



Treball Fi de Carrera

**Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
Especialitat en Sistemes Electrònics**

Optimització i implementació en
Simulink de l'adquisició d'una senyal
GPS amb blocs FFT

Esteve Herreros Comellas

Director: Gonzalo Seco Granados

Departament de Telecomunicacions i Enginyeria de Sistemes

**Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE)
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Setembre 2009



El sotasignat, **Gonzalo Seco Granados**, Professor de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE) de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el treball presentat en aquesta memòria de Treball Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne **Esteve Herreros Comellas**

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, de setembre de 2009

Signatura:

I. Índex

I.	Índex	1
II.	Índex de figures	3
III.	Índex de taules	6
1.	Introducció	1
2.	El sistema GPS	3
2.1.	Definició ref.[1]	3
2.2.	Els GNSS actuals ref.[6]	3
2.3.	Història ref.[8]	5
2.4.	Descripció del sistema ref.[5]	8
2.4.1.	Segment espacial	8
2.4.2.	Segment de control	9
2.4.3.	Segment d'usuari	10
2.5.	Concepte bàsic de funcionament ref.[9]	11
2.5.1.	Equacions bàsiques per trobar la posició de l'usuari	13
2.6.	Les senyals dels satèl·lits	19
2.6.1.	Els codis de soroll pseudoaleatori (Pseudo Random Noise, PRN) ref.[11]	19
2.6.2.	Codi P(Y) ref.[5]	20
2.6.3.	Codi C/A ref.[5]	21
2.6.3.1.	Generació del Codi C/A ref.[9]	21
2.6.4.	Missatge de navegació ref.[5], ref.[9]	24
2.7.	Modulacions de les senyals ref.[11], ref.[5]	26
2.7.1.	Espectre eixamplat per seqüència directa (Direct Sequence Spread Spectrum DSSS) – Accés múltiple per divisió de codi (Code Division Multiple Access CDMA)	26
2.7.2.	Modulació de desplaçament binari de fase (Binary Phase Shift Keying, BPSK)	27
2.8.	Serveis GPS ref.[5]	29
2.8.1.	Servei de posicionament precís	29
2.8.2.	Servei de posicionament estàndard	29
2.9.	El receptor ref.[9]	30
2.9.1.	Etapa d'adquisició ref.[11]	31
2.9.1.1.	Adquisició de la cerca en sèrie	32
2.9.1.2.	Adquisició de la cerca de freqüència en paral·lel	33
2.9.1.3.	Adquisició de la cerca de fase de codi en paral·lel	34
3.	Estudi i disseny de l'etapa d'adquisició del receptor GPS	37
3.1.	La generació del codi C/A	37
3.1.1.	Mitjançant codi Matlab	37
3.1.2.	Mitjançant blocs Simulink	41
3.2.	El disseny implementat en l'etapa d'adquisició	44
3.2.1.	Mitjançant codi Matlab	44
3.2.1.1.	Tractament previ de la senyal i el codi C/A	44
3.2.1.2.	Anàlisi de la correlació amb escombrat de freqüències de correcció Doppler	50
3.2.2.	Mitjançant blocs propis de Simulink	56
3.2.2.1.	Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació amb escombrat de freqüències Doppler	57
3.2.2.2.	Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació d'un fragment de dades	62
3.2.3.	Mitjançant Simulink amb blocs FFT/IFFT de Xilinx	68
3.2.3.1.	Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació utilitzant 3 blocs	68

	3.2.3.2. Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació utilitzant 1 bloc FFT/IFFT.....	73
4.	Conclusions	79
5.	Annexos	80
6.	Referències	82

II. Índex de figures

Figura 1. Dibuix on es mostra la constel·lació dels satèl·lits que envolten la terra distribuïts als sis plànols orbitals.	8
Figura 2. Mapamundi en el qual se situen la Estació de Control Mestre, les Estacions de Monitoratge i les Antenes Terra.....	9
Figura 3. Esquema que mostra l'enllaç de comunicacions entre la Estació de Control Mestre, les Estacions de Monitoratge, les Antenes Terra i els satèl·lits.....	10
Figura 4. Representació unidimensional en un eix de la posició de l'usuari i dos satèl·lits S1 i S2, ref.[9].	11
Figura 5. Representació bidimensional per determinar la posició de l'usuari mitjançant el radi que determinen cada una de les tres esferes, ref.[9].....	11
Figura 6. Il·lustració on es representa la determinació de la posició de l'usuari a partir de les quatre distàncies o radis de les esferes que defineixen els satèl·lits.....	12
Figura 7. Mitjançant les tres posicions conegudes de tres satèl·lits es pot determinar la posició desconeguda de l'usuari, ref.[9].	13
Figura 8. Esquema del generador de codi C/A, ref.[11].	24
Figura 9. Esquema de classificació en diferents formats de les dades de navegació GPS, ref.[9].	25
Figura 10. Esquema de l'estructura i les dades que contenen cada una de les 5 subtrames que defineixen una trama de dades del missatge de navegació, ref.[5].	26
Figura 11. Espectre freqüencial de la senyal modulada amb la portadora L_1 i la portadora L_2 , ref.[5].....	28
Figura 12. Esquema on es representa la tècnica d'eixamplat espectral per seqüència directa amb els codis C/A i P(Y), i la modulació BPSK del missatge de navegació en les portadores L_1 i L_2 , ref.[5].	28
Figura 13. Diagrama de blocs de les etapes d'un receptor GPS. Aquestes es poden classificar segons la naturalesa que es pot desenvolupar el seu disseny, és a dir, per hardware o bé per software, ref.[9].	30
Figura 14. Diagrama de blocs de la implementació de l'adquisició de la cerca en sèrie, ref.[11].	33
Figura 15. Diagrama de blocs de la implementació de l'adquisició de la cerca de freqüència en paral·lel, ref.[11].	34
Figura 16. Diagrama de blocs de la implementació de l'adquisició de la cerca de fase de codi en paral·lel, ref.[11].	36
Figura 17. Funció que genera les seqüències PRN del codi C/A.	38
Figura 18. Gràfica que mostra els 1023 xips de codi PRN del satèl·lit 16 generats amb els seus valors (1 o -1).	39
Figura 19. Gràfica on es visualitza el resultat d'autocorrelació del codi PRN del satèl·lit 16 utilitzant la funció <code>xcorr()</code> . Es veu clarament el pic (valor màxim), el qual dona l'evidència que el codi C/A implementat al GPS té bones propietats de correlació.	39
Figura 20. Aspecte que presenta l'espectre freqüencial del codi PRN del satèl·lit 16, aplicant la FFT.	40
Figura 21. Captura del bloc generador PRN en Simulink.	41
Figura 22. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc generador PRN en Simulink.	42
Figura 23. Captura de les gràfiques que representen la generació PRN del bloc Scope de Simulink.	43
Figura 24. Representació gràfica d'un fragment de 500 mostres de la senyal capturada.	45
Figura 25. Espectre de la senyal abans de passar-la a banda base. Mitjançant la funció <code>fft()</code> es pot obtenir la senyal al domini freqüencial.	46
Figura 26. Espectre de la senyal abans de passar-la a banda base, en aquest cas s'ha centrat a la freqüència 0Hz.....	46

Figura 27. Espectre de la senyal baixada en banda base.	47
Figura 28. Espectre de la senyal baixada en banda base, centrada a la freqüència 0Hz.48	
Figura 29. Representació gràfica de la seqüència PRN del satèl·lit 16 amb un mostreig de 16 (mostres/xip).....	49
Figura 30. Aspecte que presenta l'espectre freqüencial del codi PRN del satèl·lit 16 sobremostrejat a 16 (mostres/xip), aplicant la FFT.....	49
Figura 31. Script en codi Matlab que realitza la implementació de dos mètodes de correlacions amb un escombrat de freqüències de correcció Doppler.....	52
Figura 32. Correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5000Hz.....	53
Figura 33. Correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz.....	53
Figura 34. Correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 6000Hz.....	54
Figura 35. Primer interval de correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz.	54
Figura 36. Segon interval de correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz.	55
Figura 37. Tercer interval de correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz.	55
Figura 38. En aquesta gràfica s'observen dos pics resultants de la correlació que s'ha realitzat en un interval de 2ms. Els dos pics són determinats per la coincidència de dos seqüències PRN de la senyal d'1ms cada una amb la seqüència PRN generada de 2ms.56	
Figura 39. Captura del bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler en l'entorn Simulink.....	58
Figura 40. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler en l'entorn Simulink.....	59
Figura 41. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar el satèl·lit 16 en el bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler.61	
Figura 42. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar el satèl·lit 21 en el bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler.62	
Figura 43. Captura del bloc d'adquisició en l'entorn Simulink.	63
Figura 44. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc d'adquisició en l'entorn Simulink.	64
Figura 45. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 16 amb la freqüència de correcció 5.5Khz correlant trames d'1ms.	65
Figura 46. Script que genera una taula dels pics amb els seus retards de la correlació. 66	
Figura 47. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 16 amb la freqüència de correcció 5.5Khz correlant trames de 2ms.	67
Figura 48. Bloc "Gateway In" de Xilinx amb la seva finestra de configuració.	69
Figura 49. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc d'adquisició en l'entorn Simulink. En aquest cas els diferents blocs que realitzen la correlació s'han integrat en un únic bloc destacat en color vermell.	69
Figura 50. Bloc FFT/IFFT de Xilinx amb la seva finestra de configuració.....	70
Figura 51. Captura dels blocs que estan integrats en el bloc "Correlació creuada circular" utilitzant tres blocs FFT/IFFT de Xilinx.....	71
Figura 52. Captura de les gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 16 amb la freqüència de correcció 5.5Khz, després d'una simulació de la correlació realitzada amb tres blocs FFT/IFFT de Xilinx.	72
Figura 53. Diagrama d'estats pel disseny d'implementació d'un bloc FFT/IFFT de Xilinx a l'etapa d'adquisició.	75
Figura 54. Captura dels blocs que estan integrats en el bloc "Correlació creuada circular" utilitzant un bloc FFT/IFFT de Xilinx.	76

Figura 55. Captura de les gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 21 amb la freqüència de correcció 4Khz, després d'una simulació de la correlació realitzada amb un sol bloc FFT/IFFT de Xilinx..... 77

III. Índex de taules

Taula 1. Comparació dels GNSS actuals: el GPS i el GLONASS, ref.[2].	4
Taula 2. Constel·lació de satèl·lits del GPS el dia 6 d'agost del 2009. Classificats segons el pla de la òrbita, el de bloc de llançament i el tipus de rellotge. També hi surten les dates que han estat temporalment fora de servei, ref.[4].	7
Taula 3. Correlació creuada de Codis Gold, ref.[9].	20
Taula 4. Taula d'operacions equivalents, ref.[9].	21
Taula 5. Assignacions de la fase del codi per a cada satèl·lit, ref.[9].	23
Taula 6. On es comparen el temps d'execució, les repeticions i la complexitat dels tres mètodes que s'implementen en l'adquisició, ref.[11].	36

1. Introducció

Des de la invenció dels primers instruments i objectes dedicats a la navegació que van permetre a l'esser humà orientar-se durant els trajectes llargs i desconeguts, que els portava a explorar noves terres, fins als nous sistemes de posicionament terrestre global han transcorregut alguns mil·lennis. Si es compara amb el temps des de que van aparèixer els primers sistemes de telecomunicacions, la diferència és d'un segle i mig pràcticament.

Aquesta comparança dona a entendre que en els darrers segles de l'existència de l'home, la tecnologia ha evolucionat considerablement. Això ha estat possible gràcies als grans descobriments i teories que científics destacats han aportat al desenvolupament de les telecomunicacions.

Tot i que sovint moltes d'aquestes teories proposades en aquells temps, és a dir, entre finals del segle XIX i la primera meitat del segle XX, eren impossibles de posar-les en pràctica per falta de recursos amb prestacions que es requerien.

Però quan va començar a sorgir el interès pel desenvolupament de components electrònics actius com els transistors cap a finals de la primera meitat del segle XX, aquest fet va donar lloc als circuits integrats.

A partir de llavors, moltes idees s'han pogut implementar en sistemes constituïts per circuits integrats. El GPS és una d'aquestes idees proposades que ha revolucionat molts camps d'aplicacions.

Des de la posada en marxa d'aquest sistema global de navegació per satèl·lit, aquest ha anat millorant de la mateixa manera com també ho ha fet la tecnologia dels circuits integrats.

En l'actualitat es poden trobar al mercat diferents tipus d'integrats cada un amb les especificacions concretes per tal de complir les diferents finalitats proposades. Els que van prenent cada vegada més interès en el món de la investigació i desenvolupament són els programables. Dintre d'aquesta família les FPGA's¹ són els més econòmics i més utilitzats en aquest sector d'investigació, ja que estan fabricats per a dissenys petits de baixa producció i són de propòsit general.

Per programar les FPGA's s'utilitzen aplicacions software cada vegada més sofisticades que ja no tan sols permeten dissenyar els circuits que es volen implementar amb un llenguatge de programació com el VHDL, sinó que també permeten fer-ho de forma esquemàtica mitjançant blocs, mòduls i elements representatius. Aquests programes compilen i tradueixen el disseny escrit o representat en un llenguatge a un altre que serà l'encarregat de programar el integrat. També permeten executar simulacions per

¹ "Field Programmable Gate Array", circuit integrat que conté blocs lògics els quals la seva interconnexió i funcionalitat es poden programar, ref.[6].

veure els resultats del disseny abans de procedir directament a la programació, això ajuda a agilitzar el procés de disseny evitant passos innecessaris de reprogramacions en casos que els resultats no són els desitjats.

Per tant el interès que aporta el desenvolupament d'aquest projecte és que es vol implementar l'etapa d'adquisició d'un receptor GPS mitjançant els blocs d'una aplicació com és Simulink, una eina de simulació de models i sistemes que s'utilitza en el camp de les telecomunicacions. També permet la simulació i la utilització de blocs i funcions de llibreries de l'entorn de disseny ISE de Xilinx, el qual compila i tradueix per programar FPGA's.

El principal objectiu consisteix en optimitzar de manera eficient els recursos utilitzats en el disseny de la part d'adquisició per tal de tenir més capacitat computacional i llibertat de recursos. D'aquesta manera, si es desitja, es podran reaprofitar per implementar altres etapes i funcions necessàries d'un receptor GPS, ja que les FPGA's com qualsevol circuit integrat està limitat tant de la seva capacitat computacional com dels recursos.

L'altre objectiu proposat és obtenir l'adquisició d'una senyal capturada que conté les senyals procedents de diferents satèl·lits mitjançant la simulació del disseny implementat en l'entorn Simulink.

La finalitat d'aquest projecte, és doncs, obtenir un disseny òptim i funcional, és a dir, adaptat pel processament d'una senyal real (no simulada), per si posteriorment es vol implementar sobre una FPGA.

L'estructura d'aquesta memòria es troba definida en dos parts.

Per entendre bé el funcionament de l'etapa de d'adquisició d'un receptor GPS, en la primera part que correspon a la secció 2 d'aquesta memòria s'introduirà la història, la definició, la descripció, el funcionament, les senyals que utilitza, les tècniques i les modulacions del Sistema de Posicionament Global. En aquest mateix apartat, també s'explicaran les etapes del receptor i amb més detall la que correspon a la part d'adquisició, exposant diferents mètodes d'implementació.

La segona part referent a la secció 3, es basa en les fases que s'ha anat desenvolupant el projecte. En aquesta es detallen cada una de les implementacions fetes, descrivint-les, analitzant i comparant els resultats obtinguts.

Finalment amb una conclusió és tancarà la memòria comentant els aspectes positius com negatius que han aportat la realització d'aquest projecte, si els objectius proposats s'han complert i les línies que queden obertes.

2. El sistema GPS

2.1. Definició ref.[1]

El Sistema de Posicionament Global, conegut popularment per l'acrònim en anglès (GPS), Global Positioning System, és un Sistema Global de Navegació per Satèl·lit (GNSS), Global Navigation Satellite System, dels Estats Units que proporciona serveis fiables de posicionament, navegació, i cronometria gratuïta, de manera ininterrompuda i sense límit d'usuaris simultanis de tot el món. Tota persona, vehicle o nau que tingui un receptor GPS, el sistema li proporcionarà la seva localització i la hora exacta a qualsevol lloc del planeta.

El GPS com a GNSS està compost de tres elements: els satèl·lits en òrbita al voltant de la Terra, les estacions terrestres de seguiment i control, i els receptors. Des de l'espai, els satèl·lits transmeten senyals que reben i identifiquen els receptors, aquests proporcionen les coordenades tridimensionals de la latitud, longitud i altitud, així com la hora local precisa.

Dóna serveis en un ampli marge de camps i aplicacions, tant de caràcter militar com civil, com a la navegació aèria, terrestre i marítima, els serveis d'emergències i de rescat, l'agricultura, la topografia i la geologia entre d'altres.

2.2. Els GNSS actuals ref.[6]

Actualment, el Sistema de Posicionament Global (GPS) dels Estats Units i el Sistema Orbital Mundial de Navegació per Satèl·lit (GLONASS) de la Federació Russa són els únics que formen part del concepte GNSS. El Panell de Sistemes de Navegació (NPS), entitat de l'Organització Internacional d'Aviació Civil encarregada d'actualitzar els estàndards i pràctiques recomanades del GNSS, té en el seu programa de treball actual l'estudi de l'addició del sistema Galileu desenvolupat per la Unió Europea. Amb aquest nou sistema es pretén donar millors prestacions que els altres dos sistemes, més precisió i fiabilitat en la senyal. A més està dissenyat per ús civil, és a dir, els altres dos sistemes originàriament es van dissenyar amb finalitats militars, tot i que ara ja no és així, les autoritats militars poden interrompre les senyals quan ho desitgin. Cal destacar també que serà interoperable amb els altres dos sistemes.

Altres sistemes de navegació emprant satèl·lits que podrien ser adoptats internacionalment per l'aviació civil com a part del GNSS i que estan en procés de desenvolupament són el BNTS (BeiDou/Compass Navigation Test System) de la

República Popular Xina, el QZSS (Quasi-Zenith Satellite System) del Japó i el IRNSS (Indian Regional Navigation Satellite System) de la Índia.

	GPS	GLONASS
Satèl·lits		
Número de satèl·lits	24	24
Número de plans orbitals	6	3
Satèl·lits/Pla orbital	4	8
Inclinació orbital	55°	64,8°
Radi orbital	26560km	25510km
Període orbital	11h 58min	11h 15min
Senyals		
Separació de senyals	CDMA	FDMA
Portadora	L1: 1575.42Mhz L2: 1227.60Mhz	L1: 1602.56- 1615.5Mhz L2: 1246.43- 1256.5Mhz
Codi C/A (L1)	1.023Mhz	0.511Mhz
Codi P (L1,L2)	10.23Mhz	5.110Mhz
Missatge de navegació		
Duració (min)	12.5	2.5
Capacitat paraula (bits)	30	100
Paraula/trama	50	15
Efemèrides	Elements de Kepler modificats	Coord. Cartesianes geocèntriques, velocitats i acceleracions
General		
Referència temporal	UTC (USNO)	UTC (SU)
Antispoofing codi P	SI	NO
Precisió	20m	60m
Cobertura	Global	Global

Taula 1. Comparació dels GNSS actuals: el GPS i el GLONASS, ref.[2].

2.3. Història ref.[8]

Durant al llarg de la seva història, l'home ha desenvolupat variis mètodes per trobar la seva posició a la terra i navegar. Antigament els mariners es basaven amb els angles sobre les mesures dels cossos celestes com el sol i les estrelles per calcular la seva ubicació i també utilitzaven instruments com el sextant i la brúixola.

A principis de la Segona Guerra Mundial, el LORAN (Long RAnge Navigation, Navegació de Llarg Abast), va ser el primer sistema de navegació basat en el interval de temps transcorregut entre la recepció de senyals de radio transmeses des de tres o més transmissors per determinar la posició del receptor. Creat pel laboratori de Radiació de MIT. LORAN. També va ser el primer sistema de posicionament capaç de funcionar sota qualsevol condició climatològica però solament bidimensional (latitud i longitud).

Més tard, en el 1959, el desenvolupament de satèl·lits artificials van fer possible la transmissió de més precisió, la línia de visió de les senyals de radionavegació i va desencadenar una nova era en la navegació tecnològica. Els satèl·lits es van utilitzar per primer cop en la posició—cerca d'un simple però fiable sistema bidimensional anomenat Transit, desenvolupat per Johns Hopkins (Laboratori de Física Aplicada). Es basava en la medició de l'efecte Doppler en la senyal del satèl·lit i va estar operatiu a partir del 1964. Tot i que Transit va ser creat intencionadament per donar suport a la flota submarina de la marina dels Estats Units, les tecnologies desenvolupades per crear-lo van donar lloc a les bases d'un sistema que més tard revolucionaria la navegació per sempre: el Sistema de Posicionament Global.

En el mateix any el qual va estar operatiu el Transit, un altre sistema de radionavegació satel·lital, el Timation, es desenvolupat pels laboratoris d'investigació naval amb rellotges d'alta estabilitat, capacitat de transferència de temps i navegació en dos dimensions.

Mentre que el 1960, ja es va suggerir el primer sistema de posicionament de tres dimensions (latitud, longitud i altitud) per Raytheon Corporation en necessitat de la força aèria. Tres anys més tard, la companyia aeroespacial va llançar un estudi en la utilització d'un sistema espacial pel sistema de navegació pels vehicles en moviment a gran velocitat i tres dimensions, això els va portar directament al concepte del GPS. Involucrava a mesurar els temps d'arribada de les senyals de radio transmeses pels satèl·lits les quals les seves posicions eren ben conegudes. Això proporcionava la distància al satèl·lit amb una posició coneguda que a la vegada determinava la posició de l'usuari. En aquest mateix any la força aèria va donar el recolzament a aquest estudi nomenant-lo Sistema 621B.

En el 1972 el Sistema 621B es provat per la força aèria donant uns resultats de centèsimes de milla amb un nou tipus de satèl·lits que generaven senyals basades en la tècnica del soroll pseudo-aleatori (PRN).

Un any més tard el secretari de defensa decideix que els diferents sistemes de navegació que s'estaven creant, s'unifiquessin creant un sol sistema de navegació robust. Aleshores es va presentar aquest nou projecte al Sistema de Defensa d'Adquisició i Consell de Revisió (DSARC) conegut amb el nom de NAVigation System Time and Randing – Global Positioning System (NAVSTAR GPS).

El DSARC el va aprovar i es va començar a portar a cap lo que seria la primera fase del programa GPS.

El 1974 es va llançar el primer satèl·lit NAVSTAR i el 1977 el segon, els quals van ser els primers en incorporar rellotges atòmics.

Uns quants anys més tard del 1978 al 1985, en la segona fase, és van anar llançant el Block I d'onze satèl·lits. Després de la caiguda de la Unió Soviètica, en el 1983 el president Reagan va permetre l'ús del sistema GPS a les aeronaus civils.

La notificació de la capacitat d'operació inicial, va ser declarada en aquest mateix any, en aquest període inicial la constel·lació de satèl·lits del GPS podia mantenir els nivells requerits de precisió i disponibilitat.

Degut a que el sistema NAVSTAR va ser dissenyat inicialment per aplicacions militars, el departament de defensa va optar per degradar intencionadament la senyal que emetien els satèl·lits evitant la excessiva precisió dels receptors dels usuaris civils, aquesta tècnica es coneguda com a disponibilitat selectiva, en anglès Selective Availability, (SA). Per compensar aquesta degradació van recórrer a una sèrie de tècniques de millora de precisió com el GPS diferencial.

Més endavant, en la tercera fase van decidir augmentar la constel·lació de 18 a 21 satèl·lits amb 3 de reposició. Aquí es va manifestar la capacitat d'operació total que defineix la situació en la que el sistema proporciona tota la seva capacitat. El NAVSTAR-GPS va ser declarat totalment operatiu el juliol del 1995 quan els 24 satèl·lits (tipus Block II/IIA) estigueren a les seves orbites assignades i la constel·lació va ser testejada amb èxit complint els requeriments. En aquell any el president Bill Clinton es va comprometre mitjançant una carta a la Organització d'Aviació Civil Internacional (ICAO) a proveir les senyals del GPS a la comunitat internacional.

Fins a l'actualitat es poden diferenciar quatre generacions de satèl·lits GPS: els que pertanyen al Block I, actualment inoperatius són els de la primera generació, els del Block II/IIA que formen part l'actual constel·lació de la segona generació, els del Block IIR que corresponen a la tercera generació de satèl·lits, actualment estan substituint els del Block II/IIA que han esgotat el temps de vida i s'han retirat. I els satèl·lits del Block IIF que seran de la quarta generació.

PLANE	SLOT	SVN	PRN	BLOCK-TYPE	CLOCK	OUTAGE DATE
A	1	39	09	II-A	CS	
A	2	52	31	IIR-M	RB	
A	3	38	08	II-A	CS	
A	4	27	27	II-A	CS	
A	5	25	25	II-A	RB	
A	6	48	07	IIR-M	RB	
B	1	56	16	II-R	RB	
B	2	30	30	II-A	CS	05 AG 2009
B	3	44	28	II-R	RB	
B	4	58	12	IIR-M	RB	
B	5	35	05	II-A	RB	
C	1	36	06	II-A	RB	
C	2	33	03	II-A	CS	
C	3	59	19	II-R	RB	
C	4	53	17	IIR-M	RB	
C	6	57	29	IIR-M	RB	
D	1	61	02	II-R	RB	
D	2	46	11	II-R	RB	
D	3	45	21	II-R	RB	
D	4	34	04	II-A	RB	
D	5	24	24	II-A	CS	
E	1	51	20	II-R	RB	30 JUL 2009
E	2	47	22	II-R	RB	
E	3	40	10	II-A	RB	
E	4	54	18	II-R	RB	
E	5	23	32	II-A	RB	
F	1	41	14	II-R	RB	
F	2	55	15	IIR-M	RB	
F	3	43	13	II-R	RB	
F	4	60	23	II-R	RB	
F	5	26	26	II-A	RB	

Taula 2. Constel·lació de satèl·lits del GPS el dia 6 d'agost del 2009. Classificats segons el pla de la òrbita, el de bloc de llançament i el tipus de rellotge. També hi surten les dates que han estat temporalment fora de servei, ref.[4].

2.4. Descripció del sistema ref.[5]

Tal com ja s'ha comentat anteriorment, el sistema GPS es distribueix en tres segments.

2.4.1. Segment espacial

El segment espacial consisteix en una constel·lació definida per un nombre mínim de 24 satèl·lits (actualment n'hi ha 31), on cada un d'ells tarda aproximadament 11 hores i 58 minuts en completar una òrbita. Els satèl·lits estan distribuïts en sis plans orbitals, cadascun d'ells en té 4, i estan a una altitud mitja de 20200km sobre la superfície de la terra. Els plans orbitals tenen un angle d'inclinació de 55° respecte l'equador de la terra. Degut a que la terra esta girant sota els satèl·lits, aquests tracen una camí sobre la superfície que es repeteix cada 23 hores i 56 minuts. Un usuari en una posició fixa observarà el mateix satèl·lit cada dia que passa pel mateix camí en el cel, però el satèl·lit s'avançarà 4 minuts cada dia, això és degut a la diferencia entre el període de rotació de la terra i el període orbital del satèl·lit. Estan posicionats en els plànols orbitals per tal que 4 o més satèl·lits, una bona relació geomètrica de posicionament, normalment serà observable a qualsevol localització del planeta.

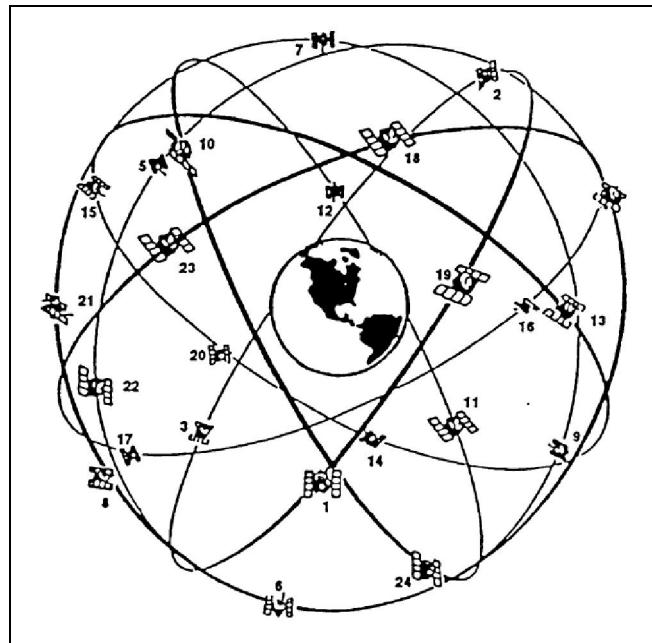


Figura 1. Dibuix on es mostra la constel·lació dels satèl·lits que envolten la terra distribuïts als sis plànols orbitals.

2.4.2. Segment de control

El segment de control està organitzat en una Estació de Control Mestre (ECM), a la Falcon Air Force Base (AFB) a Colorado Springs, EUA, més les Estacions de Monitoratge (EM) i les Antenes Terra (AT) distribuïdes en diferents llocs del planeta. El segment de control inclou una Estació de Pre-lançament de Compatibilitat (EPC), ubicada al Cape Canaveral, EUA, aquesta té la capacitat de ser una "back-up" de la (ECM).

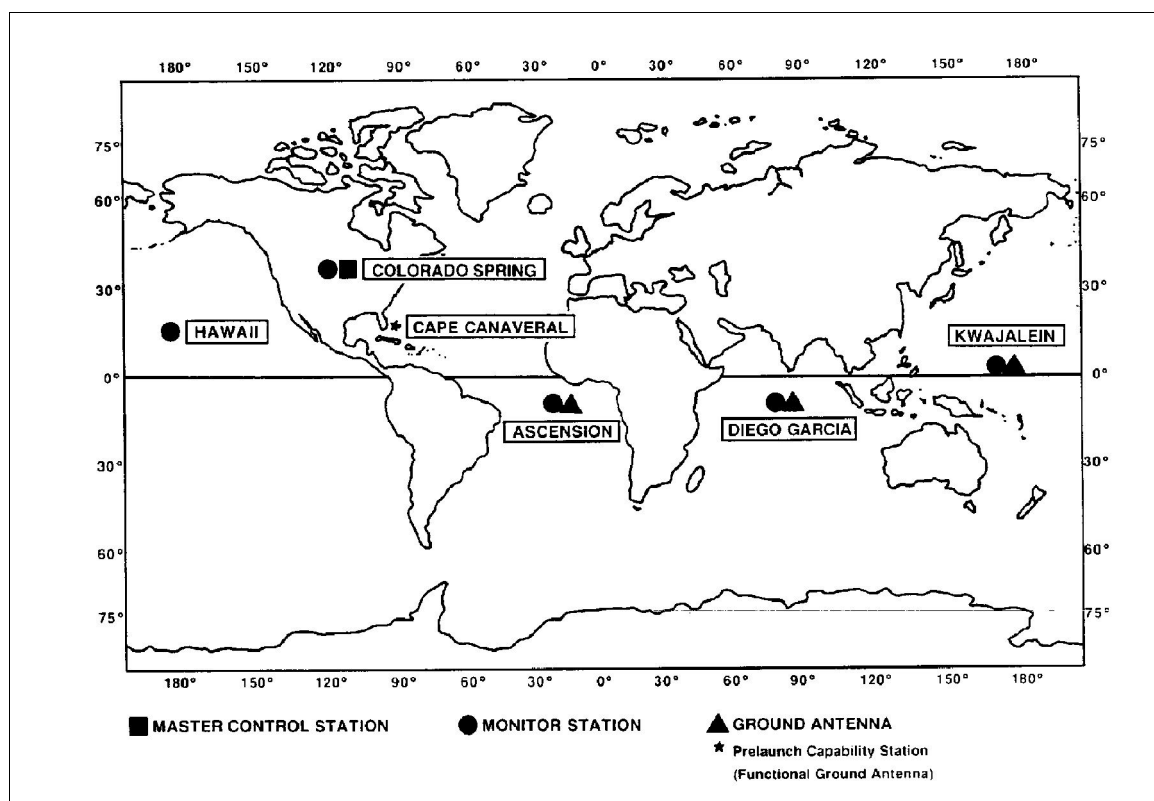


Figura 2. Mapamundi en el qual se situen la Estació de Control Mestre, les Estacions de Monitoratge i les Antenes Terra.

La ECM és la instal·lació central de processament pel segment de control i és la responsable del seguiment i la gestió de la constel·lació de satèl·lits. Les funcions de la ECM inclouen el control del satèl·lit i les maniobres del seu manteniment, l'actualització regular dels missatges de navegació transmesos pels satèl·lits, i altres activitats de monitoratge i manteniment dels satèl·lits.

Les EM de forma passiva segueixen tots els satèl·lits GPS que tenen a la vista, recollint les dades de cada satèl·lit. Aquesta informació es transmesa a la ECM on les efemèrides¹ i els paràmetres del rellotge són estimats i precedits. La ECM utilitza les AT per actualitzar periòdicament les efemèrides i les dades del rellotge de cada satèl·lit per

¹ Taules que contenen les dades utilitzades per calcular la posició del satèl·lit, ref.[7].

retransmetre els missatges de navegació. Les comunicacions entre la ECM, les EM, i les AT són normalment realitzades a través del Sistema de Comunicació de Satèl·lits de Defensa dels EUA (DSCS), variis recursos d'aquest estan disponibles per donar suport al GPS però no estan dedicats exclusivament.

El procés d'actualització del missatge de navegació es representa gràficament a la Figura 3.

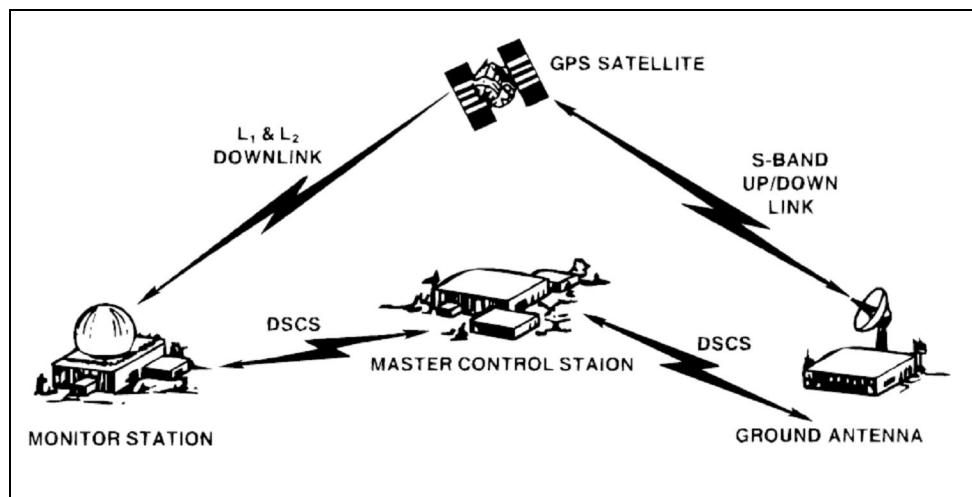


Figura 3. Esquema que mostra l'enllaç de comunicacions entre la Estació de Control Mestre, les Estacions de Monitoratge, les Antenes Terra i els satèl·lits.

La EPC opera principalment sota el control de la ECM per donar suport a la comptabilitat de les proves dels satèl·lits GPS a través d'una interfície de cable. També inclou un transmissor/receptor de radiofreqüència amb la capacitat de poder donar servei com a segment de control i antena terra, si és necessari.

2.4.3. Segment d'usuari

El segment d'usuari el constitueixen els receptors dissenyats específicament per rebre, descodificar i processar senyals de satèl·lits GPS. Els receptors poden ser autònoms, integrats o incorporats amb altres sistemes. Poden variar significativament en el disseny i la funció, depenent de les seves aplicacions per la navegació, el posicionament exacte, el temps de transferència i l'agrimensura.

2.5. Concepte bàsic de funcionament ref.[9]

La posició d'un cert punt a l'espai pot ser trobada a partir de la distància mesurada d'aquest punt respecte a un altre punt conegut. En la Figura 4, la posició de l'usuari és donada sobre l'eix, aquest és un cas unidimensional. Si el satèl·lit de la posició S_1 i la distància del satèl·lit X_1 són coneguts, la posició de l'usuari pot estar a dos llocs, a l'esquerra o a la dreta. Per determinar la posició de l'usuari, la distància cap a un altre satèl·lit amb la seva posició coneguda ha de ser mesurada. En aquesta figura, les posicions de S_2 i X_2 determinen la posició de l'usuari U .

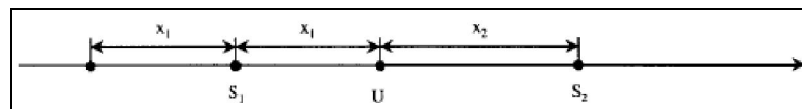


Figura 4. Representació unidimensional en un eix de la posició de l'usuari i dos satèl·lits S_1 i S_2 , ref.[9].

En la Figura 5 es representa un cas bidimensional. Per determinar la posició de l'usuari, tres satèl·lits i tres distàncies són necessàries. Una recta traçada amb una distància constant en qualsevol direcció des d'un punt forma un cercle de dues dimensions. Dos satèl·lits i dues distàncies donen dues possibles solucions perquè els dos cercles s'interseccionen en dos punts. Un tercer cercle és necessari per determinar la posició de l'usuari.

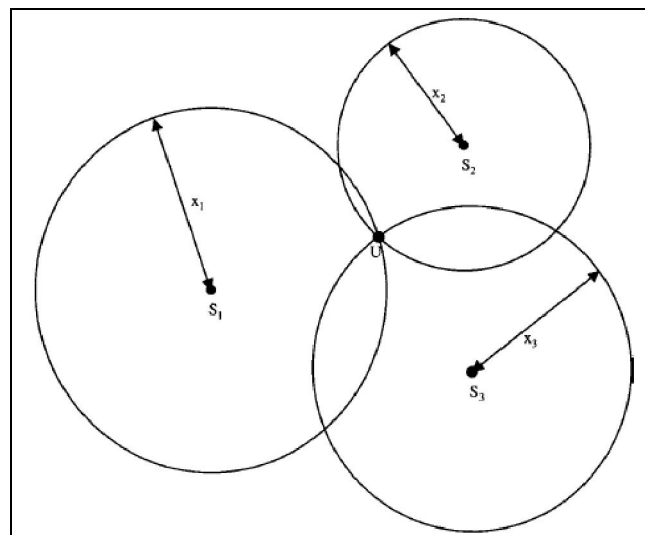


Figura 5. Representació bidimensional per determinar la posició de l'usuari mitjançant el radi que determinen cada una de les tres esferes, ref.[9].

De la mateixa manera en el cas de tres dimensions, es necessitarien quatre satèl·lits i quatre distàncies. En el cas tridimensional la recta traçada de distància constant des

d'un punt és una esfera. Dos esferes interseccionen formant un cercle. Aquest cercle intersecciona a una altra esfera produint dos punts. Per determinar aquest punt el qual és la posició on es troba l'usuari, un altre satèl·lit més és necessari.

En el GPS la posició dels satèl·lits és coneguda gràcies a les dades de les efemèrides que transmeten cada un d'ells, gràcies a això, un pot mesurar la distància del receptor al satèl·lit. No obstant, la posició del receptor no pot ser determinada.

La distància mesurada de l'usuari al satèl·lit s'assumeix ser molt exacte i sense error de desviació. Malgrat tot, té una desviació constant desconeguda perquè el rellotge de l'usuari és normalment diferent al del GPS. Per resoldre aquest error de desviació es necessita un altre satèl·lit més.

Si s'utilitzen quatre satèl·lits i s'han mesurat les distàncies amb errors de desviació per mesurar la posició de l'usuari, es poden obtenir dos possibles solucions. No obstant, una de les solucions es tanca sobre la superfície de la terra i l'altra a l'espai. Si la posició de l'usuari és normalment a la superfície de la terra, aquesta pot ser determinada. De manera que el conveni general és que quatre satèl·lits són utilitzats per determinar la posició de l'usuari, tot i que la distància mesurada tingui un error de desviació.

El mètode per resoldre la posició de l'usuari és implementat a través d'una iteració. La posició inicial és sovint seleccionada al centre de la terra. Aquest mètode iteratiu serà convergent en una solució més correcta que la solució de l'espai.

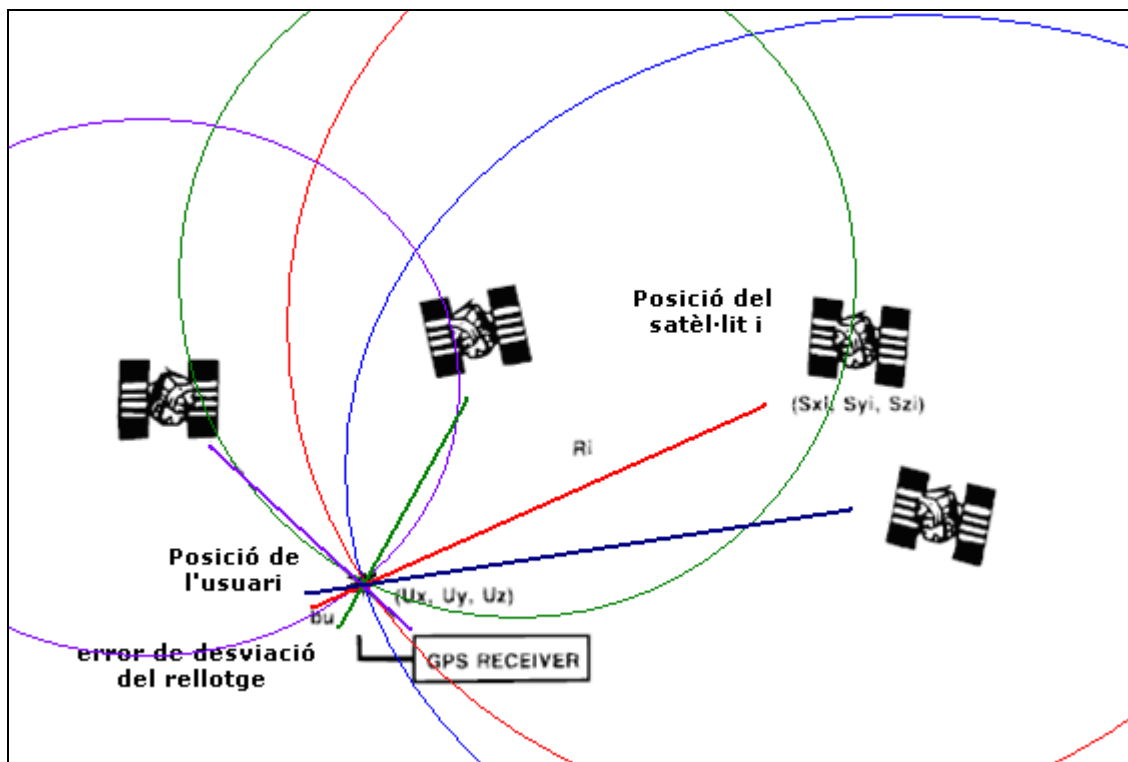


Figura 6. Il·lustració on es representa la determinació de la posició de l'usuari a partir de les quatre distàncies o radis de les esferes que defineixen els satèl·lits.

2.5.1. Equacions bàsiques per trobar la posició de l'usuari

Si se suposa que la distància mesurada és la correcta, sota aquesta condició tres satèl·lits són suficients.

En la Figura 7, hi ha tres punts coneguts a les posicions r_1 o (x_1, y_1, z_1) , r_2 o (x_2, y_2, z_2) , i r_3 o (x_3, y_3, z_3) , i un punt desconegut r_u o (x_u, y_u, z_u) . Si les distàncies entre els tres punts coneguts al punt desconegut poden ser mesurades com a ρ_1 , ρ_2 i ρ_3 , aquestes poden ser escrites com:

$$\begin{aligned}\rho_1 &= \sqrt{(x_1 - x_u)^2 + (y_1 - y_u)^2 + (z_1 - z_u)^2} \\ \rho_2 &= \sqrt{(x_2 - x_u)^2 + (y_2 - y_u)^2 + (z_2 - z_u)^2} \\ \rho_3 &= \sqrt{(x_3 - x_u)^2 + (y_3 - y_u)^2 + (z_3 - z_u)^2}\end{aligned}\tag{1}$$

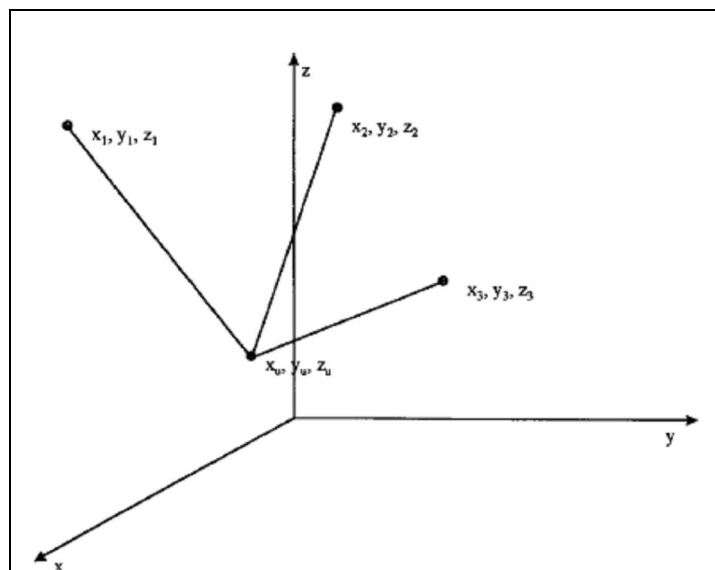


Figura 7. Mitjançant les tres posicions conegudes de tres satèl·lits es pot determinar la posició desconeguda de l'usuari, ref.[9].

Com que hi ha tres incògnites i tres equacions, els valors de x_u , y_u i z_u poden ser determinats. Teòricament, els valors haurien de ser dos conjunts de solucions ja que són equacions de segon ordre, però aquestes es poden resoldre de manera fàcil mitjançant un mètode iteratiu i de linealització que s'exposarà més endavant. En la operació del GPS, les posicions dels satèl·lits són donades. Les distàncies de l'usuari (desconegudes) als satèl·lits han de ser mesurades simultàniament en un cert instant de temps. Cada

satèl·lit transmet un senyal amb un temps de referència associat. Mesurant el temps del senyal que viatja del satèl·lit a l'usuari, la distància entre l'usuari i el satèl·lit es pot trobar.

Si cada satèl·lit envia una senyal en un cert instant t_{si} , el receptor rebrà la senyal en un temps més tard t_u , aleshores la distància entre l'usuari i el satèl·lit és:

$$\rho_{iT} = c(t_u - t_{si}) \quad (2)$$

on c és la velocitat de la llum.

Des del punt de vista pràctic es difícil, però no impossible, obtenir el temps correcte del satèl·lit o l'usuari. L'actual temps de rellotge del satèl·lit t'_{si} i l'actual temps de rellotge d'usuari t'_u estan relacionats amb el temps real com:

$$t'_{si} = t_{si} + \Delta b_i \quad (3)$$

$$t'_u = t_u + b_{ut} \quad (4)$$

on Δb_i és l'error del rellotge del satèl·lit, b_{ut} és l'error de desviació del rellotge de l'usuari. A més de l'error del rellotge, hi ha altres factors que afecten la mesura de la distància o pseudorang. La mesura del pseudorang ρ_i pot ser escrita com:

$$\rho_i = p_{iT} + \Delta D_i - c(\Delta b_i - b_{ut}) + c(\Delta T_i + \Delta I_i + v_i + \Delta v_i) \quad (5)$$

on ΔD_i és l'error de la posició del satèl·lit que afecta la distància, ΔT_i és l'error del retard troposfèric, ΔI_i és l'error del retard ionosfèric, v_i és l'error del soroll mesurat al receptor, Δv_i és la correcció del temps relativista.

Alguns d'aquests errors poden ser corregits, com el retard troposfèric pot ser modelat i l'error ionosfèric pot ser corregit en un receptor de dos freqüències. Els errors causen la imprecisió de la posició de l'usuari. Tot i això, l'error del rellotge de l'usuari no pot ser corregit a través de la informació rebuda, així que serà una altra incògnita. Degut això es necessita afegir una altra equació al sistema plantejat anteriorment:

$$\begin{aligned}
\rho_1 &= \sqrt{(x_1 - x_u)^2 + (y_1 - y_u)^2 + (z_1 - z_u)^2} + b_u \\
\rho_2 &= \sqrt{(x_2 - x_u)^2 + (y_2 - y_u)^2 + (z_2 - z_u)^2} + b_u \\
\rho_3 &= \sqrt{(x_3 - x_u)^2 + (y_3 - y_u)^2 + (z_3 - z_u)^2} + b_u \\
\rho_4 &= \sqrt{(x_4 - x_u)^2 + (y_4 - y_u)^2 + (z_4 - z_u)^2} + b_u
\end{aligned} \tag{6}$$

on b_u és l'error de desviació del rellotge de l'usuari expressat en distància, el qual està relacionat amb el valor b_{ut} per l'expressió $b_u = c \cdot b_{ut}$. En el sistema d'equacions (6), les quatre equacions són necessàries per resoldre les incògnites x_u , y_u , z_u i b_u . De manera que, en un receptor GPS, un mínim de quatre satèl·lits es necessari per resoldre la posició de l'usuari.

Com ja s'ha comentat anteriorment, una manera de resoldre el sistema d'equacions consisteix en linealitzar-les. Si generalitzem les equacions del sistema:

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2} + b_u \tag{7}$$

on $i=1, 2, 3, i 4$, x_u , y_u , z_u i b_u són les incògnites, el pseudorang ρ_i i les posicions dels satèl·lits x_i , y_i , z_i són conegudes.

Derivant l'equació general s'obté:

$$\begin{aligned}
\delta\rho_i &= \frac{(x_i - x_u)\delta x_u + (y_i - y_u)\delta y_u + (z_i - z_u)\delta z_u}{\sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2}} + \delta b_u \\
&= \frac{(x_i - x_u)\delta x_u + (y_i - y_u)\delta y_u + (z_i - z_u)\delta z_u}{\rho_i - b_u} + \delta b_u
\end{aligned} \tag{8}$$

En aquesta equació les variables ∂x_u , ∂y_u , ∂z_u i ∂b_u es consideren incògnites i a les variables x_u , y_u , z_u i b_u s'assumeixen valors inicials, més endavant es comentaran els passos que cal seguir per trobar la posició de l'usuari.

L'anterior equació (8) es pot escriure com una matriu de la forma:

$$\begin{bmatrix} \partial\rho_1 \\ \partial\rho_2 \\ \partial\rho_3 \\ \partial\rho_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{13} & 1 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & 1 \\ \alpha_{31} & \alpha_{32} & \alpha_{33} & 1 \\ \alpha_{41} & \alpha_{42} & \alpha_{43} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial x_u \\ \partial y_u \\ \partial z_u \\ \partial b_u \end{bmatrix} \quad (9)$$

on;

$$\alpha_{i1} = \frac{x_i - x_u}{\rho_i - b_u} \quad \alpha_{i2} = \frac{y_i - y_u}{\rho_i - b_u} \quad \alpha_{i3} = \frac{z_i - z_u}{\rho_i - b_u} \quad (10)$$

La solució del sistema d'equacions és:

$$\begin{bmatrix} \partial x_u \\ \partial y_u \\ \partial z_u \\ \partial b_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{13} & 1 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & 1 \\ \alpha_{31} & \alpha_{32} & \alpha_{33} & 1 \\ \alpha_{41} & \alpha_{42} & \alpha_{43} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \partial\rho_1 \\ \partial\rho_2 \\ \partial\rho_3 \\ \partial\rho_4 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Aquesta equació no proporciona les solucions directes necessàries, no obstant, les solucions desitjades es poden obtenir a partir d'aquestes. De manera que per trobar la solució de la posició desitjada, aquesta equació hauria de ser utilitzada repetidament de manera iterativa. Una quantitat es sovint usada per determinar si el resultat desitjat s'ha trobat, es defineix com:

$$\partial v = \sqrt{\partial x_u^2 + \partial y_u^2 + \partial z_u^2 + \partial b_u^2} \quad (12)$$

Quan el valor és més petit que el llindar predeterminat, la iteració es parerà.

En general, un receptor GPS pot rebre més senyals que les de quatre satèl·lits, per tant quan n'hi ha més de disponibles hi ha un altre mètode similar per resoldre la posició de l'usuari mitjançant l'equació general (7), on $i=1, 2, 3, \dots, n$. L'única diferència és que $n > 4$.

El sistema d'equacions linealitzat serà doncs:

$$\begin{bmatrix} \partial\rho_1 \\ \partial\rho_2 \\ \partial\rho_3 \\ \partial\rho_4 \\ \vdots \\ \partial\rho_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{13} & 1 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & 1 \\ \alpha_{31} & \alpha_{32} & \alpha_{33} & 1 \\ \alpha_{41} & \alpha_{42} & \alpha_{43} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_{n1} & \alpha_{n2} & \alpha_{n3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial x_u \\ \partial y_u \\ \partial z_u \\ \partial b_u \end{bmatrix} \quad (13)$$

on;

$$\alpha_{i1} = \frac{x_i - x_u}{\rho_i - b_u} \quad \alpha_{i2} = \frac{y_i - y_u}{\rho_i - b_u} \quad \alpha_{i3} = \frac{z_i - z_u}{\rho_i - b_u} \quad (14)$$

Els passos que venen a continuació són els que es segueixen per trobar la posició de l'usuari mitjançant les equacions presentades.

- A. Els valors x_u , y_u , z_u i b_u són considerats com a coneguts ja que s'assumeixen valors inicials per aquestes variables, per exemple la posició pot ser el centre de la terra considerant que és zero i l'error de desviació del rellotge també.
- B. D'aquests valors inicials un nou conjunt de valors ρ_i són calculats a partir del sistema d'equacions (6). Aquests valors ρ_i seran diferents dels valors mesurats a partir de l'expressió (2). La diferència entre els valors mesurats i els calculats és $\partial\rho_i$.
- C. En les equacions (10) s'utilitzarà el ρ_i calculat per trobar els coeficients α_{i1} , α_{i2} i α_{i3} .
- D. A partir dels coeficients i els valors $\partial\rho_i$ amb les equacions del sistema (11) es trobaran els valors absoluts de ∂x_u , ∂y_u , ∂z_u i ∂b_u .
- E. De l'expressió (12) es determinarà ∂v .
- F. Comparant ∂v amb un valor llindar arbitràriament escollit, si ∂v és més gran que el valor de llindar, els següents passos seran necessaris.
- G. Afegint els valors ∂x_u , ∂y_u , ∂z_u i ∂b_u a les condicions inicials escollides, un nou conjunt de posicions i desviació de rellotge serà obtingut. Aquests valors seran utilitzats com a posició inicial i desviació de rellotge en els següents càlculs.

H. De nou es repetirà el procediment des del pas A fins al G, fins que el ∂v sigui més petit que el llindar. La solució final serà considerada com la posició d'usuari desitjada.

Cal tenir en compte que la posició de l'usuari calculada està obtinguda a partir del sistema de coordenades cartesianes i en general els receptors GPS treballen amb el sistema de coordenades esfèriques, el qual la posició està donada en la latitud, la longitud i l'altitud, és a dir, les notacions que utilitzen els mapes d'avui dia.

A continuació es mostren les equacions que relacionen el canvi de coordenades cartesianes a esfèriques:

$$r = \sqrt{x_u^2 + y_u^2 + z_u^2} \quad (15)$$

$$L_c = \tan^{-1} \left(\frac{z_u}{\sqrt{x_u^2 + y_u^2}} \right) \quad (16)$$

$$l = \tan^{-1} \left(\frac{y_u}{x_u} \right) \quad (17)$$

$$h = r - r_e \quad (18)$$

on r_e és el radi de la terra ideal esfèrica o el radi promig de la terra.

Tot i que la terra al no ser una esfera perfecta es pot aproximar en una el·lipse, obtenint finalment la següent equació aproximada de la latitud, ja que per a l'altura i la longitud es poden utilitzar les anteriors.

$$L \approx L_c + e_p \sin 2L \quad (19)$$

on $e_p = 0.00335281066474$ és la el·lipticitat de la terra.

2.6. Les senyals dels satèl·lits

Els satèl·lits transmeten les senyals en dues portadores modulades mitjançant el desplaçament binari de fase (BPSK) en la banda D (1-2Ghz) de l'espectre de radiofreqüència: la Link 1 (L1) a 1575,42Mhz i la Link 2 (L2) a 1227,60Mhz. Les senyals transmises utilitzen la tècnica d'espectre eixamplat, superposant un missatge de navegació amb dos seqüències o codis diferents, el codi Coarse/Adquisition (C/A-code) en la banda L1, i el codi Precision (P-code) en les dues bandes L1 i L2.

2.6.1. Els codis de soroll pseudoaleatori (Pseudo Random Noise, PRN) ref.[11]

Cada satèl·lit generarà la seva pròpia seqüència binària de soroll pseudoaleatori PRN per eixamplar l'espectre de la senyal a transmetre. Les seqüències que s'utilitzen en les tècniques d'eixamplament espectral són finites i ortogonals, però el GPS utilitza unes altres conegudes com a codis GOLD.

Les seqüències dels codis GOLD no són absolutament ortogonals però presenten altres bones propietats com la correlació. La correlació en el processament de senyals és una mesura de la semblança entre dues senyals.

Dues de les més propietats importants que ofereixen els codis GOLD són:

La incorrelació creuada de seqüències diferents → totes les seqüències diferents estan aproximadament incorrelades, cadascuna amb les altres.

$$r_{ik}(m) = \sum_{l=0}^{1022} C^i(l)C^k(l+m) \approx 0 \quad \text{per totes les } m \quad (20)$$

La incorrelació de seqüències iguals excepte si el retard és nul → totes les seqüències estan aproximadament incorrelades amb elles mateixes, excepte si el retard és 0. Aquesta propietat fa que sigui fàcil trobar quan dos seqüències iguals estiguin perfectament alineades.

$$r_{kk}(m) = \sum_{l=0}^{1022} C^k(l)C^k(l+m) \approx 0 \quad \text{per } |m| \geq 1 \quad (21)$$

En la següent Taula 3, es mostren els diferents nivells de la correlació creuada de les seqüències Gold segons si el nombre de bits usats en els registres de desplaçament és parell o senar, i els diferents nivells de probabilitat en que ocorreran.

Període del codi	Nombre de bits del registre de desplaçament	Nivell de correlació creuada normalitzat	Nivell de probabilitat
$P = 2^n - 1$	n=odd	$-\frac{2^{(n+1)/2} + 1}{P}$	0.25
		$-\frac{1}{P}$	0.5
		$\frac{2^{(n+1)/2} - 1}{P}$	0.24
$P = 2^n - 1$	n=even	$-\frac{2^{(n+1)/2} + 1}{P}$	0.125
		$-\frac{1}{P}$	0.75
		$\frac{2^{(n+1)/2} - 1}{P}$	0.125

Taula 3. Correlació creuada de Codis Gold, ref.[9].

Un altre aspecte important és el guany de processat, el qual permet als receptors discriminar parcialment les senyals no desitjades. Aquest està determinat per la taxa o velocitat "rate" de transmissió del codi PRN i de les dades mitjançant la següent expressió:

$$GP = \frac{\text{rate_tx}(\text{codi PRN}) \text{ "xips / seg" }}{\text{rate_tx}(\text{dades}) \text{ "bits / seg" }} \quad (22)$$

2.6.2. Codi P(Y) ref.[5]

El codi Precision P és una seqüència PRN amb una freqüència de 10.23Mhz que té una longitud de 267 dies. Cada satèl·lit del GPS és assignat a un únic segment de set dies d'aquest codi que es reinicia cada mitjanit del dissabte/diumenge del temps GPS. Normalment està encriptat en el codi Y per protegir a l'usuari del spoofing¹, per tant només està disponible per usuaris autoritzats. Des de que els satèl·lits tenen la capacitat de transmetre el codi P o el Y, aquest és sovint referenciat com el codi P(Y). El guany de processat que s'obté amb el missatge de navegació de 50Hz és de 53dB.

¹ suplantació de la identitat generalment per usos malintencionats o la investigació ref.[6].

2.6.3. Codi C/A ref.[5]

El codi Coarse/Adquisition (C/A) consisteix en una seqüència PRN de 1023 bits amb una freqüència de 1,023Mhz el qual es repeteix cada 1ms. Aquest pertany a la família dels codis Gold i no està encriptat, per tant està disponible per tots els usuaris. La curta longitud de la seqüència del codi C/A està dissenyada per produir-se una adquisició ràpida dels senyals dels satèl·lits en el receptor. En aquest cas el guany de processat és inferior ja que la velocitat de transmissió és 10 més baixa, aquest és de 43dB.

2.6.3.1. Generació del Codi C/A ref.[9]

Cada una de les seqüències del codi C/A són generades a partir del producte d'altres dues seqüències generades al G1 i al G2. Aquestes dues són generades a partir de dos registres de desplaçament d'una longitud de 10 bits ja que la longitud de les seqüències de codi serà de 1023 bits ($2^{10} - 1$) i són governats a una freqüència de rellotge de 1.023Mhz. A la Figura 8 es poden veure els generadors G1 i G2.

La operació bàsica d'aquests dos generadors és similar, per tant només el generador G2 s'explicarà amb detall. Amb la propietat de realimentació és pot construir un registre de desplaçament que implementi un generador de seqüències finites. El circuit de realimentació està realitzat a través de sumadors de mòdul-2.

El sumador mòdul-2 utilitza la regla d'operació or-exclusiva en seqüències binàries representades per 0's i 1's, en canvi si les seqüències binàries són representades per 1's i -1's, és a dir, la codificació Polar Non-Return-To-Zero, s'opera amb la multiplicació, aquesta relació es pot observar a la Taula 4.

OR EXCLUSIVA			MULTIPLICACIÓ		
Entrada	Entrada	Sortida	Entrada	Entrada	Sortida
0	0	0	-1	-1	1
0	1	1	-1	1	-1
1	0	1	1	-1	-1
1	1	0	1	1	1

Taula 4. Taula d'operacions equivalents, ref.[9].

Les posicions de la realimentació del circuit estan determinades per un patró de sortida de la seqüència. La realimentació del G1 és del 3er i el 10è bit tal com es mostra a la Figura 8 i es correspon al polinomi G1: $1+x^3+x^{10}$, mentre que la realimentació del G2

és dels bits 2on, 3er, 6è, 8è, 9è i 10è, i el corresponent polinomi és G2: $1+x^2+x^3+x^6+x^8+x^9+x^{10}$.

En general, la sortida de l'últim bit del registre de desplaçament és la sortida de la seqüència tal com es veu a la Figura 8. No obstant, el generador G2 no utilitza la sortida de l'últim bit de desplaçament, la sortida es generada per dos bits els quals estan referenciats com a selecció de la fase del codi a través d'un altre sumador mòdul-2. Aquesta sortida G2 és una versió desplaçada de la sortida del registre de desplaçament. El temps de retard és determinat per les posicions dels dos punts de sortida seleccionats. La selecció d'aquestes posicions estarà determinada segons la identificació del satèl·lit. La Taula 5 llista la fase del codi assignada a cada un dels satèl·lits. En aquesta taula hi ha cinc columnes i la primera dona el numero ID del satèl·lit, el qual va del 1 al 32.

La segona columna el numero del senyal PRN, de l'1 al 37, la tercera proporciona les seleccions de les posicions dels bits que són usades de la sortida del generador G2 per la fase del codi o seqüència generada. La quarta columna proporciona en xips el retard de codi, aquest retard és la diferència entre la sortida de l'últim bit de posició del registre i la sortida del sumador G2. Finalment l'última columna representa els 10 primers bits del codi C/A generat de cada satèl·lit en base octal. Aquests poden ser usats per comprovar si el codi generat no és correcte.

Número ID del Satèl·lit	Número de la seqüència PRN	Selecció de la fase del codi	Xips de retard del codi	Primers 10 Xips del Codi C/A Base Octal
1	1	2 ⊕ 6	5	1440
2	2	3 ⊕ 7	6	1620
3	3	4 ⊕ 8	7	1710
4	4	5 ⊕ 9	8	1744
5	5	1 ⊕ 9	17	1133
6	6	2 ⊕ 10	18	1455
7	7	1 ⊕ 8	139	1131
8	8	2 ⊕ 9	140	1454
9	9	3 ⊕ 10	141	1626
10	10	2 ⊕ 3	251	1504
11	11	3 ⊕ 4	252	1642
12	12	5 ⊕ 6	254	1750
13	13	6 ⊕ 7	255	1764
14	14	7 ⊕ 8	256	1772
15	15	8 ⊕ 9	257	1775
16	16	9 ⊕ 10	258	1776
17	17	1 ⊕ 4	469	1156
18	18	2 ⊕ 5	470	1467
19	19	3 ⊕ 6	471	1633
20	20	4 ⊕ 7	472	1715
21	21	5 ⊕ 8	473	1746
22	22	6 ⊕ 9	474	1763
23	23	1 ⊕ 3	509	1063
24	24	4 ⊕ 6	512	1706
25	25	5 ⊕ 7	513	1743
26	26	6 ⊕ 8	514	1761
27	27	7 ⊕ 9	515	1770
28	28	8 ⊕ 10	516	1774
29	29	1 ⊕ 6	859	1127
30	30	2 ⊕ 7	860	1453
31	31	3 ⊕ 8	861	1625
32	32	4 ⊕ 9	862	1712
**	33	5 ⊕ 10	863	1745
**	34*	4 ⊕ 10	950	1713
**	35	1 ⊕ 7	947	1134
**	36	2 ⊕ 8	948	1456
**	37*	4 ⊕ 10	950	1713

*34 i 37 tenen el mateix codi C/A

** Els satèl·lits GPS no transmeten aquests codis; aquests son reservats per altres usos

Taula 5. Assignacions de la fase del codi per a cada satèl·lit, ref.[9].

La Figura 8 mostra el generador complet de codi C/A. Un altre sumador mòdul-2 és utilitzat per generar el codi C/A, el qual combina les sortides del G1 i el G2.

Cal mencionar també que els valors inicials en els dos registres de desplaçament seran tot 1's cada vegada que s'iniciï el procés de generació.

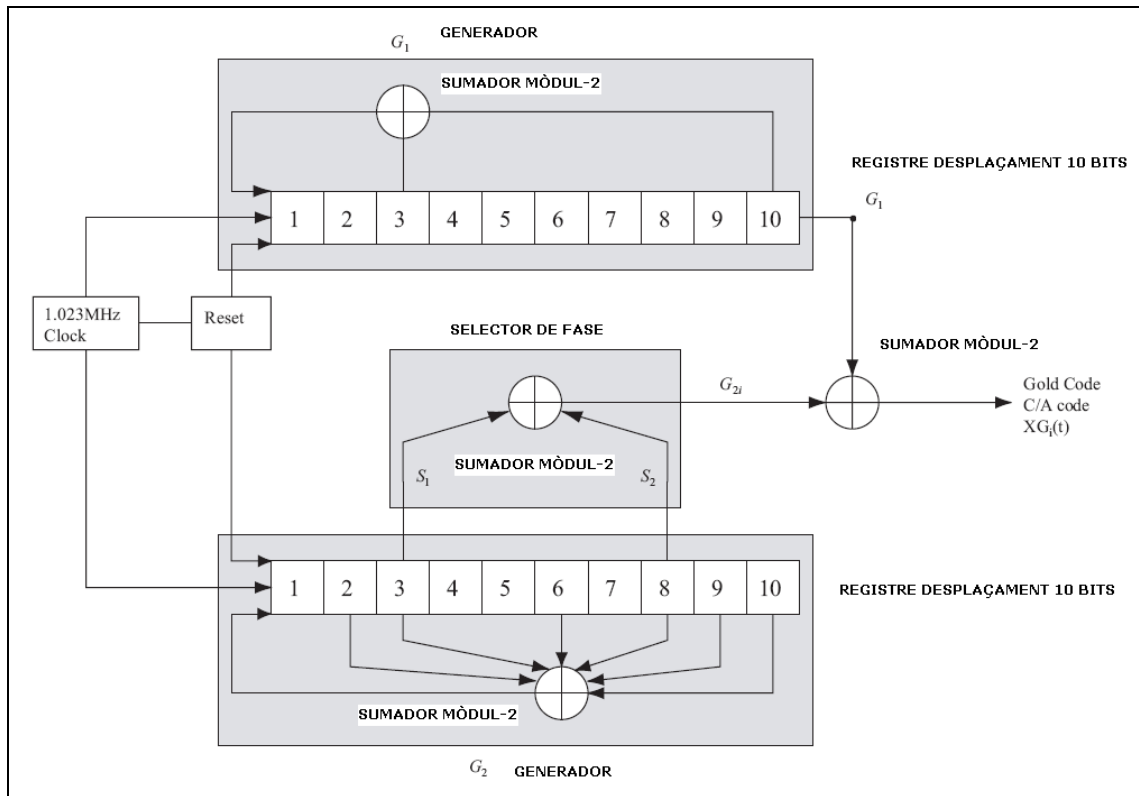


Figura 8. Esquema del generador de codi C/A, ref.[11].

2.6.4. Missatge de navegació ref.[5], ref.[9]

El missatge de navegació de 50Hz es superposat en els codis P(Y) i C/A, aquest inclou les dades úniques de cada satèl·lit i les dades comunes a tots. Les dades contenen el temps de transmissió del missatge per la telemetria (TLM), el Hand Over Word (HOW) per la transició del seguiment del codi C/A al codi P(Y), la correcció del rellotge, les efemèrides, l'almanac¹, les dades de manteniment de cada satèl·lit, els coeficients del model de retard ionosfèric, i els coeficients per calcular el UTC.

El missatge de navegació consisteix de 25 trames de dades, cada trama està constituïda per 1500 bits. Alhora, cada trama es divideix en 5 subtrames de 300 bits cada una, mirar la Figura 9. On es pot veure també que cada subtrama està formada per 10 paraules, cada una d'aquestes de 30 bits. Cada bit del missatge de navegació està superposat amb 20 seqüències de codi C/A d'1ms, per tant la seva duració es de 20ms, on cada seqüència és de 1023 bits, dit d'una forma més correcta, xips en comptes de bits, ja que en seqüències PRN s'utilitza aquest nom per evitar confusions amb els bits de dades.

En la velocitat de transmissió de 50Hz, es tarda 6 segons per rebre una subtrama, 30 segons per rebre una trama de dades, i 12.5 minuts per rebre totes les 25.

¹ Calendari acompanyat de dades astronòmiques, pronòstics meteorològics i dates de les festes i fires ref.[7].

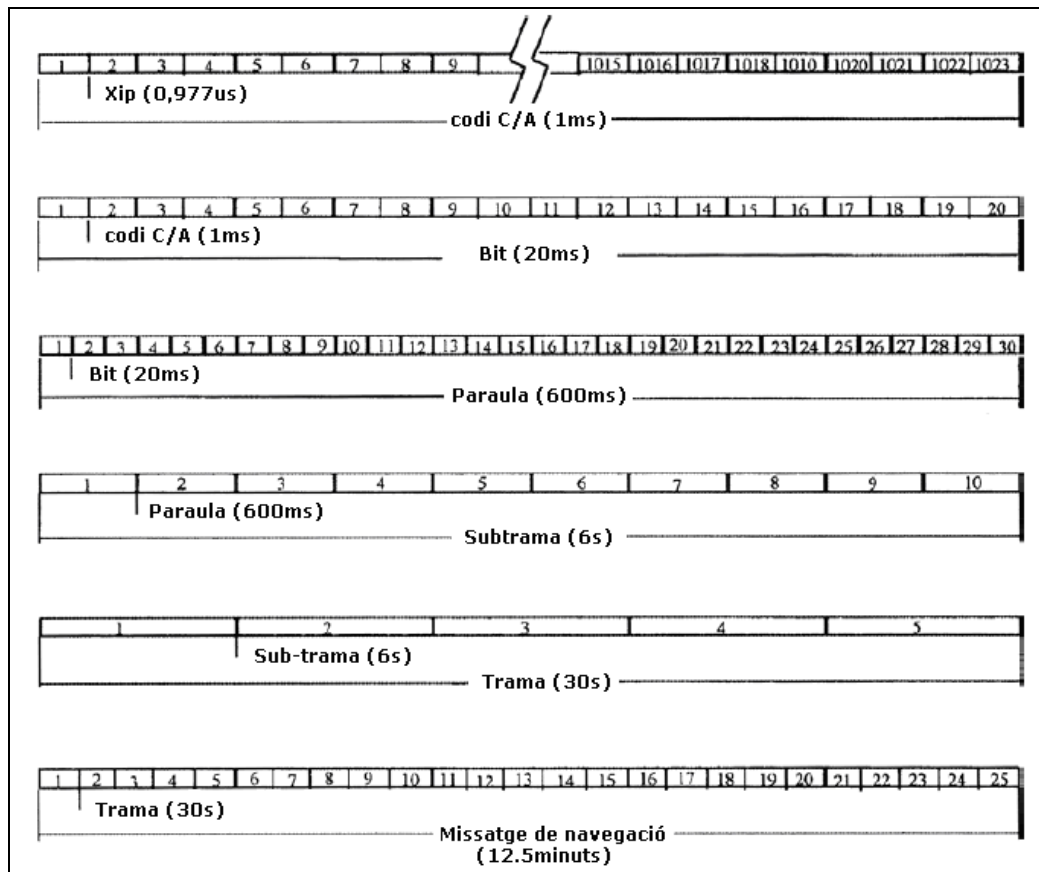


Figura 9. Esquema de classificació en diferents formats de les dades de navegació GPS, ref.[9].

Les dues primeres paraules de 30 bits de totes les subtrames contenen les dades de la (TLM) i el (HOW).

Les subtrames 1, 2, i 3 tenen el mateix format en totes les 25 trames. Això permet al receptor obtenir les dades específiques crítiques de cada satèl·lit en els 30 segons.

La subtrama 1 conté la correcció del clock del satèl·lit que està transmetent, així com els paràmetres que descriuen la exactitud i l'estat de la senyal d'emissió.

Les subtrames 2 i 3 contenen les efemèrides.

Les subtrames 4 i 5 tenen dades multiplexades a través de les 25 trames de dades. Elles contenen dades les quals són comunes a tots els satèl·lits i menys crítiques per l'adquisició ràpida del receptor. Aquestes contenen les dades de l'almanac i correccions de baixa precisió de rellotge, l'estat i configuració de cada satèl·lit, missatges de text d'usuari, i coeficients pel model ionosfèric i càlcul del UTC. Una descripció completa del missatge de navegació es proporciona en "Les característiques tècniques del NAVSTAR GPS", junt amb els algorismes estàndards necessaris per utilitzar les dades correctament.

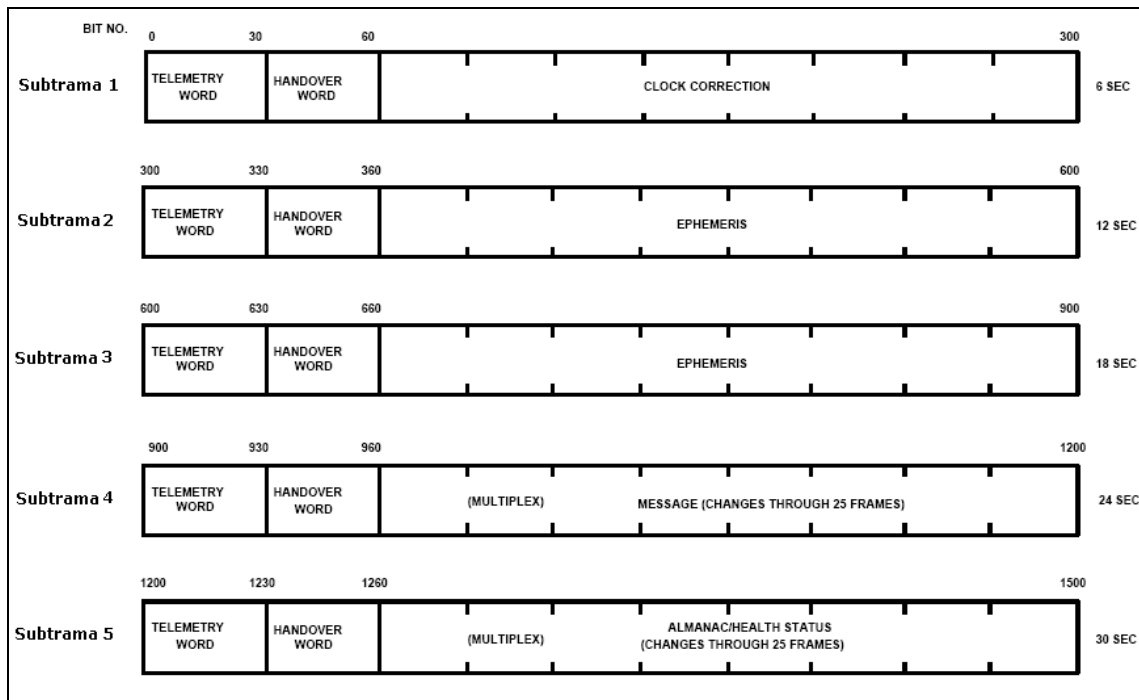


Figura 10. Esquema de l'estructura i les dades que contenen cada una de les 5 subtrames que defineixen una trama de dades del missatge de navegació, ref.[5].

2.7. Modulacions de les senyals ref.[11], ref.[5]

2.7.1. Espectre eixamplat per seqüència directa (Direct Sequence Spread Spectrum DSSS) – Accés múltiple per divisió de codi (Code Division Multiple Access CDMA)

La tècnica d'espectre eixamplat per seqüència directa utilitza els codis PRN per augmentar l'ample de banda de transmissió i distribuir uniformement la densitat espectral de potència.

Amb la multiplexació per divisió de codi, a cada satèl·lit se li assigna un codi PRN, el qual genera i envia amb el missatge de navegació superposat a través de sumadors de mòdul-2.

Així que un cop s'han sumat les senyals, l'espectre de la senyal resultant queda eixamplat, fins que la senyal arriba al receptor i es correla amb les diferents seqüències PRN dels satèl·lits que ja les coneix, és a dir, estan incorporades dins la seva memòria. Només seran vàlides algunes d'elles, les seqüències corresponents dels satèl·lits que s'han rebut les seves respectives senyals, aquesta comprovació es podrà detectar mitjançant un pic que es generarà degut a la operació de la correlació creuada que més endavant en la secció 2.9.1.3 es comentarà.

La tècnica d'espectre eixamplat té diferents avantatges tècnics com la capacitat de rebutjar soroll i que tots els satèl·lits del sistema transmetin amb la mateixa freqüència cadascuna de les seves respectives senyals sense que s'interfereixin, tant com aspectes estratègics, ja que la senyal quan es captada al receptor està oculta pel soroll, si es desconeix la seqüència amb la qual s'ha generat és pràcticament impossible de desxifrar-la i té la propietat de rebutjar les senyals interferents jamming que pot transmetre intencionadament un tercer.

2.7.2. Modulació de desplaçament binari de fase (Binary Phase Shift Keying, BPSK)

La portadora L1 està modulada amb els codis C/A i P(Y) més el missatge de navegació superposat, mentre que la portadora L2, en canvi està modulada amb el codi P(Y) i el missatge superposat. La modulació BPSK varia la fase de la portadora 180° quan el codi de modulació canvia del 0 al 1 o del 1 al 0 lògics. En la portadora L1, el codi C/A es desfasat 90° respecte el codi P(Y).

La modulació BPSK eixampla els senyals de radiofreqüència L1 i L2, en l'ample de banda del codi, el resultat és un eixamplament simètric del senyal al voltant de les portadores L1 i L2. El codi C/A eixampla la potència del senyal L1 sobre un ample de banda de 2,046Mhz centrat als 1575,42Mhz. Diferentment el codi P(Y) eixampla els senyals L1 i L2 sobre un ample de banda de 20,46Mhz.

La component del codi C/A en la senyal L1 té una potència de -160dBW, mentre que la component del codi P(Y) en la senyal L1 té una potència de -163dBW, i en la senyal L2 té una potència de -166dBW.

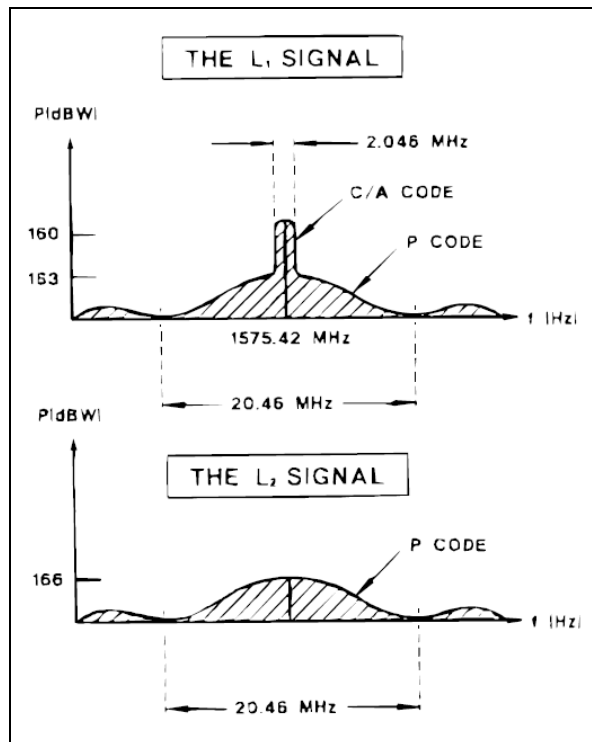


Figura 11. Espectre freqüencial de la senyal modulada amb la portadora L_1 i la portadora L_2 , ref.[5].

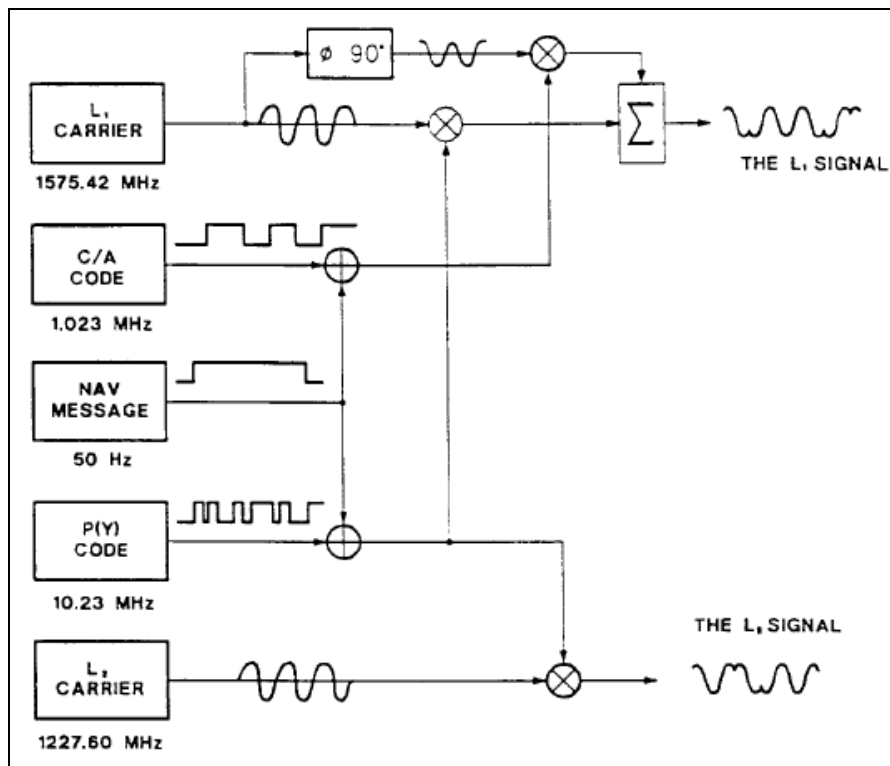


Figura 12. Esquema on es representa la tècnica d'eixamplat espectral per seqüència directa amb els codis C/A i P(Y), i la modulació BPSK del missatge de navegació en les portadores L_1 i L_2 , ref.[5].

2.8. Serveis GPS ref.[5]

Dos nivells de serveis són proporcionats pel GPS, el servei de posicionament precís i el servei de posicionament estàndard.

2.8.1. Servei de posicionament precís

És un servei de cronometratge i posicionament ràpid el qual està disponible només per usuaris autoritzats. Primerament va ser destinat per aplicacions militars. L'autorització d'utilitzar aquest servei està determinada pel Departament de Defensa dels EEUU, basada sobre els requisits interns de la defensa o compromisos internacionals de defensa. El servei està especificat per proporcionar 16 metres d'error esfèric de posicionament probable al 50% i 100 nanosegons de transferència de temps o bé, 37 metres d'error probable el 95% i 197 nanosegons sota condicions típiques d'operació del sistema. L'accés al servei és controlat per dos característiques utilitzant tècniques criptogràfiques, la disponibilitat selectiva (SA) i l'anti-spoofing (A-S). La SA opera introduint errors pseudo-aleatoris en els senyals dels satèl·lits, mentre que l'A-S és activat a tots els satèl·lits per negar la possibilitat del spoofing als senyals. De manera que aquest servei es basa amb la utilització del codi P(Y).

Les claus d'encriptació i les tècniques són proporcionades als usuaris d'aquest servei, les quals permeten eliminar els efectes de la SA i l'A-S i, per tant, assolir la màxima precisió i seguretat del GPS.

Els receptors del servei de posicionament precís poden utilitzar qualsevol dels codis comentats anteriorment, és a dir, el codi C/A o el codi P(Y) o bé, els dos alhora. La màxima precisió del GPS s'obté emprant el codi P(Y) en les dues portadores L1 i L2. Els receptors capaços de treballar amb el codi P(Y) comunament utilitzen inicialment el codi C/A per adquirir les senyals dels satèl·lits.

2.8.2. Servei de posicionament estàndard

Aquest és un servei de cronometratge i posicionament menys precís, el qual està disponible a tots els usuaris del GPS. En temps de pau, el nivell de la disponibilitat selectiva SA és controlat per proporcionar 156 metres d'error esfèric i 337 nanosegons de temps de transferència UTC amb un 95% de probabilitat.

El sistema de degradació de la precisió pot ser incrementat si és necessari, per exemple, per negar la precisió d'un enemic potencial en temps de crisi o de guerra. Només el

president dels EEUU, té l'autoritat de modificar el nivell de la SA segons els diferents nivells de pau.

2.9. El receptor ref.[9]

El receptor basic GPS està representat a través del següent esquema de blocs tal com s'observa a la Figura 13. Cada un d'aquests blocs correspon a una etapa diferent.

Les senyals transmises dels satèl·lits són captades per l'antena. A través d'un capçal de radiofreqüència (RF) la senyal que entra és amplificada, filtrada i desplaçada a una freqüència intermitja (IF) o en banda base directament. Posteriorment un convertidor analògic-digital (CAD) és usat per digitalitzar la senyal. L'antena, el capçal RF i el CAD formen el conjunt que correspon a la part hardware del receptor.

Després de digitalitzar el senyal, hi ha la part que processa la senyal per tal d'obtenir la informació per calcular la posició de l'usuari. Gràcies al gran desenvolupament de les noves tecnologies en el camp dels circuits lògics programables les etapes d'aquesta segona part és poden implementar per software, tot i que en un receptor convencional ho estan per hardware. Aquestes etapes són la d'adquisició, en la qual es busca les senyals dels satèl·lits i la de seguiment que s'utilitza per trobar la transició o canvis de la fase de les dades de navegació.

A partir de les transicions de la fase de les dades de navegació es poden obtenir els bits que formen les paraules que contenen les subtrames i d'aquestes s'obtenen les dades de les efemèrides i els pseudorangs. Posteriorment aquestes dades s'utilitzen per trobar la posició dels satèl·lits i finalment la posició de l'usuari.

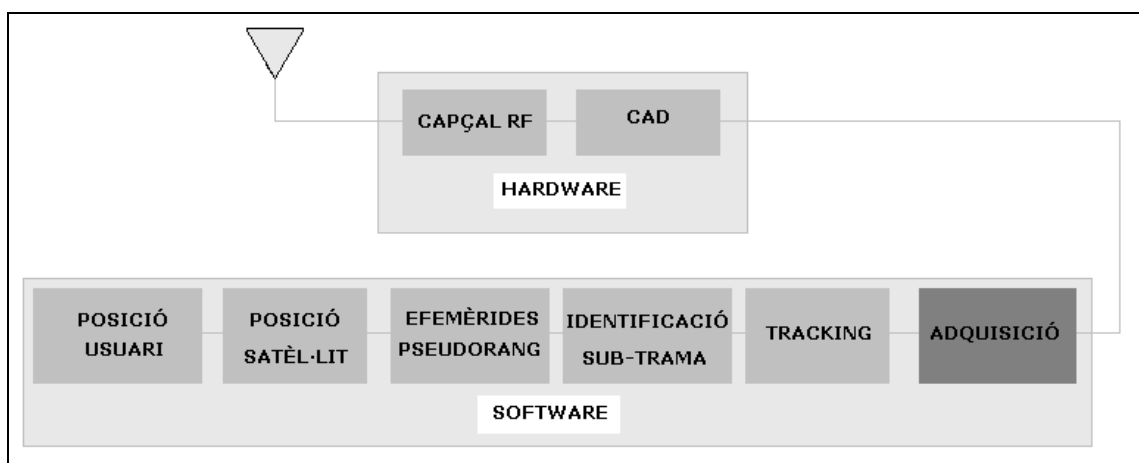


Figura 13. Diagrama de blocs de les etapes d'un receptor GPS. Aquestes es poden classificar segons la naturalesa que es pot desenvolupar el seu disseny, és a dir, per hardware o bé per software, ref.[9].

La implementació per software de la part d'adquisició i de seguiment aporta una sèrie d'avantatges respecte al seu disseny en hardware. Per exemple, quan les dades no es poden captar de manera continua, el receptor pot capturar les dades emmagatzemant-les i processar-les amb les altres dades.

A més a més, és més flexible ja que les dades poden ser captades des de variis tipus de hardware. Per exemple, un sistema pot captar dades complexes amb dos canals un de fase i l'altre de quadratura, mentre que un altre sistema només capta un canal de dades reals. Les dades poden ser fàcilment canviades d'un tipus a una altre, ja que es poden generar programes per processar senyals complexes de programes de processament de senyals reals i a l'inrevés amb algunes simples modificacions. També cal dir que un programa es pot utilitzar per processar senyals digitalitzats amb varies freqüències de mostreig. Totes aquestes propietats que tenen els sistemes programats fan que siguin independents del tipus de hardware utilitzat a les etapes anteriors com els capçals RF, CAD's,... i un ampli marge de mètodes i tècniques potencials que es poden arribar desenvolupar.

Aquest projecte està enfocat a la millora del disseny de la etapa d'adquisició d'un receptor GPS, per tant, a la secció 2.9.1, que ve a continuació se centrarà i s'explicarà els mètodes i les tècniques de funcionament d'aquesta etapa.

2.9.1. Etapa d'adquisició ref.[11]

Amb la finalitat de seguir i descodificar la informació en el senyal GPS, l'etapa d'adquisició s'utilitza per detectar la presència de la senyal. Un cop la senyal s'ha detectat, els paràmetres necessaris s'han d'obtenir i passar a l'etapa de seguiment. Aquests paràmetres són la freqüència portadora i la fase del codi de les senyals dels satèl·lits. La línia de visió de la velocitat del satèl·lit (en relació amb el receptor) provoca un efecte Doppler resultant a una freqüència superior o inferior. En el pitjor dels casos, la freqüència pot desviar-se fins a $\pm 10\text{KHz}$.

Per tant l'adquisició ha d'efectuar-se sobre un rang de freqüències de $\pm 10\text{KHz}$ per cobrir tot el rang de freqüències Doppler, considerant sumada la freqüència portadora intermitja IF a un dels possibles valors Doppler dintre d'aquest rang. De manera que per realitzar la cerca de la senyal en un temps curt, els increments de la freqüència en tot el rang de freqüències Doppler no poden ser molt petits, ja que utilitzant increments petits significa realitzar molts passos per cobrir tot el rang de freqüències i consumir molt temps.

Hi ha variis mètodes utilitzats en l'etapa d'adquisició; el de la cerca en sèrie, el de la cerca de l'espai de freqüència en paral·lel i el de la cerca de fase de codi en paral·lel.

2.9.1.1. Adquisició de la cerca en sèrie

L'adquisició de la cerca en sèrie és un mètode bastant utilitzat pels sistemes CDMA. El GPS és un sistema que utilitza CDMA, a la Figura 14, hi ha el diagrama de blocs de l'algoritme de cerca en sèrie.

Com es pot observar es basa en la multiplicació d'unes seqüències de codi PRN i portadores generades localment. El generador PRN genera una seqüència PRN corresponent d'un satèl·lit específic. El senyal entrant es inicialment multiplicat per aquesta seqüència PRN, i posteriorment, és torna a multiplicar per la portadora. La multiplicació amb la portadora genera un senyal amb dues components la de fase I, i la de quadratura Q.

Les components I i Q, són integrades en 1ms, corresponent a la duració d'una seqüència PRN de codi C/A, i finalment són quadrades i sumades.

Idealment, el senyal de potencia s'hauria de localitzar a la component I del senyal, ja que el codi C/A està modulats en aquesta. No obstant això, en aquest cas la component I generada al satèl·lit no es necessàriament corresposta a la I desmodulada, això es perquè la fase de la senyal rebuda es desconeguda. Per tenir certesa que el senyal es detectat, és necessari analitzar les dues components. La sortida és un valor de la correlació entre la senyal d'entrada i el senyal localment generat. Si es supera el llindar de valor predefinit, els paràmetres de la freqüència i de la fase de codi són correctes, i poden passar a la part dels algorismes de seguiment.

L'algoritme de cerca en sèrie està definit per dos escombrats diferents: un escombrat de freqüències sobre totes les possibles portadores de freqüència de $IF \pm 10\text{KHz}$ en increments de 500Hz i un escombrat de fase de codi sobre 1023 fases de codi diferents. Entre tot suma un total de:

$$1023 \cdot \left(2 \frac{10000}{500} + 1 \right) = 1023 \cdot 41 = 41943 \text{ combinacions} \quad (23)$$

Òbviament, és un nombre molt gran de combinacions. Aquesta rutina de cerca exhaustiva tendeix a ser la principal debilitat de l'adquisició de cerca en sèrie.

Malgrat això, la seva implementació és molt senzilla. L'algorisme pot ser aplicat directament basat en el diagrama de blocs que és mostra a la Figura 14.

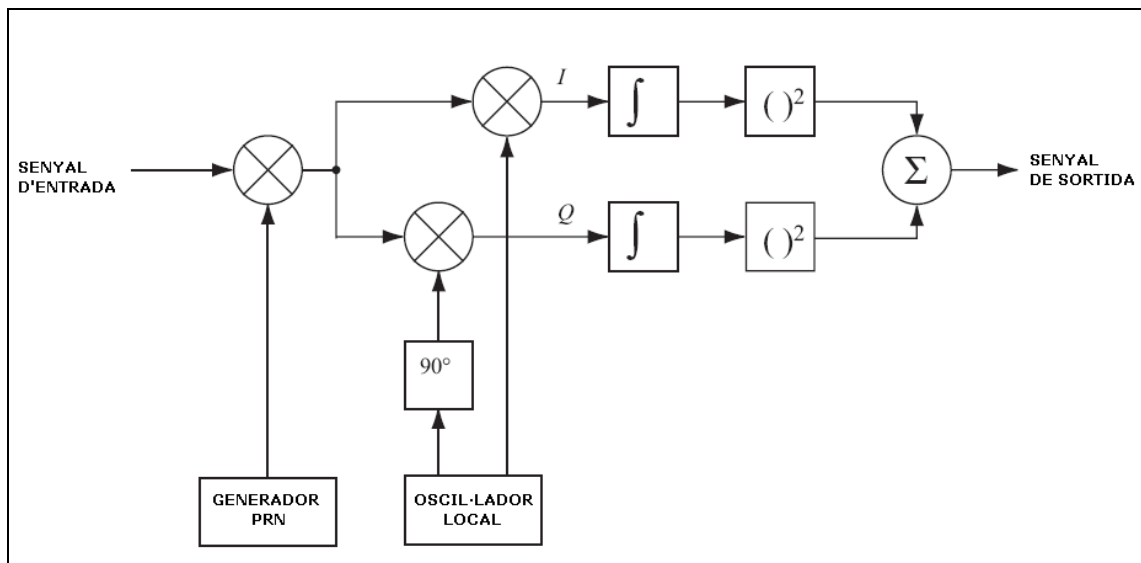


Figura 14. Diagrama de blocs de la implementació de l'adquisició de la cerca en sèrie, ref.[11].

2.9.1.2. Adquisició de la cerca de freqüència en paral·lel

El mètode anterior és un procediment d'un gran consum de temps per cercar seqüencialment a través dels possibles valors dels dos paràmetres de freqüència i fase del codi. Si qualsevol dels dos paràmetres pogués ser eliminat del procediment de cerca o si la implementació fos en paral·lel, el rendiment incrementaria significativament.

Com el propi nom diu, l'adquisició de cerca de freqüència en paral·lel, aquest segon mètode realitza paral·lelament la cerca d'un paràmetre. Per fer això utilitza la transformada de Fourier per passar del domini temporal al domini freqüencial. A la Figura 15 és representa el diagrama de blocs d'aquest algoritme.

La senyal d'entrada és multiplicada per una seqüència PRN generada localment, amb un codi corresponent a un satèl·lit específic amb la fase entre 0 i 1022 xips.

Si la senyal està perfectament alineada amb el codi el seu aspecte serà al d'una senyal de fase continua.

El senyal resultant és transformat en el domini de la freqüència mitjançant la transformada de Fourier. La transformada de Fourier pot ser implementada per la transformada discreta de Fourier (discrete Fourier transform "DFT") o bé per la ràpida transformada de Fourier (fast Fourier transform "FFT"). Com el nom diu, la FFT és més ràpida, però requereix una seqüència d'entrada amb base-2, és a dir, 2^n , on "n" pren valors enters positius.

Amb una perfecta alineació de codi PRN, després de realitzar la transformada de Fourier, la senyal presentarà un sobrepic a la freqüència IF més el desplaçament de la freqüència

Doppler. El pic serà localitzat al mateix índex de freqüència corresponent a la freqüència de la senyal de fase continua i així mateix, a la freqüència de la senyal portadora. Com el mètode anterior, la implementació d'aquest també és senzilla.

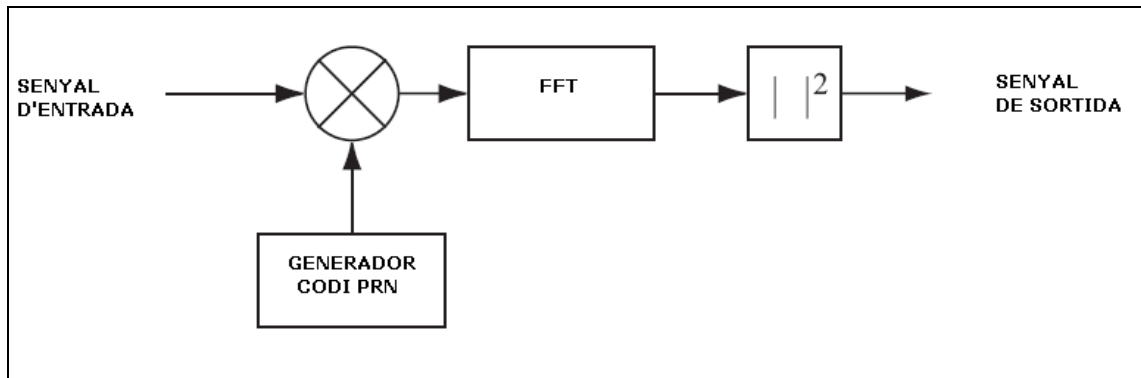


Figura 15. Diagrama de blocs de la implementació de l'adquisició de la cerca de freqüència en paral·lel, ref.[11].

2.9.1.3. Adquisició de la cerca de fase de codi en paral·lel

La quantitat de recerques en la dimensió de la fase de codi és significativament gran comparat amb la dimensió de la freqüència (1023 comparat amb 41). En aquesta adquisició és paral·lelitzada la dimensió de la fase de codi, de manera que només s'han de realitzar 41 passos.

L'objectiu de la adquisició consisteix en efectuar una correlació amb la senyal d'entrada i el codi PRN. En lloc de multiplicar la senyal d'entrada per un codi PRN amb 1023 codis de diferents fases com es fa en els altres dos mètodes d'adquisició, és més convenient fer una correlació creuada circular entre la senyal d'entrada i el codi PRN sense canviar la seva fase.

Un mètode de la realització de la correlació circular és a través de la transformada de Fourier. Si s'aplica la transformada discreta de Fourier a dues seqüències de longitud finita $x(n)$ i $y(n)$, les dues amb una longitud N :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N} \quad ; \quad Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-j2\pi kn/N} \quad (24)$$

La seqüència de la correlació creuada circular entre dos seqüències $x(n)$ i $y(n)$ de la mateixa longitud N finita és:

$$z(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(m+n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(-m)y(m-n) \quad (25)$$

Si s'omet el factor d'escalat $1/N$, la transformada de Fourier discreta de la seqüència $z(n)$ es pot expressar com:

$$\begin{aligned}
 Z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(-m)y(m-n)e^{-j2\pi kn/N} = \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} x(m)e^{j2\pi km/N} \sum_{n=0}^{N-1} y(m+n)e^{-j2\pi k(m+n)/N} = X^*(k)Y(k)
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

on $X^*(k)$ és el conjugat complex de $X(k)$.

Quan la representació del domini de freqüència de la correlació creuada s'ha trobat, la representació en el domini del temps es pot recuperar a partir de la transformada inversa de Fourier.

Així que en la etapa d'adquisició que implementa aquest mètode, el senyal d'entrada és multiplicat per una senyal portadora generada a un oscil·lador local. La freqüència d'aquesta portadora generada ha d'anar variant al llarg de tot rang de freqüències plantejat anteriorment (IF+/-10Khz), així que amb un increment de 500hz, és realitzaran 41 generacions i per tant, recerques. La multiplicació genera les components de fase I i quadratura Q, aquestes són combinades de forma complexa com a senyal d'entrada d'un bloc que realitza la transformada de Fourier. Paral·lelament la seqüència de codi PRN és transformada en el domini de la freqüència i el resultat complex és conjuga. Seguidament és multipliquen les dues senyals transformades i el resultat és transformat en el domini temporal mitjançant un altre bloc que realitza la transformada inversa de Fourier.

Els valors absoluts de la sortida d'aquest bloc representen la correlació entre la senyal d'entrada i el codi PRN. Si es troba un pic en la correlació, l'índex d'aquest pic marca la fase del codi PRN de la senyal d'entrada.

Comparat amb els altres dos mètodes, aquest ha reduït l'espai de cerca a les 41 diferents freqüències portadores de manera que és més eficient, però al utilitzar dos blocs que implementen la transformada de Fourier i un la transformada inversa, la seva complexitat augmenta considerablement. A continuació a la Figura 16, es mostra el diagrama de blocs d'aquest mètode d'adquisició.

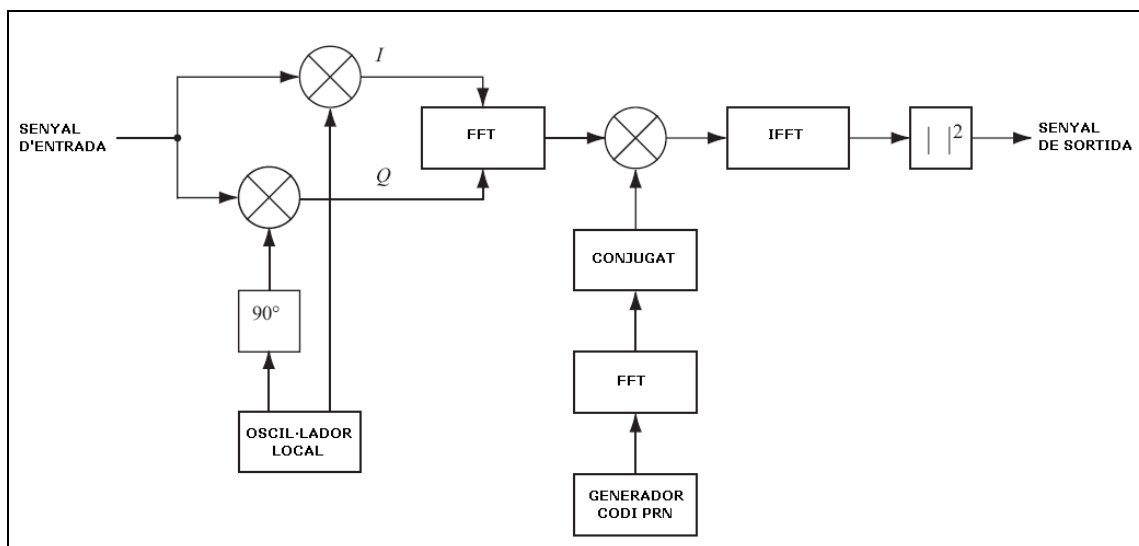


Figura 16. Diagrama de blocs de la implementació de l'adquisició de la cerca de fase de codi en paral·lel, ref.[11].

Algoritme	Temps d'execució (segons)	Repeticions	Complexitat
Cerca en sèrie	87	41943	Baixa
Cerca de freqüència en paral·lel	10	1023	Mitjana
Cerca de fase codi en paral·lel	1	41	Alta

Taula 6. On es comparen el temps d'execució, les repeticions i la complexitat dels tres mètodes que s'implementen en l'adquisició, ref.[11].

Com es pot veure la complexitat respecte el temps d'execució i les repeticions tenen un compromís, de manera que si es vol una complexitat baixa, el temps d'execució serà alt respecte al mètode de cerca de codi de fase en paral·lel de complexitat elevada.

El temps d'execució en segons s'ha mesurat mitjançant les comandes TIC i TOC de MATLAB en un computador personal Pentium 4 a 2,8GHz.

Cal remarcar que en aquest projecte la seva finalitat, és doncs, implementar en la part d'adquisició un mètode que ajusti d'una manera eficient el temps d'execució respecte la seva complexitat. De manera que s'implementa l'algoritme de cerca de la fase de codi en paral·lel reduint la alta complexitat d'aquest. Això s'aconsegueix utilitzant només un sol bloc que realitzi la transformada de Fourier com també la seva inversa, en comptes de tres.

3. Estudi i disseny de l'etapa d'adquisició del receptor GPS

Al llarg del projecte s'ha treballat en dos entorns de disseny diferents per tal d'implementar la part d'adquisició, en l'entorn de línies de comandes del programa MATLAB i en l'eina de simulació de models i sistemes Simulink. El projecte s'ha enfocat d'aquesta manera per seguir correctament i entendre els passos necessaris del procés d'adquisició de la senyal, comparant els resultats en els dos casos.

L'estudi i el disseny de la part d'adquisició com ja s'ha comentat es basa en la cerca de fase de codi en paral·lel, de manera que tots els dissenys implementats en els diferents entorns, és a dir, tant en MATLAB com en Simulink, segueixen aquest model.

3.1. La generació del codi C/A

Per tal de poder determinar les senyals procedents satèl·lits que estan en vista en un precís moment, és necessari generar el codi C/A correlant-lo amb aquestes.

En la generació del codi C/A explicada en la secció 2.6.3.1 s'utilitzen dos registres de desplaçament realimentats i alguns sumadors mòdul-2.

A continuació es detallaran el procés de disseny i els resultats obtinguts en els dos casos que s'ha implementat.

3.1.1. Mitjançant codi Matlab

Les següents línies de codi que hi ha dins el requadre de la Figura 17 corresponen a una funció escrita en codi Matlab en un fitxer ".m" que genera cada un dels codis C/A de 37 satèl·lits GPS.

Els arguments de la funció són el "sv" que correspon a un vector d'un o variis satèl·lits vàlids dels quals es generaran els codis i l'opcional "fs", el número de mostres per xip que per defecte és 1, per si es desitja modificar el taxa mostreig.

La variable de sortida de la funció "gs" és una matriu nx1023 on cada fila correspon a un codi PRN dels satèl·lits entrats amb els símbols -1 i 1.

```

function [gr]=cacode(sv,fs)

if nargin<2
    fs=1;
end
if (max(sv)>37) || (min(sv)<1)
    error('sv té que ser un vector columna o fila amb valors entre 1 i 37')
end
if fs<1
    error('fs té que ser 1 o major')
end

% taula de la selecció de les posicions del registre desplaçament generador G2
com a entrades del sumador superior mòdul-2 segons el satèl·lit escollit.

tap=[2 6; 3 7; 4 8; 5 9; 1 9; 2 10; 1 8; 2 9; 3 10; 2 3; 3 4; 5 6; 6 7; 7 8; 8
9; 9 10; 1 4; 2 5; 3 6; 4 7; 5 8; 6 9; 1 3; 4 6; 5 7; 6 8; 7 9; 8 10; 1 6; 2 7;
3 8; 4 9; 5 10; 4 10; 1 7; 2 8; 4 10];

% Polinomi  $x^{10}+x^3+1$  corresponent a les posicions del registre desplaçament
generador G1 com a entrades al sumador mòdul-2.

s=[0 0 1 0 0 0 0 0 0 1];
n=length(s);
g1=ones(1,n); %vector d'inicialització pel G1
L=2^n-1;

% Polinomi  $x^{10}+x^9+x^8+x^6+x^3+x^2+1$  corresponent a les posicions del registre
desplaçament generador G2 com a entrades al sumador mòdul-2 inferior.

t=[0 1 1 0 0 1 0 1 1 1];
q=ones(1,n); %vector d'inicialització pel G2

% Generació de seqüències de codi C/A:

tap_sel=tap(sv,:);
for inc=1:L
    g2(:,inc)=mod(sum(q(tap_sel),2),2); %sumador XOR G2 amb selecció
    g(:,inc)=mod(g1(n)+g2(:,inc),2); %sumador XOR G1 i G2
    if g(:,inc)==0 % Mapeig 0 -> +1, 1 -> -1
        gr(:,inc)=1;
    else
        gr(:,inc)=-1;
    end
    g1=[mod(sum(g1.*s),2) g1(1:n-1)]; %sumador XOR G1
    q=[mod(sum(q.*t),2) q(1:n-1)]; %sumador XOR G2
end

% Sobremostreig a la taxa de mostres per xip desitjada

if fs~=1
    index=0;
    for cnt = 1/fs:1/fs:L
        index=index+1;
        if ceil(cnt) > L
            gfs(:,index)=gr(:,L);
        else
            gfs(:,index)=gr(:,ceil(cnt));
        end
    end
    gr=gfs;
end

```

Figura 17. Funció que genera les seqüències PRN del codi C/A.

Generant mitjançant la funció implementada una seqüència de codi C/A corresponent al satèl·lit 16, aplicant l'autocorrelació d'aquesta, i utilitzant la funció plot a l'entorn de línies de comandes del Matlab, els resultats gràfics que s'observen són els següents:

```
>> prn16=cacode(16);  
>> plot(prn16)
```

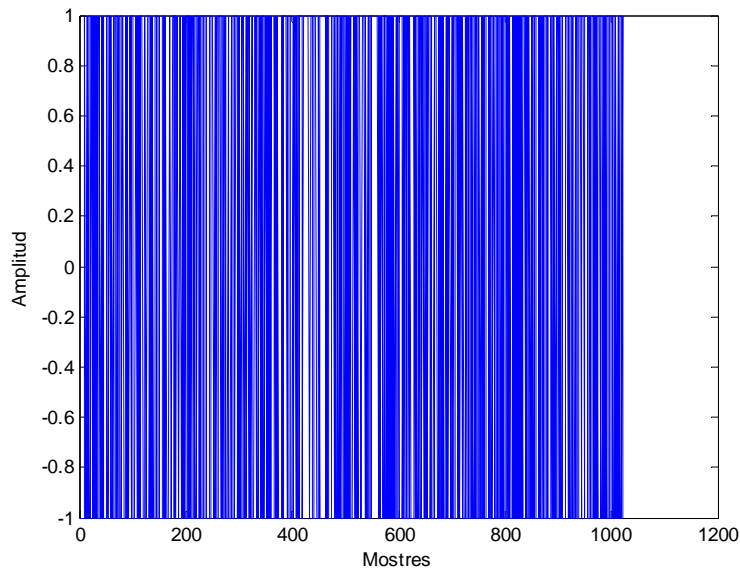


Figura 18. Gràfica que mostra els 1023 xips de codi PRN del satèl·lit 16 generats amb els seus valors (1 o -1).

```
>> plot(abs(xcorr(prn16)))
```

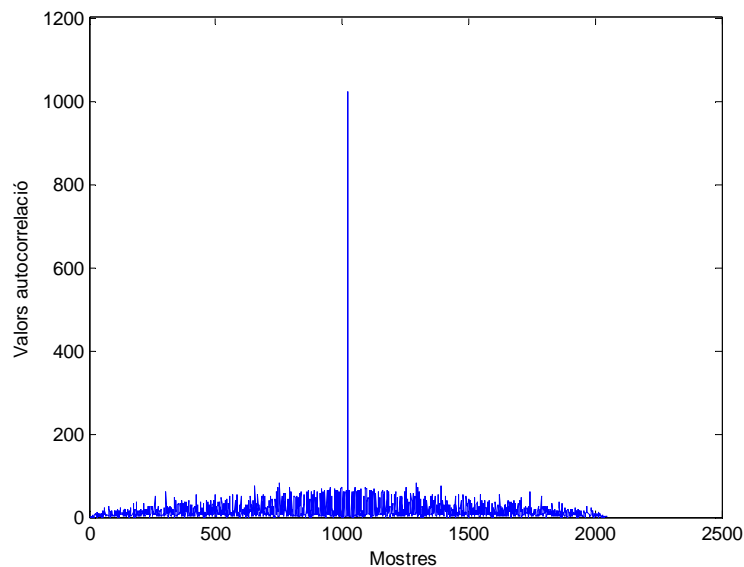


Figura 19. Gràfica on es visualitza el resultat d'autocorrelació del codi PRN del satèl·lit 16 utilitzant la funció xcorr(). Es veu clarament el pic (valor màxim), el qual dona l'evidència que el codi C/A implementat al GPS té bones propietats de correlació.

```
>> fcentrada_xip=-1.023e6/2:1.023e6/1023:1.023e6/2-1;  
>> plot(fcentrada_xip,abs(fftshift(fft(prn16))))
```

```
>> xlabel('Freqüència en (Hz)')  
>> ylabel('Mòdul')
```

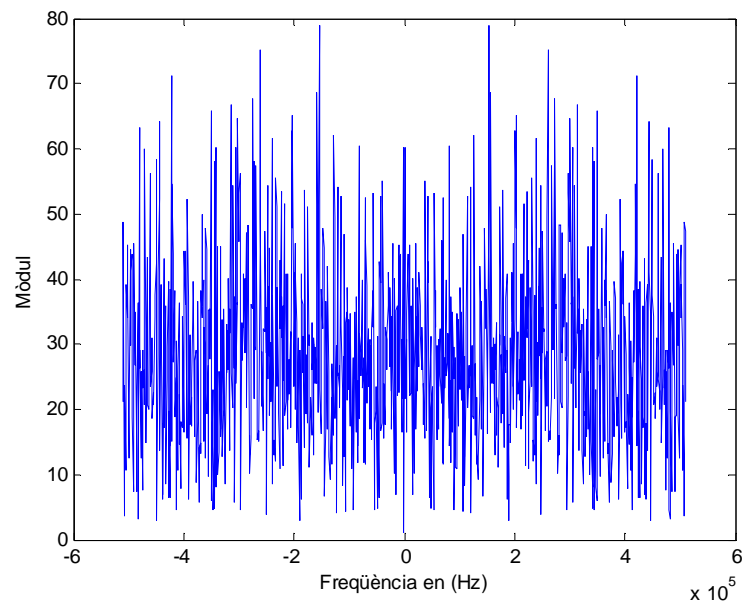


Figura 20. Aspecte que presenta l'espectre freqüencial del codi PRN del satèl·lit 16, aplicant la FFT.

3.1.2. Mitjançant blocs Simulink

La generació de les seqüències de codi C/A mitjançant els blocs Simulink és més intuïtiva ja que al utilitzar elements gràfics ajuda a dissenyar i entendre d'una manera més clara i ràpida.

A l'esquema que hi ha a la Figura 21, es poden veure diferents blocs, un d'ells el "Generador_PRN" integra tots els blocs funcionals i elements necessaris pel procés de la generació, en aquest esquema no es poden veure en aquest diagrama ja que en l'entorn de Simulink es poden definir diferents nivells d'abstracció per tal de reduir la complexitat. Els altres blocs complementaris són necessaris per a dur a terme la generació, el bloc "Satèl·lit" és on s'indica el satèl·lit a partir del qual es vol generar la seqüència, i els blocs "Scope" i "To Workspace", són els de sortida de les dades, el primer per representar-les gràficament i el segon per bolcar-les a unes variables vectorials o matricials a l'entorn de treball de l'aplicació Matlab.

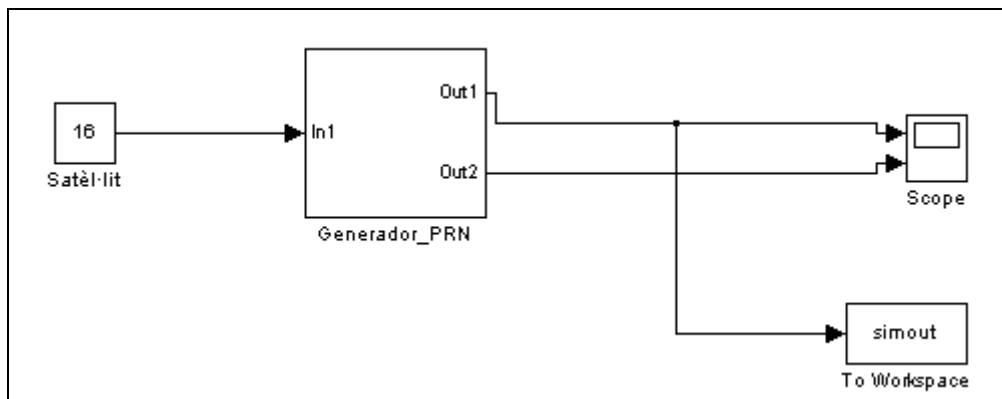


Figura 21. Captura del bloc generador PRN en Simulink.

Els blocs funcionals i elements que són necessaris per a la implementació del generador són els que estan a l'esquema de la Figura 22, a continuació és descriuran cada un d'ells per entendre la seva funcionalitat com a conjunt.

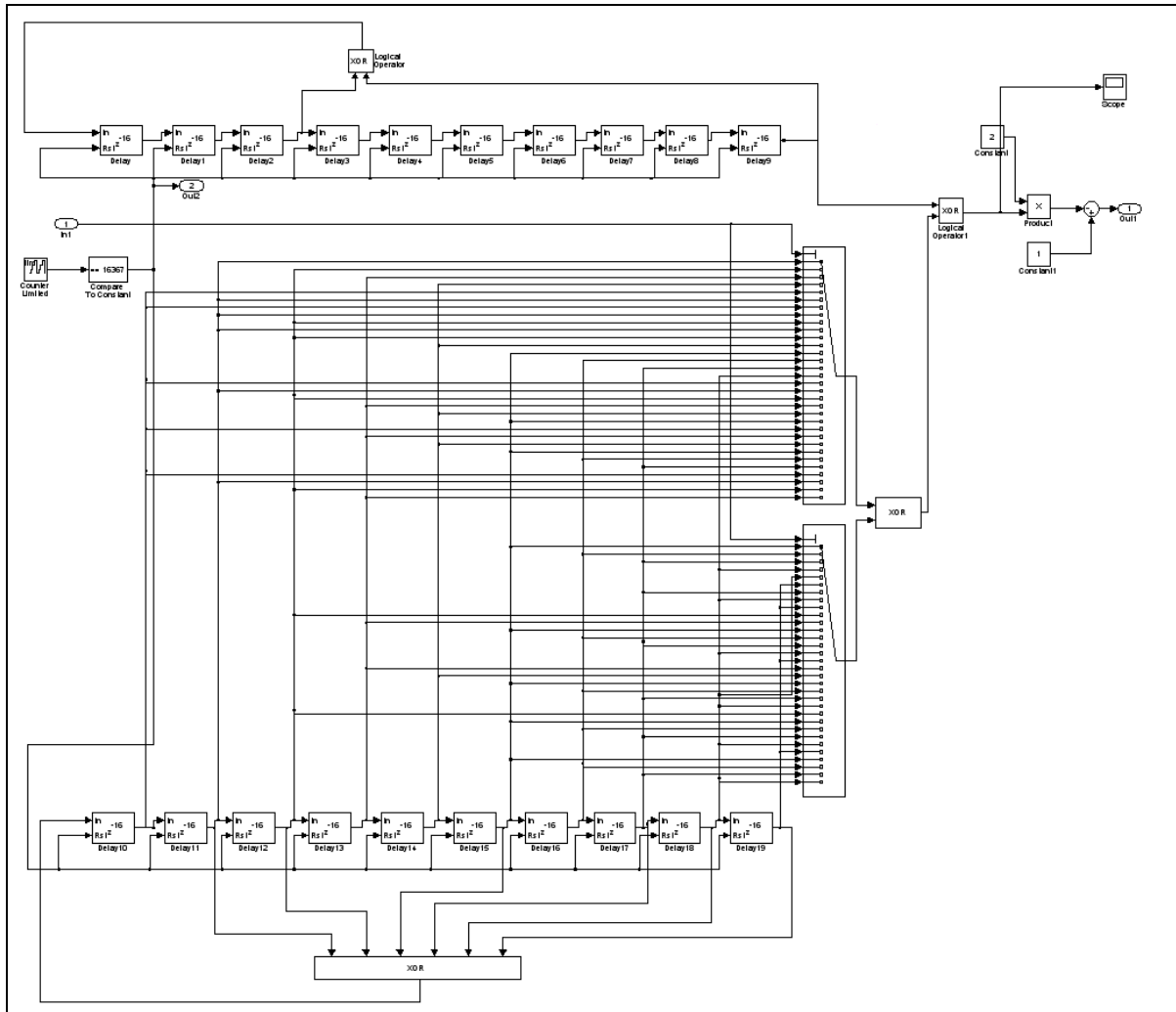


Figura 22. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc generador PRN en Simulink.

Els 10 blocs que estan connectats en sèrie i realimentats tant de la part de dalt de com els de la part de baix de l'esquema de la Figura 22, constitueixen els dos registres de desplaçament. Cada bloc d'aquests anomenats "Delay" té la funció de retardar la seqüència un nombre específic de mostres, permet introduir-hi una condició inicial i habilitar un port per resetejar-lo.

En el cas de generar un codi amb una taxa de 16 mostres per xip (aquest és el mostreig que interessa, més endavant a la secció 3.2.1.1 s'expliquen els motius), caldrà aplicar un retard de 16 mostres, i la condició inicial en cada bloc tindrà el valor "1" tal com s'ha explicat en la secció 2.6.3.1.

Per regenerar noves seqüències de codi, s'habilita el port "reset" que estarà governat per una senyal que es posarà a '1' provinent d'un bloc comparador limitat, al complir-se la comparació d'un valor prefixat 16367 amb el valor d'un bloc comptador que s'anirà incrementant des de 0 fins a 16367.

El registre de desplaçament de la part superior correspondria al generador G1 mentre que el registre de la part inferior al generador G2.

Seguint el model teòric de la generació de codis C/A presentat a la secció 2.6.3.1, el registre del generador G1 està realimentat del resultat d'un bloc sumador XOR que té com a entrades el valor de l'última posició del registre i el valor de la segona posició. Mentre que el registre del generador G2 està també realimentat per la suma exclusiva d'un altre bloc XOR. Les dues entrades de l'altre sumador exclusiu que forma part del generador G2, estan connectades per mitjà d'uns blocs commutadors multiport que seleccionen cada una de les diferents posicions del registre de desplaçament segons la elecció arbitrària de la seqüència PRN del satèl·lit que es vol generar.

Per acabar, a la sortida del generador s'estableix un mapeig dels valors de la seqüència generada, de manera que pels valors binaris '0' i '1', es faran correspondre els valors simbòlics '1' i '-1' respectivament.

La Figura 23, és una captura del "Scope" després d'una simulació de 40000 mostres on es visualitzen dues gràfiques. A la gràfica superior es veuen els valors de les mostres de les seqüències de codi generades i a la inferior la senyal que reinicia la seqüència, s'observen dos pics amb valor '1', això vol dir que ja s'han generat dues seqüències de 16368 mostres.

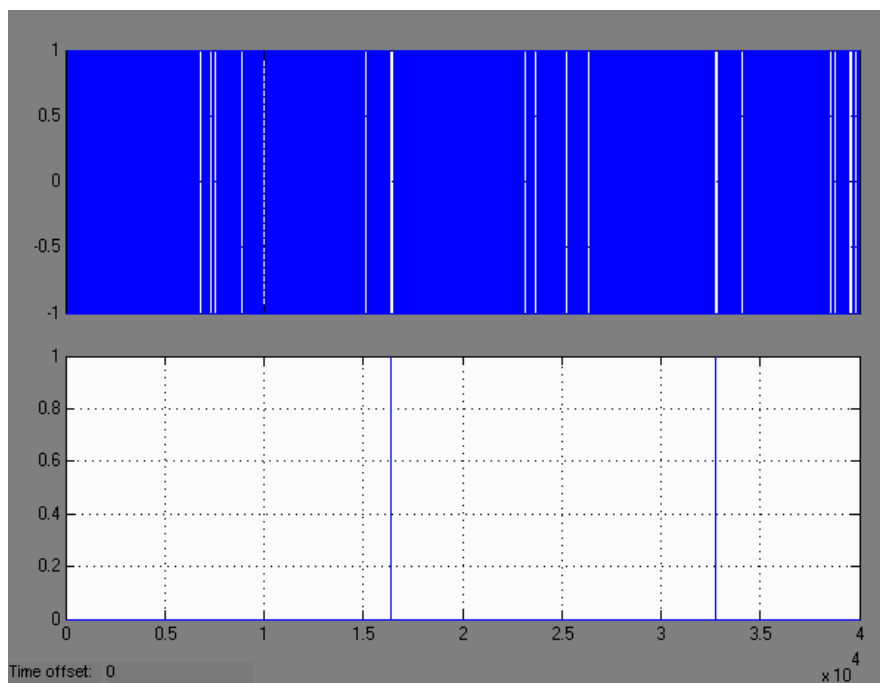


Figura 23. Captura de les gràfiques que representen la generació PRN del bloc Scope de Simulink.

3.2. El disseny implementat en l'etapa d'adquisició

3.2.1. Mitjançant codi Matlab

3.2.1.1. Tractament previ de la senyal i el codi C/A

En l'etapa d'adquisició es correla la senyal real procedents dels satèl·lits amb el codi generat pel propi receptor. Per implementar aquest procés primer cal adaptar tant la senyal com el codi a unes condicions necessàries per poder processar-los adequadament i tenir resultats coherents.

Per començar s'estudiarà la senyal real, aquesta ha estat capturada per mitjà d'un receptor i després gravada en un fitxer en format binari.

La captura està feta durant uns 70 segons aproximadament, conté les senyals emeses en la banda L1 de 5 satèl·lits corresponents als números d'identificació; 16, 21, 24, 25 i 29.

La senyal capturada s'ha baixat a una freqüència intermitja (FI) de 4,1304Mhz i s'ha digitalitzat mostrejant-la a una freqüència de 16,3676Mhz i quantificant-la i codificant-la, en nivells d'enters de 8 bits.

Degut a la gran quantitat de memòria que ocupa la senyal completa continguda al fitxer, no s'ha pogut carregar tota la captura a l'aplicació MATLAB, per això només s'han carregat un fragment a una variable creada a l'entorn de treball.

Per obrir el fitxer i bolcar les mostres del fragment de la senyal a la nova variable creada com a vector, s'ha utilitzat les següents línies de codi.

```
>> fid=fopen('IFrecording.sim','r');  
>> sr=fread(fid,100000,'int8');  
>> fclose(fid);
```

Agafant 500 mostres del fragment de la senyal per representar-la gràficament és pot veure clarament els 4 nivells o valors d'amplitud que prenen (3, 1, -1, -3).

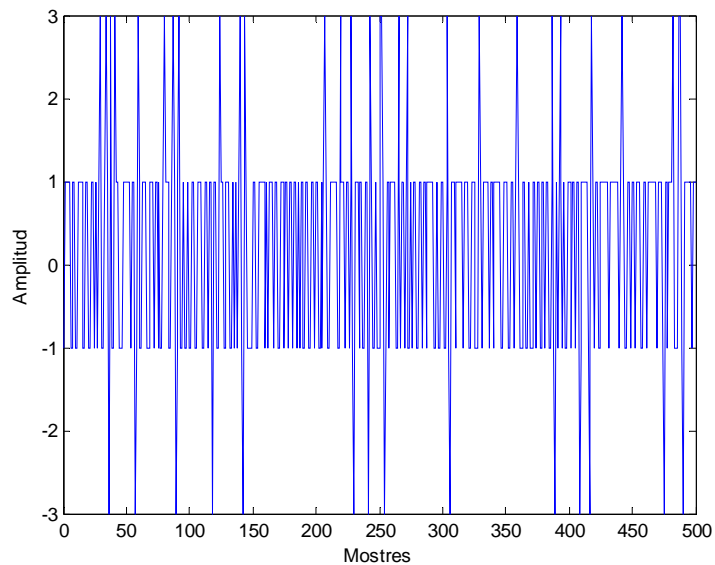


Figura 24. Representació gràfica d'un fragment de 500 mostres de la senyal capturada.

Es pot observar que pren dos nivells més d'amplitud (3 i -3) que el codi C/A dels satèl·lits, això es degut a la presència d'altres senyals interferents i el soroll, es tracta d'una senyal real, no pas d'una senyal obtinguda a partir d'una simulació.

El següent pas serà baixar la senyal en freqüència a banda base, ja que com s'ha dit anteriorment està a una FI de 4,1304Mhz. Aquest pas està definit per les següents línies de codi i es pot verificar observant les gràfiques obtingudes abans i després de la conversió.

```
>> f=0:16.3676e6/100000:16.3676e6-1;  
>> plot(f,abs(fft(sr)))  
>> xlabel('Freqüència en (Hz)')  
>> ylabel('Mòdul')
```

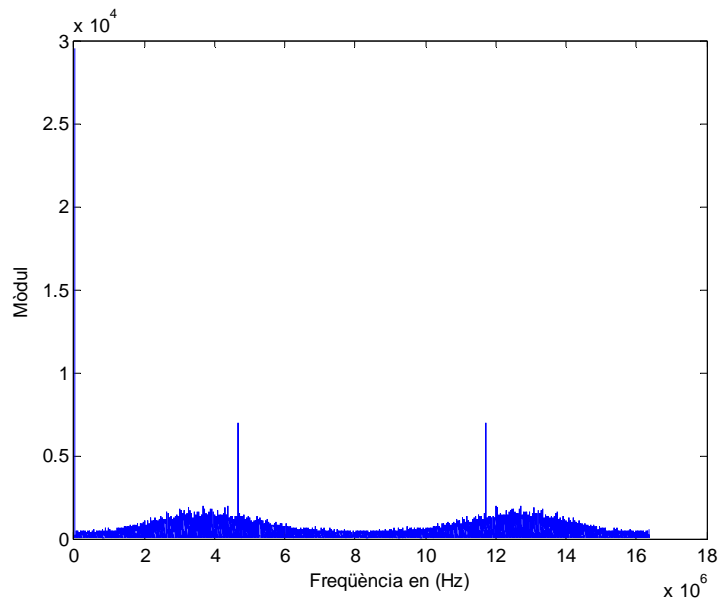


Figura 25. Espectre de la senyal abans de passar-la a banda base. Mitjançant la funció `fft()` es pot obtenir la senyal al domini freqüencial.

```
>> fcentrada=-16.3676e6/2:16.3676e6/100000:16.3676e6/2-1;
>> plot(fcentrada,abs(fftshift(fft(sr))))
>> xlabel('Freqüència en (Hz)')
>> ylabel('Mòdul')
```

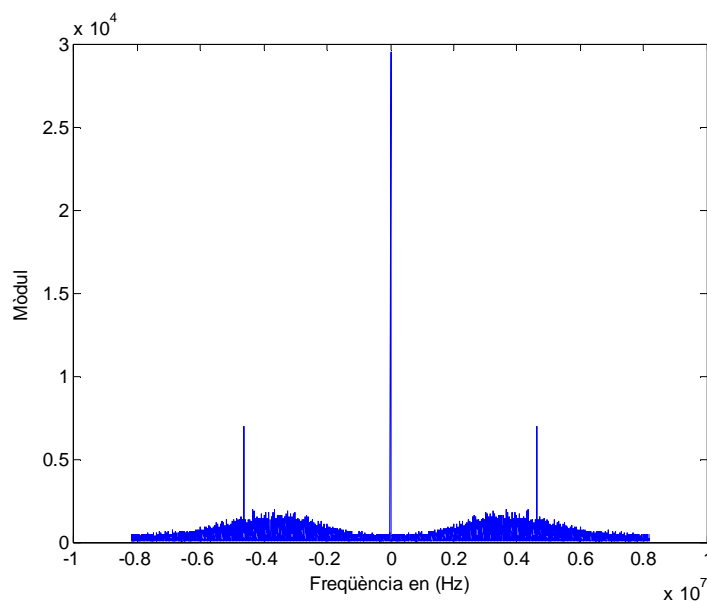


Figura 26. Espectre de la senyal abans de passar-la a banda base, en aquest cas s'ha centrat a la freqüència 0Hz.

Per desplaçar la senyal en banda base cal multiplicar-la per una exponencial complexa amb la freqüència de la seva portadora, en aquest cas, a una FI de 4,01304Mhz.

$$Senyal_banda_base_{complexa} = Senyal_pas_banda_{real} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t} \quad (27)$$

Cal destacar que la senyal capturada està representada per magnituds reals i que al multiplicar-la per la exponencial complexa, el resultat serà també complex, per tant tindrà dues components una de fase I[n] i l'altra de quadratura Q[n].

```
>> t=(1:100000)*(1/16.3676e6);  
>> fc=4.1304e6;  
>> y_cmplx=sr.*exp(-j*2*pi*fc*t);  
>> tf_y_cmplx=fft(y_cmplx);  
>> plot(f,abs(tf_y_cmplx))  
>> xlabel('Freqüència en (Hz)')  
>> ylabel('Mòdul')
```

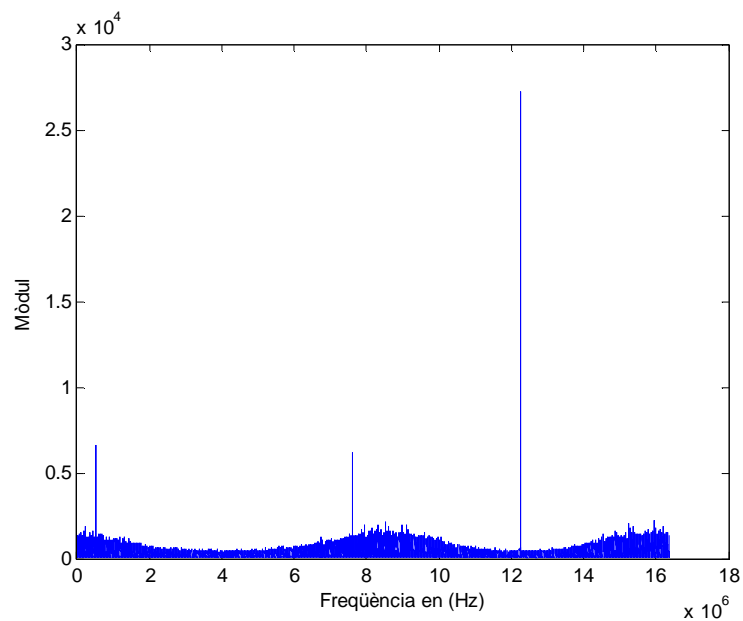


Figura 27. Espectre de la senyal baixada en banda base.

```
>> plot(fcentrada,fftshift(abs(tf_y_cmplx)))  
>> xlabel('Freqüència en (Hz)')  
>> ylabel('Mòdul')
```

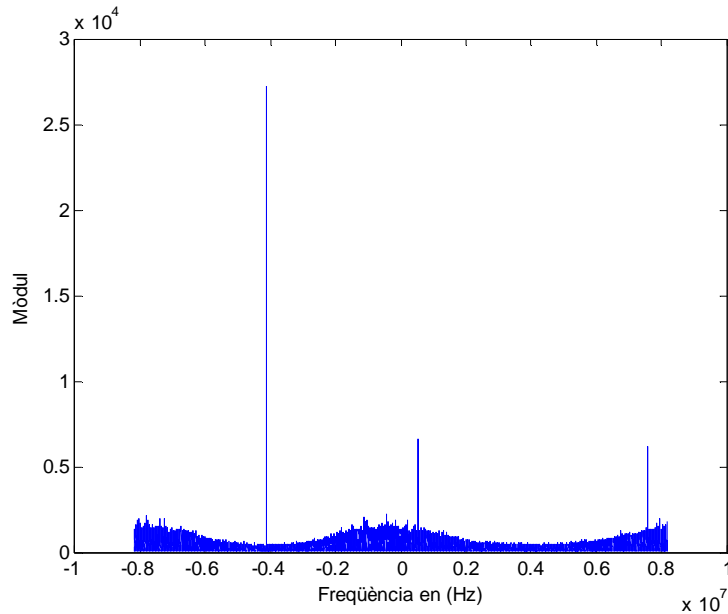


Figura 28. Espectre de la senyal baixada en banda base, centrada a la freqüència 0Hz.

Com a conseqüència de que la senyal està mostrejada a una freqüència de 16,3676Mhz caldrà augmentar el número de mostres per xip de cada un dels codis PRN dels satèl·lits, ja que la freqüència del codi és de 1,023Mhz i és pugui realitzar una bona correlació entre el codi i la senyal. Així que mitjançant l'expressió (27):

$$\begin{aligned}
 \text{taxa de sobremostreig} &= \frac{\text{freqüència de mostreig senyal}}{\text{freqüència del codi} / CA} = \\
 &= \frac{16,3676M (\text{mostres} / \text{segon})}{1,023M (\text{xips} / \text{segon})} = 15,99960899 (\text{mostres} / \text{xip})
 \end{aligned}
 \tag{28}$$

Aproximant el resultat, caldrà sobremostrejar el codi PRN a una taxa de 16 mostres/xip. Amb aquest mostreig la seva longitud és de 16368 mostres, de manera que cada conjunt de 16 mostres pren el mateix valor de 1 o bé -1 que val cada xip generat sense aplicar el sobremostreig.

Aquest sobremostreig es pot aplicar gràcies a la integritat d'aquesta operativitat en la funció de generació de seqüències comentada a la secció 3.1.1.

```

>> fs=16;
>> prn16=cacode(16,fs);
>> plot(prn16)
>> ylabel('Amplitud')
>> xlabel('Mostres')

```

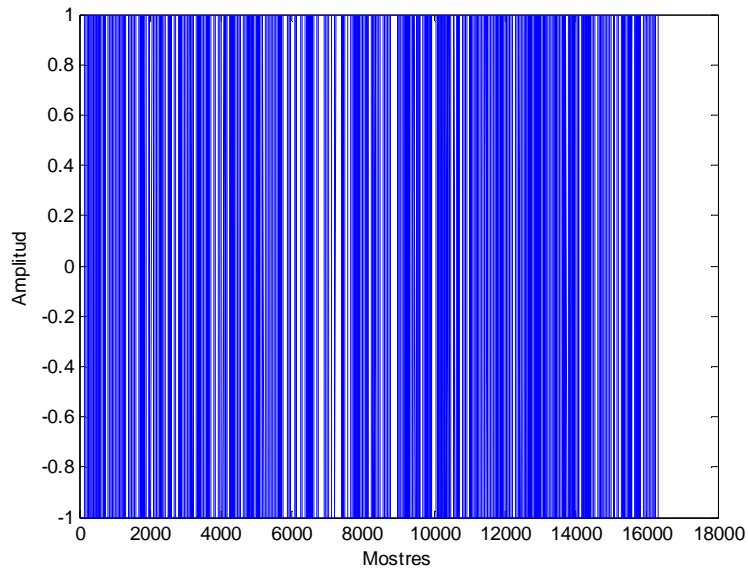



Figura 29. Representació gràfica de la seqüència PRN del satèl·lit 16 amb un mostreig de 16 (mostres/xip).

```
>> freqxip=0:(16.368e6/1023):16.368e-1;
>> plot(freqxip,abs(fft(prn16)))
```

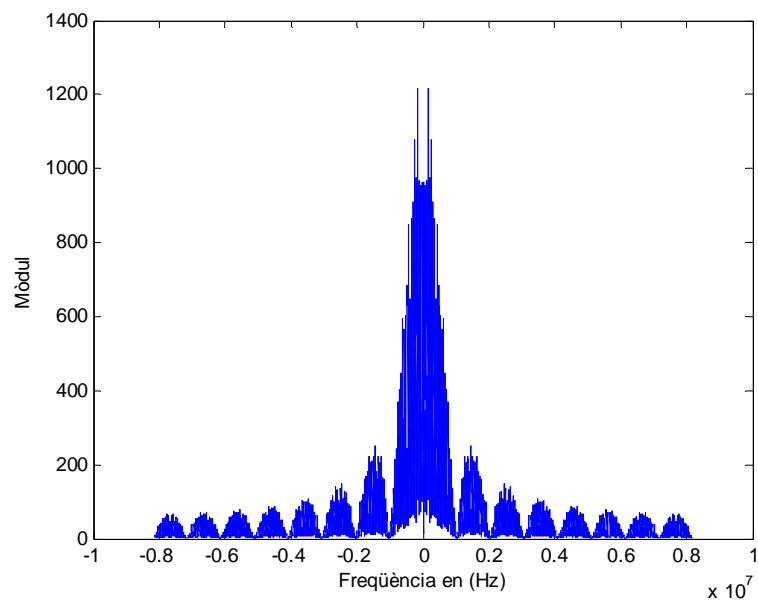


Figura 30. Aspecte que presenta l'espectre freqüencial del codi PRN del satèl·lit 16 sobremostrejat a 16 (mostres/xip), aplicant la FFT.

3.2.1.2. Anàlisi de la correlació amb escombrat de freqüències de correcció Doppler

Una vegada la senyal real dels satèl·lits capturada i els codis C/A generats s'han tractat adequadament, ja es poden correlar per tal de realitzar el procés d'adquisició. El procediment de la correlació s'ha implementat de dues maneres. Donat a que l'aplicació Matlab en cada versió que es va elaborant integra cada vegada més funcions les quals li dona més potencialitat, una de les darreres versions incorpora la funció `xcorr()`. Aquesta, permet calcular l'autocorrelació d'una mateixa senyal o la correlació creuada de dues senyals, és el primer mètode utilitzat i el més trivial d'implementar.

La segona opció a efectuar consisteix en transformar tant la senyal com el codi al domini de la freqüència utilitzant la funció `fft()`, conjuguar una de les dues, multiplicar-les i realitzar la `ifft()` al producte. El resultat final correspondrà al de la correlació, donant lloc al procés de la correlació creuada circular tal com s'ha explicat a la secció 2.9.1.3.

Les següents línies de codi del requadre de la Figura 31 escrites en un fitxer ".m", realitzen els dos mètodes comentats per a dur a terme el procés d'adquisició, corregint la freqüència desplaçada degut a l'efecte Doppler en els dos casos. Això s'aconsegueix multiplicant el codi C/A o bé la senyal rebuda per una exponencial complexa amb diferents valors de freqüència, en aquest cas en un interval que compregui els valors incrementats cada 500hz dels -10Khz als 10Khz. De manera que amb l'ajuda d'un bucle "for" s'aconseguirà un escombrat al llarg d'aquest rang de freqüències, en total 41, per veure en quina d'elles a través de les gràfiques dels resultats s'obtindrà un pic o si ni ha varies que presenten un pic, escollir la gràfica a partir de la qual el seu pic tingui el màxim valor, ja que a la freqüència que s'hagi corregit serà la idònia per trobar la màxima senyal rebuda durant un cert temps.

El programa demana que s'introdueixi el codi PRN d'un satèl·lit, el número de l'interval de la senyal que es vol correlar, per observar diferents trams, i que es seleccioni un dels dos mètodes. De manera que segons el satèl·lit introduït arbitràriament s'obtindrà un resultat que confirmarà si la senyal emesa d'aquest està present a la senyal capturada. Això i l'escombrat de freqüències de correcció de l'efecte Doppler és demostra a les gràfiques que es troben a les pàgines 50-53.

Cal afegir també, que el primer mètode agafa l'interval d'1ms de la senyal rebuda i el segon mètode l'agafa de 2ms. Això s'ha fet així perquè en el segon cas és pugui observar amb més marge, un pic de correlació que no es localitzaria en cas de que al interval d'1ms escollit, és manifestés un canvi de fase a la seva meitat, causat per les transicions dels bits que formen les dades del missatge de navegació. Alhora de correlar les dues seqüències s'anul·larien els valors del resultat degut als signes oposats del canvi de fase, i per tant, no es visualitzaria cap pic.

Com la senyal que s'agafa és de 2ms, s'ha de fer coincidir la duració del codi PRN per correlar les dues seqüències correctament, de manera que s'aconsegueix doblant la longitud de la seqüència del codi afegint ceros a la segona meitat de la seqüència, en aquest cas si la longitud és de 16368 mostres, s'afegirà aquesta mateixa quantitat de ceros obtenint un total de 32736 mostres.

```

prn_id=input('entri el vector del codi C/A del satèl·lit per correlar=
');
n=input('entri el número del interval de la senyal que vol correlar= ');
seleccio=input('seleccioni el mètode que vol utilitzar (1 -> xcorr, 2 ->
fft) = ');

if seleccio == 1

%1.- MÈTODE CORRELACIÓ (interval d'lms de la senyal):

t1=(1:16368)*(1/16.3676e6);

for i = [1:41];

    fr=0-10000+(i-1)*500;
    prn_id_corregit=prn_id.*exp(j*2*pi*fr*t1);
    correlacio=xcorr(y_cmplx((16368*(n-
1)+1):(16368*n)),prn_id_corregit);
    figure
    plot(abs(correlacio));
    title(['Correlació amb correcció a freqüència Doppler
',num2str(fr),' Hz'])

end

else if seleccio == 2

%2.- MÈTODE FFT (interval de 2ms de la senyal):

t2=(1/32736:1/32736:1)*2e-3;

for i = [1:41];

    fr=0-10000+(i-1)*500;
    prn_id2=prn_id;
    prn_id2(16369:32736)=0;
    prn_id2_corregit=prn_id2.*exp(j*2*pi*fr*t2);
    tf_prn_id=fft(prn_id2_corregit);
    tf_y_cmplx=fft(y_cmplx((32736*(n-1)+1):(32736*n)));
    tf_correlacio=conj(tf_prn_id).*tf_y_cmplx;
    correlacio=ifft(tf_correlacio);
    figure
    plot(abs(correlacio));
    title(['Correlació amb correcció a freqüència Doppler
',num2str(fr),' Hz'])

end

else
error('ha de seleccionar una de les dues opcions possibles')
end
end

```

Figura 31. Script en codi Matlab que realitza la implementació de dos mètodes de correlacions amb un escombrat de freqüències de correcció Doppler.

Les gràfiques que hi ha a continuació mostren el resultat de la correlació del codis PRN dels satèl·lits utilitzant els dos mètodes en diferents intervals de la senyal capturada.

Mètode 1 -> Aplicant la XCORR en intervals d'1ms

Seguiment de la senyal del satèl·lit 16 en el 1er interval de mostres (1:16368) en diferents freqüències Doppler de correcció. Es veu com a les correlacions amb les freqüències pròximes a la correlació amb la freqüència que correspon el pic amb valor més gran, també hi predomina amb la mateixa fase de codi amb valors inferiors.

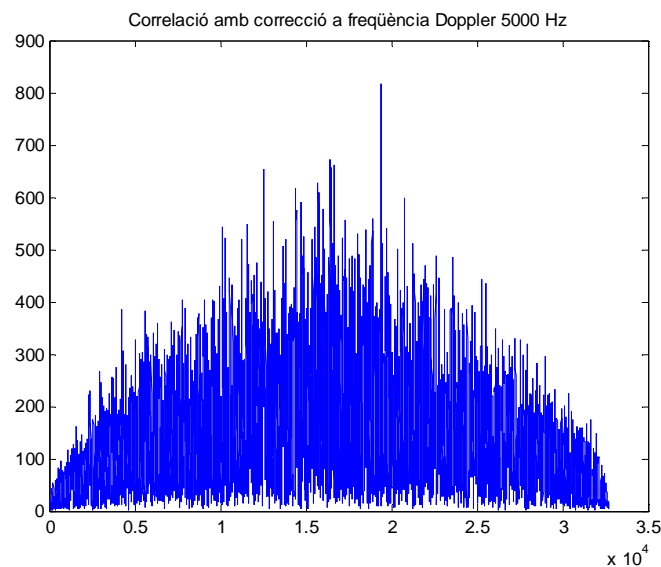


Figura 32. Correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5000Hz.

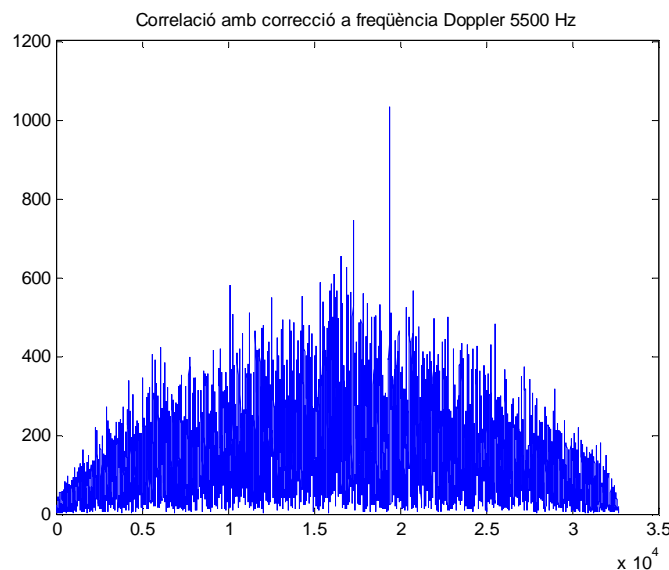


Figura 33. Correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz.

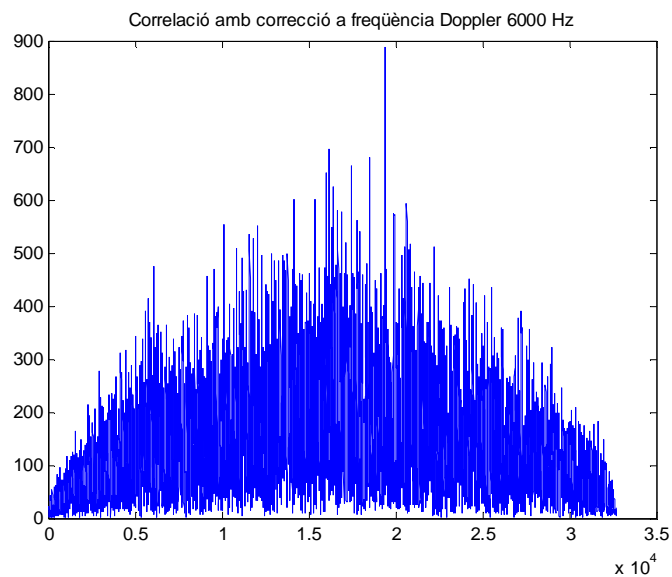


Figura 34. Correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 6000Hz.

Seguiment de la senyal del satèl·lit 16 en la mateixa freqüència Doppler de correcció en diferents intervals. En aquest cas, al observar que a la freqüència Doppler de 5500Hz es troba el valor màxim del pic de la correlació, es va seguir en diferents trams de la senyal per veure la seva continuïtat. També es pot veure que és manté en la mateixa fase de codi al llarg del seu seguiment.

1er interval de mostres (1:16368)

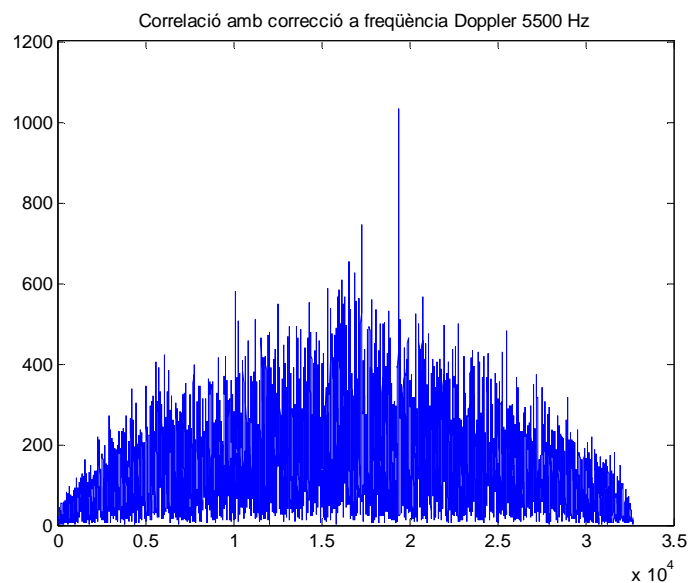


Figura 35. Primer interval de correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz.

5è interval de mostres (81841:98209)

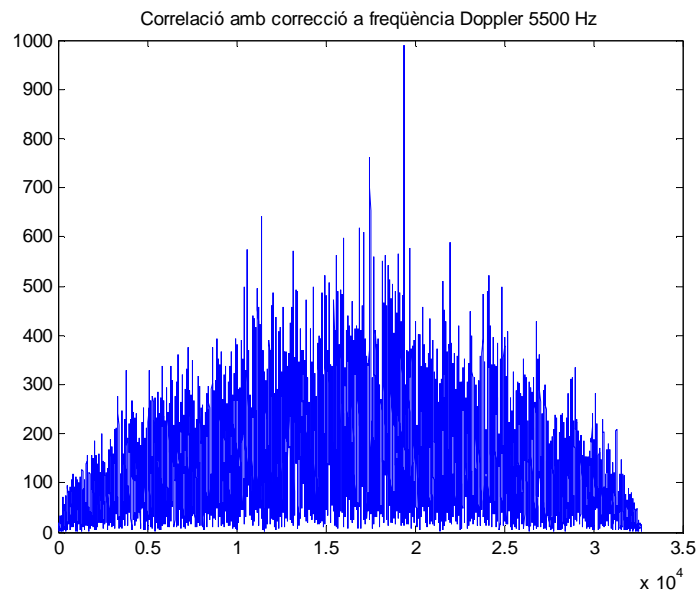


Figura 36. Segon interval de correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz.

10è interval de mostres (163681:180049)

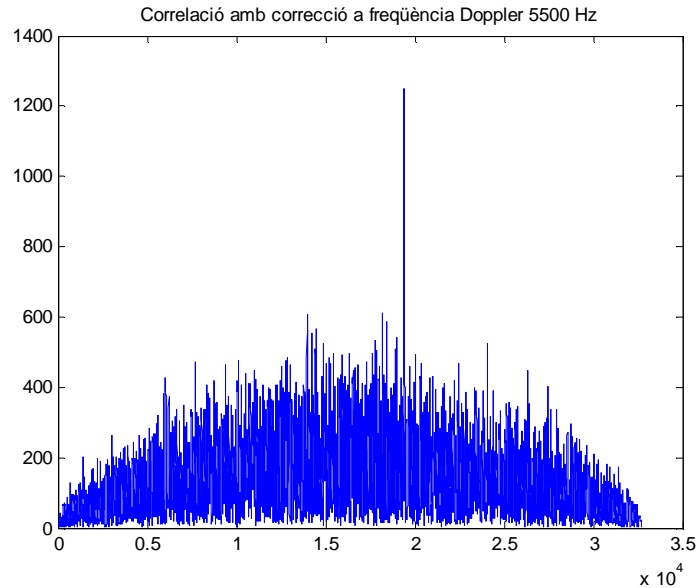


Figura 37. Tercer interval de correlació de la senyal capturada amb la seqüència PRN 16 i freqüència de correcció Doppler 5500Hz..

Mètode 2 -> Aplicant la FFT en intervals d'2ms

Correlació de la senyal del satèl·lit 21 en el 1er interval de mostres (1:32736) en la freqüència Doppler de correcció de 4000Hz que determina els valors de pic més grans.

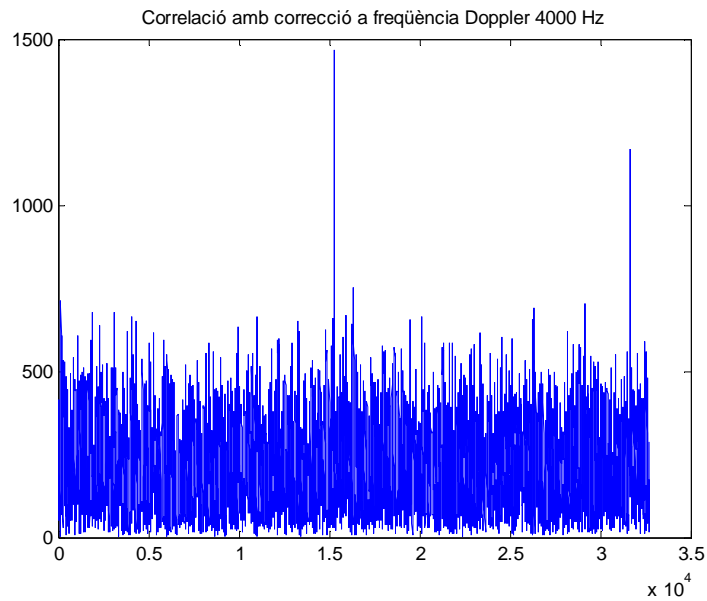


Figura 38. En aquesta gràfica s'observen dos pics resultants de la correlació que s'ha realitzat en un interval de 2ms. Els dos pics són determinats per la coincidència de dos seqüències PRN de la senyal d'1ms cada una amb la seqüència PRN generada de 2ms.

3.2.2. Mitjançant blocs propis de Simulink

Aquesta segona implementació de l'etapa d'adquisició de la cerca de fase de codi del receptor és una manera diferent d'enfocar el seu disseny. A partir dels diferents blocs i elements que integra l'aplicació Simulink es va definint tot l'esquema de l'etapa d'adquisició. Es tracta d'un disseny visual que ajuda a entendre millor tot el procés i observar d'una forma més clara i contundent cadascuna de les subetapes.

L'estructura de l'etapa es semblant a la ja plantejada a la descripció d'aquest tipus d'adquisició que com es pot veure a la Figura 16, tot i que s'ha modificat en algun aspecte.

Seguidament es presentaran dos dissenys enfocats en dues finalitats diferents. El primer en analitzar la correlació d'un interval d'1ms (16368 mostres) de la senyal capturada amb el codi PRN d'un dels satèl·lits escollits fent un escombrat per a tot el rang de freqüències Doppler definit, i el segon en analitzar la correlació de les mateixes senyals però durant un interval més gran de mostres mantenint la mateixa freqüència per seguir la senyal.

3.2.2.1. Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació amb escombrat de freqüències Doppler.

Com s'acaba de comentar, aquest model d'adquisició es basa en un escombrat de les freqüències de correcció de l'efecte Doppler tanmateix com el que s'ha exposat anteriorment en codi MATLAB. La diferència en aquest cas és que el codi C/A dels satèl·lits es genera mitjançant el generador de seqüències PRN de blocs de Simulink dissenyat com s'ha detallat a la secció 3.1.2. La ubicació d'aquest es pot veure a l'esquema capturat de l'entorn Simulink de la Figura 40, el qual està dins un requadre de color verd. De manera que tan sols s'ha d'entrar en forma d'estructura de dades la senyal captada per analitzar, ja que sinó és així no es pot repetir cíclicament per a cada una de les freqüències de l'escombrat. A la Figura 39, es veu el diagrama de blocs de nivell d'abstracció més alt d'aquest disseny, on se li entra al bloc d'adquisició una trama de 16368 mostres per analitzar la seva correlació amb el codi PRN seleccionat arbitràriament com a paràmetre d'entrada. L'anàlisi es pot observar a partir del bloc Scope que representa en forma gràfica les dades de sortida.

Cal destacar un aspecte que també s'ha realitzat alhora de dissenyar l'adquisició en codi MATLAB, en comptes de multiplicar la senyal captada directament per una exponencial complexa amb la freqüència total, és a dir, la freqüència intermitja més una de les freqüències de correcció Doppler corresponents al rang definit anteriorment ($IF + [-10\text{KHz} \dots +10\text{KHz}]$), com s'ha mostrat al mètode, veure secció 2.9.1.3. Es multiplica la senyal captada per una exponencial complexa amb la freqüència intermitja per baixar-la al marge de freqüències banda base, i d'altra banda, es multiplica el codi per una altra exponencial complexa amb cada una de les freqüències de correcció Doppler.

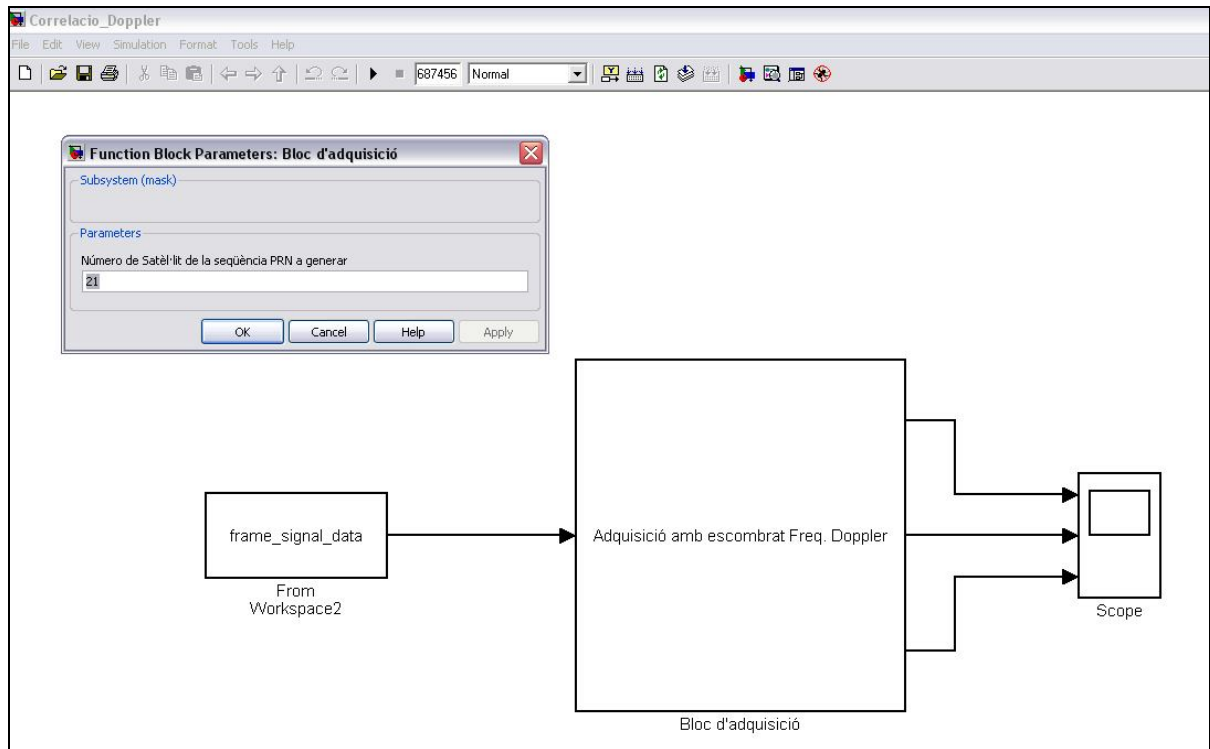


Figura 39. Captura del bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler en l'entorn Simulink.

A la pàgina següent es mostren tots els blocs que constitueixen l'etapa d'adquisició amb l'escombrat de les freqüències de correcció Doppler. Aquest escombrat s'efectua a partir de la generació d'una seqüència que conté el rang de les freqüències de correcció Doppler [-10Khz...+10Khz]. Cada 16384 mostres es va generant una freqüència diferent la qual es multiplica amb una altra seqüència d'un interval de temps en aquest cas serà sempre d'1ms que és la duració d'una seqüència de codi C/A. El resultat de la multiplicació passarà com a paràmetre d'un bloc que realitza la funció exponencial complexa i el resultat d'aquesta, es multiplica per la seqüència PRN generada corresponent al satèl·lit escollit. D'aquesta manera s'obté una seqüència PRN generada a una freqüència de correcció Doppler per tal de correlar-la amb la senyal capturada.

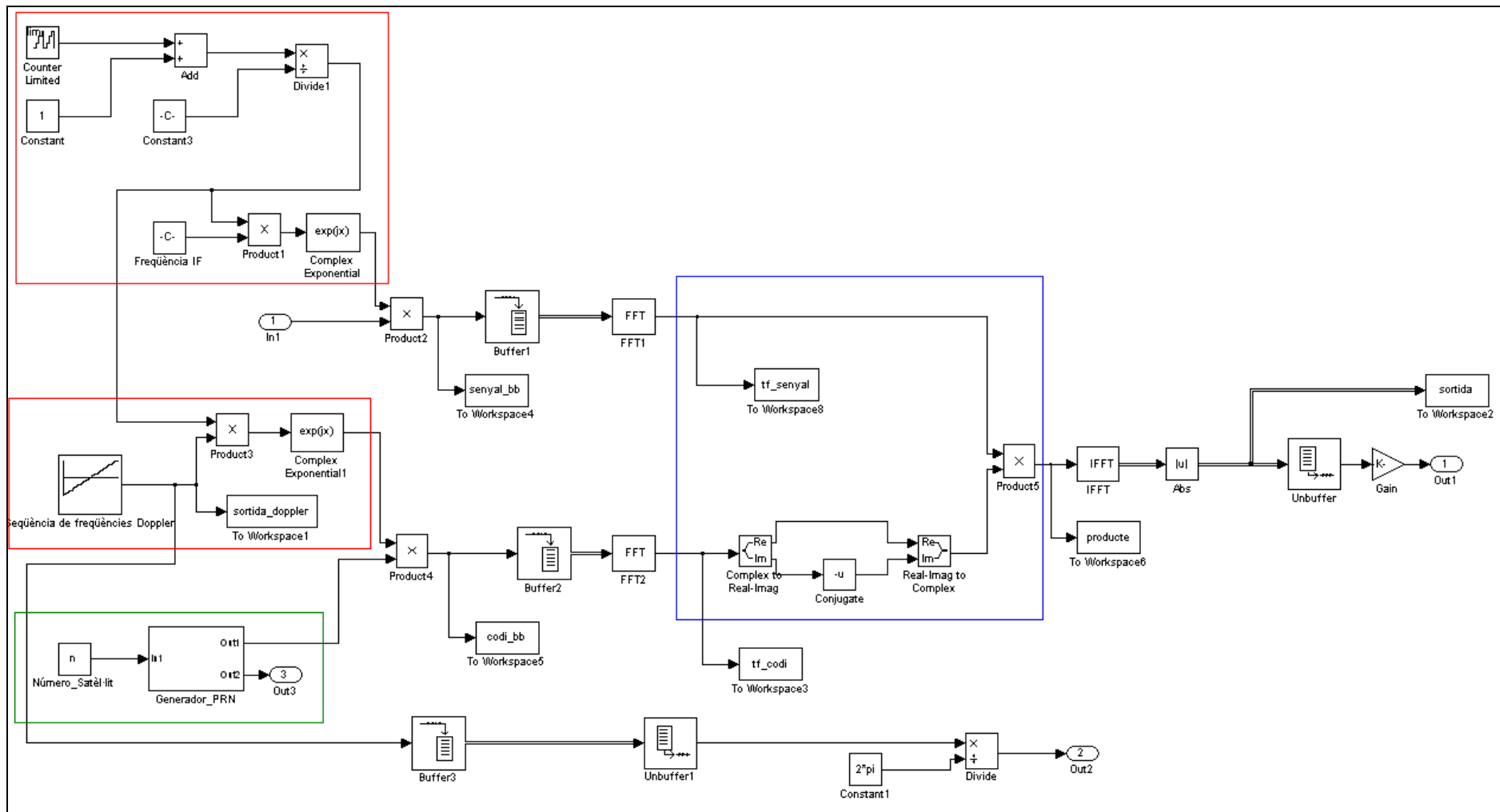


Figura 40. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler en l'entorn Simulink.

La senyal capturada també es passa a banda base mitjançant un altre bloc que incorpora la funció exponencial complexa el qual se li estableix el producte de la freqüència portadora intermitja a 4,1304Mhz i la seqüència de l'interval de temps d'1ms generada.

Aquestes dos processos que es realitzen tant a la senyal com a la seqüència PRN abans de transformar-les al domini freqüencial implementen a la multiplicació amb dos oscil·ladors d'ones amb dues freqüències diferents. Una corresponent a la portadora de la senyal i l'altra a la correcció deguda a l'efecte Doppler.

A l'esquema de blocs de la pàgina anterior es veuen els blocs pertanyents a aquests dos processos continguts en dos requadres vermells.

Un altre aspecte a destacar és el següent, degut a que els blocs que implementen la funció FFT que incorpora Simulink treballen amb trames de longitud de potència base-2, és a dir, 2^N . Així doncs, cal afegir buffers abans dels blocs FFT que formin trames de 2^{14} (16384) mostres, de manera que aquest número de mostres si que compleix amb les especificacions requerides pel funcionament del model de sistema en el programa. S'ha escollit aquest número de mostres perquè és el més proper a la longitud de les seqüències PRN que correspon com ja s'ha dit a les 16368 mostres. Lo interessant seria canviar el mostreig de les seqüències PRN, però si es varia llavors no correspondria amb el mostreig de la senyal capturada i no s'obtidrien els resultats desitjats de la correlació.

Després dels blocs FFT es localitzen els blocs que realitzen la multiplicació conjugada de la senyal i la seqüència PRN passades al domini freqüencial. Aquesta subetapa està destacada amb un requadre blau a l'esquema de la pàgina anterior capturat de l'aplicació Simulink.

Finalment després del producte de les dues senyals mitjançant un bloc IFFT, és a dir, que implementa la transformada de Fourier inversa, es passa el resultat al domini temporal. La trama resultant conté les dades complexes amb l'ajuda d'un altre bloc que aplica el valor absolut d'aquestes, d'un buffer invers que transforma les trames en mostres i d'un altre bloc opcional que atenua els valors, és pot representar gràficament gràcies al bloc Scope.

A les pàgines 60 i 61, hi ha dues captures del Scope, una correspon a la correlació d'un fragment de 16368 mostres de la senyal capturada amb la seqüència PRN del satèl·lit 16 i l'altra amb un fragment diferent del mateix numero de mostres amb la seqüència PRN del satèl·lit 21. En les dues captures es pot veure que hi ha dues gràfiques més a part de la que correspon al resultat de la correlació. En la del mig es representa una rampa esglaonada pels diferents increments corresponents a les freqüències de correcció Doppler utilitzades per a cada correlació. I en la gràfica inferior s'indica mitjançant un

pic unitari la generació de les 16368 mostres de la seqüència PRN, és a dir, cada seqüència generada.

En els dos casos es veuen els pics que determinen la localització de la fase de la seqüència PRN juntament amb les seves freqüències de correcció respectives per a cada un dels satèl·lits seleccionats.

Amb l'ajuda de la línia vermella que s'observa en les dues captures es determinen aproximadament la freqüència de correcció i la fase en que es troba la seqüència PRN.

En la primera captura es pot veure que la freqüència de correcció del pic més alt correspon als 5.5Khz i es troba a un valor de fase de codi inicial. Si es compara amb el disseny implementat en codi Matlab, la freqüència de correcció és la mateixa. Aquesta igualtat demostra el correcte funcionament del disseny en Simulink.

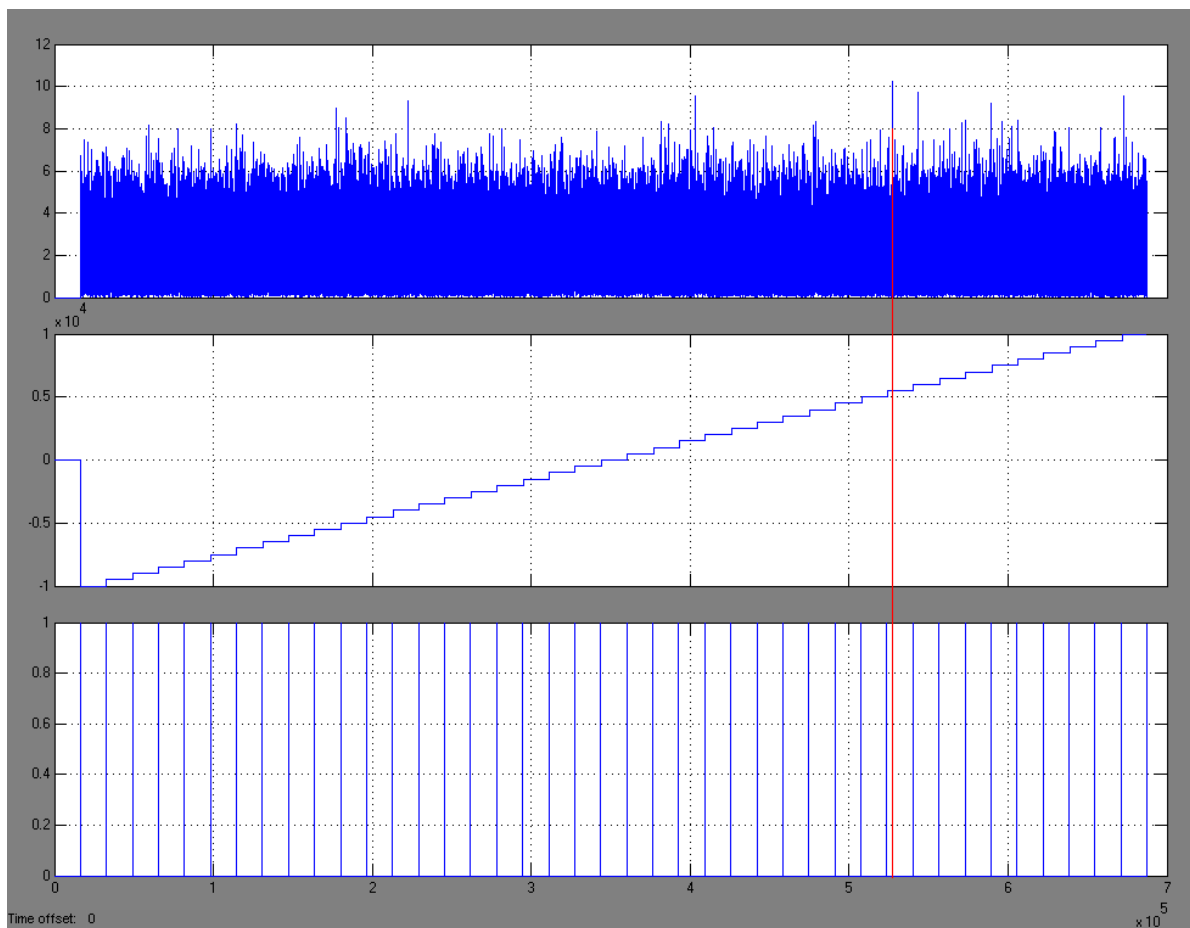


Figura 41. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar el satèl·lit 16 en el bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler.

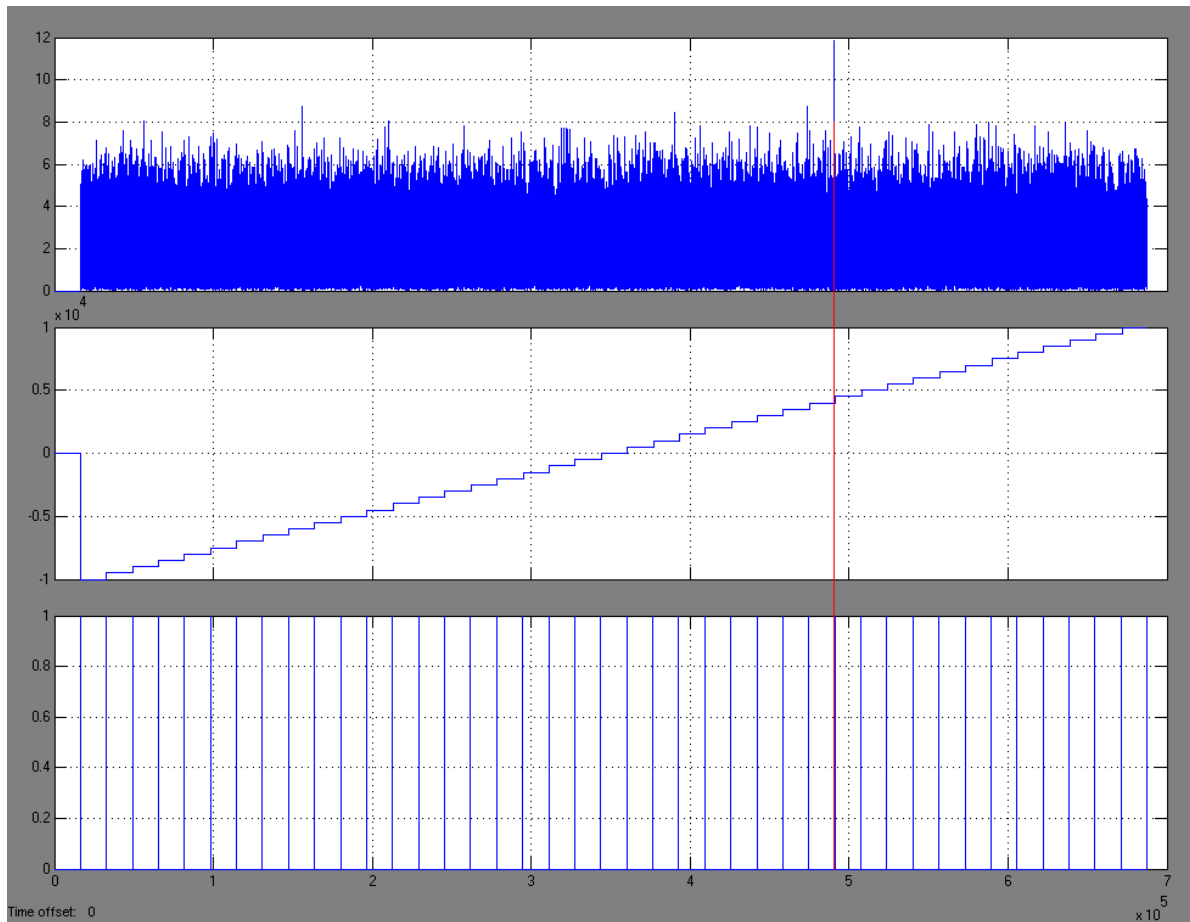


Figura 42. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar el satèl·lit 21 en el bloc d'adquisició amb escombrat de freqüències de correcció Doppler.

3.2.2.2. Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació d'un fragment de dades.

Com ja s'ha comentat a la introducció del disseny amb blocs Simulink, aquest disseny es basa en analitzar la correlació però durant un interval més gran de mostres de la senyal capturada mantenint la mateixa freqüència per seguir la senyal.

En aquest cas se suposa que anteriorment ja s'ha trobat la freqüència de correcció a través del disseny amb escombrat, de manera que amb aquesta es farà el seguiment al llarg de tot el fragment de la senyal.

En la Figura 43, la qual correspon a una captura de l'entorn Simulink, s'observen els blocs a nivell d'abstracció més alt del disseny i el quadre dels paràmetres que s'entren al bloc d'adquisició. En aquest disseny es demanen tres paràmetres més, el segon correspon al nom del vector de la seqüència PRN del satèl·lit de 2ms que es vol analitzar. Aquest vector amb zeros afegits per doblar la longitud de mostres d'una seqüència PRN, és el que s'ha explicat en el segon cas del disseny en codi Matlab per a trames de 2ms, es pot veure a la secció 3.2.1.2.

El tercer paràmetre que s'ha d'entrar és la freqüència de correcció Doppler trobada amb l'escombrat i el quart per seleccionar si es vol fer una correlació amb trames d'1ms o bé de 2ms.

Segons la selecció del temps de correlació es farà amb el vector de la seqüència PRN de 2ms pres des de l'entorn de treball de Matlab o bé amb la seqüència d'1ms generada pel generador PRN que incorpora.

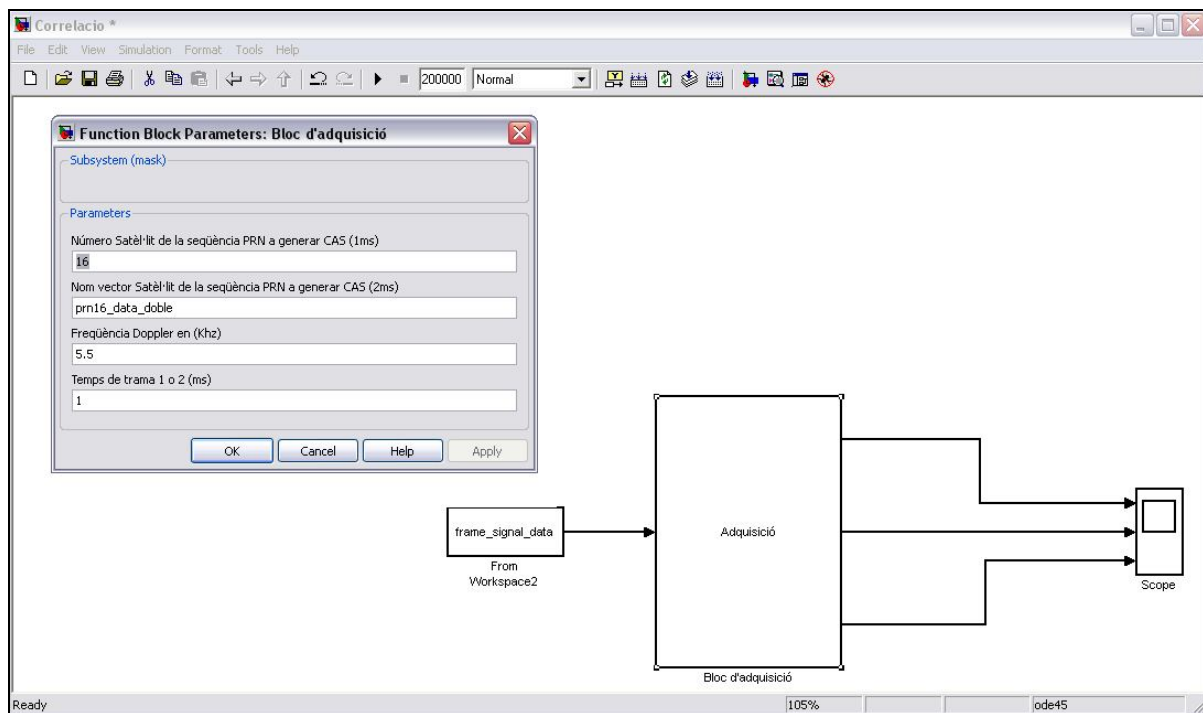


Figura 43. Captura del bloc d'adquisició en l'entorn Simulink.

En la captura del diagrama de blocs de Simulink de la pàgina següent es pot observar que aquest disseny es pràcticament igual que al de l'escombrat de freqüències. Les úniques diferències estan destacades en blau i en vermell.

El bloc que està dins el requadre blau conté la freqüència de correcció Doppler constant a la que es vol fer el seguiment del fragment de la senyal, en comptes d'utilitzar la seqüència que contenia les diferents freqüències.

Mentre els blocs que estan emmarcats de vermell són els que permeten seleccionar el tipus de seqüència generada segons si es desitja que sigui d'1ms o de 2ms.

Aquesta selecció s'implementa gràcies a dos commutadors de dues entrades més una altra de control governada pel quart paràmetre de selecció.

Per tal de generar els pics que representen els intervals de mostres de 2ms del codi PRN, ha calgut fer una altra petita modificació agafant la seqüència de mostres de temps i comparar-la amb el número de mostres que assoleix al arribar als 2ms.

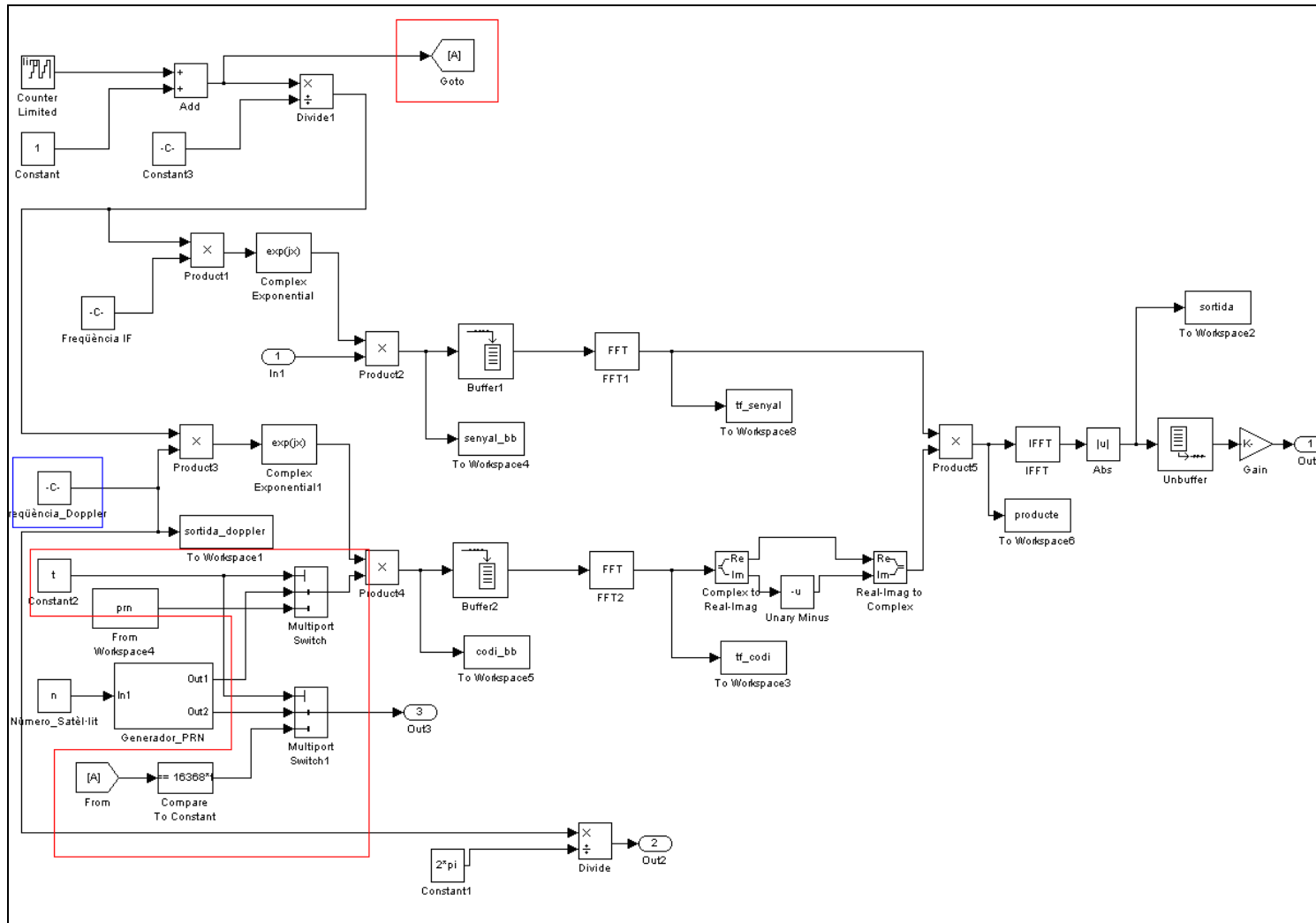


Figura 44. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc d'adquisició en l'entorn Simulink.

A continuació es presenten els resultats de dues simulacions del model d'adquisició implementat en Simulink escollint arbitràriament la generació PRN del satèl·lit 16. La primera simulació és d'1ms la qual es pot veure tres gràfiques les quals representen respectivament les correlacions de la senyal capturada amb el codi PRN amb intervals d'1ms, la freqüència de correcció seleccionada i els pics que indiquen cada generació de codi PRN de 16368 mostres.

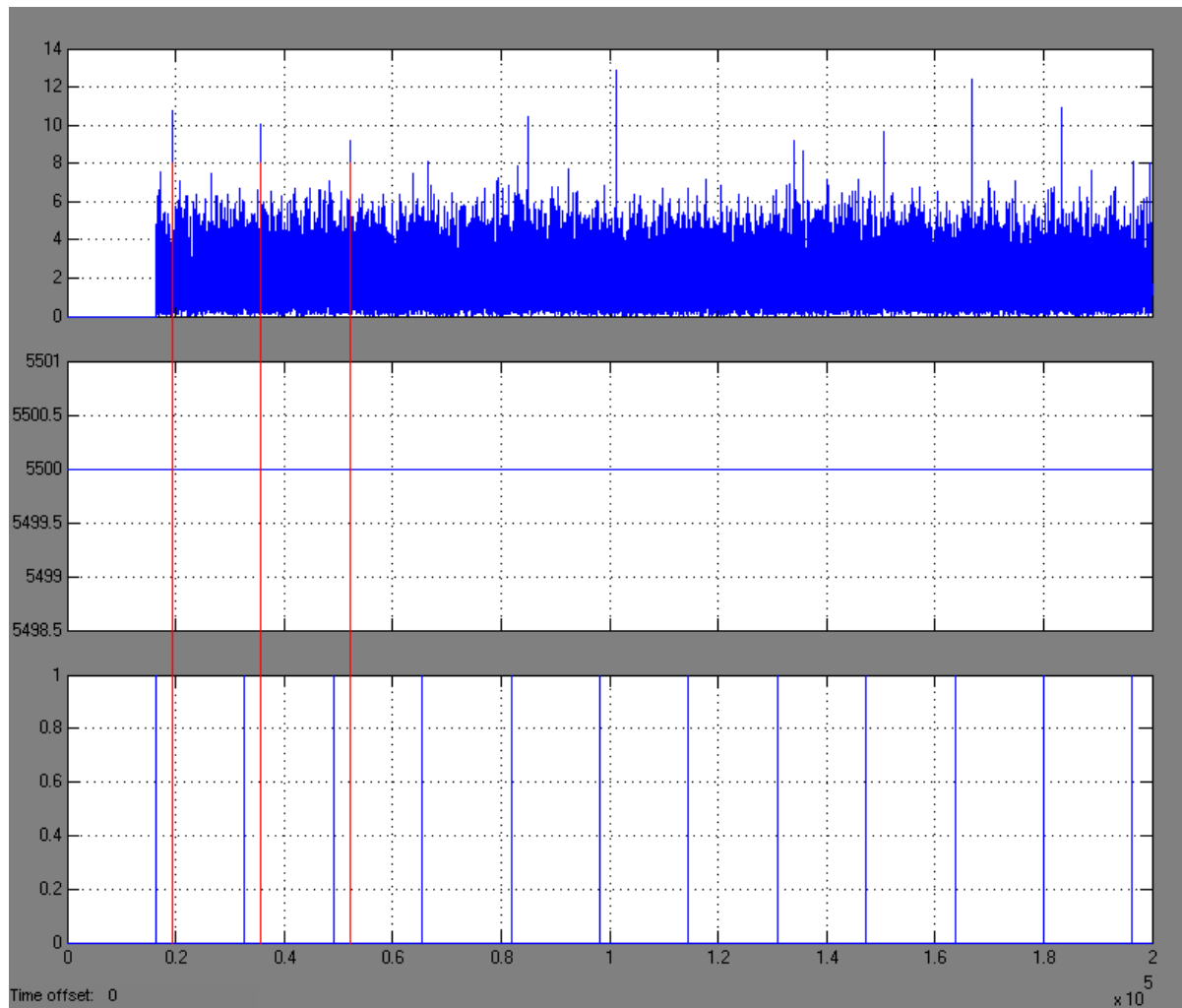


Figura 45. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 16 amb la freqüència de correcció 5.5Khz correlant trames d'1ms.

En aquesta simulació es poden veure clarament els pics de les correlacions que determinen la coincidència de fase que es troba cada seqüència PRN de la senyal capturada respecte cada seqüència PRN generada. Com es pot veure a través de la línia vertical vermella, si es compara amb la gràfica inferior hi ha un retard respecte l'inici de cada seqüència PRN generada pel generador que conté el bloc d'adquisició. L'obtenció d'aquest retard és un dels paràmetres que és necessitarà per a la part de seguiment.

Mitjançant el script del requadre de la Figura 46, és poden determinar des de Matlab els diferents retards de cada un dels pics amb una taula que es genera. A través d'un bloc de Simulink genera un vector de sortida cap a l'aplicació Matlab de la correlació realitzada, seguidament s'executa el script, el qual a partir d'aquest vector s'extreuen els pics amb els retards expressats en mostres corresponents.

```

j=1;
for i=1:floor(length(sortida)/16384)

    [C, I]=max(sortida((16384*(i-1))+1:(16384*i)));

    if C~=0
        taula(j,1)=C;
        taula(j,2)=I;
        j=j+1;
    end
end
end

```

Figura 46. Script que genera una taula dels pics amb els seus retards de la correlació.

La taula generada en aquesta simulació és:

```

>> taula

taula =

    1.0e+003 *
    1.0740    3.0100
    1.0057    3.0110
    0.9226    3.0100
    0.8130    0.9020
    1.0479    3.0100
    1.2889    3.0090
    0.7120    3.0080
    0.9206    3.0070
    0.9619    3.0080
    1.2452    3.0060
    1.0892    3.0050
    0.7973    3.0050

```

On els valors de la dreta corresponen als retards o les diferents fases de codi i els valors de l'esquerra als valors dels pics.

La segona simulació es tracta d'analitzar les gràfiques de les mateixes dades però, en aquest cas s'ha escollit realitzar unes correlacions amb intervals de 2ms, es pot veure que els valors dels pics de les correlacions han canviat respecte a la primera simulació, tot i així haver agafat el mateix fragment de la senyal. Com es veu els valors són més grans i els retards també han variat respecte el cas anterior.

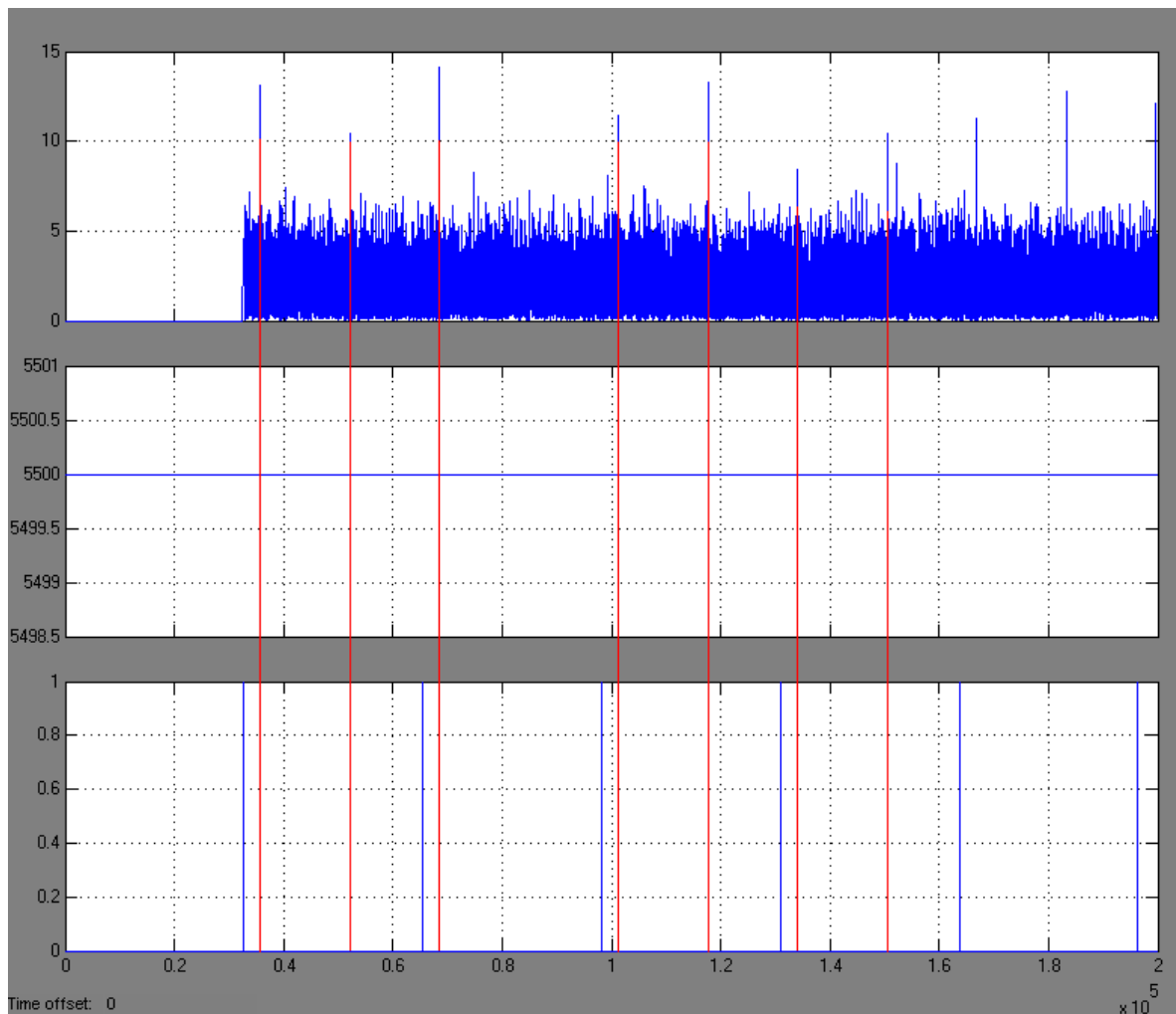


Figura 47. Captura de les tres gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 16 amb la freqüència de correcció 5.5Khz correlant trames de 2ms.

Taula dels pics i retards corresponents a la segona simulació:

```
>> taula
```

```
taula =
```

```
1.0e+003 *
```

1.3151	3.0120
1.0442	2.9950
1.4084	3.0100
0.7241	2.9930
1.1444	3.0090
1.3276	2.9930
0.8455	3.0080
1.0449	2.9910
1.1292	3.0080
1.2806	2.9900
1.2083	3.0050
0.9280	2.9890

3.2.3. Mitjançant Simulink amb blocs FFT/IFFT de Xilinx

Com a objectiu de reduir el temps que es consumeix al realitzar càlculs computacionals a l'etapa d'adquisició, s'ha implementat en els dissenys anteriors, a l'etapa d'adquisició, el mètode de la cerca de fase de codi del receptor. Un altre dels objectius marcats en aquest projecte és optimitzar la quantitat de recursos utilitzats, d'aquesta manera queden lliures per implementar altres blocs i etapes del receptor GPS. Aquests objectius marcats són importants sobretot en el disseny d'aplicacions sobre les FPGA's, ja que són circuits integrats que tenen un cert grau de llibertat de les possibles implementacions, però els recursos i la capacitat computacional es troben limitats. Per tant l'objectiu d'optimitzar els recursos emprats a l'etapa d'adquisició es detallarà en aquesta secció, aquest s'aconseguirà reduint l'ús de tres a un sol bloc FFT/IFFT.

Donat a que la finalitat, consisteix en implementar el disseny d'aquesta etapa en una FPGA, els blocs FFT/IFFT que s'utilitzaran seran de la llibreria Xilinx que es troba incorporada a l'aplicació Simulink.

En aquesta secció també es presentaran dos dissenys. El primer serà per analitzar els resultats obtinguts i el funcionament de l'etapa d'adquisició emprant els tres blocs FFT/IFFT de Xilinx, i el segon per observar el comportament i els resultats amb l'ús d'un sol bloc.

3.2.3.1. Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació utilitzant 3 blocs

L'estructura d'aquest disseny es bàsicament la mateixa que la del disseny amb blocs FFT/IFFT de Simulink. La principal diferència és el canvi dels blocs que realitzen la FFT i la IFFT, i que per donar un aspecte més clar a l'esquema, s'han integrat en un únic bloc tots els blocs i elements que realitzen la correlació, veure la Figura 49.

Donat a que la correlació s'implementa amb blocs de la llibreria Xilinx, s'han tingut que incorporar en el disseny uns altres blocs que adapten els valors de les seqüències i les senyals procedents dels blocs de Simulink als blocs de Xilinx.

Aquests són els "Gateway In", per obtenir una bona resolució dels valors que s'agafen de les seqüències s'han configurat amb el màxim número de bits permesos, és a dir, 24, dels quals 23 han correspondre forçosament a la part decimal dels valors adaptats de sortida ja que aniran als respectius blocs FFT de Xilinx que imposen aquesta condició, dels S bits S-1 han de correspondre a la part decimal.

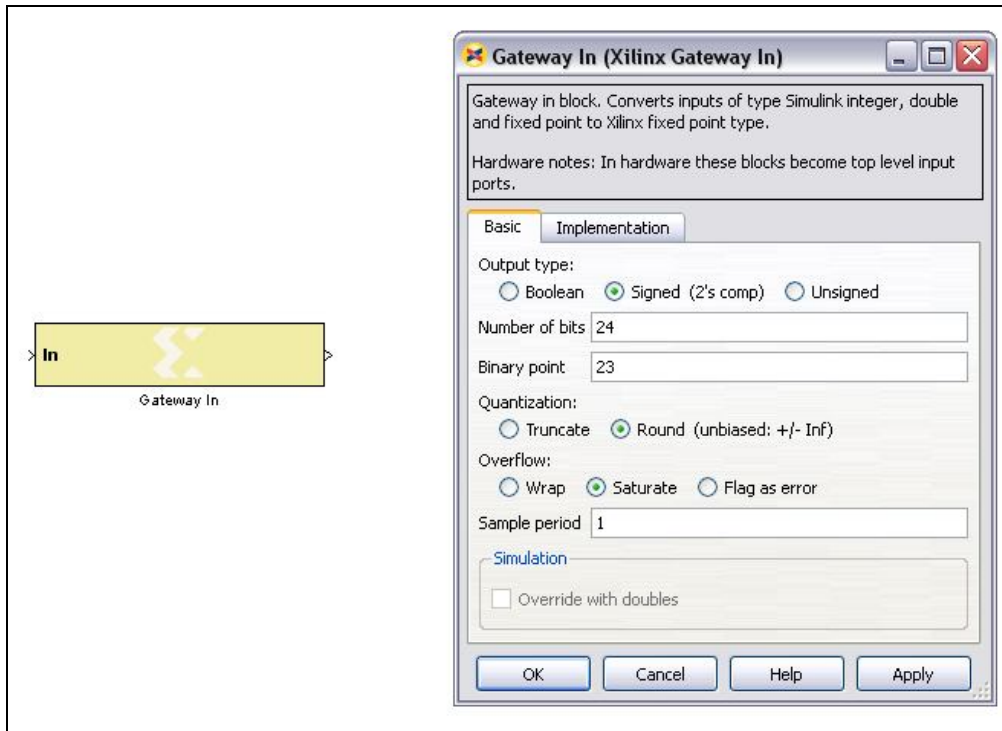


Figura 48. Bloc "Gateway In" de Xilinx amb la seva finestra de configuració.

Amb aquesta bona configuració els valors de la correlació seran correctes, ja que si s'agafen menys bits, el nombre de bits de la part decimal serà més petit, i per tant al no ser tan bona la resolució, els valors de la correlació no serien els esperats.

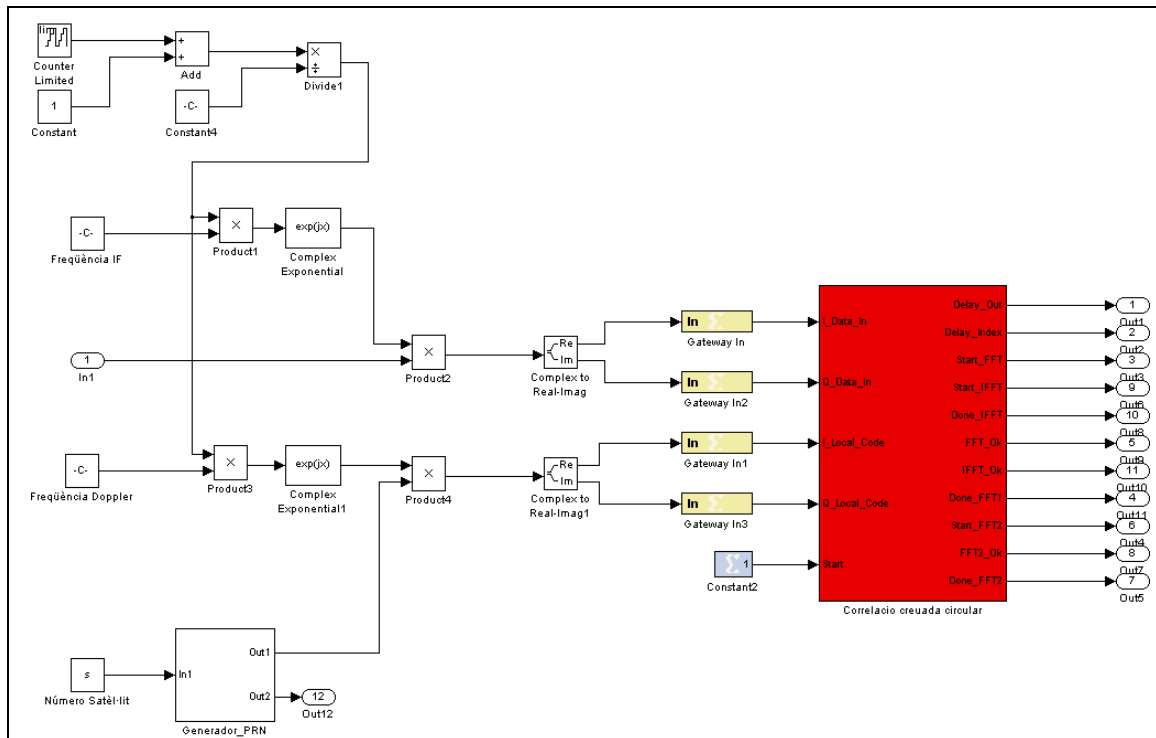


Figura 49. Captura dels blocs i elements que incorpora el bloc d'adquisició en l'entorn Simulink. En aquest cas els diferents blocs que realitzen la correlació s'han integrat en un únic bloc destacat en color vermell.

Els mateixos blocs FFT es poden configurar també perquè facin la IFFT, és per això que se'ls anomena FFT/IFFT al llarg de la memòria. Aquesta configuració es fa a través d'una senyal booleana introduïda en una de les entrades, en aquest cas la "fwd_inv". El valor 0 correspondrà a la IFFT i el valor 1 a la FFT.

A part d'aquesta entrada hi ha les dues que corresponen a les parts real i imaginària de les seqüències de dades que es volen transformar "xn_re" i "xn_im", la entrada "start" per inicialitzar el processament FFT/IFFT i la entrada "fwd_inv_we" que carrega el tipus de processament FFT o IFFT per la següent trama de dades. Aquestes dues últimes també seran governades mitjançant una senyal booleana.

Pel que fa a les sortides, hi ha les dues corresponents a la part real i imaginària de les seqüències de dades transformades "xk_re" i "xk_im", la "xn_index" que marca l'índex de les dades d'entrada i la "xk_index" que marca l'índex de les dades de sortida. A les altres sortides la seva senyal de sortida és booleana, les que s'utilitzen en el disseny són; la "rfd" s'activa en alt després de que s'afirmi la senyal d'inici fins en el moment que l'índex de les dades d'entrada arriba fins a N-1, la "vout" que marca si les dades de sortida són vàlides o no vàlides i la "done" que s'activa en alt quan el bloc ja està preparat per treure la trama de dades processada.

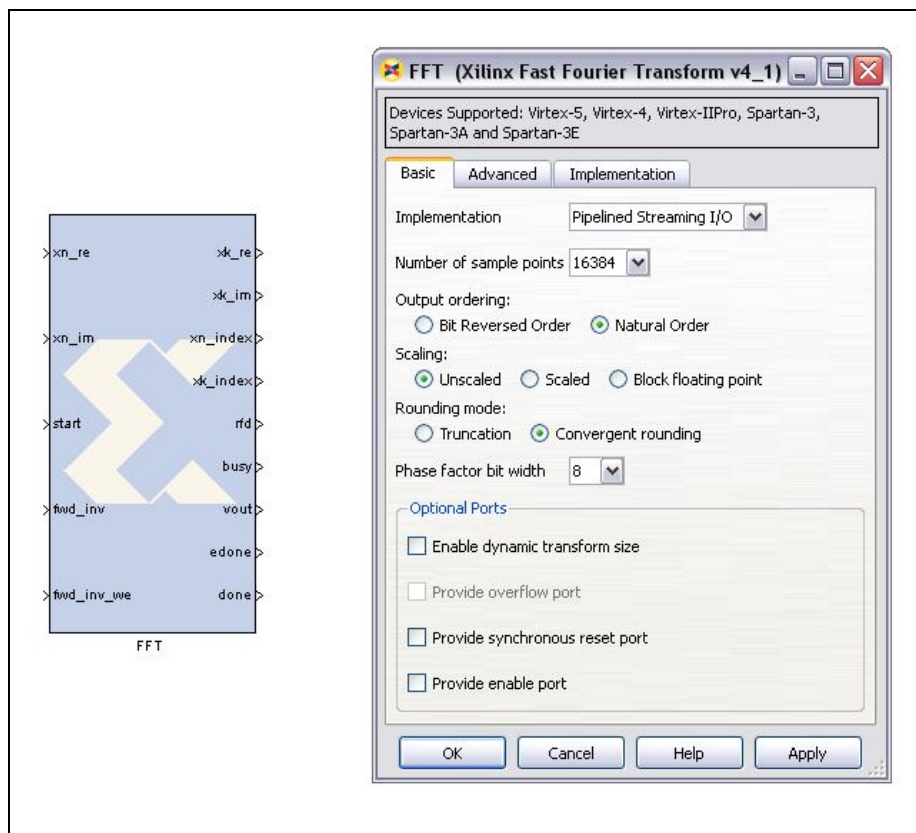


Figura 50. Bloc FFT/IFFT de Xilinx amb la seva finestra de configuració.

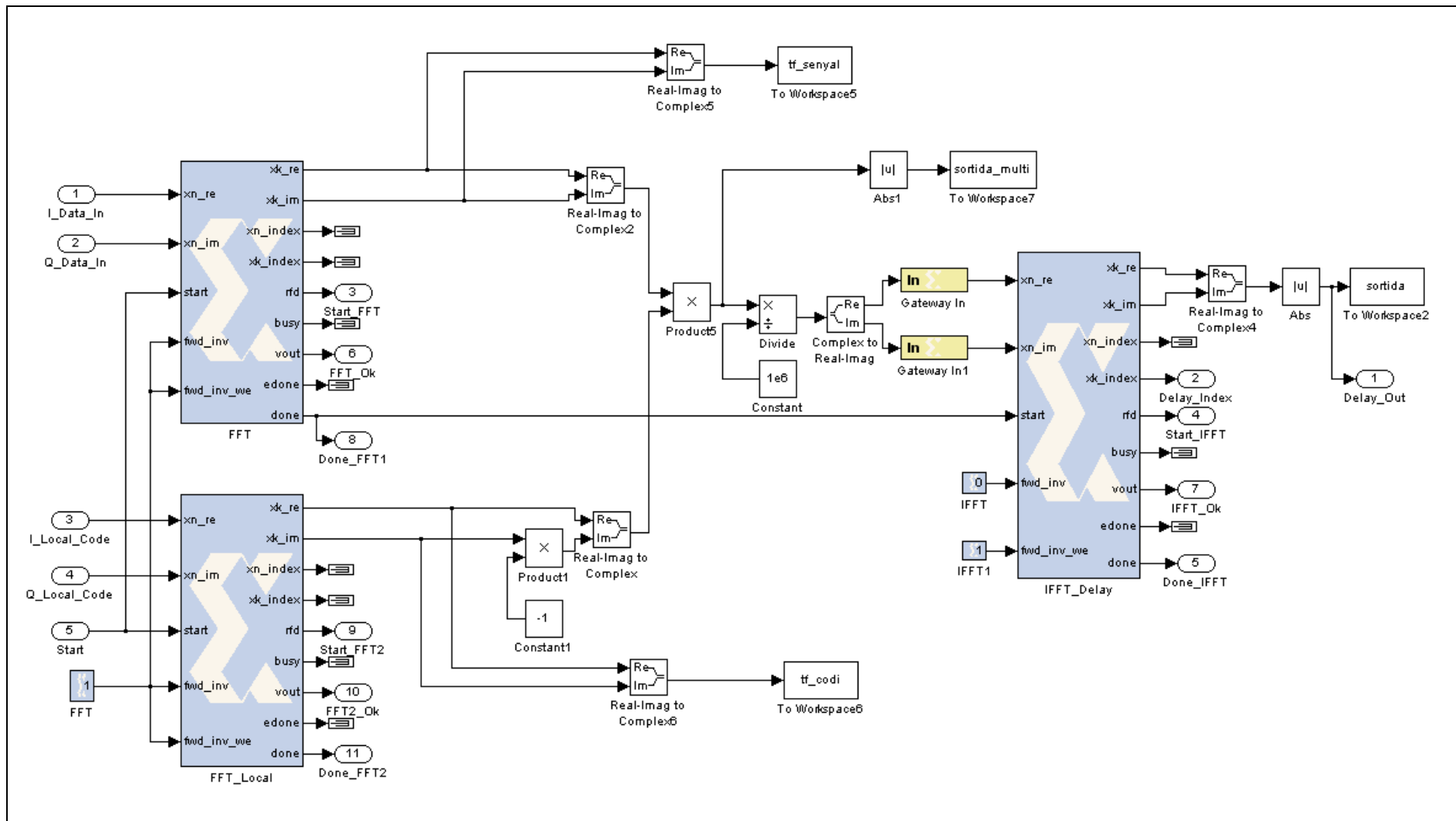


Figura 51. Captura dels blocs que estan integrats en el bloc "Correlació creuada circular" utilitzant tres blocs FFT/IFFT de Xilinx.

Tal com es pot observar a la Figura 51, l'estructura del disseny i els blocs que realitzen la correlació són els mateixos, exceptuant els tres blocs FFT/IFFT de Xilinx i els "Gateway In".

Aquí es tornen a utilitzar perquè el tercer bloc que realitza la IFFT necessita que el format de les dades estigui adaptat altre vegada, ja que al operar en la multiplicació conjugada amb blocs de Simulink, les dades prenen el format de Simulink. També cal reduir els valors de la seqüència amb un factor de 10^{-6} per evitar la saturació en la conversió que realitzen els blocs "Gateway In".

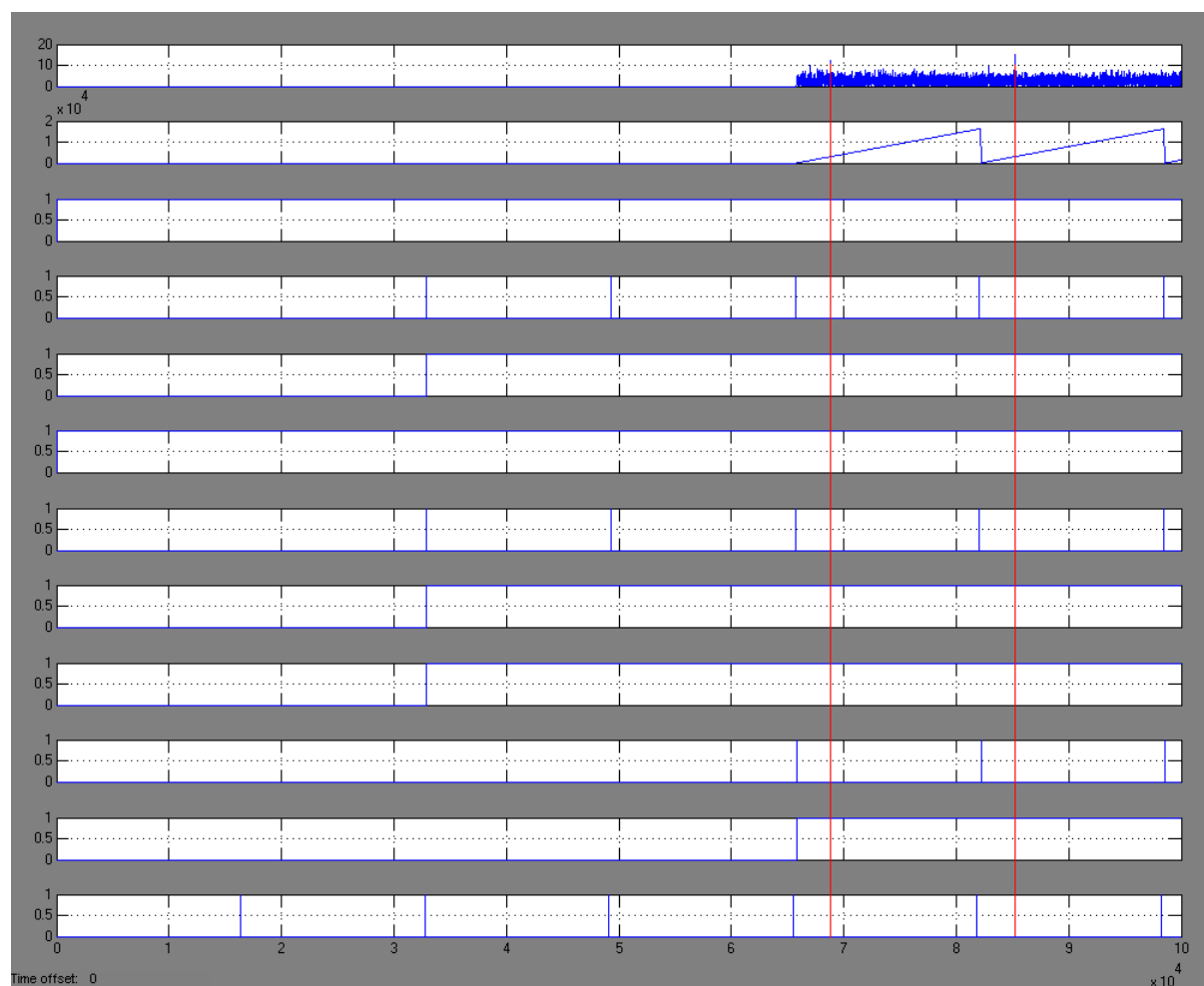


Figura 52. Captura de les gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 16 amb la freqüència de correcció 5.5Khz, després d'una simulació de la correlació realitzada amb tres blocs FFT/IFFT de Xilinx.

Les gràfiques de la Figura 52 corresponen a cada una de les senyals de les sortides dels 3 blocs utilitzats explicades anteriorment.

Començant des de dalt, les dues primeres corresponen a la seqüència de la correlació i el seu índex de mostres, aquestes surten del bloc que efectua el procés IFFT. La tercera, la quarta i la cinquena corresponen respectivament a les senyals de les sortides "rfd", "done" i "vout" del bloc que realitza la FFT de la senyal capturada. Mentre que la sisena,

la setena i la vuitena són de les mateixes sortides que les tres anteriors, però corresponents al bloc que realitza la FFT de la seqüència PRN generada localment. De la mateixa manera, la novena, desena i onzena corresponen al bloc IFFT.

Per la execució del procés tant de la FFT com la IFFT, es necessita un temps equivalent de 16384 mostres, és a dir, no es transformen les trames directament a mesura que van entrant. Aquest comportament s'haurà de tenir en compte alhora de dissenyar la implementació amb un bloc FFT/IFFT.

Pel que fa a la sortida de la correlació, aquesta conté pics amb els retards o fases de codi diferents als de les altres implementacions:

```
>> taula
taula =
  1.0e+003 *
    0.0114    3.3070
    0.0123    3.3070
```

Tot i que els valors no coincideixin la correlació és correcta, ja que s'implementa amb uns blocs que tenen unes propietats de funcionament diferents. El més important de tot és que es trobin els pics que indiquen la coincidència de les trames de la senyal capturada amb el codi PRN generat, i que aquests vagin manifestant al llarg de la correlació periòdicament.

3.2.3.2. Disseny de l'etapa d'adquisició i anàlisi de la correlació utilitzant 1 bloc FFT/IFFT.

Per dissenyar l'etapa d'adquisició amb un bloc FFT/IFFT primer cal plantejar els passos necessaris per realitzar cada una de les transformacions que s'han de executar per efectuar la correlació.

Aquest plantejament es fa amb l'ajuda d'un diagrama d'estats com el que s'ha utilitzat en aquest disseny que es mostra a la Figura 53.

Dins els cercles es poden veure cada un dels 6 estats necessaris units amb les accions i processos que s'executaran en cada un d'ells i les senyals que entraran i sortiran del bloc FFT/IFFT. A continuació es descriuen cadascun d'ells:

- En el primer estat "0" s'activa el procés FFT per transformar al domini freqüencial tant la senyal capturada com la seqüència PRN generada. En aquest primer estat s'entra la senyal capturada per transformar-la.

- En el segon estat "1" s'entra el codi PRN per ser transformat, i mentrestant s'executa la FFT de la senyal capturada entrada anteriorment.
- En el tercer estat "2" surt transformada la trama de la senyal capturada i es realitza la FFT del codi PRN. Per fer coincidir la trama transformada de la senyal capturada amb la transformada del codi PRN, cal retardar la trama de la senyal capturada 16384 mostres, d'aquesta manera es poden multiplicar alineades.
- En el quart estat "3" surt la trama del codi PRN transformada, s'efectua la multiplicació conjugada de les dues trames transformades i s'activa el procés de IFFT.
- En el cinquè estat "4" s'executa la IFFT del resultat de la multiplicació conjugada.
- Per acabar en el sisè estat "5" surt del bloc la trama transformada en el domini temporal que dona lloc a la correlació creuada entre la senyal i el codi PRN.

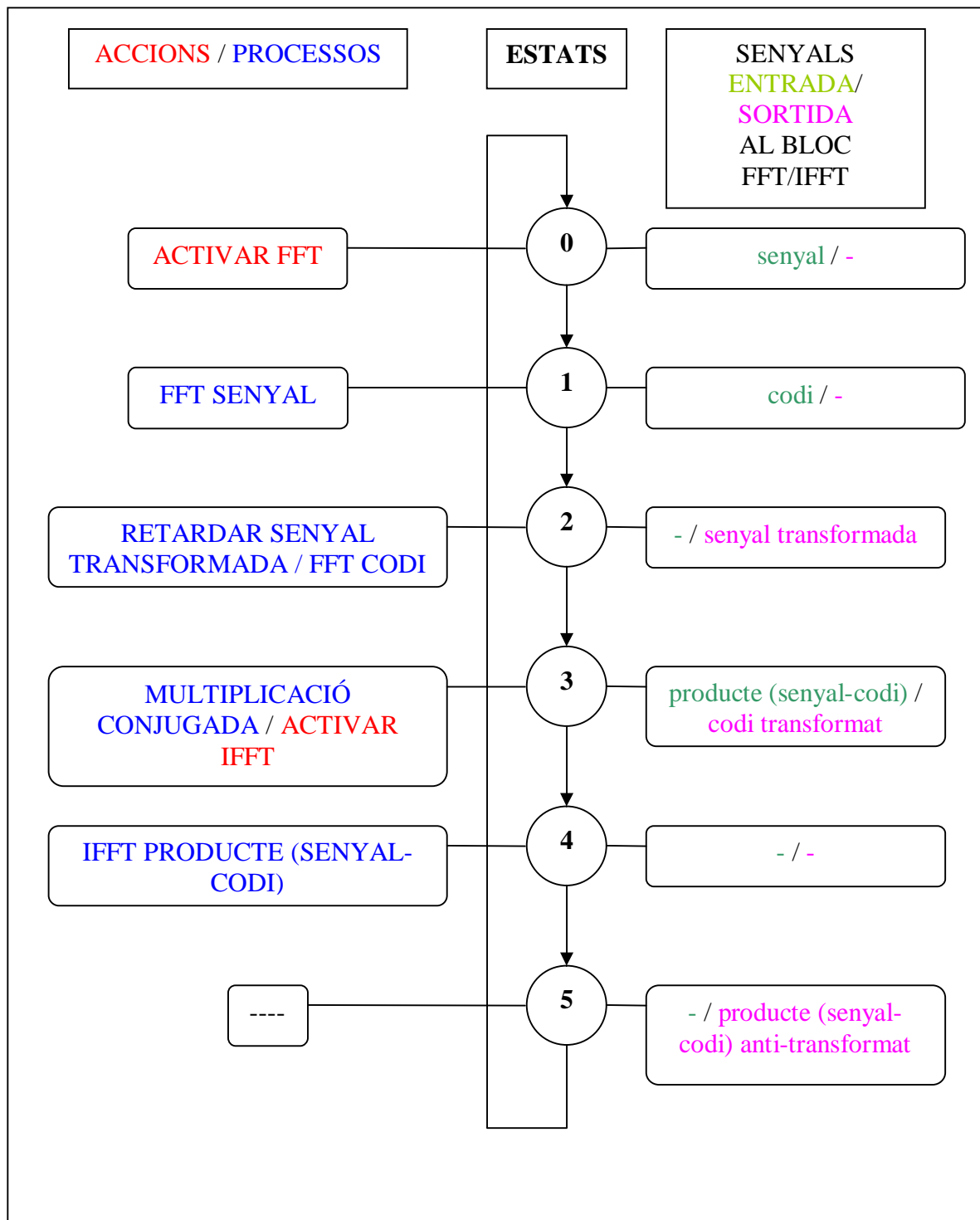


Figura 53. Diagrama d'estats pel disseny d'implementació d'un bloc FFT/IFFT de Xilinx a l'etapa d'adquisició.

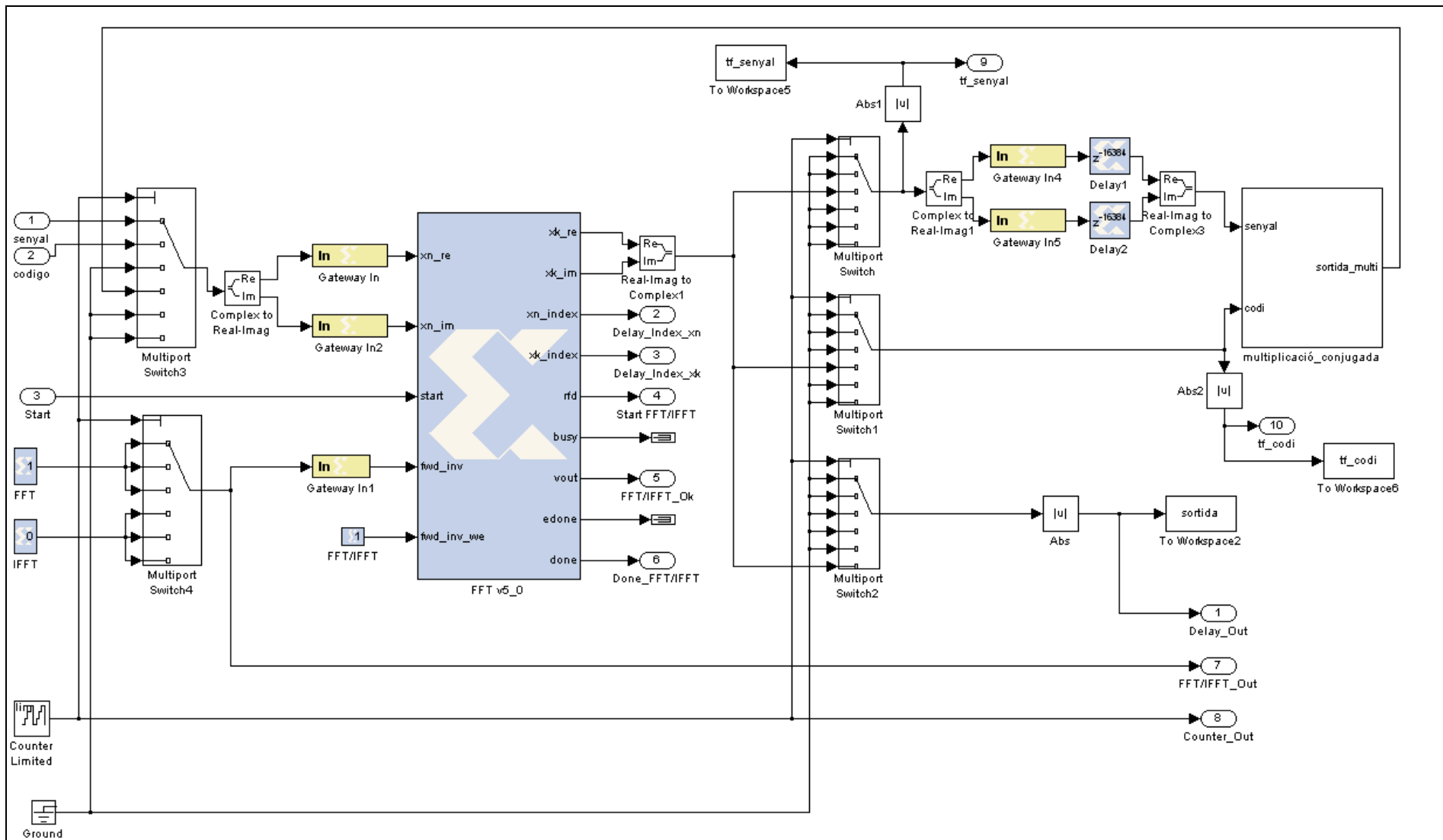


Figura 54. Captura dels blocs que estan integrats en el bloc "Correlació creuada circular" utilitzant un bloc FFT/IFFT de Xilinx.

L'esquema del disseny que es veu a la Figura 54 té un aspecte diferent als altres casos conservant, però, alguna part com els blocs que formen part del mòdul que integra la multiplicació conjugada. Gràcies al conjunt constituït pels commutadors multiport, un terra i el comptador cíclic limitat, es poden anar canviant els diferents estats del diagrama plantejat. Segons l'estat del comptador, aquest va seleccionant les diferents entrades dels commutadors multiport. En cas de que en algun estat no es desitgi entrar cap senyal s'ha ubicat un bloc terra amb referència 0.

També es pot veure que s'han afegit dos blocs que retarden la senyal capturada transformada abans d'efectuar-se la multiplicació conjugada, un per a cada component de la senyal complexa. Al ser blocs de la llibreria de Xilinx s'han ubicat davant d'ells dos blocs "Gateway In" per adaptar les dades. Per les mateixes raons també s'han ubicat tres davant el bloc FFT/IFFT.

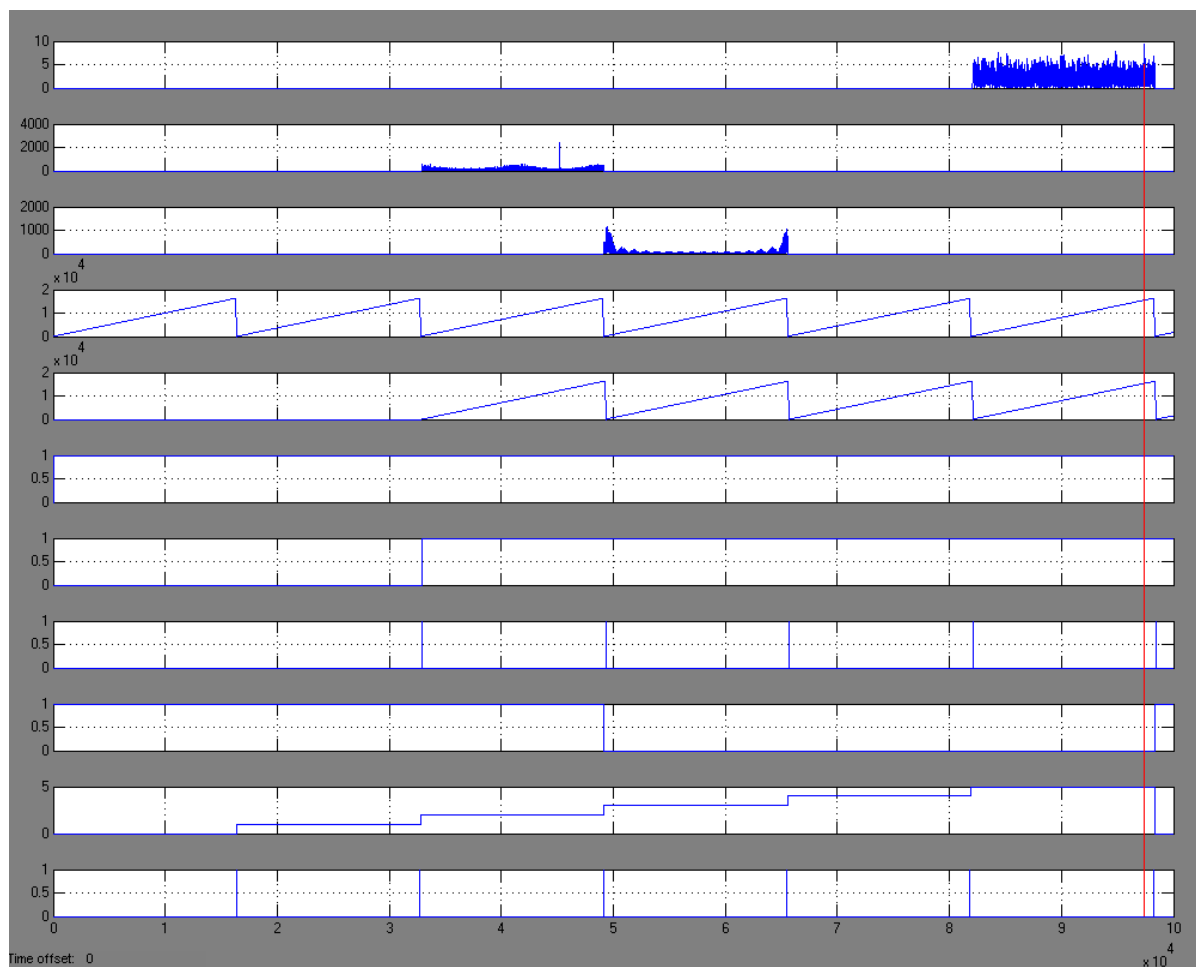


Figura 55. Captura de les gràfiques que es representen al Scope al seleccionar la generació de la seqüència del satèl·lit 21 amb la freqüència de correcció 4Khz, després d'una simulació de la correlació realitzada amb un sol bloc FFT/IFFT de Xilinx.

Començant per dalt, la primera gràfica de la captura de la Figura 55 és la correlació de les senyals després de realitzar-se la transformada inversa.

On els valors del pic de la correlació i del retard el qual es troba, segons la taula generada pel script són:

```
>> taula
taula =
  1.0e+004 *
    0.0009    1.5474
```

Com es pot veure per a dur a terme una correlació calen 6 estats de 16384 mostres, per tant, això dona lloc a uns 6ms aproximadament. Degut això cal dir que en aquest mètode no es correlarà tota la senyal que anirà entrant en el receptor seguidament sinó en cada cert temps de 6ms un fragment de 16384 mostres d'aquesta.

Pel que fa a les dues gràfiques següents corresponen a les transformades de la senyal i el codi PRN en el domini freqüencial. Mentre que les altres gràfiques són de les senyals que indexen la seqüència que entra i la seqüència que surt, la "rfd", la "done" i la "vout" explicades anteriorment.

També s'han afegit tres gràfiques característiques d'aquesta implementació que són les tres últimes que es veuen a la captura. La primera d'elles correspon a la senyal booleana que configura el bloc perquè realitzi els processos FFT/IFFT segons el seu valor 1/0. La segona visualitza cada estat en que es troba el procés i la tercera que es troba en altres captures de simulacions, marca amb un pic cada seqüència PRN generada, tot i que només s'aprofiti la segona d'aquestes 6 generacions, es va generant cíclicament, així com tot el procés també està dissenyat perquè es vagi repetint periòdicament.

4. Conclusions

S'ha implementat l'etapa d'adquisició d'un senyal GPS amb Xilinx de Simulink fent servir un únic bloc FFT/IFFT, que era el principal objectiu plantejat inicialment pel projecte.

Sobretot s'ha tingut que estudiar amb detall el comportament de cada un dels diferents blocs per interconnectar-los entre ells i configurar la freqüència de mostreig adequada.

En el cas del disseny amb els blocs de Xilinx la configuració d'aquests és més complexa, per tant s'ha d'anar més en compte alhora de definir els valors dels paràmetres, ja que poden afectar considerablement en els resultats de la correlació.

Gràcies a la gran capacitat de prestacions que ofereix Simulink ha permès anar desenvolupant aquest projecte en diferents fases i analitzar les dades juntament amb Matlab.

En les versions que van treien cada any d'aquestes aplicacions incorporen més funcionalitats i llibreries d'altres programes, les integracions que es van fer ajuden i faciliten més el procés del disseny dels sistemes que es volen implementar.

Alhora, les FPGA's també estan evolucionant i estenent les seves capacitats incorporant més memòria (RAM, ROM), processadors i interfícies (RS-232, USB, FireWire). Això fa que alhora d'implementar qualsevol disseny hi hagi més flexibilitat i més marge de llibertat.

L'aspecte més interessant i que fa característic aquest projecte és el fet de treballar amb una senyal de dades d'una captura, ja que en d'altres projectes se solen generar les senyals simulades. Això fa que s'hagi de fer un estudi previ de les característiques de la senyal per tal d'adaptar-la i poder processar-la amb l'entorn de treball.

Per tant, es pot dir que el treball desenvolupat en aquest projecte ha aportat una nova implementació més òptima i preparada per treballar amb senyals reals.

Les línies obertes que hi ha per desenvolupar en el projecte són moltes, tot i que la intenció per la qual s'ha proposat l'objectiu principal d'utilitzar un sol bloc FFT/IFFT, era que s'optimitzés la utilització dels recursos per tal d'aprofitar-los en les etapes posteriors, així com també per afegir més canals per processar alhora les dades de més d'un satèl·lit. D'aquesta manera es podria aconseguir implementar tot un receptor GPS complet sobre una FPGA.

També s'ha dissenyat amb el propòsit de processar una senyal capturada de dades no simulades amb la finalitat de que si s'aconsegueix implementar tot el receptor complet sobre la FPGA aquesta es connectaria a un mòdul "antena-capçal_RF-CAD", el qual arribaria a funcionar com un receptor GPS convencional.

5. Annexos

Script en codi Matlab que permet agafar un fragment de mostres a partir de qualsevol posició de la senyal, segons si es desitja passar a banda base tot el número de mostres o bé, un interval de 16368.

```
o=input('entri a partir de quina mostra vol agafar el fragment= ');
s=input('entri el número mostres que vol agafar de la senyal= ');
seleccio=input('agafar totes les mostres (1) o un interval de 16368
mostres (2)= ');

if seleccio == 1

fid=fopen('C:\Documents and Settings\Esteve Herreros\Escritorio\Treball
final de carrera\Programes, fitxers, dades MATLAB\IFrecording.sim','r');
fseek(fid,o,'bof');
sr=fread(fid,s,'int8').';
fclose(fid);
fc=4.1304e6;
t=(1:s)*(1/16.3676e6);
y_cmplx=sr.*exp(-j*2*pi*fc*t);

else if seleccio == 2

m=s/16368;
m=floor(m);

fid=fopen('C:\Documents and Settings\Esteve Herreros\Escritorio\Treball
final de carrera\Programes, fitxers, dades MATLAB\IFrecording.sim','r');
fseek(fid,o,'bof');
sr=fread(fid,s,'int8').';
fclose(fid);
fc=4.1304e6;
t=(1:16368)*(1/16.3676e6);

for i = 1:m

y_cmplx((16368*(i-1)+1):(16368*i))=sr((16368*(i-1)+1):(16368*i)).*exp(-
j*2*pi*fc*t);

end

sprintf('En total hi ha %i intervals de 16368',m)

n=input('Entri el número interval que vol agafar de la senyal= ');
y_cmplx_selected=y_cmplx((16368*(n-1)+1):(16368*n));

end
end
```


Script en codi Matlab que permet agafar un fragment de mostres a partir de qualsevol posició de la senyal, segons si es desitja agafar tot el número de mostres o bé, un interval de 16368. Aquest script s'utilitza per treballar amb els diferents dissenys implementats en Simulink, ja que el procés de passar la senyal a banda base ja s'incorpora en l'esquema de blocs del disseny.

```
t=input('entri a partir de quina mostra vol agafar el fragment= ');
s=input('entri el número mostres que vol agafar de la senyal= ');
seleccio=input('agafar totes les mostres (1) o un interval de 16368
mostres (2)= ');

if seleccio == 1

fid=fopen('C:\Documents and Settings\Esteve Herreros\Escritorio\Treball
final de carrera\Programes, fitxers, dades MATLAB\IFrecording.sim','r');
fseek(fid,t,'bof');
signal(:,1)=(1:s).';
signal(:,2)=fread(fid,s,'int8').';
fclose(fid);

frame_signal_data.signals.values=signal(:,2);
frame_signal_data.time=[];

else if seleccio == 2

m=s/16368;
m=floor(m);

sprintf('En total hi ha %i intervals de 16368',m)
n=input('entri el número interval que vol agafar de la senyal= ');

fid=fopen('C:\Documents and Settings\Esteve Herreros\Escritorio\Treball
final de carrera\Programes, fitxers, dades MATLAB\IFrecording.sim','r');
fseek(fid,t,'bof');
signal(:,1)=(1:s).';
signal(:,2)=fread(fid,s,'int8').';
fclose(fid);

signal_selected=signal(((16368*(n-1)+1):(16368*n)),2);

frame_signal_data.signals.values=signal_selected;
frame_signal_data.time=[];

end
end
```

6. Referències

[1] Web del govern dels Estats Units de la Oficina de Coordinació Nacional de Posicionament, Navegació i Cronometria per Satèl·lit.

<http://www.gps.gov/spanish.html>

[2] Document de la web de la Universitat Politècnica de València.

<http://www.upv.es/satelite/trabajos/pracGrupo4/glonass.htm>

[3] Publicació nº154 (Desembre 2005 – Gener 2006) del Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación (COIT).

<http://www.coit.es/publicaciones/bit/bit154/68-70.pdf>

[4] Taula de la constel·lació de satèl·lits de la web de la Guàrdia Costera dels Estats Units.

<http://www.navcen.uscg.gov/navinfo/Gps/ActiveNanu.aspx>

[5] Versió pública del document "NAVSTAR GPS USER EQUIPMENT INTRODUCTION" de la web de la Guàrdia Costera dels Estats Units.

<http://www.navcen.uscg.gov/pubs/gps/gpsuser/gpsuser.pdf>

[6] Enciclopèdia web Wikipedia

http://es.wikipedia.org/wiki/Sistema_global_de_navegaci%C3%B3n_por_sat%C3%A9lite

<http://es.wikipedia.org/wiki/GPS>

<http://es.wikipedia.org/wiki/FPGA>

<http://es.wikipedia.org/wiki/Spoofing>

[7] Web de la Enciclopèdia Catalana

<http://www.enciclopedia.cat/cgi-bin/CercaGEC3.exe?APP=CERCAPAR&PAG=0001&PAR=efem%E8rides>

<http://www.enciclopedia.cat/cgi-bin/CercaGEC3.exe?APP=CERCAPAR&PAG=0001&PAR=almanac>

[8] Scott Pace, Gerald Frost, Irving Lachow, "The Global Positioning System, Assessing National Policies" Rand, Santa Monica, 1995.

[9] James Bao, Yen Tsui, "Fundamentals of Global Positioning System Receivers, A Software Approach", John Wiley & Sons, Inc., Publication, Hoboken (New Jersey), 2ona edició, 2005.

[10] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, John R. Buck, "Discrete-Time Signal Processing", Prentice Hall, 2ona edició, 1999.

[11] Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, "A Software-Defined GPS and Galileo Receiver", Birkhäuser Boston, 1era edició, 2007.

[12] Diseño de un receptor GPS L1 en Simulink sobre una FPGA Xilinx Virtex-II PRO, Javier Abad Alvarez, Universitat Autònoma de Barcelona, 2008.

Resum:

Aquest projecte es tracta de la optimització i la implementació de l'etapa d'adquisició d'un receptor GPS. També inclou una revisió breu del sistema GPS i els seus principis de funcionament. El procés d'adquisició s'ha estudiat amb detall i programat en els entorns de treball Matlab i Simulink. El fet d'implementar aquesta etapa en dos entorns diferents ha estat molt útil tant de cara a l'aprenentatge com també per la comprovació dels resultats obtinguts.

El principal objectiu del treball és el disseny d'un model Simulink que es capaç d'adquirir una senyal capturada amb hardware real. En realitat, s'han fet dues implementacions: una que utilitza blocs propis de Simulink i l'altra que utilitza blocs de la llibreria Xilinx. D'aquesta manera, posteriorment, es facilitaria la transició del model a la FPGA utilitzant l'entorn ISE de Xilinx.

La implementació de l'etapa d'adquisició es basa en el mètode de cerca de fase de codi en paral·lel, el qual empra la operació correlació creuada mitjançant la transformada ràpida de Fourier (FFT). Per aquest procés es necessari realitzar dues transformades (per a la senyal entrant i el codi de referència) i una antitransformada de Fourier (per al resultat de la correlació). Per tal d'optimitzar el disseny s'utilitza un bloc FFT, ja que tres blocs consumeixen gran part dels recursos d'una FPGA. En lloc de replicar el bloc FFT, en el model el bloc es compartit en el temps gràcies a l'ús de buffers i commutadors, com a resultat la quantitat de recursos requerits per una implementació en una FPGA es podria reduir considerablement.

Resumen:

Este proyecto se trata de la optimización i la implementación de la etapa de adquisición de un receptor GPS. También se incluye una breve descripción del sistema GPS i sus principios de funcionamiento. El proceso de adquisición se ha estudiado con detalle i programado en los entornos de trabajo Matlab i Simulink. El hecho de implementar esta etapa con dos entornos diferentes ha sido muy útil tanto en el aprendizaje como también para la verificación de los resultados obtenidos.

El principal objetivo del trabajo es el diseño de un modelo Simulink que es capaz de adquirir una señal capturada con hardware real. En realidad, se han hecho dos implementaciones: una que utiliza bloques propios de Simulink i la otra que utiliza bloques de la librería Xilinx. De esta manera, posteriormente, se facilitaría la transición del modelo a la FPGA utilizando el entorno ISE de Xilinx.

La implementación de la etapa de adquisición se basa en el método de la búsqueda de fase de código en paralelo, la cual utiliza la operación de correlación cruzada mediante la transformada de rápida de Fourier (FFT). Para este proceso es necesario realizar dos transformadas (para la señal entrante i el código de referencia) i una antitransformada de Fourier (para el resultado de la correlación). Con la finalidad de optimizar el diseño se utiliza un bloque FFT, ya que tres bloques consumen gran parte de los recursos de una FPGA.

En lugar de replicar el bloque FFT, en el modelo el bloque es compartido en tiempo gracias a la utilización de buffers i conmutadores, como resultado la cantidad de recursos requeridos para una implementación en una FPGA se podría reducir considerablemente.

Summary:

This projects deals with the implementation and optimization of the acquisition stage of a GPS receiver. The project also includes a brief review of the GPS system and its operating principles. The acquisition process has been studied in detail, and programmed in Matlab and Simulink. The fact that this functionality has been programmed in two different environment has been very useful as an educational activity and also as a cross-check means.

The main outcome of the work is a Simulink model that is able to acquire the signal captured with real hardware. Actually, two implementations have been done: one using only native Simulink blocks and another one using blocks from the Xilinx - Simulink library. The later would facilitate an easy transition from the model to an FGPA using the ISE Xilinx environment.

The acquisition stage employs the parallel code search method and relies on the use of the Fast Fourier Transform (FFT). The direct application of the parallel code search method involves the computation of two FFTs (for the incoming signal and the reference code) and one inverse FFT (for the result of the correlation). The inclusion of three FFT blocks in a FPGA requires a very large number of gates, and therefore the need of an optimization is apparent. We have modified the acquisition stage so as to perform the parallel code search using only one FFT block, which represents the second main outcome of the project. Instead of replicating the FFT block, in our model the block is time shared thanks to the use of some buffers and switches, as a result, the number of gates required by an FPGA implementation could be greatly reduced.