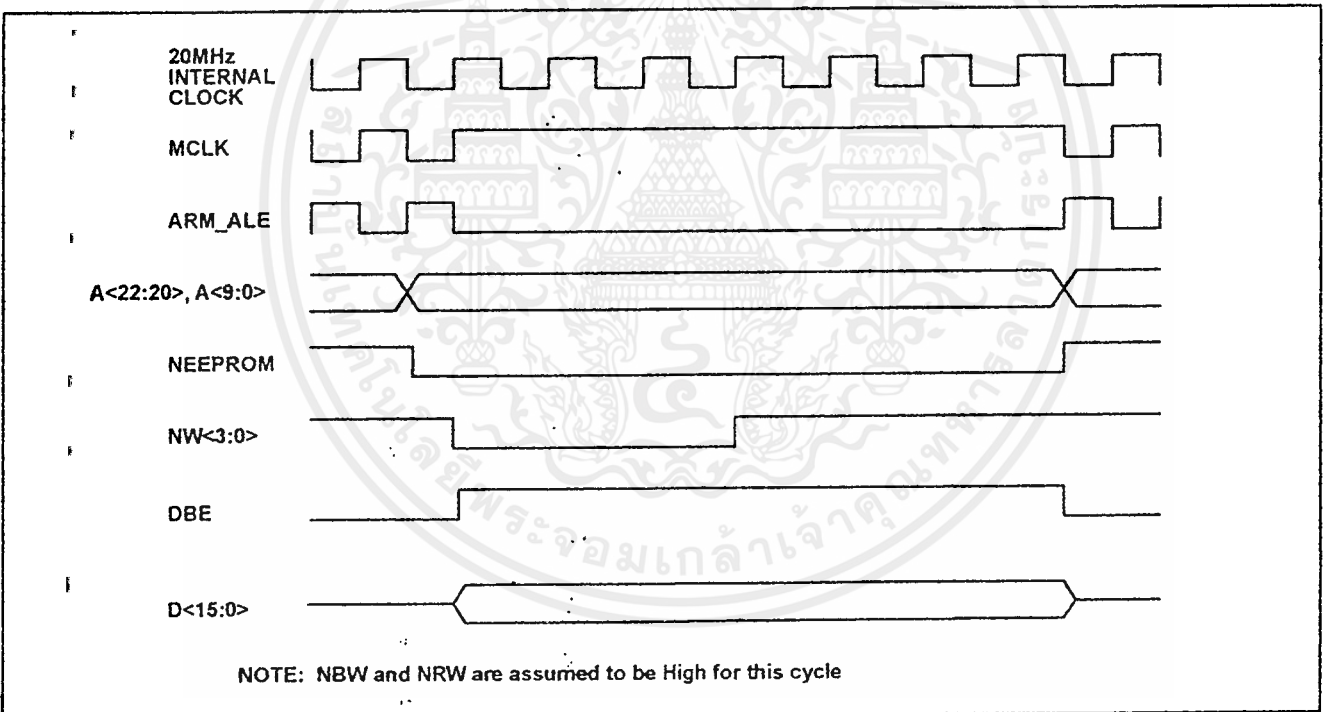


Fig. 18 : EEPROM (or Spare) Write Cycle

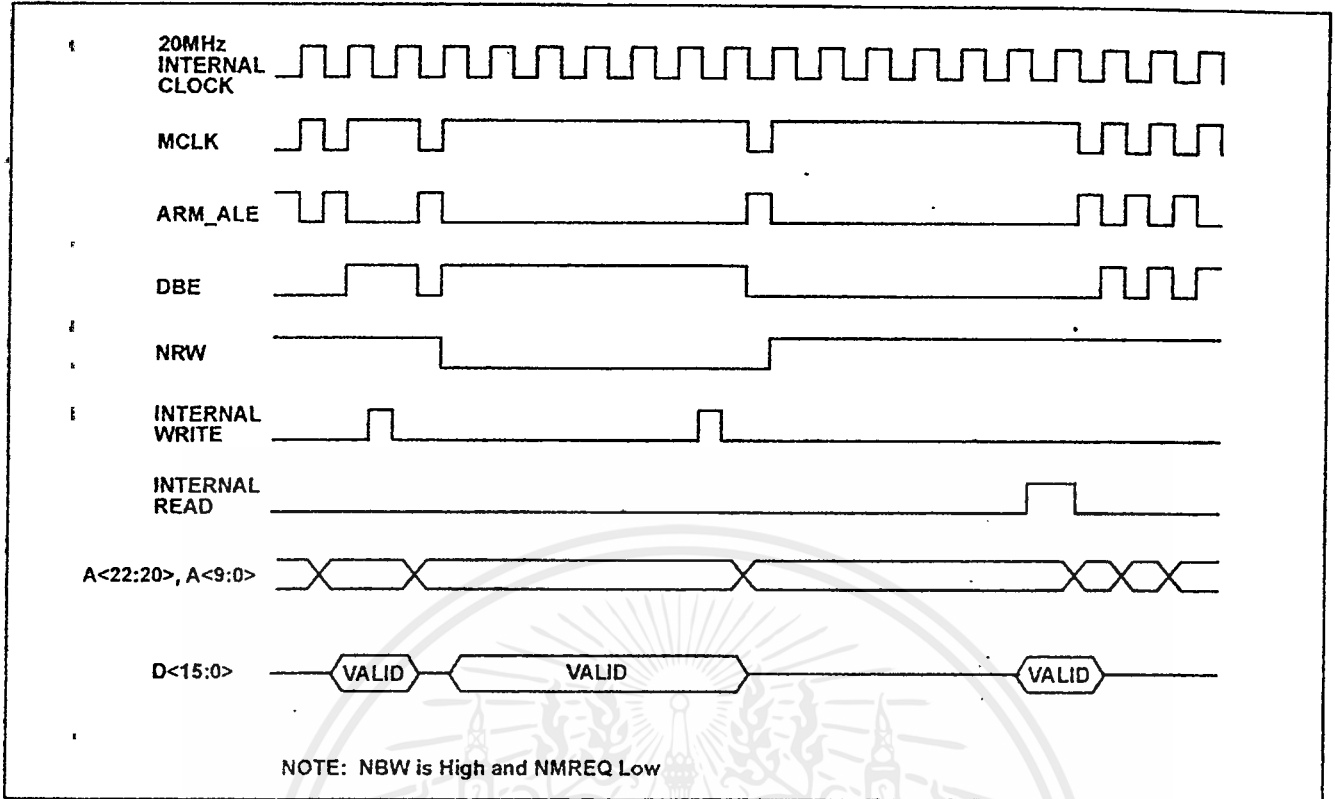


Fig. 19 : Correlator write and read cycles

**Debug (Abort) Function**

This is a feature designed to aid debugging and functions as follows:-  
 In ARM System Mode, the MULTI\_FN\_IO pin can be configured as a TRIGGER input to the Debug block via the

IO\_CONFIG register (see Detailed Description of Registers). In this mode a rising edge at the MULTI\_FN\_IO pin will generate a valid ARM data Abort sequence at the ABORT pin as shown in Fig. 20.

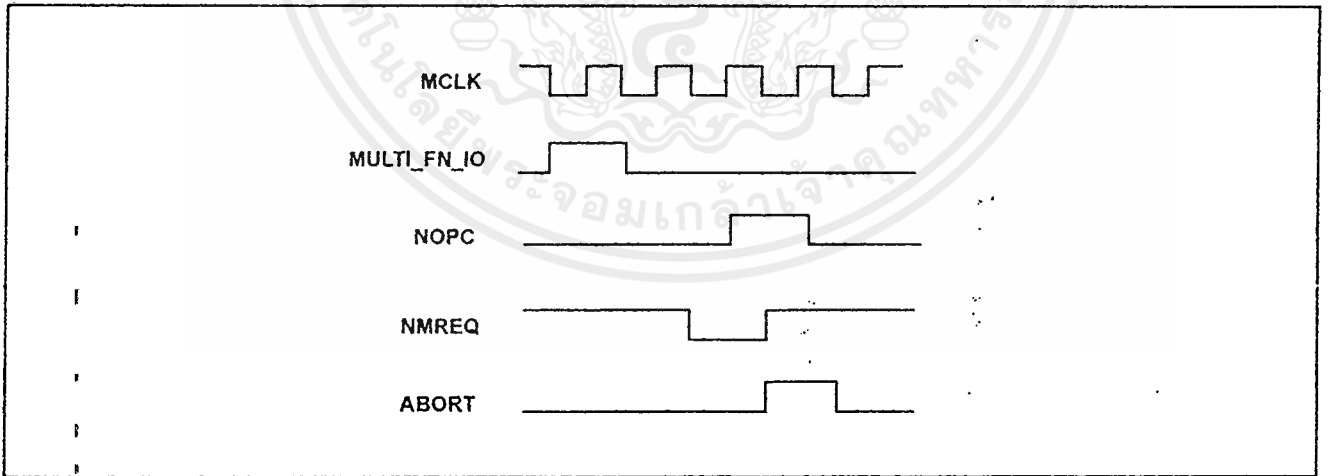


Fig. 20 : Debug (Abort) Function

**Standard Interface Mode**

This mode allows the GP2021 to be interfaced to most standard 16 and 32 bit microprocessors as shown in Fig. 21. No memory control is provided, so external glue logic may be required in order to interface the microprocessor to memory.

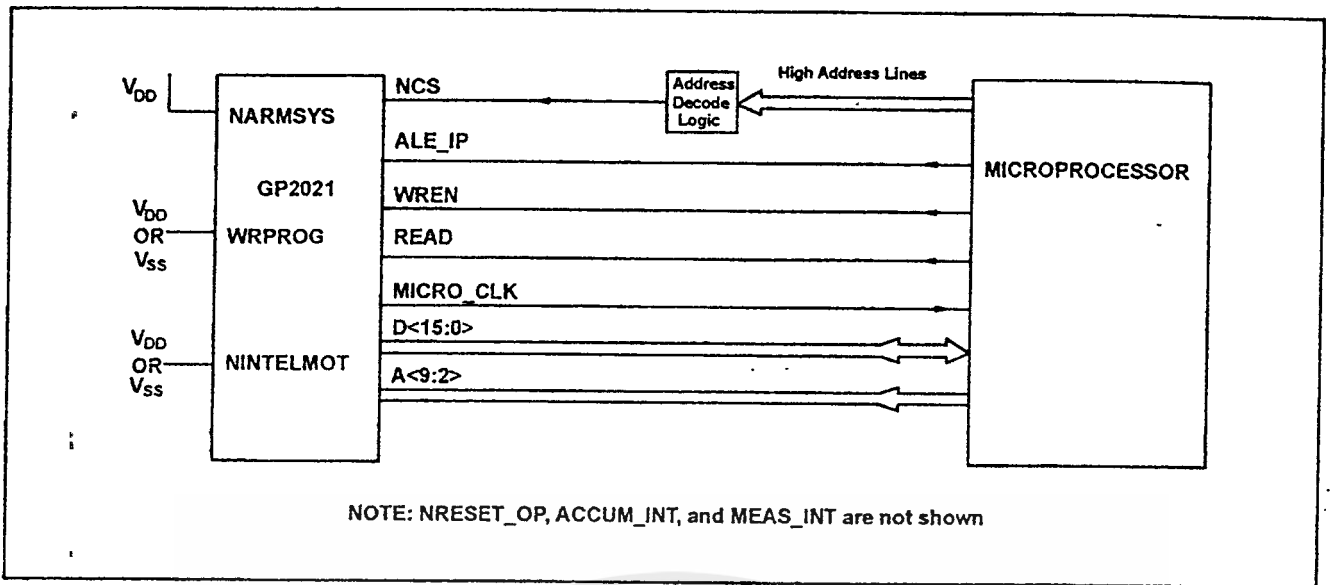


Fig. 21 : Standard Interface mode

### Control Signals

In Standard Interface Mode (NARMSYS held high), the microprocessor interface of the GP2021 consists of two mode control pins, (NINTELMOT and WRPROG), and the control signals themselves, (ALE\_IP, NCS, WREN and READ; the exact function of which is dependent upon the interface style selected).

### Motorola Style Interface

(NINTELMOT = '1', WRPROG = 'X')

The WRPROG mode control pin is not used in Motorola interface mode and should be tied High or Low. The ALE\_IP (Address Latch Enable input) pin is used to transparently latch the address lines A<9:2> to the GP2021. If these address lines are already latched externally, this pin may be tied High. Note that the internal ALE signal is inhibited during a read or write strobe so the address lines may be changed once the read or write strobe has become active. The WREN pin acts as a WRITE/READ ENABLE strobe (active High) with the READ pin selecting either a READ strobe (READ = '1') or a WRITE strobe (READ = '0'). In a similar way to the addresses being latched during a read or write strobe, the READ signal is also latched during a data strobe and may be changed towards the end of the cycle.

The NCS pin is an active low chip select used to gate out the internal read and write strobes. In Standard Interface Mode, the GP2021 can best be visualised in terms of 3 signals, ALE\_INT, WRSTROBE\_INT and RDSTROBE\_INT, the internal ALE, write strobe and read strobe signals. In Motorola Style Interface Mode these signals are derived as follows:

$$\begin{aligned} \text{ALE\_INT} &= \text{ALE\_IP} \cdot (\text{WRSTROBE\_INT} + \text{RDSTROBE\_INT}) \\ \text{WRSTROBE\_INT} &= \text{NCS} \cdot \text{WREN} \cdot \text{READ} \\ \text{RDSTROBE\_INT} &= \text{NCS} \cdot \text{WREN} \cdot \text{READ} \end{aligned}$$

### INTEL 80186 Style Interface

(NINTELMOT = '0', WRPROG = '0')

In the 80186 Style interface mode the ALE\_IP acts as an Address Latch Enable input (as in Motorola mode), used to transparently latch the address lines A<9:2> to the GP2021. Similar to Motorola mode, if the addresses are latched externally this pin may be tied High. Whereas Motorola mode used a single strobe input and a Read/Write level to denote read and write strobes, both INTEL modes use a pair of strobe inputs, one for reads, and one for writes. In this mode, READ acts as the active low read strobe (READ = RDSTROBE) and

WREN the active low write strobe (WREN = WRSTROBE). NCS is the active low chip select used to gate out internal data strobes.

$$\begin{aligned} \text{ALE\_INT} &= \text{ALE\_IP} \\ \text{WRSTROBE\_INT} &= \text{NCS} \cdot \text{WREN} \\ \text{RDSTROBE\_INT} &= \text{NCS} \cdot \text{READ} \end{aligned}$$

### INTEL 486 Style Interface

(NINTELMOT = '0', WRPROG = '1')

The Intel 486 Style Interface is similar to the 80186 style interface, with similar separate read and write strobes. Some of the later Intel microprocessors (notably the i486) have a very small delay between the rising edge of ALE and the falling edge of the read or write strobes. Due to the pre-charged nature of the data-out bus of the Correlator, the address inputs must remain stable throughout the read strobe, and the small delay from ALE to read strobe would produce insufficient address setup times for correct operation. The 486 style interface mode removes this problem by gating both the read and write strobes such that they are inhibited until the falling edge of ALE\_IP. The ALE\_IP pin must not be tied High in 486 Style Interface mode.

$$\begin{aligned} \text{ALE\_INT} &= \text{ALE\_IP} \\ \text{WRSTROBE\_INT} &= \text{NCS} \cdot \text{WREN} \cdot \text{ALE\_IP} \\ \text{RDSTROBE\_INT} &= \text{NCS} \cdot \text{READ} \cdot \text{ALE\_IP} \end{aligned}$$

### Reset

The NRESET\_IP pin allows the GP2021 to be provided with an external system reset.

For further information refer to System Reset in Standard Interface Mode.

### Register Addressing

As shown in the GP2021 Register Map, register addresses differ from those in ARM System Mode. In particular in Standard Interface Mode the GP2021 address bus interface is via A<9:2>, with NCS acting as its chip select input. The address pins A0, A1 in ARM System Mode now become the NRESET\_IP and ALE\_IP inputs. Hence, depending upon the system configuration employed, A<9:2> of the GP2021 could be connected to the microprocessor address pins A<7:0>.

## CONTROLLING THE GP2021

The following section describes typical methods for controlling the GP2021. These include: signal acquisition and tracking, carrier phase measurement and timemark generation.

### Search Operation

To perform signal acquisition, the carrier frequency and code phase space needs to be searched until the signal is detected. The maximum carrier frequency excursion from its nominal value is defined by the maximum carrier Doppler shift plus the maximum receiver clock error. The maximum code phase is defined by the (fixed) code length. Typically, all code phases will be searched at a given carrier frequency before advancing to the next carrier frequency bin and repeating the code phase search.

### Carrier DCO Programming

The following registers: CHx\_CARRIER\_DCO\_INCR\_HIGH (or X\_DCO\_INCR\_HIGH), and CHx\_CARRIER\_DCO\_INCR\_LOW are programmed in sequence with the relevant data according to the frequency bin being searched. It is always necessary to write to both the \_HIGH and \_LOW registers. Carrier DCO programming will become effective as soon as the channel is released (made active). If the channel is already active, writes to CHx\_CARRIER\_DCO\_INCR\_LOW are effective immediately. (A small delay of up to 175ns will occur, to allow synchronisation of the processor write operation to the chip operation.)

### Code DCO Programming

The CHx\_CODE\_DCO\_INCR\_HIGH (or X\_DCO\_INCR\_HIGH) and the CHx\_CODE\_DCO\_INCR\_LOW registers are programmed in sequence with the relevant data according to the estimated code frequency offset. It is always necessary to write to both \_HIGH and \_LOW registers. Code DCO programming will become effective as soon as the channel is released (made active). If the channel is already active, writes to CHx\_CODE\_DCO\_INCR\_LOW are effective immediately. (A small delay of up to 175ns will occur to allow synchronisation of the processor write operation to the chip operation.)

### Code Generator Programming

For, each channel, the CHx\_SATCNTL register is programmed as follows:

- (i) Set the SOURCESEL bit to select the input signal source.
- (ii) Set the TRACK\_SEL bits to set the Tracking arm code to either early or late (with respect to the Prompt arm).
- (iii) Set the G2\_LOAD bits to select the required PRN code.
- (iv) Program the CHx\_CODE\_SLEW register with the desired code phase offset. The slew operation will become effective upon CHx\_RSTB release. The first DUMP will generate accumulated data for the channel and set the associated CHx\_NEW\_ACCUM\_DATA status bit.
- (v) Release the relevant CHx\_RSTB bits of the RESET\_CONTROL register to make the channel active.

When the code clock is inhibited (to slew the code phase) the Integrate and Dump module is held reset. It will start to accumulate correlation results only after the slew operation is completed.

A search for a satellite on more than one channel may be performed using the MULTI channel addresses and different code slew values as appropriate.

### Reading the Accumulated Data

At each DUMP the corresponding CHx\_NEW\_ACCUM\_DATA status bit is set in the ACCUM\_STATUS\_A register. The status register, together with all accumulation registers (CHx\_I\_TRACK, CHx\_Q\_TRACK, CHx\_I\_PROMPT, CHx\_Q\_PROMPT) are mapped into consecutive addresses. These can be read as a consecutive block, if required, after every ACCUM\_INT interrupt. Alternatively, the Status Registers may be polled. The Accumulation registers are not overwrite protected, therefore the system must respond quickly when new data becomes available. Whether or not it is necessary to process the accumulation at every DUMP is dependent upon the application. The order of reading them is optional, but ideally the CHx\_Q\_PROMPT register should be read last, because this resets the CHx\_NEW\_ACCUM\_DATA bit.

The CHx\_MISSED\_ACCUM bits in the ACCUM\_STATUS\_B register indicate that new accumulated data has been missed. These can only be cleared by a write to CHx\_ACCUM\_RESET or by deactivating the channel.

### Search on Other Code Phases

When it is desired to correlate on the next code phase, such as one whole chip later, the CODE\_SLEW has to be programmed with a value of 2 (the units are half code chips). The slew will occur on the next DUMP. The effect of CODE\_SLEW is relative to the current code phase. To repeat a CODE\_SLEW, the register needs to be written to again even if the same size slew is required.

Once the signal has been detected (correlation threshold exceeded), the code and carrier tracking loops can be closed. The tracking loop parameters must be tailored in the software to suit the application.

### Data Bit Synchronisation

The data bit synchronisation algorithm should find the data bit transition instant. The processor calculates the present one millisecond epoch and programs this value into the 1MS\_EPOCH counter. Ideally, epoch counter accesses should occur following the reading of the accumulation register at each DUMP.

Alternatively, the epoch counters can be left free-running and the offset can be added by the software each time it reads the epoch registers. Note that if the integration is performed across bit boundaries, the integration result can be very small.

### Reading the Measurement Data

At each TIC, the measurement data is latched in the Measurement Data registers

(CHx\_EPOCH,  
CHx\_CODE\_PHASE,  
CHx\_CARRIER\_DCO\_PHASE,  
CHx\_CARRIER\_CYCLE\_HIGH,  
CHx\_CARRIER\_CYCLE\_LOW,  
CHx\_CODE\_DCO\_PHASE).

The ACCUM\_STATUS\_B or MEAS\_STATUS\_A register must be polled at a rate greater than the TIC rate (to see if a TIC has occurred), otherwise measurement data will be lost. The ACCUM\_INT or MEAS\_INT events can be used to instigate this operation. The reading of measurement data can be either interrupt driven or polled. For the interrupt driven method the microprocessor reads the ACCUM\_STATUS\_B or MEAS\_STATUS\_A register after each MEAS\_INT, and if the TIC bit is set, subsequently reads the Measurement data. For the polled method the ACCUM\_STATUS\_A register is always read following every ACCUM\_INT. In addition the ACCUM\_STATUS\_B register is read on each ACCUM\_INT to ensure no Accumulated Data has been missed and to check the TIC bit (along with several other status bits). The software tests the TIC bit to determine if new Measurement Data is available to be read.

## Preset Mode

Each channel can be programmed into PRESET mode by writing a High into the PRESET/UPDATEB bit of the CHx\_SATCNTL register.

When a TIC occurs, the satellite code, epoch value and slew numbers are loaded, and a new phase programmed into the Code DCO regardless of its previous value. Prior to the TIC the channel operates with its previous settings.

- Preset Mode has no effect on the Carrier DCO and Carrier Cycle Counter.

If Preset mode is initiated, it should be allowed to operate to completion. The required sequence of operations is as follows:

(i) Write into CHx\_SATCNTL to select the PRESET mode, together with the appropriate new settings.

(ii) Load the Code and Carrier DCO increment values.

Note: These will take effect immediately thereby influencing the current measurements.

(iii) Load the following Registers: CHx\_CODE\_DCO\_PHASE, CHx\_CODE\_SLEW and CHx\_EPOCH\_COUNT\_LOAD. It is important that the CHx\_EPOCH\_COUNT\_LOAD occurs last, because it enables the preset operation on the next TIC.

## Interrupts

There are 2 interrupt sources: ACCUM\_INT and MEAS\_INT. Their sense is dependant upon the selected microprocessor interface mode. The default ACCUM\_INT period is 505.05 $\mu$ s. However, it can be reconfigured via the PROG\_ACCUM\_INT register or by changing the INTERRUPT\_PERIOD or FRONT\_END\_MODE bits in the SYSTEM\_SETUP register. The default MEAS\_INT period is 50ms. However, this can be reconfigured via the PROG\_TIC\_HIGH and PROG\_TIC\_LOW registers.

## Signal Path Delay

### Introduced by Hardware Signal Processing

When it is desired to generate an accurate time reference from GPS signals or to time-stamp position fixes the delays in the receiver must be allowed for. The signal path delay has two components, an Analogue path delay which varies with temperature and component tolerances; and a Digital path delay which is constant if oscillator drift variations are neglected.

The Digital delay is easier to estimate and is made up of the following:

In Real\_Input mode:

(i) The time from the sampling edge of the SIGN and MAG bits in the front end (SAMPCLK) to the re-sampling in the Sample Latch (175 ns less the propagation delay of SAMPCLK to the Front-end).

(ii) Plus the time for the correlation in the Correlator on these

same SIGN and MAG bits (125 ns).

(iii) Plus the delay in the accumulator to latch the sampled data (175 ns).

(iv) Less the time between the correlation and the TIC clock phase which is before the accumulator latch phase (75 ns), Giving a total of 400 ns less the SAMPCLK delay.

In Complex\_Input mode:

(i) The time for the correlation in the Correlator on the SIGN and MAG bits after sampling (114 ns).

(ii) Plus the delay in the accumulator to latch the sampled data (171 ns).

(iii) Less the time between the correlation and the TIC clock phase which is before the accumulator latch phase (86 ns), giving a total of 199 ns.

The Analog delay through the radio receiver is set by such parameters as group delay in filters, which for the bandwidths used for C/A code will be in the region of 1 to 2 ms and so swamps the digital delay, but this can be measured and corrected for.

## Integrated Carrier Phase Measurement

The Correlator tracking channel hardware allows measurement of integrated carrier phase through the CHx\_CARRIER\_CYCLE\_HIGH and \_LOW and the CHx\_CARRIER\_DCO\_PHASE registers, which are part of the Measurement Data sampled at every TIC. The CHx\_CARRIER\_CYCLE\_HIGH and \_LOW registers contain the (20 bit) number of positive-going zero crossings of the Carrier DCO; this will be one more than the number of full cycles elapsed (4 bits are in \_HIGH and 16 in \_LOW register). The CHx\_CARRIER\_DCO\_PHASE register contains the cycle fraction or phase, with 10 bit resolution to give  $2\pi / 1024$  radian increments.

To get the Integrated Carrier Phase over several TIC periods all that is needed is to read the CHx\_CARRIER\_CYCLE\_HIGH and \_LOW registers at every TIC and sum the readings. This gives a number 1 higher than the number of complete carrier cycles, when a carrier cycle is measured from one positive-going zero crossing to the next. To this number, the fractional carrier cycle at the end has to be added, and the fractional carrier cycle at the beginning has to be subtracted. Both numbers are read from the CHx\_CARR\_DCO\_PHASE register. The total phase change can be calculated as follows:

$$\begin{aligned} \text{Integrated Carrier Phase} = & 2\pi * \Sigma \text{Numbers in Carrier Cycle Counter} \\ & + \text{final Carrier DCO phase} \\ & - \text{Initial Carrier DCO phase} \end{aligned}$$

Fig. 22 shows how this equation is derived.

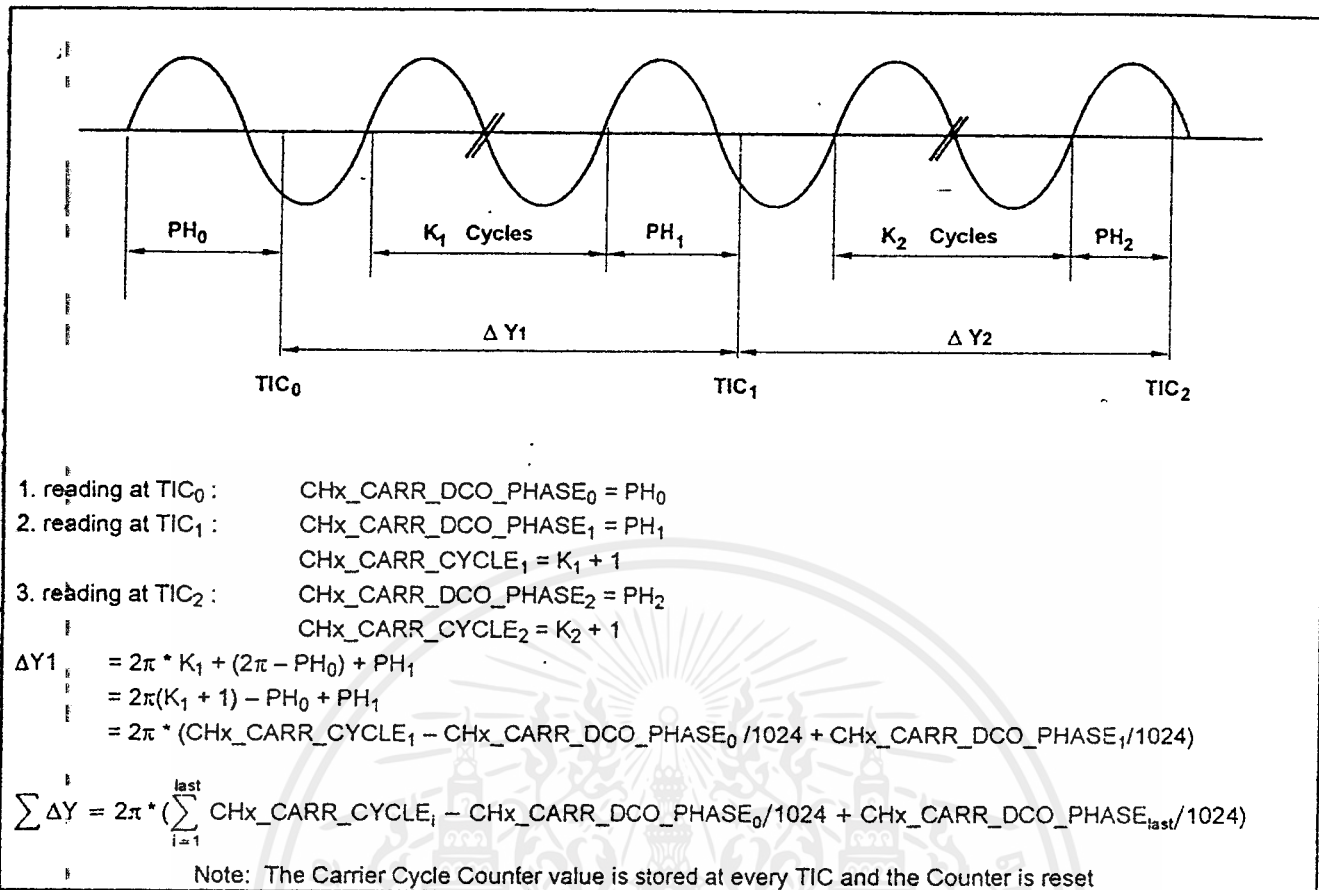


Fig. 22 : Integrated carrier phase

This Integrated Carrier Phase may be related to the delta-range, (the change in distance to each satellite). When used with the orbital parameters of the satellites, the delta-ranges give a measure of the receiver's movement between fixes, which is independent of those fixes and so can be used to smooth them. It can also give a velocity directly. The delta-ranges will be noisy and most of the value is due to satellite movement so the determination of velocity must use data from adequately separated TICs. For position smoothing all delta-ranges may be included in the input to the navigation filter, as that filter will perform a running average of the delta-ranges as well as the ranges.

### Timemark Generation

The GP2021 is capable of generating an accurate TIMEMARK timing output on one of the discrete outputs if required. TIMEMARK is intended to be a UTC aligned timing output with an accurate 1 second period and a pulse width of 1ms. The TIMEMARK output is always derived from a rising edge on TIC, and for UTC aligned operation the TIC counter must be brought into phase with UTC. This is done by modifying the division ratio of the TIC counter for a single TIC period, by increasing or reducing the division ratio, thus slewing the phase of TIC. Since the TIC counter is incremented every 175ns which is not an exact sub-multiple of 1 second it is also necessary to continually monitor the relationship between TIC and UTC to keep TIC in phase with

UTC. Once TIC is in phase with UTC, the TIMEMARK output can be derived from TIC using one of 2 methods both of which involves writing to TIMEMARK\_CONTROL: (1) The GP2021 can be armed to produce a TIMEMARK output at the next TIC only, or (2) It can be programmed to give a TIMEMARK output every n TICs starting at the next TIC.

A separate counter resets the TIMEMARK output giving a 1ms pulse width. The TIC counter can be programmed with an accuracy of 175ns in Real\_Input mode or 171.4ns in Complex\_Input mode. This determines the accuracy of the TIMEMARK output. If the TIC is continually synchronised to keep the rising edge as close as possible to UTC, the internal TIMEMARK will be within 100ns (4/7 x 175ns) of UTC in Real\_Input mode or 85.7ns (3/6 x 171.4ns) of UTC in Complex\_Input mode. In addition, there may be a delay of up to 50ns in getting the TIMEMARK output off chip, giving a maximum error of 150ns (Real\_Input) or 135.7ns (Complex\_Input) between TIMEMARK and UTC. It should be noted that due to the need to re-synchronise TIC, a jitter of up to 175ns may be present on TIMEMARK, along with any jitter and drift present on the input clock. The pulse width of TIMEMARK (in seconds) is either (5714 + 2/7) \* (7 / Master Clock Frequency) for Real\_Input mode giving 1.000000ms (assuming an accurate 40MHz master clock input) or (5833 + 1/6) \* (6 / Master Clock Frequency) for Complex\_Input mode giving 0.9999714ms (assuming an accurate 35MHz master clock input).

## DETAILED DESCRIPTION OF REGISTERS

## GP2021 Register Map

The register map of the GP2021 is shown below. The addresses are complete, and it should be noted that all the register addresses are word-aligned, i.e. A0 and A1 are not used. Adjacent register addresses thus increment by 4, in

ARM System Mode. However, in Standard Interface Mode, the GP2021 address lines A<9:2> could be connected to the processor address lines A<7:0>. Note that in this mode pins A0 and A1 are allocated other functions.

REGISTER BLOCK		ADDRESS (Hex)		ADDRESS (Hex)	REGISTERS
		ARM SYSTEM MODE		STANDARD INTERFACE MODE	
CORRELATOR		A<22:20>	A<9:0>	A<9:2>	
	CNTL	2	000 to 01C	00 to 07	CH0 Control
	CNTL	2	020 to 03C	08 to 0F	CH1 Control
	CNTL	2	040 to 05C	10 to 17	CH2 Control
	CNTL	2	060 to 07C	18 to 1F	CH3 Control
	CNTL	2	080 to 09C	20 to 27	CH4 Control
	CNTL	2	0A0 to 0BC	28 to 2F	CH5 Control
	CNTL	2	0C0 to 0DC	30 to 37	CH6 Control
	CNTL	2	0E0 to 0FC	38 to 3F	CH7 Control
	CNTL	2	100 to 11C	40 to 47	CH8 Control
	CNTL	2	120 to 13C	48 to 4F	CH9 Control
	CNTL	2	140 to 15C	50 to 57	CH10 Control
	CNTL	2	160 to 17C	58 to 5F	CH11 Control
	CNTL	2	180 to 19C	60 to 67	MULTI Control
		2	1A4	69	X_DCO_INCR_HIGH
		2	1AC	6B	PROG_ACCUM_INT
		2	1B4	6D	PROG_TIC_HIGH
		2	1BC	6F	PROG_TIC_LOW
	CNTL	2	1C0 to 1DC	70 to 77	ALL Control
		2	1EC	7B	TIMEMARK_CONTROL
		2	1F0	7C	TEST_CONTROL
		2	1F4	7D	MULTI_CHANNEL_SELECT
		2	1F8	7E	SYSTEM_SETUP
		2	1FC	7F	RESET_CONTROL
		2	200 to 20C	80 to 83	Status Registers
	ACCUM	2	210 to 21C	84 to 87	CH0 Accumulate
	ACCUM	2	220 to 22C	88 to 8B	CH1 Accumulate
	ACCUM	2	230 to 23C	8C to 8F	CH2 Accumulate
	ACCUM	2	240 to 24C	90 to 93	CH3 Accumulate
	ACCUM	2	250 to 25C	94 to 97	CH4 Accumulate
	ACCUM	2	260 to 26C	98 to 9B	CH5 Accumulate
	ACCUM	2	270 to 27C	9C to 9F	CH6 Accumulate
	ACCUM	2	280 to 28C	A0 to A3	CH7 Accumulate
	ACCUM	2	290 to 29C	A4 to A7	CH8 Accumulate
	ACCUM	2	2A0 to 2AC	A8 to AB	CH9 Accumulate
	ACCUM	2	2B0 to 2BC	AC to AF	CH10 Accumulate
	ACCUM	2	2C0 to 2CC	B0 to B3	CH11 Accumulate
	ACCUM	2	2D0 to 2DC	B4 to B7	MULTI Accumulate
	ACCUM	2	2E0 to 2EC	B8 to BB	ALL Accumulate

REGISTER BLOCK	ADDRESS (Hex)		ADDRESS (Hex)	REGISTERS
	ARM SYSTEM MODE		STANDARD INTERFACE MODE	
	A<22:20>	A<9:0>	A<9:2>	
<b>REAL - TIME CLOCK</b>				
	3	000	C0	RTC_LS
	3	004	C1	RTC_2ND
	3	008	C2	RTC_MS
	3	00C	C3	CLOCK_RESET
	3	010	C4	WATCHDOG_RESET
<b>DUART</b>				
	3	040	D0	TX_DATA_A, RX_DATA_A
	3	044	D1	TX_DATA_B, RX_DATA_B
	3	048	D2	CONFIG_A, STATUS_A
	3	04C	D3	CONFIG_B, STATUS_B
	3	050	D4	RESET_A
	3	054	D5	RESET_B
	3	058	D6	TX_RATE_A
	3	05C	D7	TX_RATE_B
<b>SYSTEM CONTROL</b>				
	3	080	E0	WAIT_STATE
	3	084	E1	SYSTEM_CONFIG
	3	088	E2	Not Used
	3	08C	E3	SYSTEM_ERROR_STATUS
	3	090	E4	DATA_RETENT
<b>GENERAL CONTROL</b>				
	3	0C0	F0	IO_CONFIG
	3	0C4	F1	TEST_CONFIG
	3	0C8	F2	DATA BUS TEST

Table 8: GP2021 Register Map

### Correlator Registers

Addresses for the Correlator Registers may be calculated from a base address with an increment for a particular register.

The base addresses for the CNTL and ACCUM register blocks for each channel in the Correlator are shown in the

GP2021 Register Map, the increments being given below:

eg. CH3\_CODE\_DCO\_INCR\_LOW = 060H + 018H = 078H

## Tracking Channel Registers

ADDRESS (Hex)		WRITE FUNCTION		READ FUNCTION	
ARM SYSTEM MODE	STANDARD INTERFACE MODE				
CNTL + 00	CNTL + 0	SATCNTL		CODE_SLEW	
+ 04	+ 1	CODE PHASE COUNTER *		CODE_PHASE	
+ 08	+ 2	CARRIER_CYCLE_COUNTER *		CARRIER_CYCLE_LOW	
+ 0C	+ 3	CARRIER_DCO_INCR_HIGH		CARRIER_DCO_PHASE	
+ 10	+ 4	CARRIER_DCO_INCR_LOW		EPOCH (Latched)	
+ 14	+ 5	CODE_DCO_INCR_HIGH		CODE_DCO_PHASE	
+ 18	+ 6	CODE_DCO_INCR_LOW		CARRIER_CYCLE_HIGH	
+ 1C	+ 7	EPOCH_COUNT_LOAD		EPOCH_CHECK (Not latched)	
ACCUM + 00	ACCUM + 0	CODE_SLEW_COUNTER		I_TRACK	
+ 04	+ 1	ACCUM_RESET		Q_TRACK	
+ 08	+ 2	not used		I_PROMPT	
+ 0C	+ 3	CODE_DCO_PRESET_PHASE		Q_PROMPT	

NOTE: The registers labelled \* (the CODE\_PHASE\_COUNTER and CARRIER\_CYCLE\_COUNTER) can only be written to if 'Test' mode has been selected by setting bit 3 of the TEST CONTROL register to High.

ADDRESS (HEX)		WRITE FUNCTION		READ FUNCTION	
ARM SYSTEM MODE	STANDARD INTERFACE MODE				
200	80	STATUS		ACCUM_STATUS_C	
204	81	not used		MEAS_STATUS_A	
208	82	not used		ACCUM_STATUS_A	
20C	83	not used		ACCUM_STATUS_B	

In both the ACCUM and CNTL sections there are some addresses labelled ALL or MULTI in place of CHx. Writing to these addresses will write to all channels or to a selection set by MULTI\_CHANNEL\_SELECT in one operation and so may be used to initialise the system quickly or to load the next search settings with little bus use. This is a write only function and the corresponding CHx read functions are not available at addresses labelled ALL or MULTI.

It can be seen that the addresses in CNTL are used to control the device in write mode but give the Measurement Data when in read mode.

Apart from the Code and Carrier DCO increment values, all data transfers are only 16 bit wide. Writes to the Code and Carrier DCO's are 32 bit data transfers where the \_HIGH word should be written first and will be retained in the 16 to 32 bit interface until the \_LOW word is written, which must occur as the next write to the chip. All 32 bits will then be transferred into the DCO increment register. Data is written to an input buffer in the 16 to 32 bit interface and will be transferred to its destination register during the next full cycle of the 7 (or 6) phase clock. Write cycles should therefore have a period of at least 300 ns. The X\_DCO\_INCR\_HIGH may be used to write the high bits of the increment number to any or all DCO's as an alternative to using the CHx\_CODE/CARRIER\_DCO\_INCR\_HIGH addresses. By using this address, there is no need to wait 300ns before writing the \_LOW part. For further information refer to General Interface Timing in Microprocessor Interface section.

The bit assignments for the Correlator registers are given below, but two write-only registers do not have any data bits, these are:

(1) A write to the CHx\_ACCUM\_RESET register (irrespective of what data is written) will reset the ACCUM\_STATUS\_A, ACCUM\_STATUS\_B, and ACCUM\_STATUS\_C registers for that channel.

(2) A write to the STATUS register (irrespective of what data is written) will latch the state of the various status flags into ACCUM\_STATUS\_A, ACCUM\_STATUS\_B, ACCUM\_STATUS\_C

Registers for all channels. This allows a polling based rather than Interrupt driven tracking scheme.

The registers are listed in alphabetical order and not in address order to allow easy reference to each section. Unless otherwise stated the LSB is bit 0 and the MSB is bit 15 or as far up the register as there is data. Note that most registers do not have both read and write functions, and many addresses are shared between read-only and write-only registers having different functions.

# GP2010

## DESIGN WITH THE GP2010

*(This Application Note should be used in conjunction with the GP2010 Datasheet, DS4056)*

The GP2010 is a complete RF front-end for the Global Positioning System (GPS). A complete GPS receiver can be constructed with the addition of an active antenna with low noise amplifier (LNA), a GPS correlator IC (GP2021), a microprocessor and associated memory. A block diagram of a typical application circuit for the GP2010 appears in figure 1.

The GP2010 device converts the direct-sequence spread-spectrum signal in the L1 band (1575.42MHz) from a GPS antenna via a low-noise amplifier to a final IF at 4.309MHz, which is then digitised into a 2-bit data-stream. An on-chip phase-locked loop (PLL) is used to provide the local-oscillator frequencies to the mixers, which can be locked to a 10.000MHz reference signal from a variety of sources. A temperature controlled crystal oscillator (TCXO) is a preferred reference frequency source, allowing superior GPS signal tracking.

The GP2010 has been designed to operate with an active antenna with a gain of *greater* than +15dB (at 1575.42MHz).

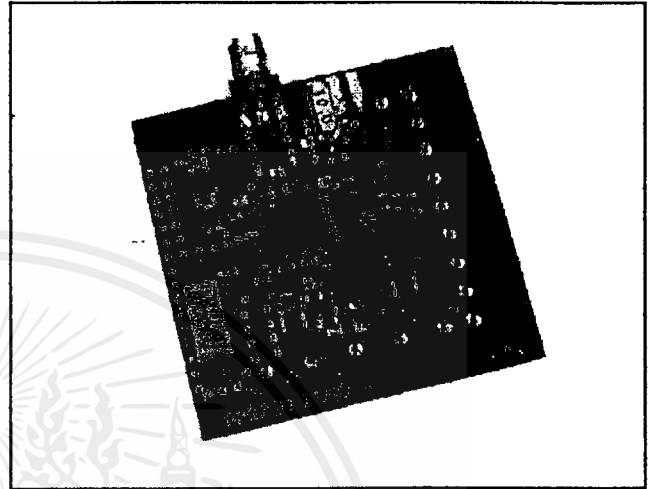
A detailed description of the GP2010 Integrated Circuit is given in the GP2010 data-sheet (No. DS4056).

### DEMONSTRATION BOARD

The performance of the GP2010 GPS RF Front-end can be evaluated using the GP2010 Demonstration Board (available from GEC Plessey Semiconductors). The 44 pin GP2010 and ancillary components are mounted on a double-sided printed circuit board (PCB), allowing easy down-conversion of the GPS Coarse-Acquisition (C/A) coded signal from L1.

The GP2010 Demonstration Board consists of:-

- The GP2010 GPS front-end integrated circuit
- IF bandpass filters centred at 175.42MHz (coupled tuned LC) and 35.42MHz (SAW)
- PLL 10.000MHz reference crystal and loading
- PLL loop filter (15kHz bandwidth)
- PLL unlock indicator LED
- Vcc level sensing potential ladders for Power-on Reset
- AGC filter components
- RF Input matching components (matched to 50Ω)
- Power supply decoupling components



GP2010 Demonstration Board

The supplied 10.000MHz crystal can be removed from the board and a co-axial socket added for connection of an externally generated PLL reference. (See the section "Using an external PLL 10.000MHz reference-frequency section" for details).

*NOTE:- there is no facility on the board for RF Input filtering, or DC feed to an Active Antenna.*

A circuit diagram of the GP2010 Demonstration Board appears in fig.2, and the layout of the PCB appears in fig.3.

Although there is no digital circuitry associated with the GP2010 on this Demonstration Board, the layout for the board can be implemented in any GPS receiver design, with no degradation in RF performance.

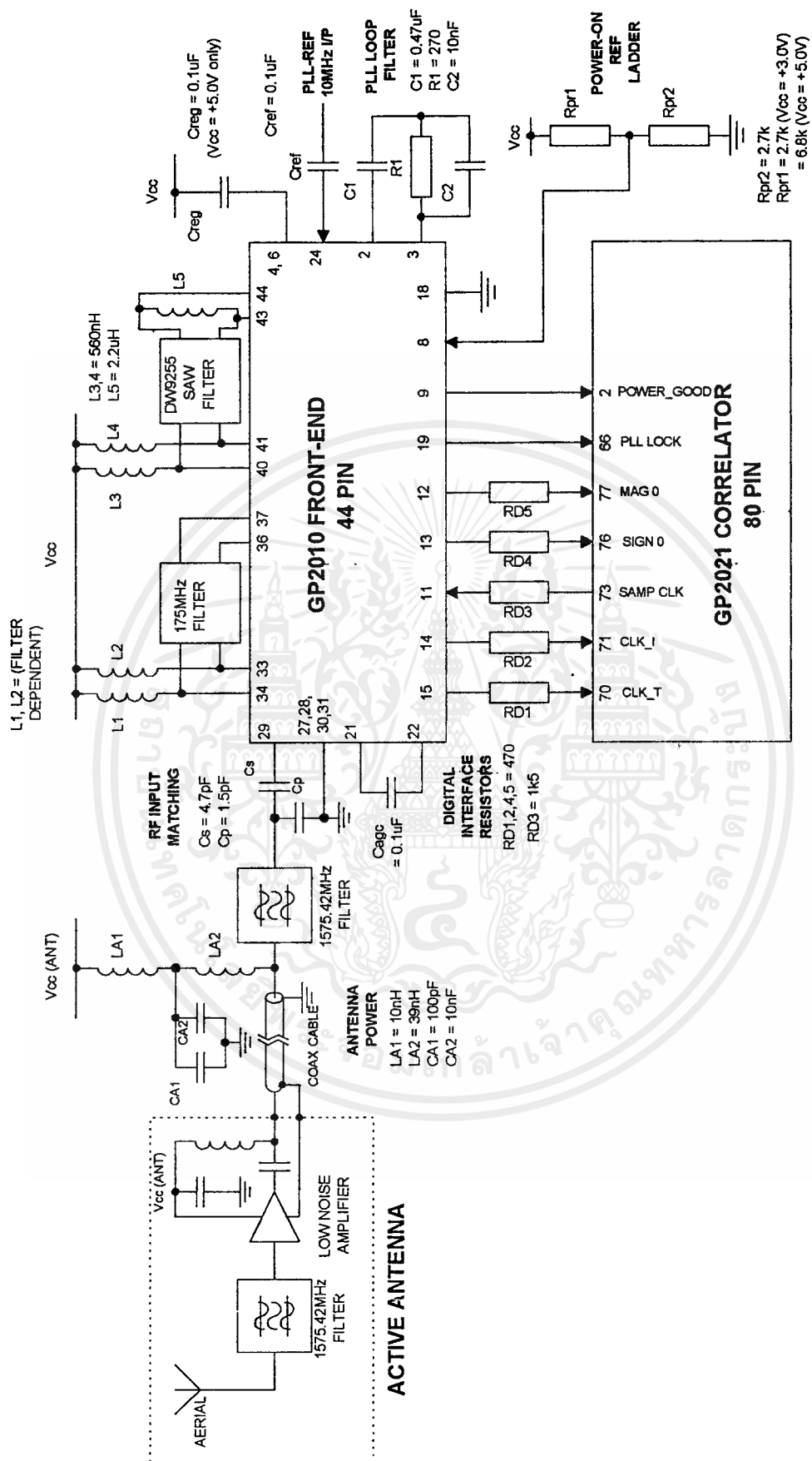


Fig.1 Typical GPS receiver RF application circuit (correlator detail NOT included)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

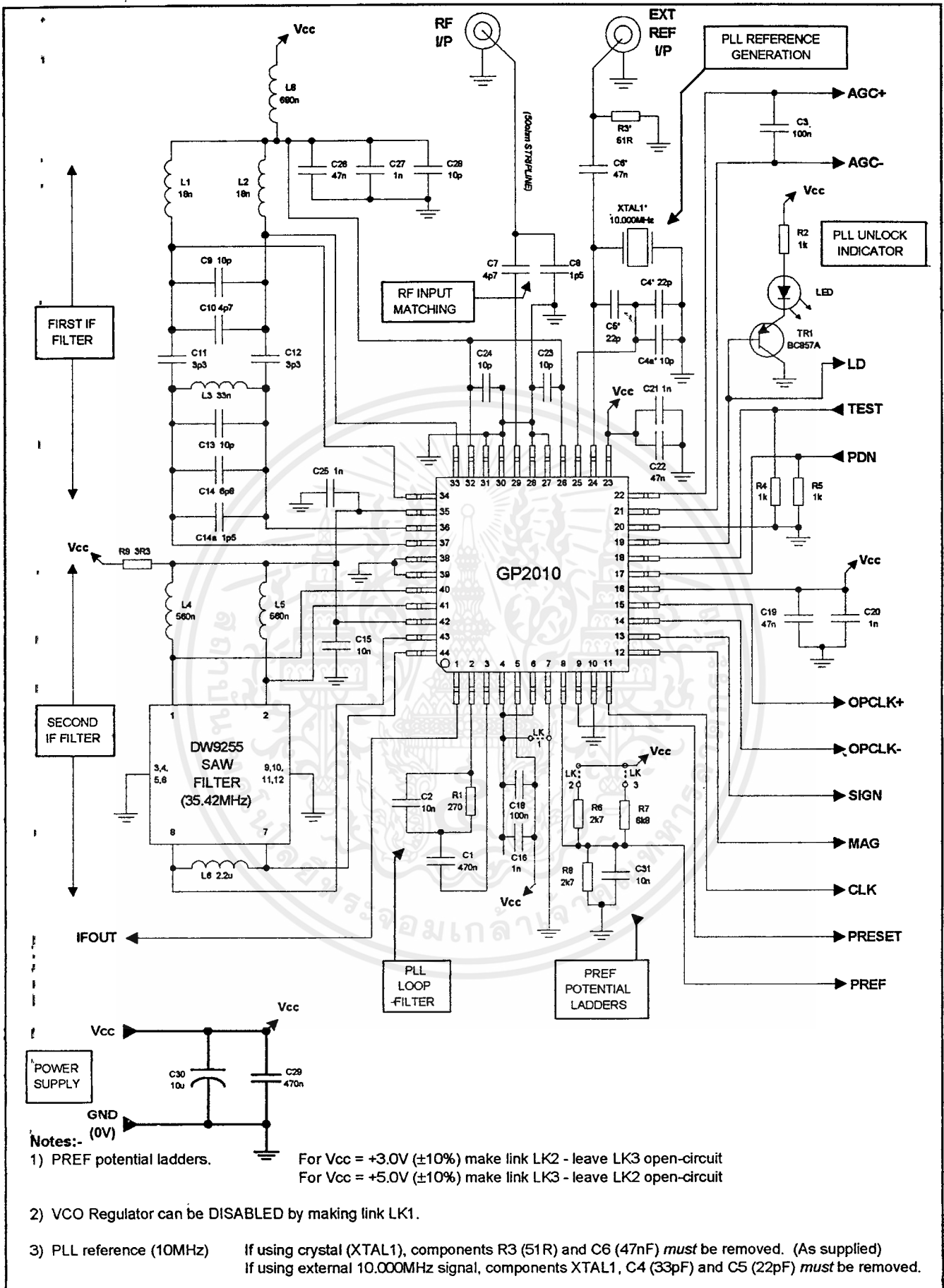


Fig.2 Demonstration Board Circuit diagram

## GP2010 DEMONSTRATION BOARD PARTS LIST

The following list of parts are used on the GP2010 Demonstration Board (VERSION 2), which uses surface mount components wherever possible:-

## IC

GP2010 GPS Front-end device

## SAW

DW925535.42MHz SAW - 2MHz passband

## RESISTORS

R1	270Ω	2%,	1/4W,	1206 chip
R2,4,5	1kΩ	2%,	1/4W,	1206 chip
R3	51Ω	2%,	1/4W,	1206 chip
R6,8	2k7Ω	2%,	1/4W,	1206 chip
R7	6k8Ω	2%,	1/4W,	1206 chip
R9	3R3	2%,	1/4W,	1206 chip

## INDUCTORS

L1, 2	18nH	5%,	1008 chip	(COILCRAFT 1008CS-180XJBC) (See Note 1)
L3	33nH	5%,	1008 chip	(COILCRAFT 1008CS-330XJBC) (See Note 1)
L4, 5	560nH	10%,	0805 chip	(TDK MLF2012DR56KT) (See Note 2)
L6	2u2H	10%,	0805 chip	(TDK MLF2012A2R2KT) (See Note 2)
L8	680nH	20%,	1008 chip	

## CAPACITORS

C1,29	0.47uF	10%,	16V,	1812 chip ceramic
C2,15	10nF	5%,	50V,	0805 chip ceramic
C3,18	0.1uF	10%,	16V,	1206 chip ceramic
C4,5	22pF	5%,	50V,	0805 chip ceramic
C6,19,22,26	47nF	5%,	50V,	0805 chip ceramic
C7,10	4.7pF	±1/4pF,	50V,	0805 chip ceramic
C8,14a	1.5pF	±1/4pF,	50V,	0805 chip ceramic
C4a,9,13,23,24,28	10pF	5%,	50V,	0805 chip ceramic
C11,12	3.3pF	±1/4pF,	50V,	0805 chip ceramic
C14	6.8pF	±1/4pF,	50V,	0805 chip ceramic
C16,20,21,25,27,31	1nF	5%,	50V,	0805 chip ceramic
C30	10uF	20%,	16V,	2412 chip tantalum

## OTHER COMPONENTS

XTAL1	10.000MHz Crystal
LED1	Red LED - high efficiency
TR1	BC857A PNP transistor
2 off	SMA panel jack
19 off	Veropins 1.02mm diameter

## NOTES:-

- 1) COILCRAFT or similar high performance inductors are recommended for the first IF filter
- 2) SCREENED inductors must be used for the second IF filter. Digital interference is easily picked up by L4, L5 and L6 unless they are magnetically screened.
- 3) ALL ceramic capacitors should use NPO, COG or X7R dielectric for high stability over temperature

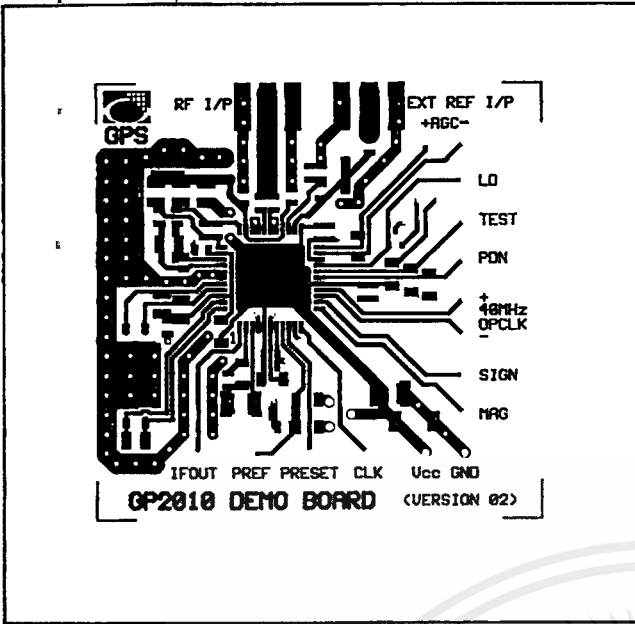


Fig.3a Layout Demonstration Board - upper copper layer (SCALE 1:1)

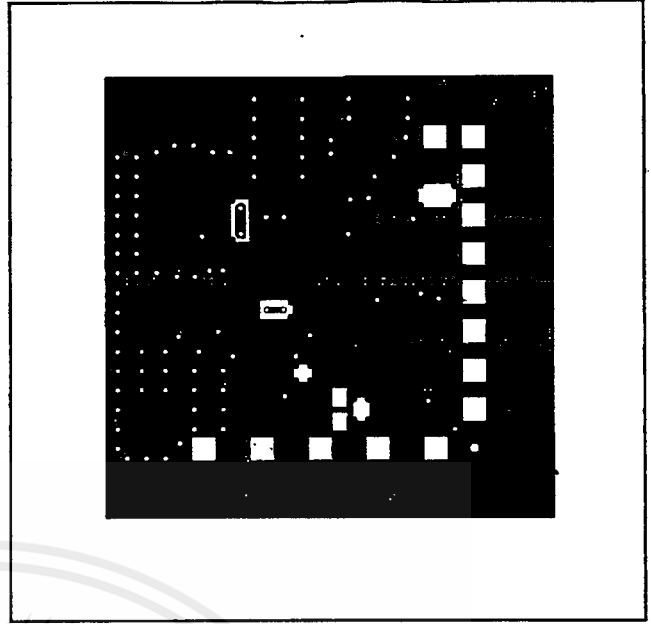


Fig.3b Layout Demonstration Board - lower copper layer (SCALE 1:1)

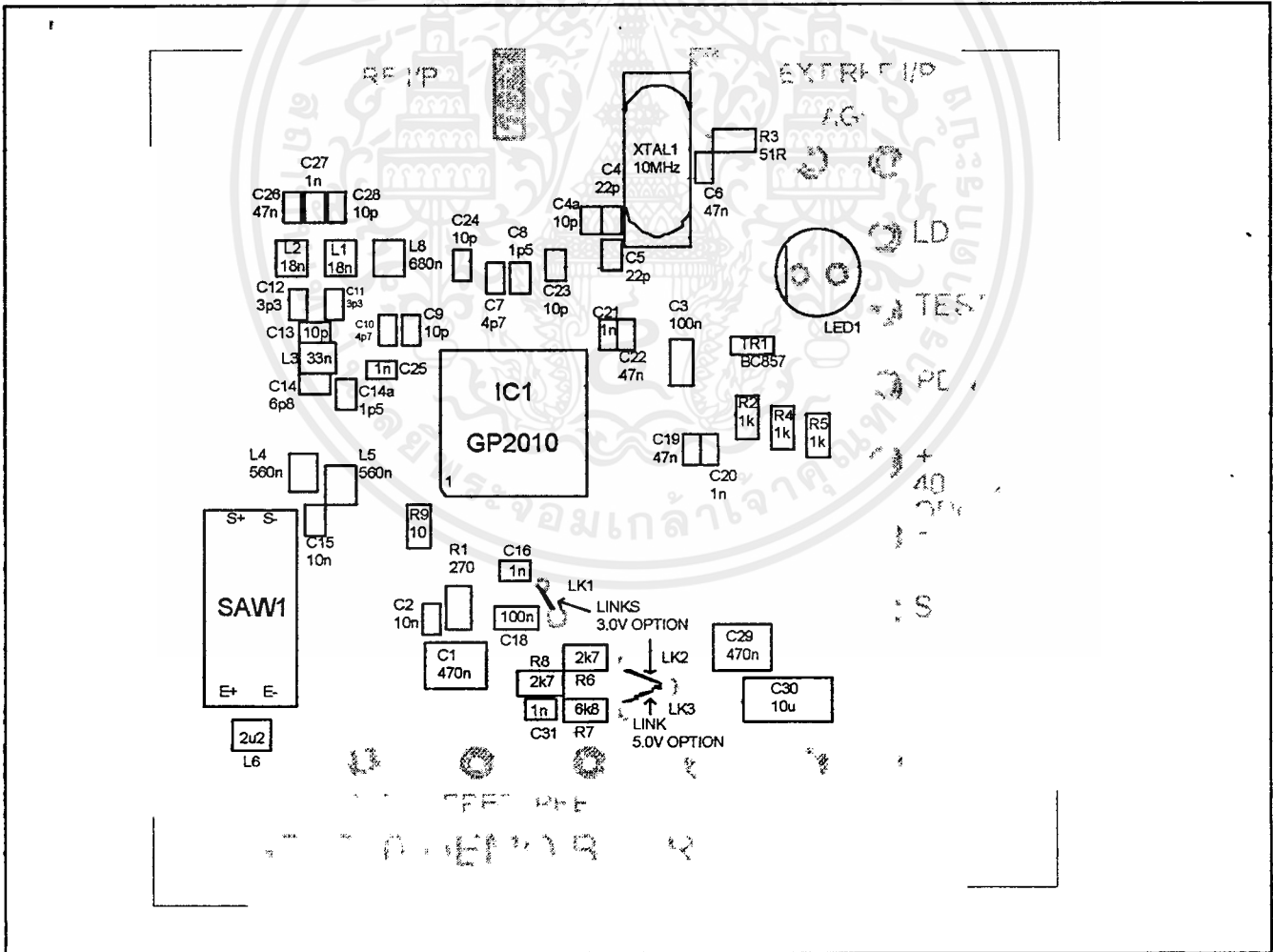


Fig.3c Layout Demonstration Board - component positions (SCALE 2:1)

## OPERATING NOTES

The GP2010 Demonstration Board is provided with the following I/O connections:-

NAME	DESCRIPTION	I/O TYPE	CONNECTION
GND	0v supply	INPUT	PIN
Vcc	+ve supply	INPUT	PIN
CLK	Sample Clock input (5.71MHz)	INPUT	PIN
PRESET	Vcc level sense output	OUTPUT	PIN
PREF	Vcc level sense input	MONITOR/INPUT	PIN
IFOUT	IFOUT test point	OUTPUT	PIN
MAG	Magnitude bit digital output	OUTPUT	PIN
SIGN	Polarity bit digital output	OUTPUT	PIN
40MHz <sub>OPCLK+</sub>	40MHz clock positive output	OUTPUT	PIN
40MHz <sub>OPCLK-</sub>	40MHz clock negative output	OUTPUT	PIN
PDN	Power-down activation input	INPUT	PIN
TEST	PLL de-activation input	INPUT	PIN
LD	PLL lock detect output	OUTPUT	PIN
AGC-	AGC control negative	MONITOR	PIN
AGC+	AGC control positive	MONITOR	PIN
RF INPUT	RF signal input at 1575.42MHz	INPUT	SMA

The GP2010 is designed for operation from either +5.0V ( $\pm 10\%$ ) or +3.0V ( $\pm 10\%$ ) power-supply, although intermediate supply voltages can be used with care.

### VCO SUPPLY REGULATOR

The GP2010 has an on-chip voltage regulator to provide an improved power-supply-rejection-ratio (PSRR) to the VCO. The regulator provides a +3.3V supply to the VCO when used with supply voltages (Vcc) of greater than +4.0V. It is strongly recommended that the VCO regulator is used where possible, in order to improve spurious rejection in the VCO. An improvement of 25dB in the PSRR of the VCO can be achieved using the regulator, over the 100Hz to 1MHz frequency range.

If the supply voltage (Vcc) is less than +4.0V, the function of the VCO regulator cannot be guaranteed, and so it should be disabled (refer to GP2010 data-sheet, fig.7). This is achieved by connecting VEE(OSC) (pins 4 & 6) to VEE(REG) (pin 7) or 0V.

A link (LK1) on the demonstration board (see Note 2, in figure 2) allows VEE(OSC) (pin 6) to be shorted to 0V.

### 5.0V OPERATION

To operate the Demonstration Board from +5.0V, the following connections are needed:-

- 0V DC connection to GND INPUT pin
- +5.0V DC connection to Vcc INPUT pin
- 5.71MHz digital clock connection to CLK INPUT pin (CLK low <+0.5V, CLK high >+2.0V)
- RF signal at 1575.42MHz connected to RF INPUT SMA socket.

- Power-on Reset (PREF) potential ladder - R6 (2k7 $\Omega$ ) connected to Vcc, R7 (6k8 $\Omega$ ) disconnected (see Note 1, in figure 2)

### 3.0V OPERATION

To operate the board from +3.0V, the following connections are needed. They differ from those for +5.0V operation:-

- 0V DC connection to GND INPUT pin
- +3.0V DC connection to Vcc INPUT pin
- 5.71MHz digital clock connection to CLK INPUT pin (CLK low <0.5V, CLK high >2.0V)
- RF signal at 1575.42MHz connected to RF INPUT SMA socket.
- Power-on Reset (PREF) potential ladder - R6 (2k7 $\Omega$ ) connected to Vcc, R7 (6k8 $\Omega$ ) disconnected (see Note 1, in figure 2)
- VCO voltage regulator *must* be disabled - connect VEE(OSC) (pin 4 & 6) to 0V (see Note 2, in figure 2)

## PLL TEST INPUT

The GP2010 is provided with a TEST input, which when set to logic high (>2.0V) will *unlock* the PLL, and the VCO will operate at its highest frequency.

In normal operation, the TEST input must be at logic low (<+0.5V), which can be achieved easily by connecting TEST to 0V directly or via a 1kΩ resistor.

## POWER-UP AND POWER-ON RESET CIRCUIT

On power-up, the LED which is driven from the LD output line should blink ON once, then remain OFF, as the on-chip PLL locks to the 10.000MHz reference. Also, the power-on reset (PRESET) output should toggle from logic low (0V) to logic high (Vcc). PRESET will remain at logic high unless the supply voltage reduces significantly, causing the voltage applied to the PREF input to drop below +1.21V. If the supply voltage should reduce then the PRESET output will set to logic low, indicating a power-supply failure.

A potential divider for use with the PREF input (pin 8) is shown in fig.4.

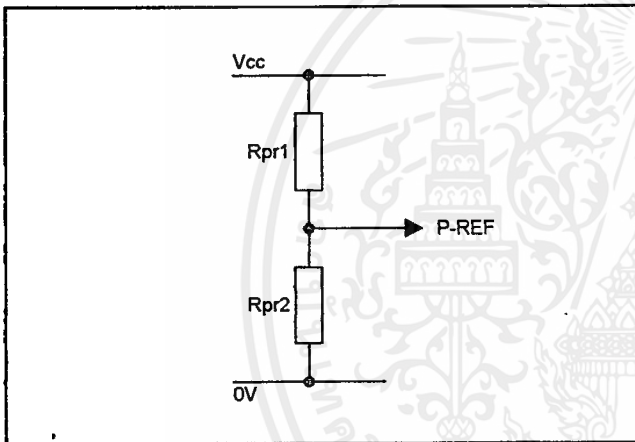


Fig.4 PREF potential divider

The value of supply voltage (Vcc(thresh)) at which the PRESET output toggles can be adjusted by changing the values of resistor in the PREF potential divider, as per the formula:-

$$V_{cc}(\text{thresh}) = \frac{1.21V \times (R_{pr1} + R_{pr2})}{R_{pr2}}$$

The values used with the demonstration board (refer to fig.2) are:-

- i) Vcc = +5.0V, LK3 made, LK2 open, Rpr1 = R7 = 6k8Ω & Rpr2 = R8 = 2k7Ω, giving Vcc(thresh) = +4.25V.
- ii) Vcc = +3.0V, LK2 made, LK3 open, Rpr1 = R6 = 2k7Ω & Rpr2 = R8 = 2k7Ω, giving Vcc(thresh) = +2.42V.

The correct PLL frequency can be monitored from the OPCLK+ & OPCLK- output pins. The signal from these will be exactly 40MHz when the PLL is locked correctly (1400MHz divided by 35), at a level of approximately 100mV peak-to-

peak. The two OPCLK pins give a balanced differential 40MHz output.

## POWER DOWN (PDN) INPUT

The GP2010 is provided with a PDN input, which when set to logic high (>+2.0V) will power-down ALL the chip functions (except for the Power-on Reset function) resulting in a greatly reduced current consumption.

In normal operation, the PDN input must be at logic low (<+0.5V) which is easily achieved by connecting PDN to 0V directly or via a 1kΩ resistor.

## ANALOG TO DIGITAL CONVERTER

By applying a digital clock to the CLK input pin, the sampled IF output will appear as a 2-bit quantised signal at the SIGN and MAG pins. The SIGN data indicates the *polarity* of the digital IF signal, and the MAG data indicates the *amplitude*. The data from the SIGN and MAG pins is in Not-Return-to-Zero (NRZ) format (hence the data is latched for the whole CLK period). The operation of the AGC in the 3rd IF stage is determined by a comparator (which operates independently of CLK) to give a MAG duty-cycle of 30% (nominal) over the AGC control range. The duty-cycle refers to the number of logic high states from MAG over a given number of CLK periods. Both MAG and SIGN data are latched on the *rising* edge of the CLK digital clock

The frequency of the sampling CLK input signal can be user-defined. When the GP2010 is used with the GP2021 correlator, the sampling frequency is 5.71MHz (40MHz divided by 7), which aliases the 4.309MHz analog IFOUT down to a 1.405MHz digital IF.

## USING AN EXTERNAL PLL 10.000MHZ REFERENCE FREQUENCY

The GP2010 Demonstration Board is supplied with a 10.000MHz crystal as the PLL frequency reference, to allow easy evaluation of the GP2010. However, the frequency stability of a crystal may not be high enough for a complete GPS receiver, and a 10.000MHz temperature compensated crystal oscillator (TCXO) may be preferred. This can be easily achieved by removing the crystal and the loading capacitors (C4, C4a & C5) from the board and replacing them with a 10.000MHz frequency source (applied via a coax line to an SMA, or equivalent, connector which can be added to the board), a 50Ω termination, and a 47nF coupling capacitor to the REF 2 input (pin 24) - see Note 3, on fig.2.

The amplitude of the 10.000MHz frequency source *must* be > 0.1V and <1.2V peak-to-peak. If the amplitude is greater than 1.2V peak-to-peak, a spurious output may appear on the IFOUT signal (refer to section "Spurious signals in the IF spectrum"). In this case the signal should be attenuated.

A suitable 10.000MHz TCXO is the *Rakon TXO4080*, with a 1.0V peak-to-peak *minimum* clipped sinewave output amplitude. This TCXO can be connected to the GP2010 as shown in figure 5, with the addition of a 6dB attenuation of this signal to produce a 0.5V peak-to-peak amplitude - optimum for GP2010.

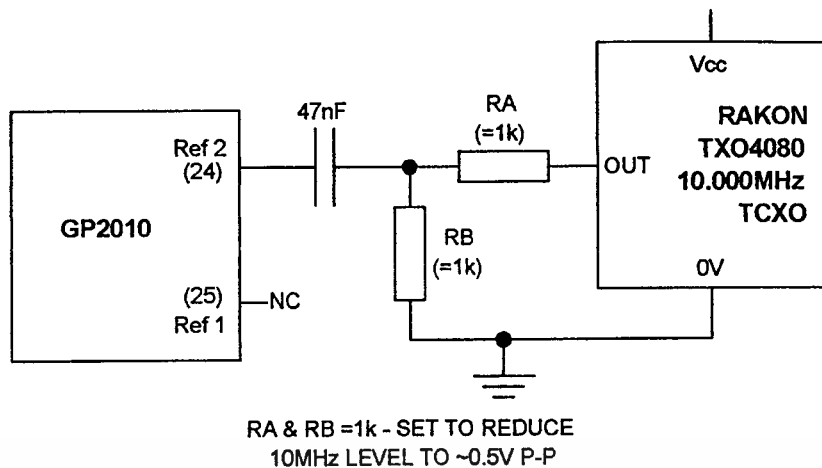


Fig.5 Rakon TCXO reference connections with 6dB attenuation

### PLL LOOP FILTER AND VCO PERFORMANCE

The GP2010 has an on-chip PLL to produce all the local-oscillator frequencies for the IF mixers. The recommended PLL loop filter produces a third-order PLL with a second-order

external filter comprising 2 capacitors and 1 resistor, as shown in fig.6.

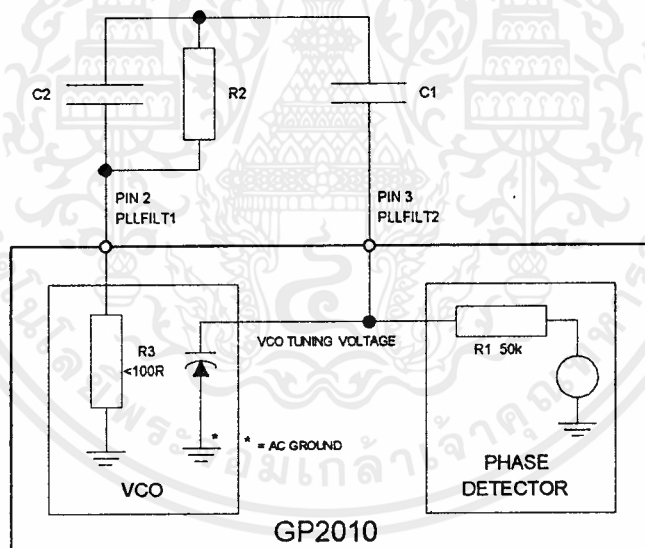


Fig.6 PLL loop filter showing relevant on-chip components

The loop filter is used to roll off the response of the PLL at high frequency, but maintain loop stability at the loop-bandwidth frequency (where loop gain = 1 (0dB)). The

optimum values for this PLL loop filter can be calculated knowing the loop-gain, phase-margin and required loop bandwidth.

The loop gain at 1radian/second can be calculated as a ratio (NOT dBs) as follows:-

$$\text{Loop Gain } (G_L) = \frac{K_D K_V}{N}$$

where :-  $K_D$  = Phase detector gain  
 $K_V$  = VCO gain  
 $N$  = Loop division ratio (140)

$G_L$  is between  $3.1 \times 10^6$  and  $100 \times 10^6$  for the GP2010 (130dB and 160dB).

Knowing the loop gain, the time-constants of the filter can be calculated as follows:-

$$\tau_1 = \frac{G_L}{\omega_n^2} \sqrt{\frac{1 + \omega_n^2 \tau_2^2}{1 + \omega_n^2 \tau_3^2}} \dots\dots (1)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_n^2 \tau_3^2} \dots\dots (2)$$

$$\tau_3 = \frac{-\tan \phi + \frac{1}{\cos \phi}}{\omega_n} \dots\dots (3)$$

where:-  $G_L$  = PLL loop gain at 1radian/second offset  
 $\tau_1$  = time constant of first filter pole  
 $\tau_2$  = time constant of filter zero  
 $\tau_3$  = time constant of second filter pole  
 $\omega_n$  = PLL loop bandwidth  
 $\phi$  = PLL phase margin

For the PLL loop filter referred in fig.6:-

- $\tau_1$  = R1C1
- $\tau_2$  = R2(C1+C2)
- $\tau_3$  = R2C2

Resistor R3 (on-chip) can be regarded as an AC ground since its value is much smaller than R1 (50k $\Omega$ ).

The recommended PLL loop filter has the following values for external components, giving a nominal loop-bandwidth of 15kHz and phase-margin of 60°:-

- C1 = 470nF
- R2 = 270 $\Omega$
- C2 = 10nF

The higher the phase margin ( $\phi$ ) of the loop filter at the loop bandwidth ( $\omega_n$ ), the higher the stability of the PLL across the full range of loop gain. The graph in fig.7 shows the loop filter response for the loop-filter components defined above, and fig.8 shows the spectrum of the 1400MHz VCO signal from a GP2010 at +25°C, with the VCO regulator enabled.

There are further components on chip which produce bandwidth limiting within the phase-detector. These provide two further poles in the PLL filter response at 400kHz (2.51Mrads/sec) and 530kHz (3.33Mrads/sec). These have negligible effect on PLL loop stability provided the PLL loop bandwidth is less than 100kHz.

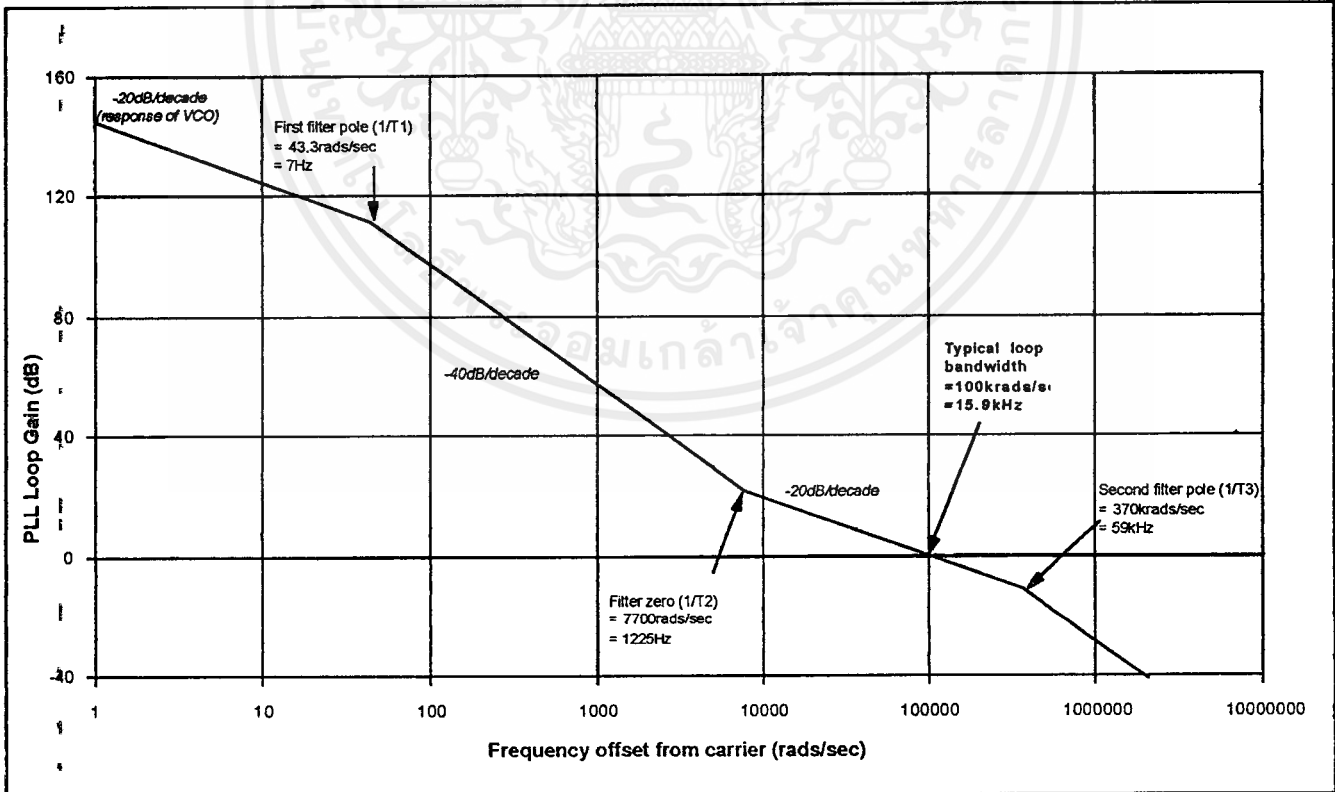


Fig.7 Typical GP2010 PLL loop gain ( $G_L$ ) vs. frequency

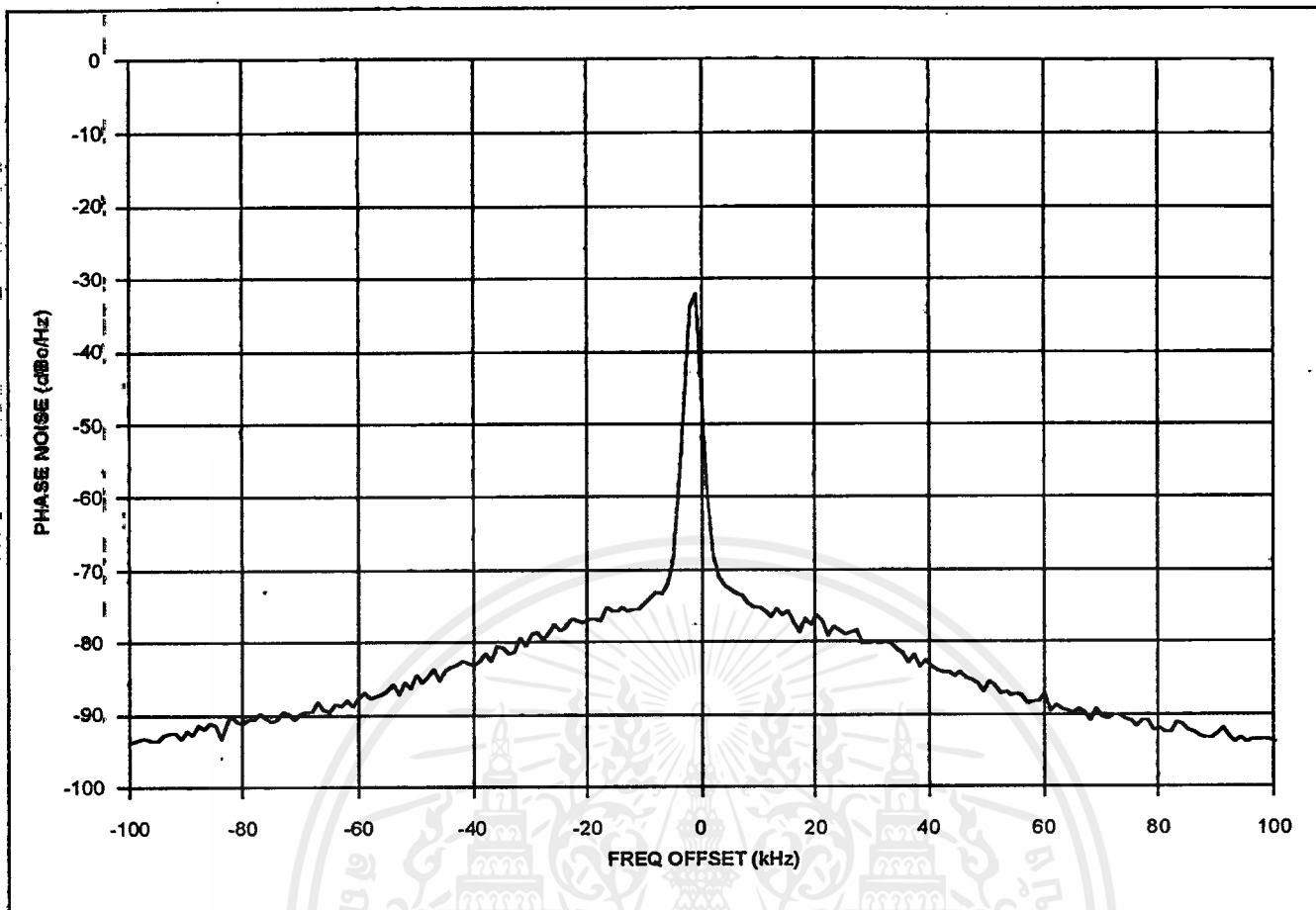


Fig.8 1400MHz VCO spectrum using recommended PLL loop filter - VCO regulator enabled - typical at +25°C

**IFOUT SPECTRUM**

The IFOUT output is a high impedance (1kΩ) monitor point, for test purposes only, which can be used to monitor the output of the IF chain before the analog-to-digital converter. Figs 9, 10 & 11 show typical IFOUT spectra for the GP2010, under differing operating conditions:-

Fig.9:- NO RF INPUT signal, NO 5.71MHz digital clock applied to CLK;

Fig.10:- NO RF INPUT signal applied, a 5.71MHz TTL clock applied to CLK via 1kΩ series resistor;

Fig.11:- RF INPUT signal applied from a GPS antenna with 26dB Gain and 2.5dB noise figure and a 5.71MHz TTL clock applied to CLK via 1kΩ series resistor;

Observe that the on-chip AGC suppresses the level of out-of-band noise and spurious signals as the level of noise at 1575.42MHz at the RF input increases (the GPS signal is buried in noise). The spectrum in fig.11 is typical of that produced by a working GPS receiver using the GP2010.

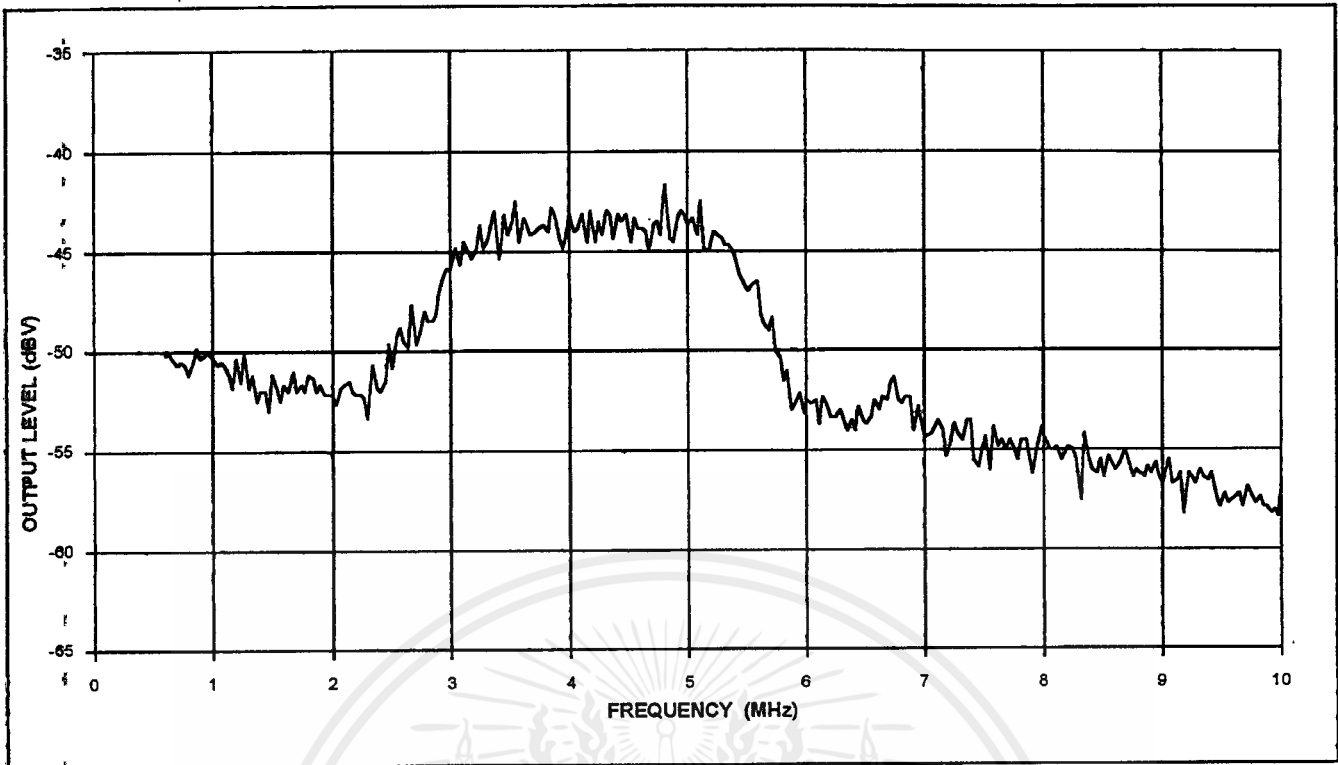


Fig.9 Typical IFOUT spectrum (Resolution BW = 300kHz) - sampling CLK disabled & no GPS antenna connected

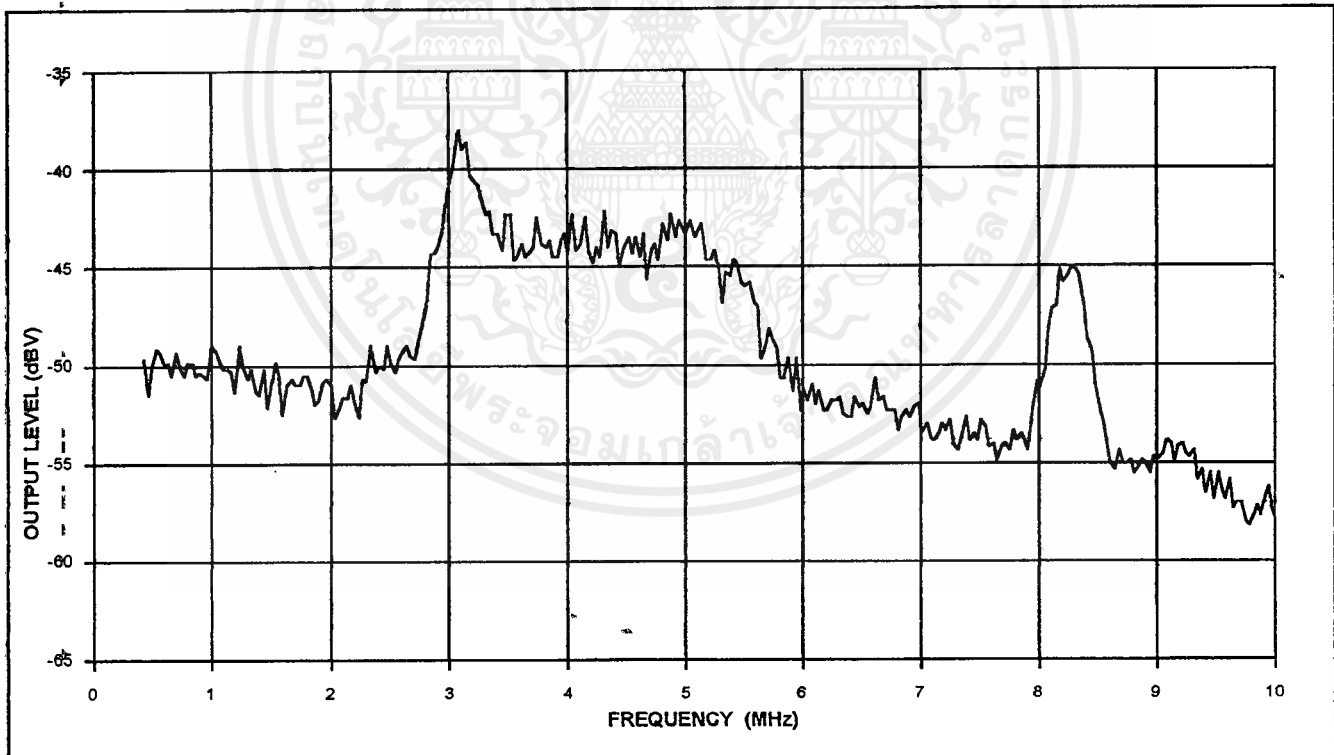


Fig.10 Typical IFOUT spectrum (Resolution BW = 300kHz) - 5.71MHz sampling CLK enabled & no GPS antenna connected

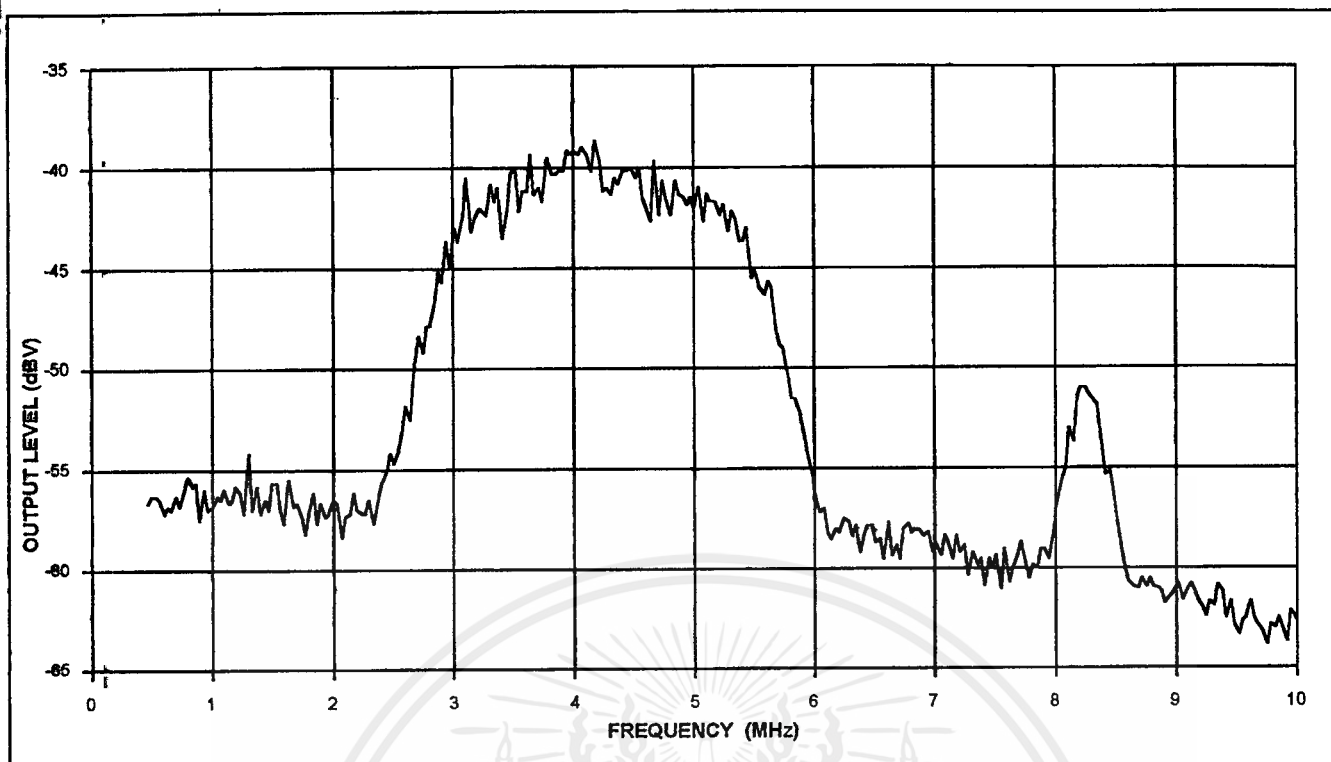


Fig. 11 Typical IFOUT spectrum (Resolution BW = 300kHz) - 5.71MHz sampling CLK enabled & GPS antenna connected

### SPURIOUS SIGNALS IN THE IF SPECTRUM

For the GP2010 to work correctly, the stage 3 AGC circuit should set the level of noise in the mixed-down GPS L1 band (4.309MHz  $\pm$  1.023MHz) to approx 100mV r.m.s (nominal) at the IFOUT (pin 1). Any IF spurs should be suppressed to a level of less than -20dBc of the nominal IFOUT level to avoid the AGC attenuating the noise in the band of the mixed-down GPS L1 signal to a level which the correlator will cease to track GPS satellite signals.

The GP2010 uses a balanced-signal architecture, and is largely immune to spurious signals. However, there are some exceptions (refer to spectral plots of IFOUT in figs 10 & 11):-

#### Digital interference spurs, including CLK sampling the analog to digital converter.

Some digital signals can couple across the GP2010 chip independently of any peripheral components. Care should be taken to ensure that harmonics of the CLK input signal are kept to a minimum so that they do not become mixed in-band in the IF chain.

If CLK is at a frequency of 5.71MHz (typical application with GP2021), spurious signals *can* appear on the IFOUT pin at frequencies of 8.25MHz, 2.54MHz and 3.17MHz. These are due to the 4th, 5th and 6th harmonics of CLK respectively, and they can jam the AGC if they are large, and hence affect the GPS data from the MAG and SIGN outputs.

Harmonics due to CLK can be reduced by attenuating the CLK signal input to the GP2010 to a 2V amplitude using a

potential divider (typical resistor values in the region of 1k $\Omega$  - dependent upon level of Vcc). An alternative method is to insert a 1k5 $\Omega$  resistor in *series* with the CLK input, the upper harmonics can be rolled off by creating a pole with the input capacitance. Care should be taken to ensure that the MAG and SIGN output latches on the GP2010 do not "double-clock" (i.e. trigger on both the rising *and* falling edges of the CLK signal).

Jamming interference can also occur from the close proximity of the GP2010 to associated microprocessor and memory circuitry in a GPS receiver. This is primarily due to the sensitivity of the 3rd stage mixer with a high-value inductor used to produce the bandpass response in the 2nd IF filter. The inductor (L6) used to resonate with the DW9255 SAW filter is a high value (2.2 $\mu$ H) which has a high impedance at 35.42MHz ( $\sim$ 490 $\Omega$ ), which has a side-effect of allowing it to operate as an effective antenna to interference at similar frequencies. L6 is particularly vulnerable to pickup as it is situated after the SAW filter, and signals injected at that point are not rejected by the SAW. The amplitude of digital jamming spurs can be reduced by using the following techniques:-

- L4, L5 and L6 inductors around SAW filter can be magnetically - screened, monolithic multi-layer types.
- Mount the L6 inductor inside a screening can, but take care to ensure that the self-resonant frequency and inductor Q are *not* greatly reduced.
- Mount the L6 inductor coil in an *orthogonal* plane (vertical) to the digital tracks on the PCB.

- d) Ensure that *no* power-supply and digital tracks run in close-proximity to the L6 inductor. Ideally the L6 inductor should be surrounded by ground-plane on *all* board layers for a radius of >15mm.

In practice, in all but the most extreme environments, most benefits are obtained by using screened inductors, especially for L6, and by routing power and digital tracks clear of L6.

#### External 10.000MHz PLL reference

Care should be used to ensure that the 10.000MHz PLL reference signal is AC coupled into the GP2010, and that the amplitude does not exceed 1.2V peak-to-peak. If the amplitude is higher than this, harmonics of the PLL reference can interfere with the 3rd stage mixer and produce interference spurs on the signal at IFOUT (in particular the third harmonic (30MHz) will produce a spur at 1.111MHz). A suitable attenuator should be used if a TCXO with TTL level outputs is used (refer to fig.5).

#### Self generated spurious signals

A spurious signal at 15.55MHz exists at the IFOUT resulting from an on-chip interaction between the second and third IF stages. The spur has variable amplitude but is always sufficiently low to have no effect on the 3rd IF stage AGC, or GPS signal reception.

#### ANTENNA DETAILS

The GP2010 has been designed to use the signal from a GPS antenna with a low-noise-amplifier (LNA). The noise figure of the complete receiver will then be dominated by the noise figure of the LNA. However, care should be taken to ensure that the gain of the LNA is high enough to allow the GP2010 to function correctly in a GPS receiver.

The GPS signal is spread-spectrum modulated with a 2.046 MHz bandwidth, and received power is in the region of -130dBm. The power of background noise in the same bandwidth is -111dBm, so the GPS signal is buried within the background noise. The GP2010 AGC operates on the noise in the band of the GPS signal and not on the GPS signal itself. The de-spreading of the GPS signal restores a positive signal-to-noise ratio. This is carried out by a DSP correlator chip - the GP2021 is recommended.

The power of the noise over a 2MHz bandwidth is 63dB up on the noise in a 1Hz bandwidth (-174dBm/Hz), giving a minimum signal power of approximately -111dBm. Consider also the following values (with reference to the "IF filter details" section and the Electrical Characteristics table in the GP2010 Data-sheet):-

- Max IF gain of GP2010 (minimum guaranteed) =106dB ... (a)  
 Max attenuation of external IF filters = 21dB ... (b)  
 Nom IFOUT level with AGC operating (Stage 3) =100mV rms ... (c)

Notes:-

- a) The maximum IF gain taking account of the loading effects of the IF filtering (but excluding filter losses)  
 b) The attenuation is the sum of the losses in 1st and 2nd IF filters  
 c) 100mV rms is equivalent to -7dBm in a 50Ω load

When the background noise within a 2MHz bandwidth is applied *directly* to the GP2010 RF input (with no LNA or RF Input filter) and all IF filters included (with DW9255 SAW - Loss typ. -17dB), the minimum signal produced at the IFOUT will be:-

$$-111+106-21 = -26\text{dBm}$$

For the AGC of 3rd IF stage to operate correctly on the applied signal, the signal level at IFOUT should be at -7dBm. This gives a shortfall in signal level of 19dB.

If a Low Loss 2nd IF filter is used in place of the DW9255 SAW, the minimum signal at the IFOUT will be greater than -26dBm, but will never be great enough to exclude the need for a LNA.

So an RF LNA with combined RF filter needs to provide at least 19dB more noise than would be provided by a passive antenna alone. The GPS receiver noise figure ideally needs to be kept low. Since the noise figure of the LNA will dominate the noise performance of the receiver, it is wise to use a LNA with N.F. of <3.0dB, which results in a *minimum* required LNA gain (plus RF filter loss) of >+16.0dB.

It is recommended that the LNA gain be kept to below 60dB, so as NOT to overload the GP2010.

Active GPS antennas can be of either patch or helical type. A recommended active GPS patch antenna is available from M/A COM - type ANP-C-114, which has an LNA gain of +26dB and a noise figure of ~2.5dB. If an RF filter (loss ~ -2.0dB) is connected between the antenna output and the RF Input to the GP2010, the resultant noise contribution of the LNA and filter will be in the region of +26.5dB - optimum for the GP2010.

(Note that the M/A-COM antenna above includes an 1575MHz ceramic resonator RF filter preceding that LNA.

## IF FILTER DETAILS

The GP2010 has a triple conversion architecture. All three stages can be treated as separate blocks. User-defined filter networks can be used for IF filtering between stage 1 & 2, and between stage 2 & 3.

### RF filter

The Stage 1 mixer has an on-chip image-rejection filter, with optimum pass band set at 1575.42MHz, and a rejection of the image frequency (1400-175.42MHz =1224.58MHz) of approximately 7dB. Image rejection is not critical at 1224.58MHz because this frequency is at approximately the GPS L2 frequency (1227.6MHz). So there is only noise at this frequency.

The image filter is fixed, but can be enhanced by the addition of an external RF filter between the LNA and GP2010.

Centre Frequency	1575.42MHz
Pass Band	±1.0MHz minimum (within ±1.0dB)
RF Image frequency	1224.58MHz
Input Impedance	50Ω typical
Output Impedance	50Ω typical
Insertion loss	0.5dB -> 2.0dB

The RF filter is required to remove the 1224.58MHz image noise and to prevent overload of the Stage 1 mixer by strong out-of-band interference signals. The required performance of this filter will be influenced by any locally generated interfering signals that may be present (for example, mobile telephone). Ideally, the filter should reject any out-of-band interference to a level, at the GP2010 RF input, of at least 10dB below the level at which the Stage 1 mixer will gain compress by 1dB (refer to GP2010 data-sheet for 1dB compression level). The pass-band of this filter should be flat across the 2MHz bandwidth of the GPS C/A code signal. For most filter technologies the bandwidth will be significantly greater than this.

When specifying the RF filter, it is important to consider the filtering effect of the GPS antenna and low-noise amplifier. The majority of GPS antennas are patch types, which have a narrow bandwidth and will therefore provide some filtering. This can reduce the requirements of the RF filter used, and hence the cost of the overall receiver.

The insertion loss of the RF filter can affect the noise figure of the GP2010. The low-noise pre-amplifier which boosts the signal from the antenna to the GP2010 should be designed so that there is sufficient gain for the RF filter loss to have a negligible effect on overall noise figure.

A typical RF filter will be a dielectric type. Suitable filters are available from a range of manufacturers. A recommended type of RF filter is the *Murata DFC2 1R57 P002 BHD* which is centred on 1575.42MHz and has a 2MHz passband (-3.0dB).

The GP2010 requires components to match the input impedance to that of the RF filter output. Most filters have a 50Ω output impedance. Fig.12 shows the recommended matching circuit.

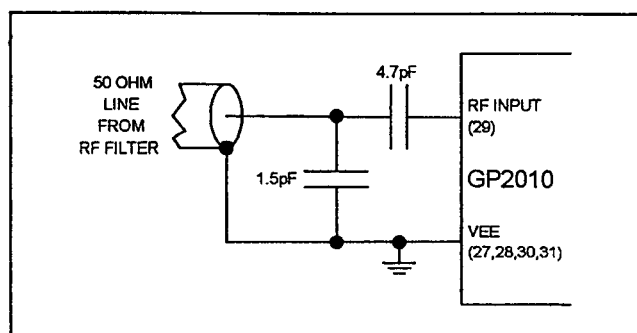


Fig.12 RF Input matching circuit

### 1st IF filter

Centre Frequency	175.42MHz
Pass Band	±1.0MHz minimum (within ±1.0dB)
Insertion loss	3dB maximum
2nd IF Image frequency at 1st IF	104.58MHz
2nd IF Image frequency at RF	1504.58MHz
Source Impedance	700Ω typical
Load Impedance	700Ω typical

The first external IF filter is connected between the output of Stage 1 and input of Stage 2. It is required to reject the image of the second IF at 104.58MHz (140 - 35.42MHz), which corresponds to an RF input frequency of 1504.58MHz. Some rejection of this frequency will have been achieved by the RF filter and the GPS antenna but it is recommended that a 1st IF filter is used to reject this image frequency further. As with the RF filter, the pass-band of this filter should be flat across the 2MHz bandwidth of the GPS Coarse-Acquisition (C/A) code signal. For most filter technologies the bandwidth will be significantly greater than this. It is important to ensure that the filter has no more than 3dB loss, otherwise the gain of the receiver will not be high enough for correct operation of the AGC in the 3rd IF stage.

The first IF filter is also used to reduce the level of interfering signals that reach the Stage 2 mixer input. Consideration should be given to any interfering signals that may be present within approximately ±200MHz of the wanted GPS signal of 1575.42MHz. As with the RF filter, the first IF filter should reject any out-of-band interference to a level, at the Stage 2 mixer input, of at least 10dB below the level at which the mixer gain compresses by 1dB (refer to GP2010 data-sheet for 1dB compression level).

The Stage 1 mixer output needs external DC bias to achieve maximum IF signal handling headroom. The first IF filter should incorporate DC connections to Vcc for this, and can normally be achieved by pull-up inductors. However, the signal path from the Stage 1 to Stage 2 *must* be AC coupled. In typical applications, a two resonator coupled-tuned LC filter can be used for the 1st IF filter. Fig. 13 shows a typical design, implemented on the GP2010 Demonstration Board. This design approximates to a 2-pole Chebyshev response with 0.1dB ripple, which has good band-stop attenuation. It also has acceptable group-delay in the GPS signal band, due to the wide bandwidth of the passband (~15MHz within ±3dB).

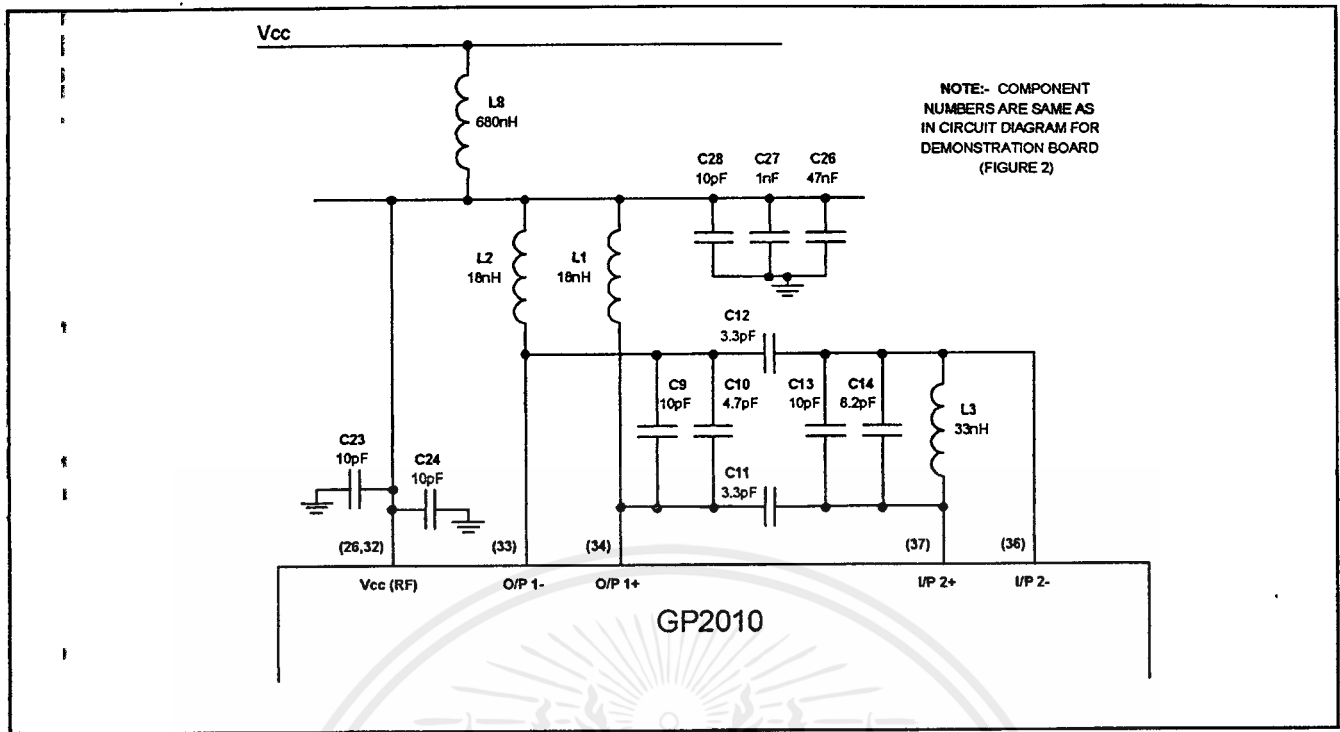


Fig.13 Typical coupled-tuned LC 1st IF filter used with GP2010, including decoupling

This IF filter is centred on 175.42MHz, with a nominal 3dB bandwidth of 15MHz. A typical frequency response for this type of filter is shown in fig.14.

The IF filter comprises the following components:-

- L1, L2 - 18nH, 2%
- L3 - 33nH, 2%
- C9 & C10 - 14.7pF, 2% (made up of capacitors in parallel)
- C13 & C14 - 18.2pF, 2% (made up of capacitors in parallel)
- C11, C12 - 3.3pF, 2%

Inductors L1, 2 and 3 should have a Q of greater than 30 at 175.42MHz, and a self-resonant frequency of greater than 1500MHz.

These filter components need to have a close tolerance to ensure that the frequency response of the filter remains acceptable over the tolerance of component manufacture - 2% tolerance is preferable to 5%. It may be necessary to adjust the values of these components to ensure the filter-response is maintained from device to device

ALL other components are for decoupling purposes. Since the Stage 1 mixer has a double-balanced design, there is high rejection of local-oscillator and RF input signals at the mixer output. However, the filter needs to supply DC bias to the Stage 1 mixer output, and for this reason it is crucial to ensure that the IF filter Vcc is well decoupled over a wide frequency range. A decoupling inductor is used to achieve this (L4 = 680nH) in conjunction with wide-band decoupling capacitors (C28 = 10pF, C27 = 1nF, and C26 = 47nF).

The layout of the filter on a PCB is fairly critical, since any change in separation of the components can affect inter-component parasitics, and hence the response of the filter. It is worth ensuring that balanced signal tracks are kept close together and have the same length for each of the two signal lines. Allowance should be made to ensure there is good isolation between the filter and the RF input signal track.

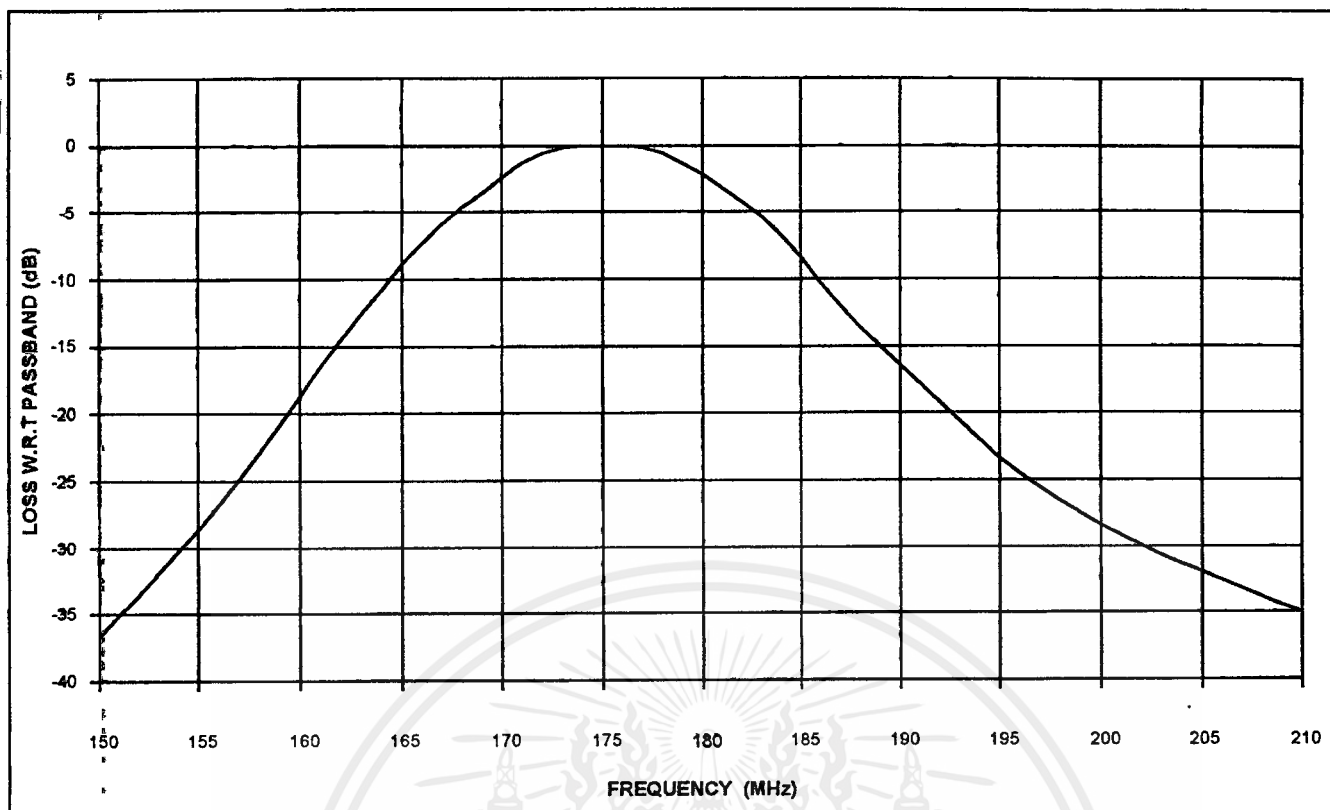


Fig.14 Typical frequency response of 1st IF filter

## 2nd IF filter

Centre Frequency	35.42MHz
Pass Band	$\pm 1.0\text{MHz}$ (within $\pm 1.0\text{dB}$ )
Insertion loss	3 to 18dB
Stop Band	$>10\text{dB}$ within $\pm 2.0\text{MHz}$
3rd IF Image frequency at 2nd IF	26.8MHz
Group-delay ripple	$<300\text{ns}$ (34.62 to 36.22MHz)
Maximum group-delay	$<1.7\mu\text{s}$
Source Impedance	500 $\Omega$ typical
Load Impedance	1000 $\Omega$ typical

The second external IF filter is connected between the output of Stage 2 and input of Stage 3. It is required to define the bandwidth of the RF section of the GPS receiver. Hence it is critical to the receiver performance. The filter should be flat across the 2MHz bandwidth of the GPS Coarse Acquisition (C/A) code signal. It should also have high rejection (greater than 20dB) beyond this bandwidth, and so should have a brick-wall type response at these extremes. This can be realised with a specifically designed SAW filter, the DW9255, available from GEC Plessey Semiconductors, (refer to Data-

Sheet number DS3861). This SAW filter provides a 1dB Bandwidth of typically 1.9MHz centred on 35.42MHz, with a typical pass band ripple of 0.8dB, when the SAW input and output capacitance is resonantly matched with inductors of optimum value. The out-of-band signal rejection is better than 21dB at  $\pm 2.0\text{MHz}$ , and better than 35dB at  $\pm 7.5\text{MHz}$ .

The frequency response of the DW9255 SAW filter with matching components is shown in Fig. 15.



Fig.15 Typical frequency response of DW9255 SAW filter used as 2nd IF filter

### 3rd IF filter

Centre Frequency  
Pass Band

4.3MHz  
see GP2010 data sheet DS4056  
- "Electrical characteristics"

The third IF filter is on-chip on the GP2010, and so cannot be user-defined. The performance of this filter is defined in the data sheet. The overall RF bandwidth of the GPS receiver is defined by the 2nd IF filter, so the third IF filter is used to reject out-of-band noise and interference from entering the on-chip analog to digital converter. The response is essentially band pass, with a low pass operating above 10MHz, and a high-pass filter with a corner frequency of 2.0MHz which is used between the point which the IFOUT signal is connected, and the analog to digital converter. Hence, the IFOUT signal will NOT show the high-pass response.

The final IF can be monitored via the IFOUT test-point before the signal is digitised. This test-point is a high-impedance output, buffered by an on-chip 1k $\Omega$  resistor. To monitor this point, it is imperative that the signal is AC coupled, since there is a DC bias from the GP2010.

The frequency response of the third IF filter is shown in Fig. 16, with 3 traces:-

- IFOUT RESPONSE** - spectrum observed at IFOUT pin,
- ZERO RESPONSE** - response calculated between IFOUT pin and analog to digital converter,
- ADC I/P RESPONSE** - IF spectrum of stage 3 calculated at analog to digital converter input.

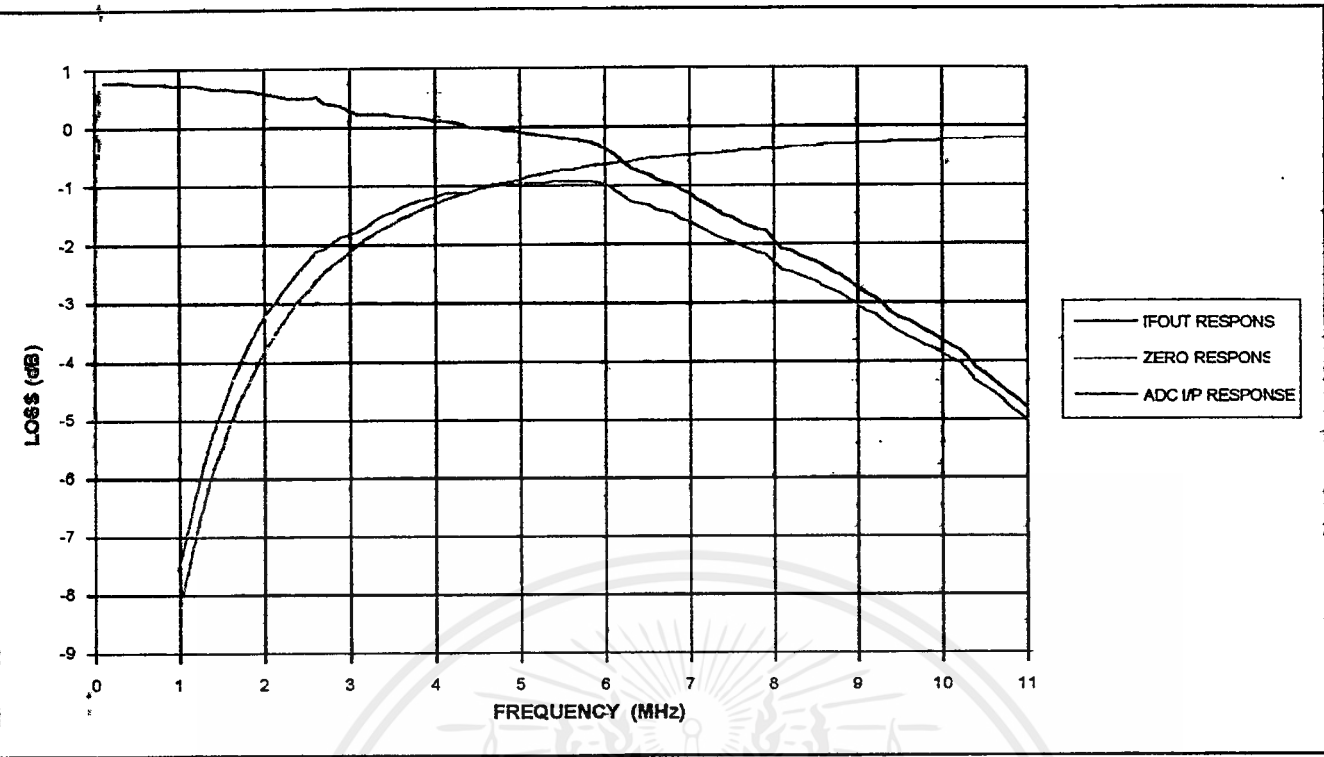


Fig.16 Typical frequency response of 3rd IF filter (on-chip)

**AGC TIME CONSTANT AND MONITORING OF GAIN LEVEL**

The third IF stage of the GP2010 has an Automatic Gain Control (AGC) to ensure that the level of the IF signal at the input to the Analog to Digital converter remains constant, giving a duty-cycle for the MAG data output of 30%.

$$\frac{\Delta V_{agc}}{\Delta t} = \frac{50\mu A}{C_{agc}} \quad \therefore \Delta t = \frac{C_{agc} \times \Delta Gain}{400 \times (50 \times 10^{-6})}$$

For example, a 40dB change in gain gives:-

$$\Delta V_{agc} = 100mV \text{ and } \Delta t = 2000 \times C_{agc}$$

In most applications, the time-constant ( $\Delta t$ ) of the AGC can be fixed to approximately 2ms with the connection of a 100nF capacitor between pins AGC+ (pin 22) and AGC- (pin 21). However, there are now applications using "pseudolites" for aircraft landing systems where the AGC will need to have a much shorter time-constant, maybe in the order of 50 $\mu$ s, to cope with the huge difference in RF signal level from these and the satellites in the sky.

The level of gain reduction by the AGC can be monitored by measuring the change in differential voltage across the AGC capacitor ( $C_{agc}$ ). This voltage can also be used to drive a differential amplifier to give a voltage change with respect to 0V (Vee), see fig.17.

The time-constant of the AGC with a given capacitor ( $C_{agc}$ ) connected between AGC+ and AGC- is dependent on the required gain change.

The ratio of gain adjustment ( $\Delta Gain$ ) to the change of voltage across the AGC capacitor ( $\Delta V_{agc}$ ) is approximately 400dB/V. (Although NOT linear over the whole gain adjustment range, 0.4dB/mV is a reasonable approximation).

For the case of a large interfering signal (in close proximity to a pseudolite, for example) driving the AGC to reduce gain, the recovery time after the interfering signal disappears depends upon the rate of change of  $\Delta V_{agc}$ . For large gain changes the AGC capacitor is charged/discharged by a 50 $\mu$ A current.

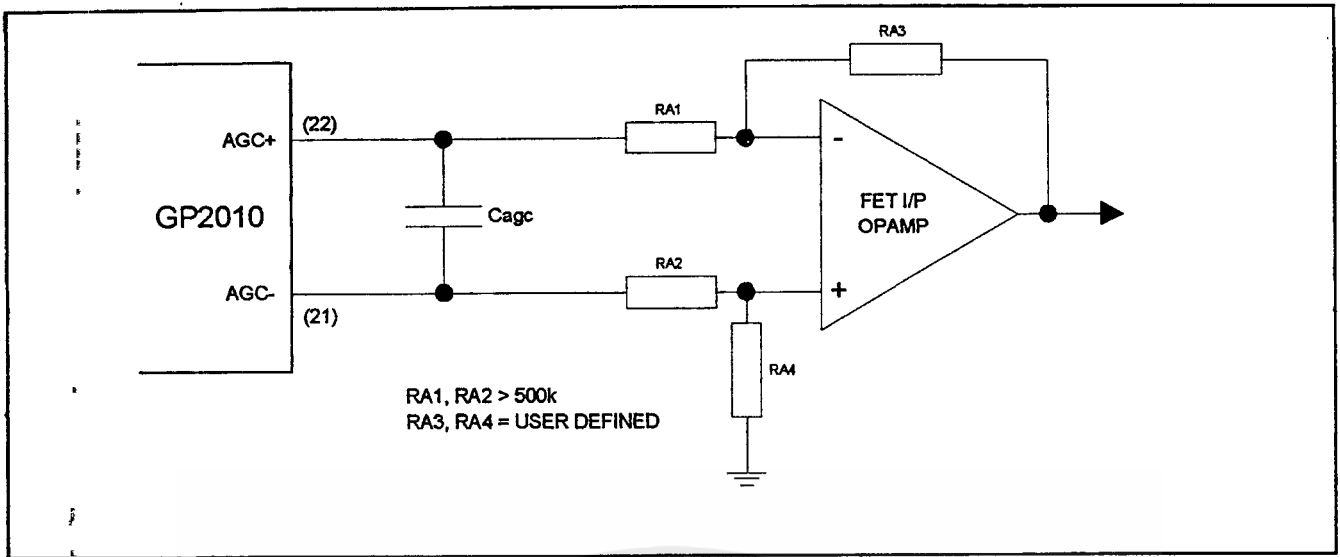


Fig.17 A differential amplifier buffer used to monitor AGC

The following points should be noted when applying this circuit to the GP2010:-

- 1) The output DC bias on AGC+ (pin 22) and AGC- (pin 21) can vary from  $V_{cc}$  to  $(V_{cc}-0.4V)$  maximum. The op amp should have the capability of measuring these DC voltages with a high common-mode-rejection-ratio (CMRR).
- 2) The load impedance of the differential amplifier must be greater than  $1M\Omega$ , to ensure the AGC performance is NOT affected.
- 3) An op amp with a very-low input offset current should be used (e.g FET input).

This circuit will *not* provide an indication of received GPS signal power, because this is buried in the background noise over a 2MHz bandwidth. A change in AGC differential voltage will provide an indication of jamming signals and whether the front-end LNA (connected between the antenna and GP2010) is operating. Fig.18 shows how the voltage on AGC+ (pin22) varies with respect to the voltage on AGC- (pin21), when a CW signal at 1575.42MHz is applied to the RF input of a GP2010 Demonstration Board.

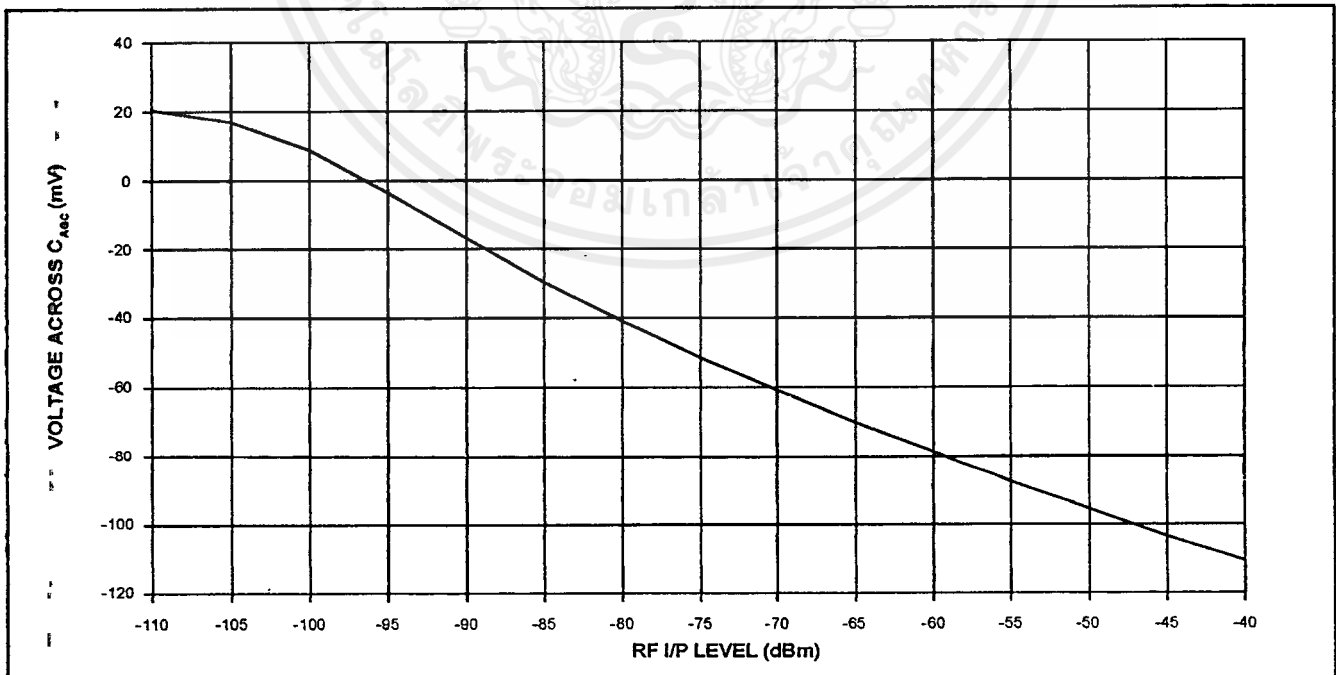


Fig.18 Typical variation in voltage across AGC capacitor (AGC+ -> AGC-) with change in RF level to GP2010 Demo board - typical at 25°C

## GP2010 JAMMING SUSCEPTIBILITY

The GP2010 uses a triple-conversion frequency plan to provide a superior anti-jamming performance. The L band is increasingly being used for more RF applications besides GPS and so it will become more congested with GPS hostile signals.

The method used for showing the effects of a jamming signal applied to the RF Input of a GP2010 was to 'sweep' a jamming signal of a known power level across a pre-determined frequency spectrum combined with a GPS signal

from a GPS active antenna. The GP2010 was configured as part of a complete receiver known as GPSBuilder-2, which operates with an IBM-compatible personal computer. In this configuration, the signal-to-noise ratio of a correlated GPS signal could be monitored whilst the jamming signal frequency was swept. The RF configuration used for this experiment is shown in fig.19.

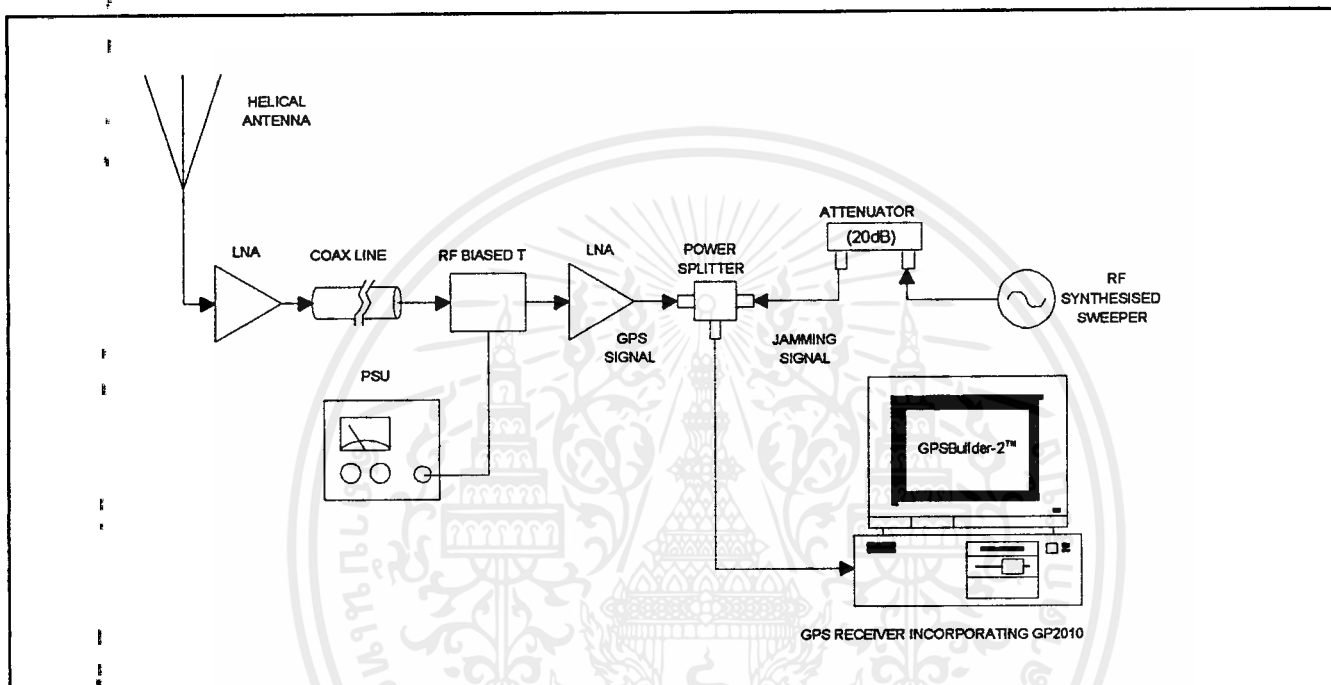


Fig.19 Setup used to test GP2010 Jamming susceptibility

GPSBuilder-2 is available from GEC Plessey Semiconductors (refer to GPSBuilder-2 Product Brief No. DS4004).

A -40dBm signal (which simulates a very high level jamming signal) was swept from 1200MHz to 1850MHz to highlight any areas of susceptibility to jamming, with the effects being visible from the data logged signal to Noise Ratio (SNR) from GPSBuilder-2. The plot in fig. 20 shows the SNR of the GPS data from a satellite known to be in a well elevated position in the sky, and the effect of the swept jamming signal across a 1200 to 1850MHz frequency range.

Note that the GPS data SNR is very poor when the jammer is at 1224.58MHz (the image frequency of 1575.42MHz). In fact the receiver loses the GPS data completely in this instance. This is due to the AGC in Stage 3 adjusting the gain for the jamming signal, and so the noise in which the GPS data is buried will see insufficient gain in the GP2010 to give a valid data output. Also, the Stage 2 mixer will go into gain compression. The same is also true when the jammer is at 1575.42MHz which is the L1 band signal frequency.

The plot in fig.20 should be used as a guide for when the GP2010 is likely to encounter interference signals (e.g. from Mobile phones (PDC)). The jamming resistance is very good unless jamming signals appear at the following frequencies (within  $\pm 3\text{MHz}$ ):-

1224.58MHz  
1295.42MHz  
1435.42MHz  
1504.58MHz  
1575.42MHz

All these frequencies produce a component at the IFOUT (pin 1) at a frequency of 4.309MHz

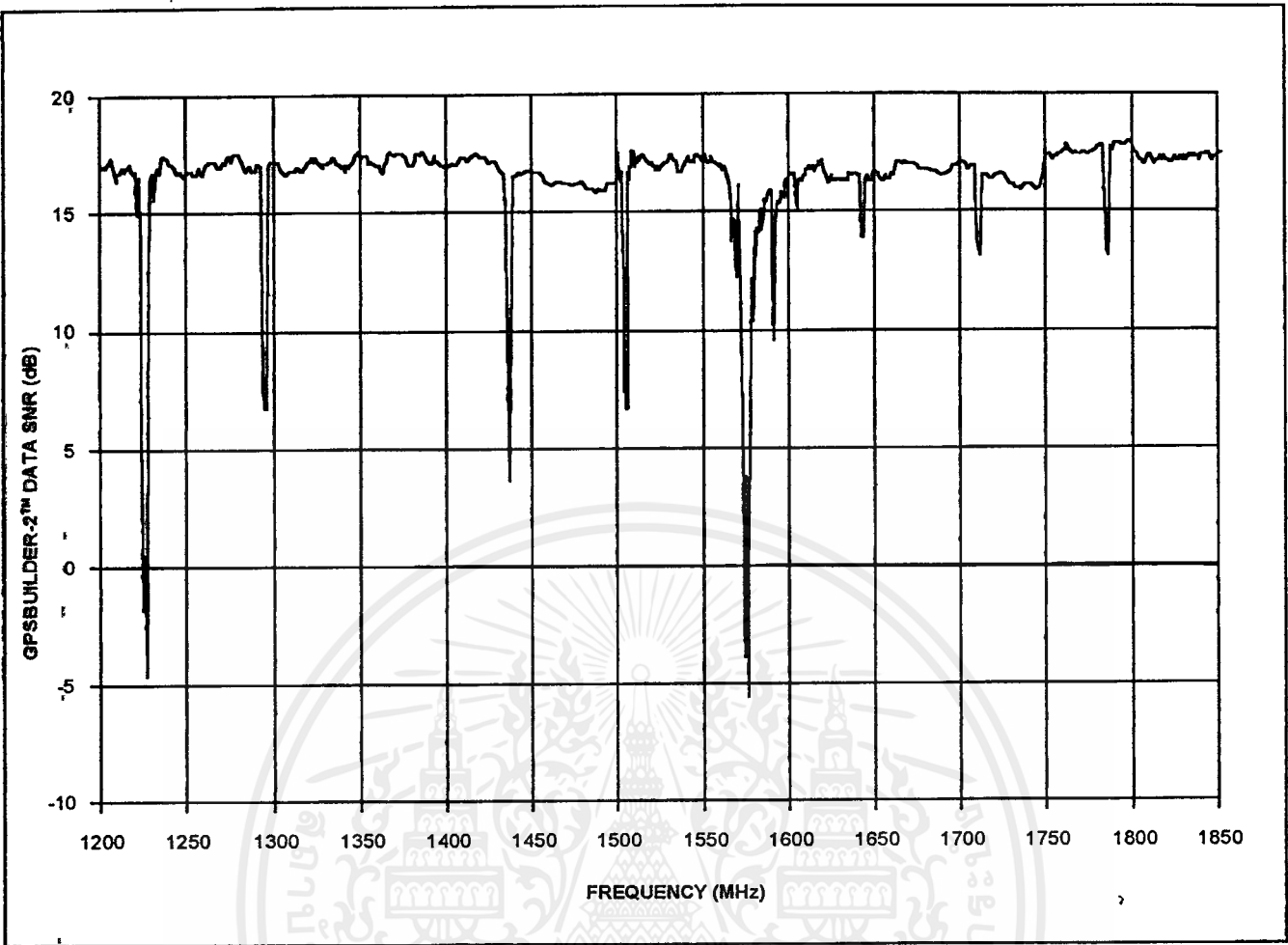


Fig.20 Correlated GPS data Signal to Noise with a swept  $-40\text{dBm}$  Jamming signal across 1200MHz to 1850MHz

An interference signal at 1224.58MHz is unlikely due to its closeness to the L2 band GPS signal frequency at 1227.6MHz.

There is a dip in the response at 1504.58MHz, because this frequency mixes down to 104.58MHz at the first IF, where it becomes the image of the second IF. 1295.42MHz similarly mixes down to 104.58MHz at the first IF. The effect of both frequencies can be reduced by increasing the rejection of the first IF filter at 104.58MHz.

In any application where high-energy, out-of-band interference signals are expected at the RF i/p (pin 29) of the GP2010, it is best to try and filter out the signals before they enter the RF I/P. This can be achieved by cascading multi-pole ceramic filters in the RF signal line. It is vital that the amplitude of any RF interference signal is kept well below the minimum specification for Mixer 1 1dB Gain Compression (10dB below gives good margin) - refer to GP2010 datasheet - Electrical Characteristics. Otherwise, the GP2010 will gain-compress on the interference signal, and hence gain-compress the wanted GPS signal.







# DW9255

## 35.42MHz SAW FILTER FOR GLOBAL POSITIONING SYSTEM RECEIVERS

The DW9255 is a Surface Acoustic Wave (SAW) bandpass filter for use with the GP2000 Global Positioning System (GPS) receiver chip-set, available from GEC Plessey Semiconductors. It is pre-tuned to the exact 2nd IF filter requirements of the GP2010 & GP2015 RF front-end devices, with a centre-frequency of 35.42MHz. The response is tuned for a flat passband, steep stopband and uniform passband group-delay with 3 external inductors. The device is realised on a Lithium Tantalate substrate and housed in a small leadless ceramic Surface Mount package.

The DW9255 gives significant improvement in correlated GPS Signal-to-Noise Ratio (SNR) performance compared to conventional LC bandpass filter schemes. This aids satellite signal acquisition and tracking capability from the GP2000 GPS chip-set. This device effectively filters out-of-band (unwanted) noise in the GPS signal. The Automatic Gain Control (AGC) within the GP2010 and GP2015 RF Front-end devices will then operate only on in-band noise for optimum gain and superior correlated GPS signal strength.

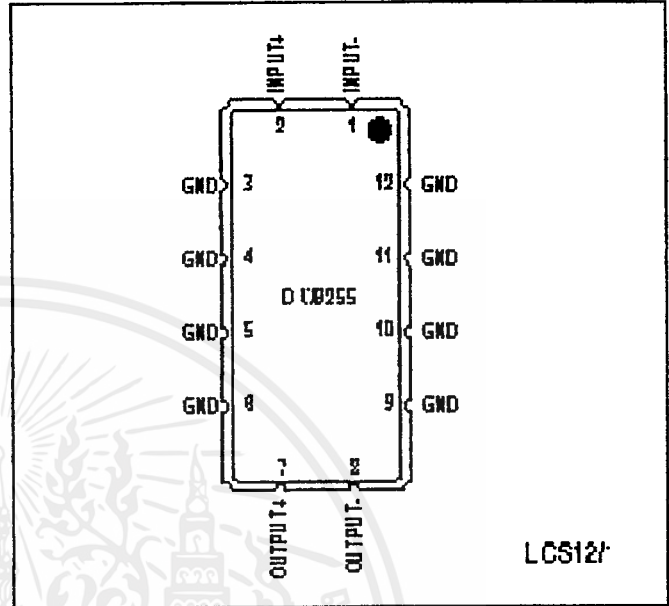


Fig.1 Pinout

### FEATURES

- Centre Frequency of 35.42MHz
- Insertion Loss of 17dB ±1dB (typical)
- 1dB Bandwidth 1.9MHz (typical)
- Passband Ripple 0.8dB (typical)
- Low Profile Ceramic Surface Mount Package
- Operating Temperature Range -40° to +85°C

### RELATED PRODUCTS AND PUBLICATIONS

Part	Description	Data Reference
GP2010	GPS receiver RF Front-end	DS4056
GP2015	Miniature GPS receiver RF Front-end	DS4374

### APPLICATION

- Commercial Global Positioning

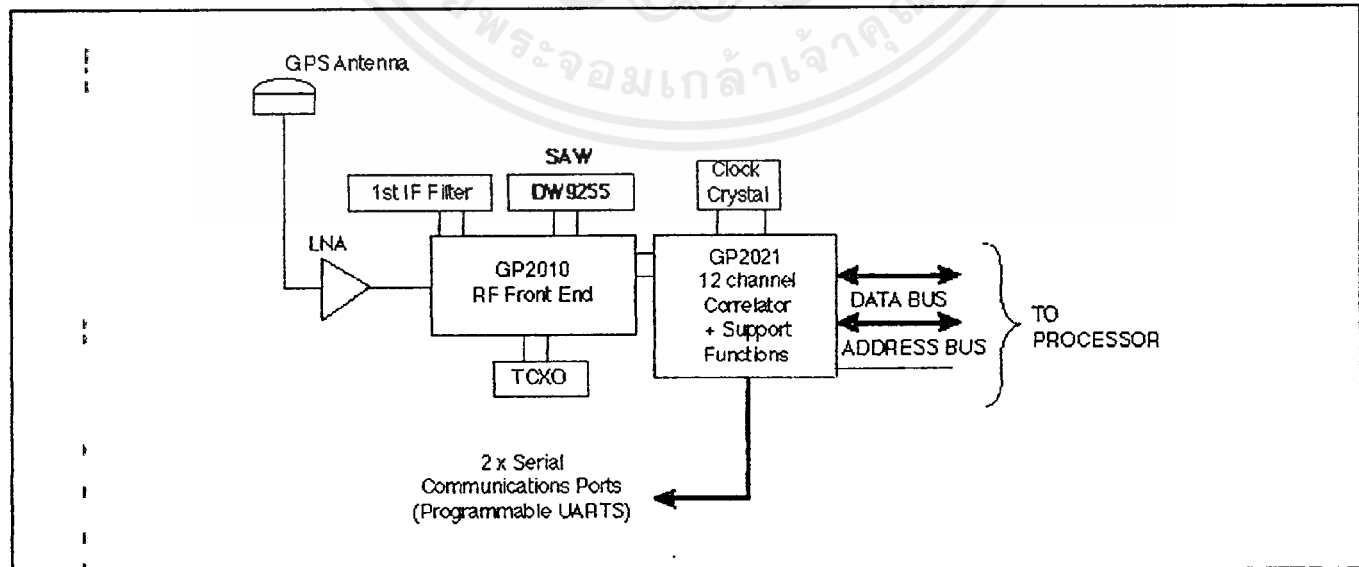


Fig.2 DW9255 used with GPS chipset

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Typ. @ 25°C)

Parameter	Min	Typ	Max	Units
Centre Frequency	-	35.42	-	MHz
1dB Bandwidth	1.6	1.9	-	MHz
Insertion Loss	16	17	18	dB
Amplitude Ripple (34.62 to 36.22MHz)	-	0.8	1.6	dB (pk to pk)
Relative Attenuation (relative to insertion loss)				
<28MHz	35	40	-	dB
<31MHz	30	35	-	dB
<33.5MHz	21	25	-	dB
>37.5MHz	21	25	-	dB
>40MHz	25	30	-	dB
>50MHz	30	40	-	dB
>63MHz	28	35	-	dB
>73 - 110MHz	40	45	-	dB
Group Delay Ripple (34.62 to 36.22MHz)	-	190	300	ns
Maximum Group Delay (34.62 to 36.22MHz)	-	1.6	1.7	µs
Operating Temperature Range	-40	-	+85	°C

## DW9255 used as 2nd IF filter for GP2010

Centre Frequency	35.42MHz
Pass Band	±1.0MHz (within ±1.0dB)
Insertion loss	14-18dB
3rd IF Image frequency at 2nd IF	26.8MHz
Source Impedance	500Ω typical
Load Impedance	1000Ω typical

The second external IF filter is connected between the output of Stage 2 and input of Stage 3. It is required to define the bandwidth of the RF section of the GPS receiver, hence it is critical to the receiver performance. The filter should be flat across the 2MHz bandwidth of the GPS Coarse-Acquisition

(C/A) code signal. It should also have high rejection (greater than 20dB) beyond this bandwidth, and so should have a brick-wall type response at these extremes. The DW9255 SAW filter provides a 1dB Bandwidth of typically 1.9MHz centred on 35.42MHz, with a typical pass band ripple of 0.8dB, when the SAW input and output capacitance is resonantly matched with inductors of optimum value. The out-of-band signal rejection is better than 21dB at ±2.0MHz, and better than 35dB at ±7.5MHz.

The frequency response of the DW9255 SAW filter with matching components is shown in Fig. 3. The matching components used with the GP2010 device are shown in Fig. 4.

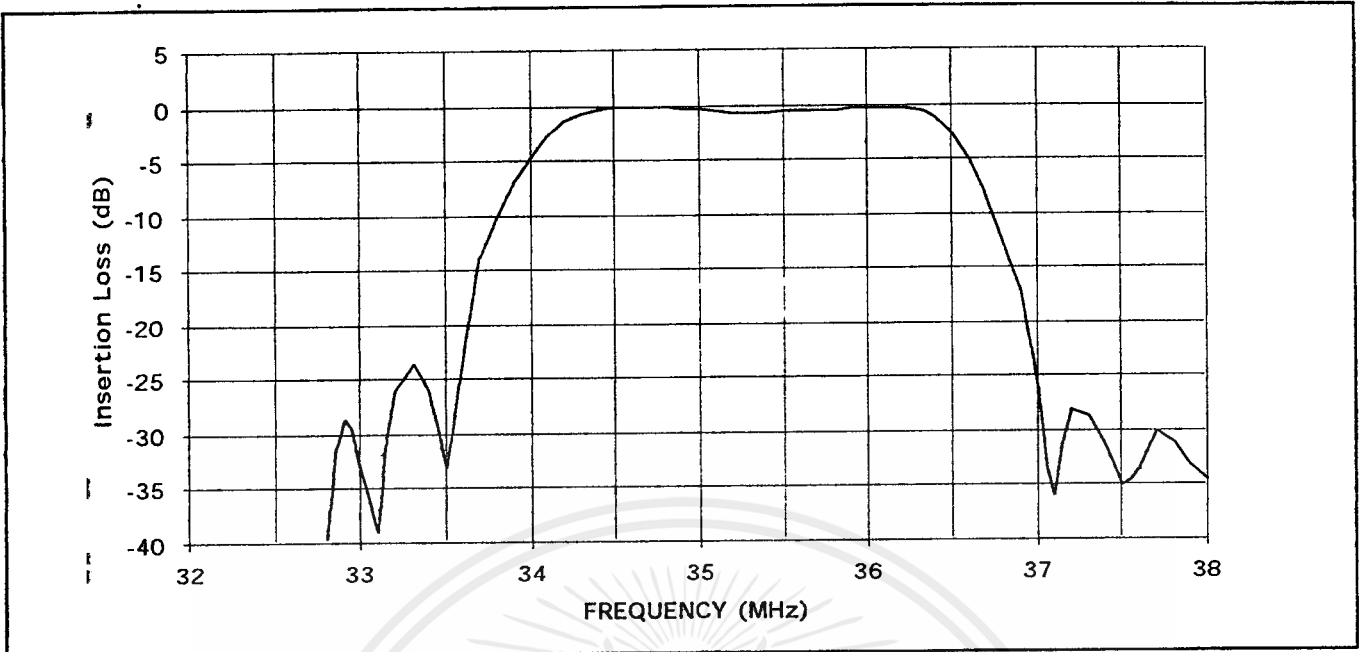


Fig.3 Typical frequency response of DW9255 SAW filter used as 2nd IF filter

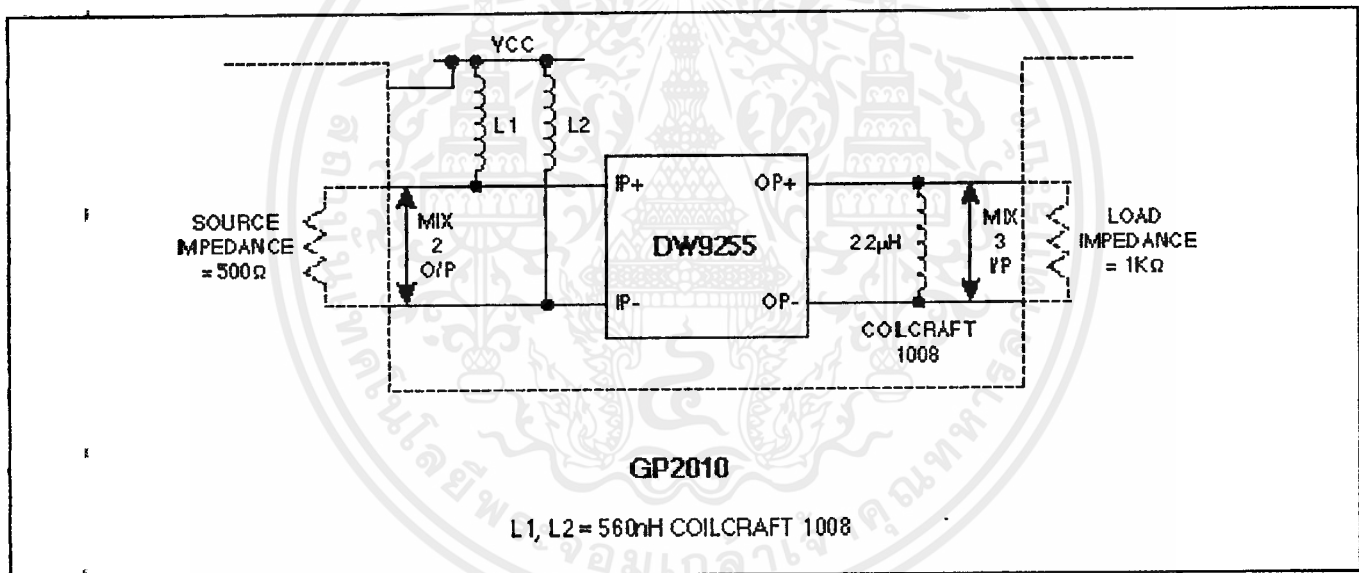


Fig.4 Typical matching components when used with GP2010 GPS Front-end IC

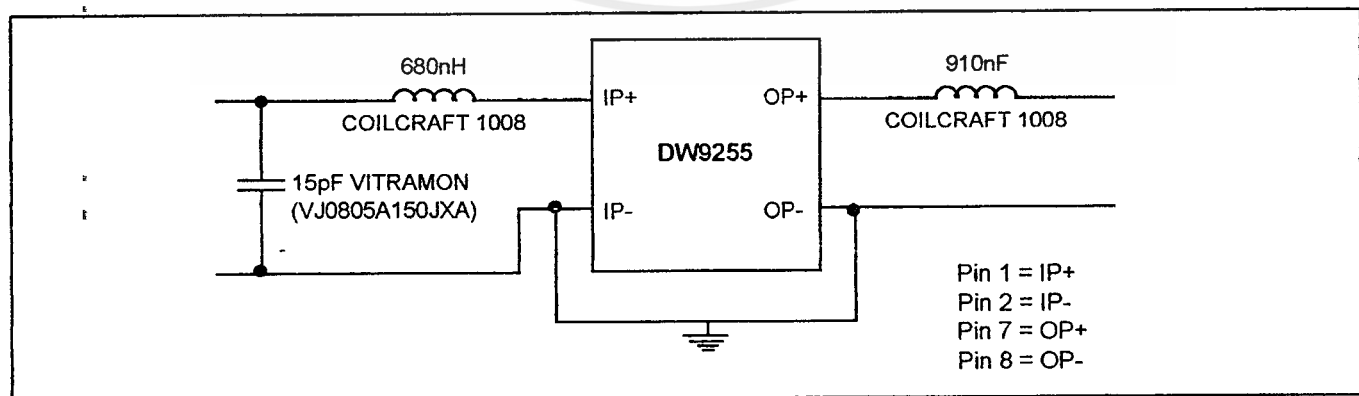
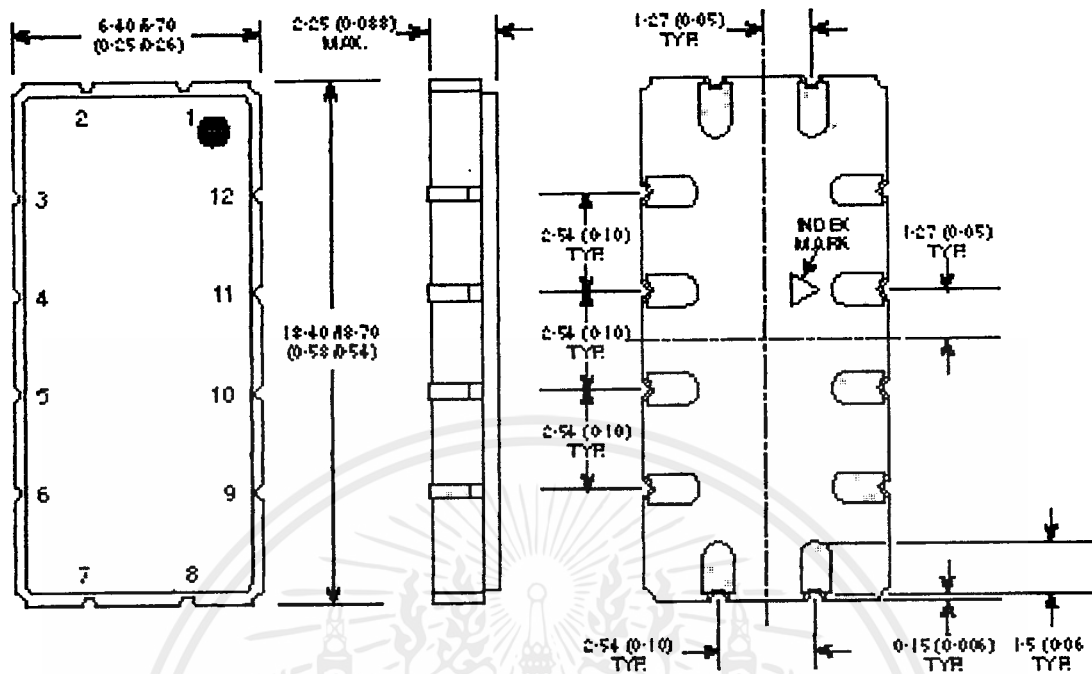


Fig.5 50Ω Matching network

## PACKAGE OUTLINE



## NOTES

1. Controlling dimensions are millimetres.
2. This package outline diagram is for guidance only. Please contact your GPS Customer Service Centre for further information.

## 12-PAD LEADLESS CHIP CARRIER (SEAM SEAL) - LCS121



**HEADQUARTERS OPERATIONS**  
**GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS**  
 Cheney Manor, Swindon,  
 Wiltshire SN2 2QW, United Kingdom.  
 Tel: (01793) 518000  
 Fax: (01793) 518411

**GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS**  
 P.O. Box 660017  
 1500 Green Hills Road,  
 Scotts Valley, California 95067-0017,  
 United States of America.  
 Tel: (408) 438 2900  
 Fax: (408) 438 5576

## CUSTOMER SERVICE CENTRES

- FRANCE & BENELUX Les Ulis Cedex Tel: (1) 69 18 90 00 Fax: (1) 64 46 06 07
- GERMANY Munich Tel: (089) 3609 06-0 Fax: (089) 3609 06-55
- ITALY Milan Tel: (02) 6607151 Fax: (02) 66040993
- JAPAN Tokyo Tel: (03) 5276-5501 Fax: (03) 5276-5510
- KOREA Seoul Tel: (2) 5668141 Fax: (2) 5697933
- NORTH AMERICA Scotts Valley, USA Tel: (408) 438 2900 Fax: (408) 438 7023.
- SOUTH EAST ASIA Singapore Tel: 3827708 Fax: 3828872
- SWEDEN Stockholm Tel: (8) 702 97 70 Fax: (8) 640 47 36
- TAIWAN, ROC Taipei Tel: (2) 5461260. Fax: (2) 7190260
- UK, EIRE, DENMARK, FINLAND & NORWAY  
 Swindon Tel: (01793) 518527/518566 Fax: (01793) 518582

These are supported by Agents and Distributors in major countries world-wide.  
 © GEC Plessey Semiconductors 1996 Publication No. DS3861 Issue No. 2.5 April 1996  
 TECHNICAL DOCUMENTATION - NOT FOR RESALE. PRINTED IN UNITED KINGDOM.

This publication is issued to provide information only which (unless agreed by the Company in writing) may not be used, applied or reproduced for any purpose nor form part of any order or contract nor to be regarded as a representation relating to the products or services concerned. No warranty or guarantee express or implied is made regarding the capability, performance or suitability of any product or service. The Company reserves the right to alter without prior notice the specification, design or price of any product or service. Information concerning possible methods of use is provided as a guide only and does not constitute any guarantee that such methods of use will be satisfactory in a specific piece of equipment. It is the user's responsibility to fully determine the performance and suitability of any equipment using such information and to ensure that any publication or data used is up to date and has not been superseded. These products are not suitable for use in any medical products whose failure to perform may result in significant injury or death to the user. All products and materials are sold and services provided subject to the Company's conditions of sale, which are available on request.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่เว้นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# DW9255

## SAW BANDPASS FILTER FOR GLOBAL POSITIONING SYSTEMS

(Supersedes version in February 1995 Microwave Products Handbook, HB3198-2)

### GENERAL DESCRIPTION

The DW9255 is a SAW Bandpass filter operating at 35.42MHz with a passband width of 1.8MHz. The device is realised on a Lithium Tantalate substrate and housed in a leadless ceramic surface mount package.

The filter is customised for operation with the GEC Plessey Semiconductor Global Positioning Receiver chip set.

Competitive technologies include lumped element LC filters which offer substantially reduced performance at the expense of increased size but reduced cost.

### OPERATION

A block diagram of a typical Global Positioning Receiver architecture is shown in Fig 1. GPS receivers operate at 1575.2MHz using a spread spectrum signal with 1.023Mbps BPSK modulation. The signal at the antenna is about -130dBm so the wanted signal is actually below the noise level.

The front end may consist of a low noise discrete transistor amplifier sandwiched by two high Q ceramic filters. The signal is then downconverted within the GP2010 chip using an

internally synthesised 1400MHz local oscillator. The 1dB input compression point of -20dBm means that with subsequent filtering it is possible to reject large out of band jamming or interference signals. The output of this first stage downconversion is at 175.42MHz. In avionic or military applications where potential interfering signals may be in close proximity e.g. Inmarsat transmitters, it is recommended that a SAW filter be used to provide the pre-requisite levels of immunity to interference. In civil and commercial applications simple LC filtering should be adequate.

The second stage downconversion provides further gain and mixes down the signal using an internally generated 140MHz local oscillator to a second IF at 35.42MHz. At this point it is recommended that the GEC Plessey Semiconductor DW9255 SAW filter is used. The filter has a bandwidth of 1.8 MHz as required to pass the GPS data rate. The signal shaping features of the SAW filter at this second IF are a major determinant factor in the overall signal to noise figure of the system. Use of an LC filter in this application will degrade the S/N figure by over 3dB. The probable implication of this degradation is most apparent in reduced acquisition in urban areas of application and increased acquisition time in maritime applications.

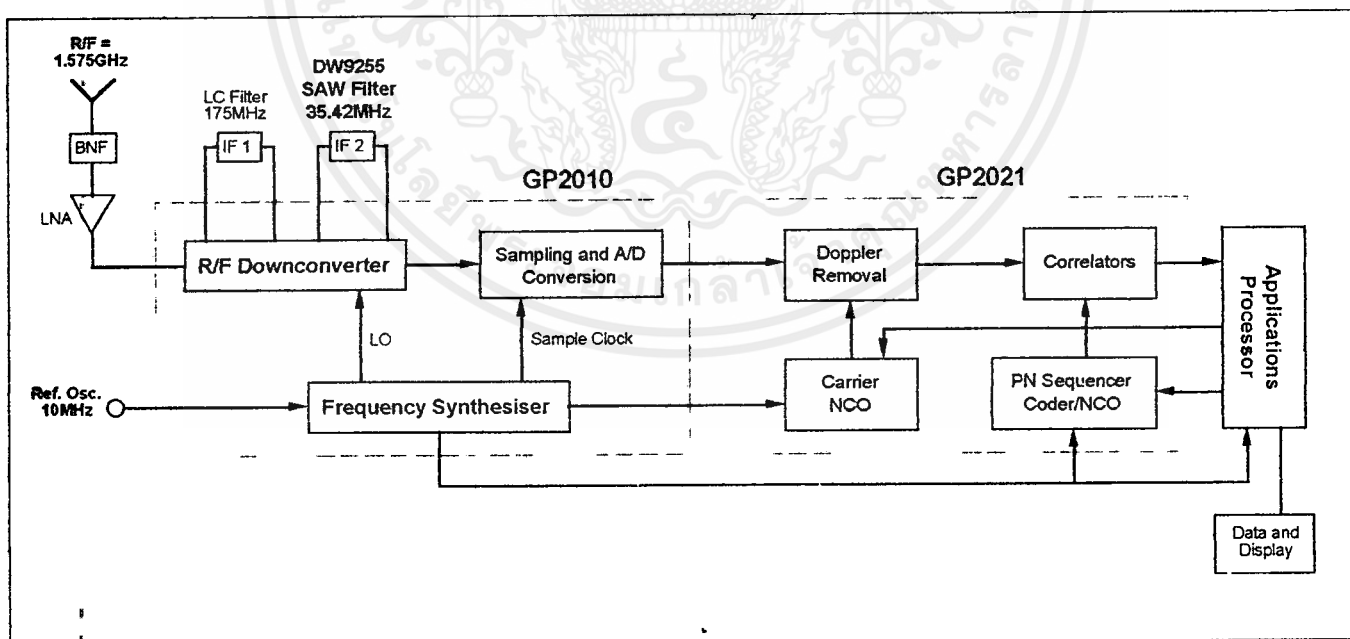


Figure 1: Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Furthermore, the filter provides rapid roll-off to suppress unwanted adjacent channel interference. This interference problem becomes all the more apparent when the signal undergoes a third downconversion using a 31.1MHz local oscillator to 4.31MHz. Although some on chip LC filtering is provided within the GP2010 chip, filtering from the DW9255 SAW filter is essential to suppress in particular, spuri from the sampling clock at 5.71MHz, only 1.4MHz off the centre frequency. The DW9255 SAW filter provides over 10dB rejection to this potential source of interference. It does this in a very compact space needing only single element chip inductors shunted across the input and output terminals. In addition the group delay ripple and the in-band ripple of the filter are maintained below 100ns and 0.5dB respectively. The tight control of these parameters is essential if the system Bit Error Rate (BER) and resolution is to be realised.

Simple compact LC lumped element filters can only be used in place of the DW9255 SAW filter at significant expense to the overall system performance. In particular it is deemed unsuitable for urban transportation and marine applications, where triangulation may not be achievable due to the inability to locate the requisite number of satellites.

### SAW FILTER DESIGN

Lithium tantalate is chosen as the piezoelectric SAW substrate because of its significantly better temperature stability over Lithium Niobate. More importantly, a "transversal" filter structure is used in preference to a "resonator" due to the simplicity of the matching networks and the option to drive the device in a balanced or unbalanced mode. Furthermore the group delay ripple in transversal filters is an order of magnitude better than equivalent resonator filters. This is particularly important in most digital communications systems as phase distortion is commonly the limiting factor in many designs. The enhanced phase ripple performance is at the expense of an increased insertion loss, typically 16dB. This has little to no effect on the system noise figure being buffered in the second IF. The impedance of the SAW device is designed to permit a simple single element inductive matching network on both the input and output to the device.



## INSTALLATION

The DW9255 SAW filter is supplied in a hermetically sealed, surface mount ceramic package.

Shunt matching inductors are recommended to match the input and outputs to the SAW as shown in Fig 2.

## ORDERING INFORMATION

The DW9255 is available in a SMT ceramic LCC, suitable for automated assembly systems.

## RELATED PRODUCTS

GP2010	GPS Receiver - RF Front End
GP2021	GPS Receiver - 12 channel correlator
P60 ARM	ARM 60 RISC Microprocessor



**HEADQUARTERS OPERATIONS**  
**GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS**  
 Cheney Manor, Swindon,  
 Wiltshire SN2 2QW, United Kingdom.  
 Tel: (01793) 518000  
 Fax: (01793) 518411

**GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS**  
 P.O. Box 660017  
 1500 Green Hills Road,  
 Scotts Valley, California 95067-0017,  
 United States of America.  
 Tel: (408) 438 2900  
 Fax: (408) 438 5576

### CUSTOMER SERVICE CENTRES

- FRANCE & BENELUX Les Ulis Cedex Tel: (1) 69 18 90 00 Fax: (1) 64 46 06 07
- GERMANY Munich Tel: (089) 3609 06-0 Fax: (089) 3609 06-55
- ITALY Milan Tel: (02) 6607151 Fax: (02) 66040993
- JAPAN Tokyo Tel: (03) 5276-5501 Fax: (03) 5276-5510
- KOREA Seoul Tel: (2) 5668141 Fax: (2) 5697933
- NORTH AMERICA Scotts Valley, USA Tel (408) 438 2900 Fax: (408) 438 7023.
- SOUTH EAST ASIA Singapore Tel: 3827708 Fax: 3828872
- SWEDEN Stockholm Tel: (8) 702 97 70 Fax: (8) 640 47 36
- TAIWAN, ROC Taipei Tel: (2) 5461260. Fax: (2) 7190260
- UK, EIRE, DENMARK, FINLAND & NORWAY  
 Swindon Tel: (01793) 518527/518566 Fax: (01793) 518582

These are supported by Agents and Distributors in major countries world-wide.

© GEC Plessey Semiconductors 1996 Publication No. AN3834 Issue No. 2.3 July 1996

TECHNICAL DOCUMENTATION - NOT FOR RESALE. PRINTED IN UNITED KINGDOM.

This publication is issued to provide information only which (unless agreed by the Company in writing) may not be used, applied or reproduced for any purpose nor form part of any order or contract nor to be regarded as a representation relating to the products or services concerned. No warranty or guarantee express or implied is made regarding the capability, performance or suitability of any product or service. The Company reserves the right to alter without prior notice the specification, design or price of any product or service. Information concerning possible methods of use is provided as a guide only and does not constitute any guarantee that such methods of use will be satisfactory in a specific piece of equipment. It is the user's responsibility to fully determine the performance and suitability of any equipment using such information and to ensure that any publication or data used is up to date and has not been superseded. These products are not suitable for use in any medical products whose failure to perform may result in significant injury or death to the user. All products and materials are sold and services provided subject to the Company's conditions of sale, which are available on request.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

-Kaplan, Elliot D. ed. 1996, Understanding GPS : Principles and Applications. Boston: Artech House

Publisher

-GPS Overview

<http://www.utexas.edu/depts/grg/gcraft/notes/gps/gps.html>

-GPS Standard & Signal Specification

<http://www.navcen.uscg.mil/GPS/reports/reports.htm>

-NMEA-0183

<ftp://sundae.triumf.ca/pub/peter/nmeafaq.txt>

-GEC Pressey Semiconductor.

[http://www.gpsemi.com/products/cat\\_search.cgi](http://www.gpsemi.com/products/cat_search.cgi)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้