



epsc

**Escola Politècnica Superior
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE DE FI DE CARRERA

TÍTOL DEL PFC: Desenvolupament d'un mètode de mesura de senyals transitoris radiats per avaluar la immunitat de sistemes de comunicació digitals

TITULACIÓ: Enginyeria de Telecomunicació (segon cicle)

AUTOR: Marc Pous Solà

DIRECTOR: Ferran Silva Martínez

DATA: 1 de juny de 2009

Títol: Desenvolupament d'un mètode de mesura de senyals transitoris radiats per avaluar la immunitat de sistemes de comunicació digitals

Autor: Marc Pous Solà

Director: Ferran Silva Martínez

Data: 1 de juny de 2009

Resum

En el projecte es desenvolupa un mètode per a capturar interferències transitòries radiades i avaluar el seu efecte sobre els sistemes de comunicació digitals. Molts sistemes de comunicació radiats es veuen interferits per aquest tipus de senyals presents en l'entorn. Per exemple, un sistema com la televisió digital terrestre (TDT) pateix una degradació en presència d'aquests sorolls, els quals poden ser generats per elements tan quotidians com un llum o una campana extractora.

El mètode desenvolupat s'ha dividit en tres fases: en la primera fase es realitza un estudi del sistema de comunicació a analitzar, en la segona fase es captura el senyal interferent, i en l'última fase es simula l'efecte del senyal interferent sobre el sistema de comunicació que s'analitza. L'anàlisi de l'efecte del senyal interferent es realitza mitjançant eines de simulació de sistemes de comunicació.

L'eficàcia del mètode desenvolupat s'ha validat utilitzant un sistema d'identificació per radiofreqüència (RFID) real. Aquest sistema RFID és interferit per un senyal transitori provinent d'un cable de xarxa elèctric pròxim. Els resultats obtinguts seguint les regles establertes en el mètode són bons, ja que es pot predir els errors del sistema RFID. Una vegada el mètode ha estat validat, s'analitzen les interferències transitòries radiades que hi ha en una llar i que afecten el sistema de comunicació de la TDT.

Per últim, en el projecte es realitza una integració entre un simulador de camps electromagnètics i el simulador de sistemes de comunicació per fer una avaluació conjunta dels problemes derivats dels senyals transitoris. A més, també es solucionen problemes de compatibilitat electromagnètica mitjançant la simulació híbrida.

Title: Development of a method to measure radiated transient signals and analyse its effect on the immunity of digital communication systems

Author: Marc Pous Solà

Director: Ferran Silva Martínez

Date: June, 1st 2009

Overview

In this document we develop a method to measure radiated transient signals and evaluate its effect on digital communication signals. Many systems could be interfered by this type of transient signals present in the environment. For example, degradation on the image of the Digital Video Broadcasting (DVB) is produced by this kind of noise source. This transient noise could be generated by daily-used devices such as lights or an exhaust hood.

The method developed has been divided into three different stages: in the first one we study the digital system to be analysed, in the second one we capture the transient signal, and in the last stage we simulate the effect of the transient signal on the communication system. The effect of the transient signal is evaluated using digital communication signals software.

To ensure its effectiveness, the method is validated using a radiofrequency identification (RFID) real system. This system is interfered by a transient signal generated in a power source wire close to the RFID system. The results obtained following the rules established at the method are positive because the errors of the real system could be predicted. After validating the method, radiated transient signals present in a house would be analysed to check their effect on DVB system.

Finally, in this document a integration between an electromagnetic field simulator and a digital communication system simulator is done to evaluate the transient signals. This integrated approach allows us to solve electromagnetic compatibility problems (EMC).

ÍNDIX

| | |
|--|-----------|
| INTRODUCCIÓ | 1 |
| CAPÍTOL 1. SISTEMES DE COMUNICACIÓ DIGITALS I COMPATIBILITAT ELECTROMAGNÈTICA | 3 |
| 1.1 Sistemes digitals | 4 |
| 1.1.1 Avaluació dels sistemes digitals | 5 |
| 1.1.2 Sistemes de comunicació en temps real (RTC) | 5 |
| 1.2 Interferents transitòries radiades | 8 |
| 1.2.1 Generació i acoblaments de transitoris | 9 |
| 1.2.2 Efectes i exemples d'interferències transitòries | 10 |
| 1.2.3 Modelat de transitoris en una banda estreta | 10 |
| 1.3 Limitació i EMC | 13 |
| 1.3.1 Directiva i normativa d'EMC | 13 |
| 1.3.2 Problemàtica a l'hora de limitar | 14 |
| CAPÍTOL 2. ANÀLISIS DE SISTEMES DE COMUNICACIÓ DIGITALS | 19 |
| 2.1 Sistemes de comunicació digitals | 20 |
| 2.2 Paràmetres d'avaluació dels sistemes de comunicació | 22 |
| 2.2.1 BER | 22 |
| 2.2.2 Senyal $i(t)$, $q(t)$ | 23 |
| 2.2.3 El diagrama d'ull | 24 |
| 2.2.4 La constel·lació i el diagrama vector | 25 |
| 2.2.5 Complementary Cumulative Distribution Function | 28 |
| 2.3 Eines de software d'avaluació de sistemes de comunicació | 29 |
| 2.3.2 WinIQSIM | 30 |
| 2.3.3 ADS | 33 |
| CAPÍTOL 3. MÈTODE DE CAPTURA I D'ANÀLISI DE L'EFECTE DELS TRANSITORIS | 37 |
| 3.1 Dificultat de l'obtenció de la mesura | 38 |
| 3.2 Característiques principals a tenir en compte per adquirir adequadament el transitori. | 38 |
| 3.3 Instrumentació necessària | 39 |
| 3.3.1 Opcions del mercat de mesura i anàlisi | 39 |
| 3.4 Definició del mètode | 42 |
| 3.5 Exemple de captura i avaluació | 45 |
| 3.5.1 Generació i captura del transitori | 46 |
| 3.5.2 Anàlisi de l'efecte del transitori sobre un sistema de comunicació | 48 |
| 3.5.3 Conclusió del mètode de captura i avaluació | 56 |

| | |
|---|------------|
| CAPÍTOL 4. VALIDACIÓ DEL MÈTODE D'ANÀLISI EN UN SISTEMA REAL | 57 |
| 4.1 Entorn d'estudi | 58 |
| 4.2 Sistema de comunicació RFID ISO/IEC 14443B | 59 |
| 4.2.1 Equip RFID de validació | 60 |
| 4.3 Captura del senyal interferent | 62 |
| 4.3.1 Generació del senyal interferent | 62 |
| 4.3.2 Construcció de l'antena RFID | 63 |
| 4.3.3 Configuració de la mesura | 64 |
| 4.4 Simulació de l'efecte del senyal interferent capturat | 65 |
| 4.4.1 Simulació del sistema RFID 14443B sense interferència | 65 |
| 4.4.2 Simulació del sistema RFID 14443B amb interferència | 69 |
| 4.4.3 Taula d'avaluació d'errors simulats | 80 |
| 4.5 Mesura de l'efecte del senyal interferent sobre l'equip real | 81 |
| 4.6 Comparativa entre la simulació i la mesura del sistema RFID real | 82 |
| CAPÍTOL 5: APLICACIÓ DEL MÈTODE A LA TDT | 85 |
| 5.1 Estàndard DVB-T | 87 |
| 5.2 Entorn d'estudi | 88 |
| 5.3 Captura del senyal interferent | 90 |
| 5.4 Avaluació de la interferència sobre el sistema de comunicació | 92 |
| 5.4.1 Interferència connexió llum | 94 |
| 5.4.2 Interferència desconexió llum | 95 |
| 5.4.3 Interferència campana extractora | 97 |
| CAPÍTOL 6. INTEGRACIÓ AMB ALTRES MÈTODES DE SIMULACIÓ I SOLUCIÓ DE PROBLEMES D'EMC | 101 |
| 6.1 Simulació de camps electromagnètics amb FDTD | 102 |
| 6.2 Simulació del entorn RFID en FDTD | 104 |
| 6.2.1 Simulació de l'antena RFID | 105 |
| 6.2.2 Simulació de l'entorn complet | 107 |
| 6.2.3 Validació i resultats | 109 |
| 6.3 Integració completa amb altres sistemes de simulació | 113 |
| 6.4 Solució d'un problema d'EMC amb simulació | 122 |
| CONCLUSIONS | 129 |
| BIBLIOGRAFIA | 131 |

INTRODUCCIÓ

Els sistemes de comunicació digitals inalàmbrics són cada vegada més presents en les comunicacions. Molts sistemes de comunicació digitals es veuen interferits pels senyals transitoris radiats presents en l'entorn [1] [2]. Per exemple, un sistema com la televisió digital terrestre (TDT) pateix una degradació en presència d'aquests sorolls, els quals poden ser generats per la connexió d'elements tan quotidians com una lluminària o diferents electrodomèstics [3] [4] [5]. En el present projecte es desenvolupa un mètode per a capturar interferències transitòries radiades i analitzar la immunitat dels sistemes de comunicació digitals en front d'aquests senyals interferents.

Per tal de poder desenvolupar un mètode que funcioni correctament, en primer lloc s'ha de fer un estudi del soroll de tipus transitori i quins són els instruments per a poder avaluar els sistemes de comunicació digitals. Aquesta tasca es realitza en els dos primers capítols d'aquest document.

Una vegada ja es coneix el tipus de transitori i els sistemes a avaluar es pot desenvolupar un mètode adequat en el tercer capítol. A grans trets el mètode consisteix en una part de captura del senyal interferent i una altra de simulació del sistema de comunicació en presència del senyal prèviament capturat. La mesura del senyal interferent es realitzarà amb instrumentació molt sensible capaç de capturar i digitalitzar el senyal en el domini del temps per al seu posterior anàlisi. Mitjançant eines de simulació de sistemes de comunicació s'avaluarà quan poden ser interferits els sistemes utilitzant la informació proporcionada per la constel·lació, el diagrama d'ull del senyal, etc.

Una vegada es proposa el mètode és imprescindible validar-lo amb un sistema de comunicació real. En el capítol quatre del projecte s'analitza la resposta d'un sistema d'identificació per radiofreqüència (RFID) que treballa a 13.56MHz. La font de la interferència és un cable d'alimentació de la xarxa elèctrica situat a prop del sistema RFID pel qual circula un senyal transitori. Aquest transitori és radiat pel cable i s'acobla a l'antena del sistema RFID produint errors. Els resultats que s'obtenen al comparar el mètode desenvolupat en el projecte i els resultats observats directament en l'equip real són molt bons ja que el mètode pot predir els errors del sistema de comunicació.

Quan el mètode ja s'ha validat s'aplica en un problema real d'interferència in-situ. El problema que s'avalua amb el mètode és la ràfega de transitoris que es genera quan es connecta la lluminària d'una casa i que interfereix el sistema de la TDT. Una vegada més els resultats que s'obtenen permeten concloure que el mètode desenvolupat és vàlid per a realitzar mesures in-situ.

Per últim en el capítol 6 es procedeix a integrar diferents sistemes de simulació per a poder analitzar tot el problema exclusivament amb simulació. A més a més la informació que s'extrau de la simulació combinada permet resoldre problemes de compatibilitat electromagnètica. Concretament en el projecte es proposa una solució per a la interferència analitzada en el capítol 4.

CAPÍTOL 1. SISTEMES DE COMUNICACIÓ DIGITALS I COMPATIBILITAT ELECTROMAGNÈTICA

Aquest capítol és una introducció al projecte en el qual es fa esment de la importància d'aconseguir desenvolupar un mètode per a avaluar la degradació que introdueixen senyals transitoris interferents sobre els sistemes de comunicació. En el capítol s'explica que els sistemes de comunicacions més vulnerables a les interferències són els anomenats sistemes en temps reals. En aquests sistemes un error és irrecuperable, per tant una retransmissió de la informació no és una solució. També es realitza una explicació de com són aquests senyals transitoris interferents i com s'avalua el seu efecte.

Per últim s'explica que és imprescindible que existeixi una regulació per assegurar que els sistemes de comunicació funcionin correctament. Per aquest motiu es fa esment a la directiva de compatibilitat electromagnètica (EMC) i a la seva normativa vigent. S'estudia aquesta normativa per destacar les mancances i limitacions que hi ha i que no permeten assegurar un correcte funcionament als sistemes de comunicació.

1.1 Sistemes digitals

Els sistemes digitals són cada vegada més presents en l'entorn de les comunicacions. A diferència dels sistemes de comunicació analògics en els sistemes de comunicació digitals existeix un grup de símbols prèviament coneguts. Aquests es transmeten per un canal físic patint una degradació degut a soroll tèrmic, senyals interferents, propagació multicamí en senyals radiades, etc. Una petita degradació sobre el senyal pot no tenir cap efecte sobre la sortida ja que es pot aproximar el senyal rebut a un dels símbols que conformen "l'alfabet". En canvi els sistemes analògics són continus i una degradació no serà corregida sinó que s'observarà a la sortida.

Una de les principals característiques dels sistemes de comunicació digitals és la immunitat que tenen els sistemes a la degradació. Tal i com s'ha mencionat anteriorment els sistemes digitals són capaços de reconstruir el senyal rebut, per tant, la informació a la sortida serà exactament igual a la d'entrada. Si el canal de transmissió degrada massa el senyal, aquest no es pot recuperar i no hi ha informació a la sortida.

Un exemple clar és la senyal de televisió, en la televisió analògica un fenomen com "la neu" és habitual quan hi ha interferències o el nivell de senyal és massa baix. En canvi en la transmissió digital del senyal de televisió (DVB-T, DVB-S, DVB-M) el senyal es veu perfecte o hi ha pèrdua de "frames, quadres" (Fig.1.1).



Fig. 1.1 Exemple de degradació en televisió analògica i digital

Seguint amb l'exemple de la televisió, els sistemes digitals es poden veure més afectats per senyals interferents de curta durada amb alta energia ja que poden ocasionar errors en els bits transmesos i fer perdre la sincronia. Per contra els sistemes analògics són en general menys susceptibles a aquest tipus de interferència ja que la seva durada és menyspreable des del punt de vista d'apreciació humana.

1.1.1 Avaluació dels sistemes digitals

Per a mesurar la qualitat de les transmissions digitals no són vàlids els paràmetres que es fan servir en els sistemes de comunicació analògics. Les transmissions analògiques es basen exclusivament en el paràmetre de la relació senyal a soroll. Per contra els sistemes digitals el paràmetre de la relació senyal a soroll mínima no és pot utilitzar, de fet, hi ha sistemes com el CDMA que funcionen amb una relació senyal a soroll negativa [6]. En el cas de les comunicacions digitals l'indicador bàsic que es fa servir és el BER (Bit Error Rate), però segons el sistema digital que s'està analitzant s'hauran de tenir en compte altres paràmetres segons el protocol del sistema de comunicació. Un exemple pot ser el paràmetre del PER (Packet Error Rate) si els bits estan units en paquets.

Un altre aspecte que s'ha de tenir present és que en els sistemes digitals segons la codificació utilitzada es poden corregir errors en el bit. Per tant, no sempre els errors són irrecuperables. Per tant, cada sistema s'ha d'analitzar amb detall segons la capacitat de correcció d'aquest. A part de la correcció d'errors, multitud de sistemes digitals són capaços de detectar errors. Quan aquests han estat detectats es poden produir retransmissions. Aquesta capacitat de detecció i correcció s'ha de tenir en compte a l'hora d'avaluar la immunitat d'un sistema. De totes maneres una correcció dels errors no sempre és vàlida ja que la detecció, la sol·licitud de la retransmissió i la retransmissió poden suposar temps massa grans en les anomenades comunicacions en temps real (Real Time Communications).

1.1.2 Sistemes de comunicació en temps real (RTC)

Tradicionalment els sistemes de comunicació en temps real venen definits com aquells sistemes en els quals el temps de transmissió és negligible[]. D'aquí hem d'extreure que s'han de considerar aquells sistemes que no admeten retransmissions com per exemple els serveis de difusió com la radio o la televisió.

És indispensable afegir la idea que el sistema en temps real no només depèn de la transmissió física sinó que també s'ha de tenir en compte el servei que s'està proporcionant.

Com a exemple de comunicació en temps real utilitzarem un servei de veu sobre IP (VoIP). Els estàndards de la ITU-T [7] indiquen el temps de retard màxim entre els extrems de la comunicació. Aquest màxim està fixat en 150ms. Si comparem aquest servei amb un altre servei que no és de temps real com pot ser el correu electrònic s'ha de destacar que en els dos casos la capa física és la mateixa, l'únic que canvia és el servei proporcionat. En la figura (**Fig. 1.2**) que s'observa a continuació, es mostra representat el servei en temps real (VoIP) i el servei que no és en temps real (Mail) utilitzant una mateixa capa física (Wifi (802.11)).

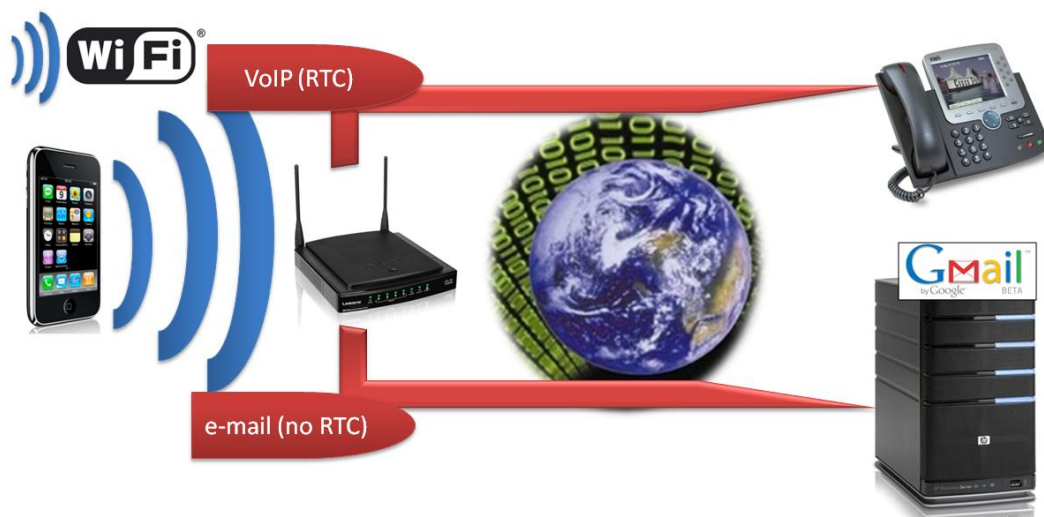


Fig. 1.2 Exemple d'un sistema en temps real i un sistema que no és en temps real amb la mateixa capa física.

En aquest projecte s'analitzen els sistemes de comunicació en temps reals ja que són els més crítics a l'hora de ser afectats per interferències transitòries (referència al punt del capítol). Com s'ha dit anteriorment, s'interpretaran com a sistemes de temps reals aquells en els que no sigui possible realitzar una retransmissió de les dades per a corregir errors. Una retransmissió no és vàlida ja que suposa un increment del retard intolerable d'extrem a extrem.

A continuació es mostren una sèrie d'exemples de comunicació en temps real que utilitzen diferents capes físiques.

Sistemes d'identificació per radiofreqüència (RFID): Aquestes sistemes de comunicació es poden considerar en temps real ja que el temps que es triga en adquirir les dades pot ser del ordre del temps que el dispositiu està situat per comunicar-se. Si no es realitza la comunicació correctament en aquest breu espai de temps aquesta ja no es podrà tornar a produir. Un exemple pràctic és la lectura d'un Teletac en un peatge. Si la comunicació no es realitza quan el cotxe està situat sota l'antena de la via de pagament, aquesta lectura no es pot tornar a realitzar (no hi ha opció a la retransmissió). Destacar que un error en la lectura pot ser greu ja que es podria produir un accident del vehicle amb la barrera.

DVB-T (digital Video Broadcasting – Terrestrial): Un altre sistema de comunicació en temps real és el senyal de televisió. En general tots els sistemes de transmissió tipus broadcast són en temps real ja que les retransmissions no són possibles. Tot i que les bandes utilitzades per aquest servei estan reservades poden aparèixer interferències i el sistema es pot veure interferit.

ISM (industrial, scientific and medical) bands: En les bandes reservades amb propòsits d'investigació o per ús lliure, qualsevol tipus de comunicació està permesa sempre que es respectin els límits d'emissió i els amplituds de banda dels canals lliures. Per tant, en aquestes bandes es pot trobar qualsevol tipus

de comunicació analògica o digital. Algun dels sistemes utilitzats en aquestes bandes es consideraran com a sistemes de comunicació en temps real. Un exemple molt utilitzat en aquestes bandes és el Bluetooth o la WiFi. Però hi ha altres exemples com els controls remots de grues de construcció. És clar que la immunitat d'aquest darrer exemple és crític ja que pot arribar a produir importants danys si es veu interferit.

A continuació es mostren alguna de les bandes ISM disponibles a nivell europeu. En la taula s'indiquen els nivells de potència d'emissió, l'amplada de banda i la freqüència central. Tot i que en aquesta taula no estan totes les freqüències que es poden utilitzar en la banda ISM és veu que hi ha un gran nombre de bandes útils i que les aplicacions poden ser molt diverses. Per tant, per a cada tipus d'aplicació s'hauria d'estudiar si la transmissió es realitza en temps real.

Taula 1.1. Exemples de sistemes de comunicació en les bandes ISM

| Banda freqüencial | Aplicació | Potència efectiva radiada | Ampla de banda |
|--------------------|---------------------------------|---------------------------|----------------|
| 402 - 405 MHz | Implants mèdics | -16 dBm | 25 kHz |
| 868.6 – 868.7 MHz | Alarmes | 10 dBm | 25 kHz |
| 869.2 – 869.25 MHz | Alarmes socials | 10 dBm | 25 kHz |
| 869.25 – 869.3 MHz | Alarmes | 10 dBm | 25 kHz |
| 869.65 – 869.7 MHz | Alarmes | 14 dBm | 25 kHz |
| 863 – 865 MHz | Micròfons inalàmbrics | 10 dBm | 200 kHz |
| 863 – 865 MHz | Aplicacions d'àudio inalàmbrics | 10 dBm | 300 kHz |
| 1785 – 1800 MHz | Micròfons inalàmbrics | 7.85 dBm | 200 kHz |
| 2400 – 2483.5 MHz | Transmissions de dades | 17.85 dBm | Sense limits |
| 2446 – 2454 MHz | Aplicacions ferroviàries | 24.85 dBm | Sense limits |
| 2400 – 2483.5 MHz | Sensors de moviment | 11.85 dBm | Sense limits |
| 2446 – 2454 MHz | RFID | 24.85 dBm | Sense limits |
| 2446 – 2454 MHz | RFID | 33.85 dBm | Sense limits |

FlexRay (sistema no radiat): Una altra tecnologia amb molt de futur és FlexRay. FlexRay és un protocol que serveix com a infraestructura de comunicació per a la futura generació en aplicacions de control de vehicles (drive by wire).

Aquesta és una tecnologia que té com a canal de comunicació cables, per tant, no és un sistema inalàmbic i no és objecte d'estudi en aquest projecte. Tot i que en aquest projecte únicament estan contemplats els sistemes de comunicació radiats és un bon exemple de comunicació en temps real. Tot i que no sigui motiu d'estudi en aquets projecte el mètode desenvolupat és capaç també d'analitzar la immunitat dels sistemes de comunicació no radiats en front de transitoris.

FlexRay té la capacitat de controlar components del cotxe directament relacionats amb la seguretat. Un exemple crític on es mostra la importància de que el sistema treballa en temps real i que la producció d'errors deguts a

transitoris és el control de la direcció del vehicle. Si aquest sistema es veu interferit per un soroll transitori la seguretat dels passatgers es veurà afectada.

“Fly-by-Wireless”: Un altre exemple relacionat amb vehicles i la seguretat dels seus passatgers és la futura tecnologia Fly-by-Wireless. El cablejat dels avions, tenint en compte que el cablejat inclou connectors, cables i proteccions, provoca problemes de pes, volum i fiabilitat a les aeronaus. A més a més s'ha de tenir en compte que tots aquests elements mencionats anteriorment obliguen a realitzar tasques de manteniment.

Per aquest motiu actualment s'està desenvolupant la tecnologia per a suprimir cablejat en els avions. Es pretén connectar més electrònica a bord mitjançant tecnologia sense fils (wireless). Al canviar a una tecnologia wireless serà imprescindible estudiar com poden ser afectats aquests sistemes wireless per senyals transitòries per tal d'evitar accidents. Molts dels elements o instruments de seguretat de l'avió han de ser controlats en temps real i per tant és imprescindible realitzar un estudi acurat.

En general podem dir que aquells sistemes crítics són aquells on es requereix un sistema de protecció de les comunicacions en front de possibles senyals interferents com els transitoris. Aquestes senyals poden afectar críticament als sistemes de comunicació en temps real Si una senyal transitòria es produeix en un moment crític el sistema de comunicacions pot fallar. Per aquest fet, es imprescindible conèixer bé aquest tipus d'interferències.

1.2 Interferents transitòries radiades

Una font de soroll crítica per als sistemes de comunicació digitals són els transitoris. Els transitoris estan caracteritzats per ser soroll de tipus impulsu d'alta energia. Les ràfegues són de molt curta durada i tenen una amplitud i una repetició aleatòria. La font de generació d'aquest soroll prové típicament d'equips elèctrics o electrònics, els quals produeixen espurnes i/o commutacions d'elevada energia. Un exemple d'aquest tipus de soroll és el motor d'un automòbil.

Aquest tipus de transitoris són els que s'anomenen man-made noise [8]. A part d'aquest transitoris generats per l'home hi ha els transitoris que provenen de forma natural. A continuació es mostra una classificació segons l'origen del transitoris ja que hi ha gran varietat en l'origen d'aquest tipus de transitoris:

- a. Soroll provinent de maquinària elèctrica (concretament de la commutació de motors)
- b. Soroll provinent d'espurnes d'ignició de motors de gasolina
- c. Transitoris deguts a switching
- d. Descàrregues de lluminàries

1.2.1 Generació i acoblaments de transitoris

Les senyals transitories són generades involuntàriament per diferents tipus de fonts com s'ha indicat anteriorment. Aquests transitoris es generen majoritàriament en els equips elèctrics i els transitoris es propaguen de forma conduïda pels cables, pistes, estructura del equip i/o radiat en forma d'ona electromagnètica. Aquesta ona electromagnètica pot ser generada per les pròpies pistes o cables de l'equip. Una vegada aquesta ona electromagnètica ha estat creada aquesta pot ser captada per l'antena d'algun sistema de comunicacions.

Per l'antena que s'utilitza per als sistemes de comunicació radiats es pot captura tant la senyal útil del sistema de comunicacions com la possible senyal interferent (**Fig. 1.3**). Aquesta senyal interferent es radia prèviament per a algun cable, pista, estructura metàl·lica o una espurna. Si el transitori té prou nivell a les freqüències per les quals està dissenyat el sistema de comunicacions aquest serà captat per les antenes i interferirà directament amb la informació útil. Fent que no sigui possible realitzar tècniques de filtratge ja que està a la mateixa banda que la senyal a demodular.

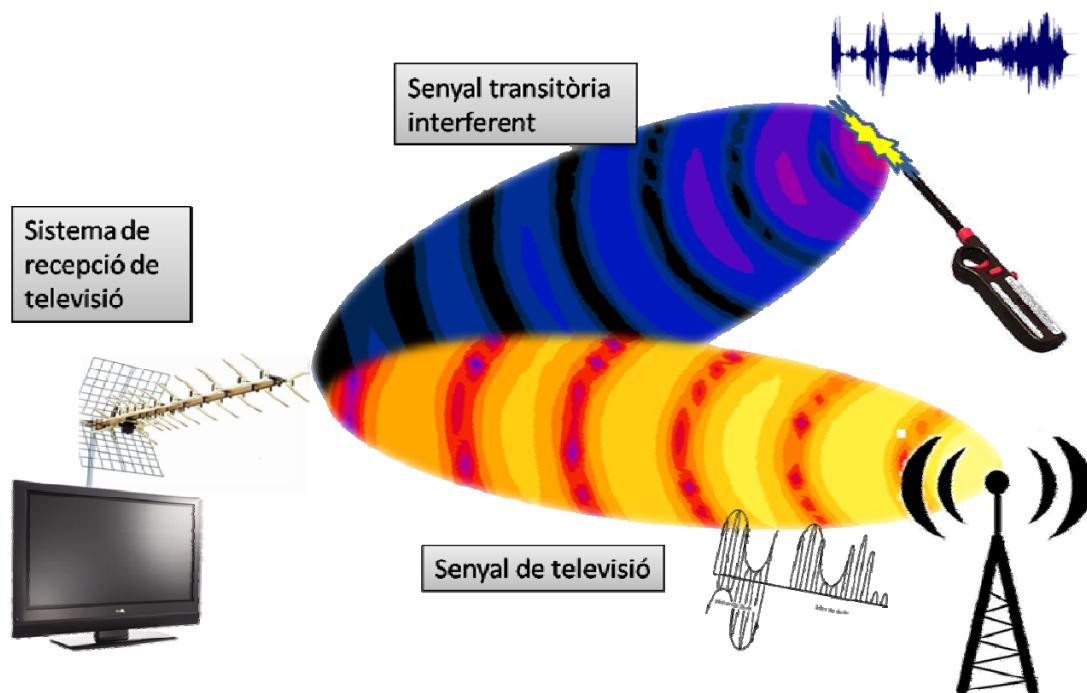


Fig. 1.3 Exemple d'un sistema de comunicacions interferit per un transitori

En sistemes no radiats, que no són aplicació en aquest projecte, es podrien veure acoblats directament als cables com en el cas del bus de comunicació FlexRay. Un transitori es pot acoblar capacitivament o inductivament a un cable que hi ha al costat del cable per on circula la senyal interferent ja que a freqüències elevades la interferència s'acobla amb facilitat a cables pròxims causant errors de comunicació.

1.2.2 Efectes i exemples d'interferències transitoris

L'impacte dels transitoris sobre els sistemes de comunicacions digitals ve determinat per les característiques del transitori com l'energia del pols, la duració o l'interval entre polsos així com la resposta en el domini de la freqüència. El soroll pot afectar directament la part de RF de les comunicacions causant pèrdua de la portadora, pèrdua en la sincronització i errors en paraules codi. L'impacte concret d'un transitori depèn tant de les característiques d'aquest com de les característiques del sistema digital a avaluar. Per tant, és imprescindible fer un anàlisi acurat per a cada transitori i sistema de comunicació a analitzar.

1.2.3 Modelat de transitoris en una banda estreta

Si és té en compte que els sistemes de comunicació treballen en una banda estreta comparativament parlant amb l'ampla de banda que puguin tenir els transitoris. La simplificació proposada en aquest apartat pot ser aplicada.

Si s'observa una senyal temporal d'un transitori en amb un ampla de banda estret com per exemple de 1MHz la senyal típicament obtinguda és la que es mostra en la següent figura (**Fig. 1.4**).

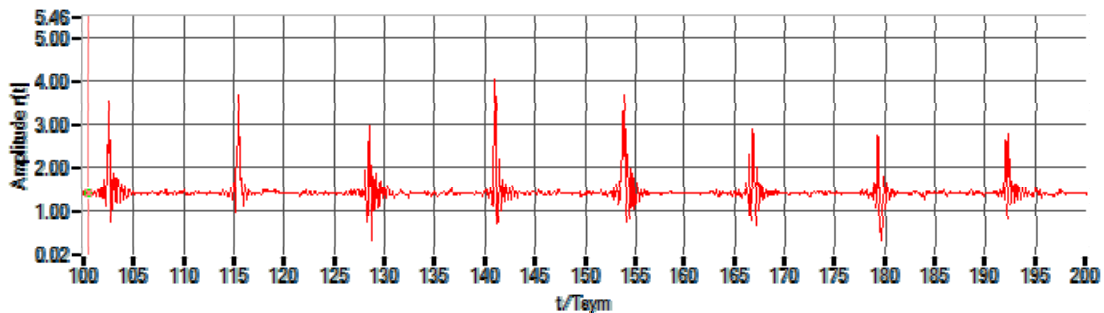


Fig. 1.4 Exemple d'un senyal transitori

Com s'ha comentat tenir en compte l'energia del pols, la duració o l'interval entre polsos d'un transitori es indispensable per analitzar l'afecta d'aquest. Diferents estudis com un de la BBC [9], el qual modela transitoris que poden afectar a la DVB-T, conclouen que els paràmetres crítics que s'han de tenir en compte a l'hora de classificar i avaluar els transitoris són els següents:

- Amplitud dels polsos (AP)
- Duració del pols (PD)
- Temps entre polsos (PS)
- Temps entre els trens (bursts) de polsos (BS)
- Duració dels trens de polsos (BD)

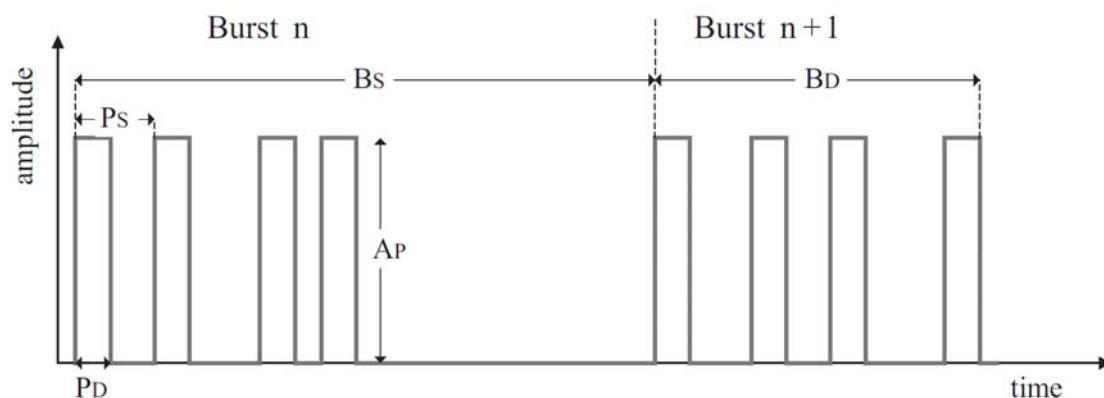


Fig. 1.5 Caracterització d'un transitori

Mitjançant aquesta simplificació es mesuren diferents senyals transitoris presents en un entorn domèstic. Es mesuren els transitoris produïts per diferents electrodomèstics. Els electrodomèstics són una font important de senyals transitoris. Encara que no ho sembli aquests senyals estan presents en totes les cases. Per tant, la interferència que tenen aquests envers els sistemes de comunicació com la TDT s'han d'analitzar per a que el sistema de comunicacions pugui funcionar correctament tal i com diu la directiva de compatibilitat electromagnètica.

En l'estudi de la BBC s'analitzen aquest tipus de transitoris en el rang de freqüències crítiques per a la DVB-T. En la taula que es mostra a continuació és determinen els valors caracteritzats en la figura **Fig. 1.5** per a cada tipus de senyal transitori produïda per algun dels electrodomèstics.

Taula 1.2. Caracterització d'electrodomèstics segons el mètode de la BBC

| Type of capture | Pulse Spacing (μ s) | Burst Duration (μ s) | Burst Duration (pulses/burst) | Burst Spacing (ms) | Event Duration (ms) | Event Duration (bursts/event) |
|------------------------|---|--|--|--|---------------------|---------------------------------|
| Central Heating 1 | 0 \rightarrow 3 (0.5) / 0.9 | < 500 (200) / 310 | < 3000 (100) / 250 | 0.14 \rightarrow 0.28 / 0.21 | < 2.5 / 0.5 | 1 or 2 (1) / 1.4 |
| Central Heating 2 | 10 \rightarrow 45 (20) / 30 | 50 \rightarrow 300 / 150 | 1 \rightarrow 12 (2) / 6 | — | 1 burst/event | 1 |
| Central Heating 3 | 1.5 \rightarrow 3 (1.6, 2.7) / 2.1 | < 10 (1) / 19 | < 10 (3) / 10 | 0.16 \rightarrow 0.34 / 0.025 | < 0.16 / 0.05 | 1 \rightarrow 4 (1) / 1.7 |
| Cooker ignition | 1 \rightarrow 3 (1.5) / 1.7 | < 100 (40) / 40 | < 80 (2) / 24 | — | < 0.1 (0.04) / 0.04 | 1 |
| Dishwasher 1A | 0.3 \rightarrow 3 (0.85, 1.1, 1.55) / 0.9 | < 750 (150) / 360 | < 1300 (300) / 330 | 0.2 \rightarrow 0.5 / 0.3 | < 1 (0.2) / 0.5 | 1 \rightarrow 3 (1) / 1.31 |
| Dishwasher 1B | 0.5 \rightarrow 3 (0.6, 0.85, 0.9, 1.1, 1.25, 1.5, 2) / 1.5 | < 500 (100) / 190 | 1 \rightarrow 500 (25) / 110 | < 1.5 (0.75) / 0.73 | < 30 (2.5) / 6.3 | 1 \rightarrow 35 (3) / 9.6 |
| Dishwasher 2 | 2 \rightarrow 50 (11, 19.5) / 24 | < 500 / 330 | 1 \rightarrow 25 (3, 6) / 14.5 | 0.4 \rightarrow 1.6 / 0.9 | < 2.5 (0.5) / 1 | 1 \rightarrow 3 (1) / 1.8 |
| Dishwasher 3 | 0.8 \rightarrow 20 (1.25, 2.5, 3.25) / 4.4 | < 3000 / 1600 | 1 \rightarrow 600 (50) / 350 | 0.187 / 0.187 | < 3 (2) / 2 | 1 or 2 (1) / 1.2 |
| Lights off 1 | 1 \rightarrow 3 (1.45, 1.8, 2.45) / 1.7 | < 800 (1 b/e) 2000 \rightarrow 4000 (> 1 b/e) / 1630 | < 500 (250) 1250 \rightarrow 2250 (1700) / 820 | — 2 \rightarrow 11 (10) / 8.8 | < 1 < 25 / 6 | 1 \rightarrow 5 (1) / 1.9 |
| Lights off 2 | < 100 (5) / 14 | < 500 (20) / 141 | < 40 (1, 3, 8, 14, 20) / 11.3 | < 10 (1) / 2.1 | < 10 / 4.4 | 1 \rightarrow 4 (uniform) / 3 |
| Fluorescent lights on | < 200 (10) / 45 | < 400 (10) / 105 | 1 \rightarrow 15 (1, 2, 4) / 3.3 | 0.3 \rightarrow 1.1 (0.75) / 0.55 | < 1.6 (0.1) / 0.52 | 1 \rightarrow 4 (1) / 1.8 |
| Incandescent lights on | < 30 (2) / 4.6 | < 300 (2) / 210 | 1 \rightarrow 250 (1) / 40 | 0.3 \rightarrow 0.4 (uniform) / 0.35 | < 0.6 (0.01) / 0.36 | 1 or 2 (1) / 1.3 |
| Traffic 1 | < 100 (5) / 24 | < 300 (25) / 92 | 1 \rightarrow 17 (2) / 5 | 0.3 \rightarrow 0.8 (uniform) / 0.54 | < 0.8 (0.05) / 0.22 | 1 or 2 (1) / 1.2 |
| Traffic 2 | < 20 (5) / 9.7 | < 600 (80) / 200 | 1 \rightarrow 60 (7) / 22 | — | < 0.6 (0.08) / 0.2 | 1 |
| Traffic 3 | 5 \rightarrow 10 (7) / 9.2 | 0 \rightarrow 20 (1) / 2.8 | 1 \rightarrow 3 (1) / 1.25 | 10 \rightarrow 15 (10) / 14.7 | > 200 / 77 | 1 \rightarrow 15 (1) / 6.2 |

Així doncs una vegada es caracteritzen els diferents impulsos generats pels electrodomèstics es pot fer la modelització amb soroll blanc gaussià proposada en l'estudi de la BBC. Així doncs el soroll blanc s'aplica segons els nivell i els intervals detectats quan s'ha fet un estudi d'un gran nombre de mostres d'aquest tipus de senyal transitori. A la figura (**Fig. 1.6**) que es mostra a continuació es mostra com és genera un soroll equivalent per a analitzar l'efecte sobre el sistema DVB-T.

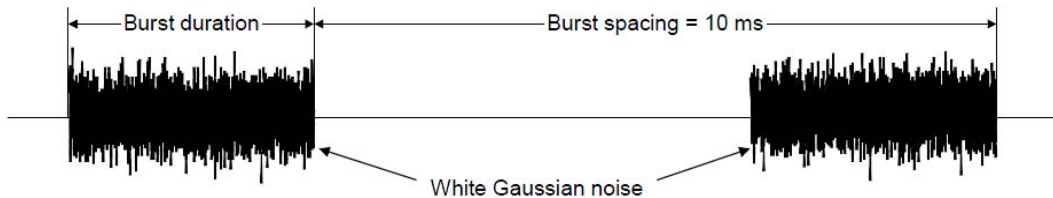


Fig. 1.6 modelització d'un transitori amb soroll blanc gaussià

Per analitzar l'efecte sobre el sistema de comunicacions s'utilitza el model descrit en el diagrama (**Fig. 1.7**). En aquest model es crea una senyal de televisió digital terrestre i se li afegeix un teòric soroll generat per algun electrodomèstic tal i com s'ha explicat anteriorment.

Una vegada es realitza l'adició del senyal útil i del senyal interferent aquest es demodula i s'analitza amb instruments de mesura. En el capítol 3 hi ha un detall dels instruments que es poden fer servir per a realitzar aquest tipus d'anàlisi.

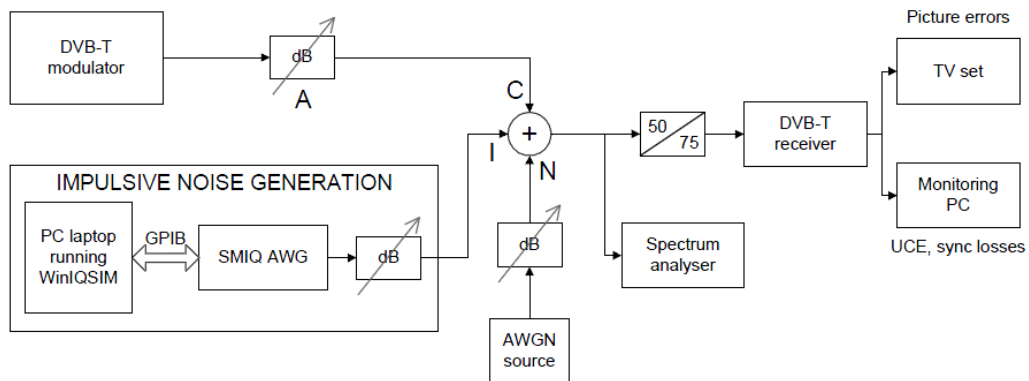


Fig. 1.7 Diagrama d'anàlisi de la interferència d'un soroll impulsiu sobre un sistema TDT

Una vegada el senyal és demodulat es poden analitzar paràmetres com l'error en el bit, pèrdua de trames, etc. Fins al moment aquest és l'estudi més freqüent que es realitza per analitzar sistemes de comunicació i com aquests poden ser interferits per soroll impulsiu. A diferència del mètode proposat per la BBC en aquest projecte es capturarà el senyal transitori i s'inclourà aquest senyal capturat en un programa de simulació de sistemes de comunicació. Per tant, el mètode desenvolupat en aquest projecte no necessita fer aquest estudi estadístic sinó que és capaç d'analitzar el senyal interferent directament.

Tot i que les bandes dels sistemes de comunicació com la televisió digital estan regulats i no es poden realitzar transmissions voluntàries en aquestes,

existeixen transmissions involuntàries provocades per equips elèctrics i/o electrònics. És imprescindible que existeixi una regulació per evitar que els sistemes de comunicació no funcionin correctament. Aquest és el paper que juga la EMC (Electromagnetic Compatibility). El tipus de transitori que s'ha comentat en aquest apartat no es contempla en la normativa actual.

1.3 Limitació i EMC

Per a preservar el correcte funcionament dels sistemes de comunicació radiats és necessari limitar l'emissió dels equips elèctrics i/o electrònics. S'ha de tenir en compte que els receptors dels sistemes de comunicació radiats com per exemple el GSM són capaços de treballar amb senyals molt dèbils, del ordre de -100dBm.

Tenint en compte amb el nivell de senyal tan baix que treballen els sistemes de comunicació radiats és indispensable tenir en compte l'emissió involuntària de qualsevol equip elèctric o electrònic. Aquesta emissió involuntària no és té en compte moltes vegades en la fase de disseny ja que pot arribar a ser difícil de predir. De fet, les emissions espontànies dels equips poden ser un gran problema a l'hora de comercialitzar el producte si abans no s'han tingut en compte aquestes possibles senyals interferents generades de forma involuntària per l'equip. És interessant saber quins són els principals motius d'aquesta generació espontània. Les fonts commutades, els harmònics de senyals de rellotge o espurnes que es produeixen en els equips poden originar corrents d'alta freqüència en l'equip. Una vegada aquests corrents són generats, aquests poden interferir al mateix equip creant mal funcionaments o bé poden interferir a altres equips. Els corrents poden conduir-se a través de pistes o cables i ser radiats en forma d'ona electromagnètica. La teoria d'antenes ens diu que un conductor pot radiar amb la màxima eficiència si la longitud d'aquest és $\lambda/4$ però des de el punt de vista d'EMC es pot considerar un radiador eficient qualsevol pista, cable que tingui un tamany de $\lambda/20$.

A nivell europeu la directiva d'EMC [10] és la que legisla les emissions no intencionades que poden emetre els equips comercials. Però no només les emissions són el que ha de garantir un equip segons la directiva de compatibilitat electromagnètica ja que la part d'immunitat al les pertorbacions electromagnètiques també està normalitzada.

1.3.1 Directiva i normativa d'EMC

La directiva de compatibilitat electromagnètica 2004/108/CE defineix els requisits que han de tenir els equips elèctrics i/o electrònics per a poder ser comercialitzats. Literalment la directiva diu el següent:

"El diseño y la fabricación de los equipos, habida cuenta de los avances más recientes, garantizarán:

a) que las perturbaciones electromagnéticas generadas queden limitadas a un nivel que permita a los equipos de radio y de telecomunicaciones u otros equipos funcionar con el fin para el que han sido previstos;

b) un nivel de protección frente a las perturbaciones electromagnéticas previsibles que permita al equipo funcionar sin una degradación inaceptable en su uso previsto."

Com s'observà en el text anterior, la directiva diu que no es pot interferir als sistemes de comunicació, però no especifica els criteris particulars que han de complir. No esmenta ni nivells ni rangs ja que es busca que la directiva sigui un text de caràcter general que segueixi funcionant tot i els avanços tecnològics. Per a assegurar el compliment de la directiva hi ha un conjunt de normes harmonitzades. Aquestes normes determinen el nivell d'emissió involuntari permès i la immunitat que han de tenir els equips a una sèrie de fenòmens que intenten emular les possibles perturbacions que aquests poden interferir els equips.

Les normes harmonitzades, per a demostrar el compliment de la directiva, que apliquen als equips són diferents segons l'aplicació d'aquests. Per exemple, les normes per als equips centrals d'alarmes no són les mateixes que per als electrodomèstics. Aquestes normes de producte defineixen els criteris i els nivells que s'hauran de tenir en compte per a realitzar una sèrie d'assaigs. Aquests assaigs venen definits per unes normes bàsiques comunes en les quals s'explica la metodologia a seguir per a realitzar mesures dels camps generats per l'equip i l'aplicació de camps electromagnètics sobre aquest.

1.3.2 Problemàtica a l'hora de limitar

Des de el punt de vista d'emissió les normes harmonitzades marquen uns límits de camp elèctric en funció de la freqüència a una distància determinada (generalment a 3m o 10m). **(Fig. 1.8)**. La mesura és fa en una cambra semianecoica o anecoica o en camp obert per tal de no tenir soroll extern ni reflexions indesitjades que puguin augmentar la incertesa de la mesura [11].

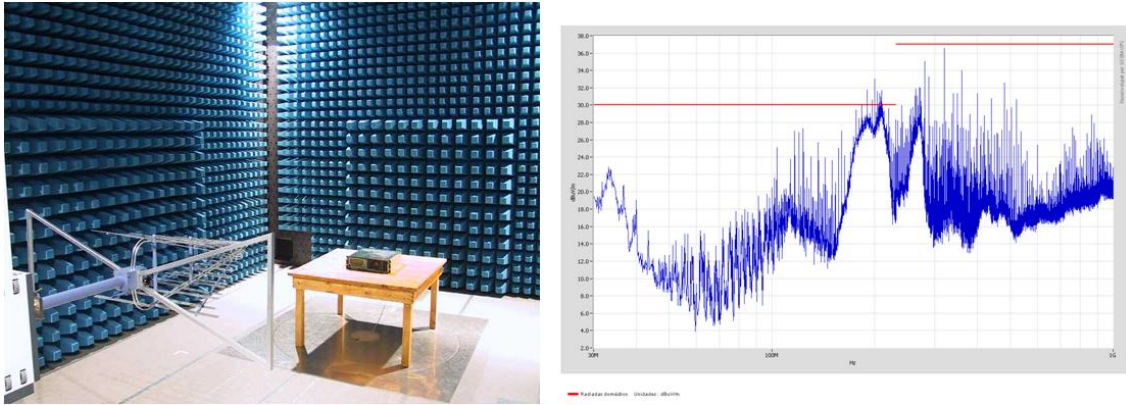


Fig. 1.8 Mesura de les emissions radiades d'un equip en una cambra semianecòica

La mesura de l'emissió de camp electromagnètic està definida per la norma (CISPR22). Aquesta norma defineix cadascun dels elements que s'han d'utilitzar en la mesura així com el procediment de mesura. En aquesta norma és defineixen el tipus de receptor a utilitzar i com han de estar configurats, marca el rang de freqüències a avaluar, l'amplada de banda de resolució del filtre IF del receptor o el tipus de detector a utilitzar. En les normatives d'EMC rarament s'utilitza el detector de peak. Els detectors utilitzats són el de average i el de *quasi-peak*. La lectura amb aquest tipus de detector ve marcada per la freqüència de repetició de la interferència i l'amplitud d'aquesta.

S'ha de destacar que aquest mètode de mesura i el seus límits i detectors van ser definits fa més de 20 anys i per tant, va ser pensats i optimitzats per protegir sistemes de comunicació analògics. En els darrers anys els sistemes de comunicació han patit una gran evolució. Han sorgit molts i diferents sistemes de comunicació els quals tenen velocitats de transmissió diferents, amples de banda, modulacions, etc. Cada vegada és més complicat definir els criteris a complir des de el punt de vista d'emissió per protegir els sistemes de comunicació ja que no es basen exclusivament en la relació senyal a soroll com fa 20 anys.

Per als nous sistemes de comunicació la normativa anterior no és vàlida per avaluar com de crítiques poden ser senyals interferents generades de forma espontània per equips elèctrics. Són necessaris nous detectors o mètodes ja que és difícil definir criteris en tot ample de banda ja que els sistemes de comunicació a protegir són molt diferents en quan a nivell de sensibilitat, velocitat de transmissió, correcció d'errors, amplitud de banda, etc.

En els darrers anys s'ha normalitzat algun nou tipus de detector per tal de solucionar les mancances dels més antics. El detector APD és un nou detector que analitza l'amplitud en funció de la probabilitat [12].

Depenent del sistema de comunicació els paràmetres d'avaluació han de canviar ja que característiques com la velocitat de transmissió, capacitat de correcció d'errors, modulació, etc són diferents. És clar que aquesta és una complicació a l'hora de definir uns criteris comuns els quals pugui estar

especificats en normatives de caràcter ampli per a protegir tots els sistemes de comunicació. Amb els sistemes analògics era més senzill ja que únicament era necessari centrar-se en la relació senyal a soroll.

D'altra banda també s'ha de tenir en compte des del punt de vista de la normativa de immunitat dels equips comercials. Els assaigs d'immunitat per a interferències radiades és fan segons la norma EN 61000-4-3 [13].

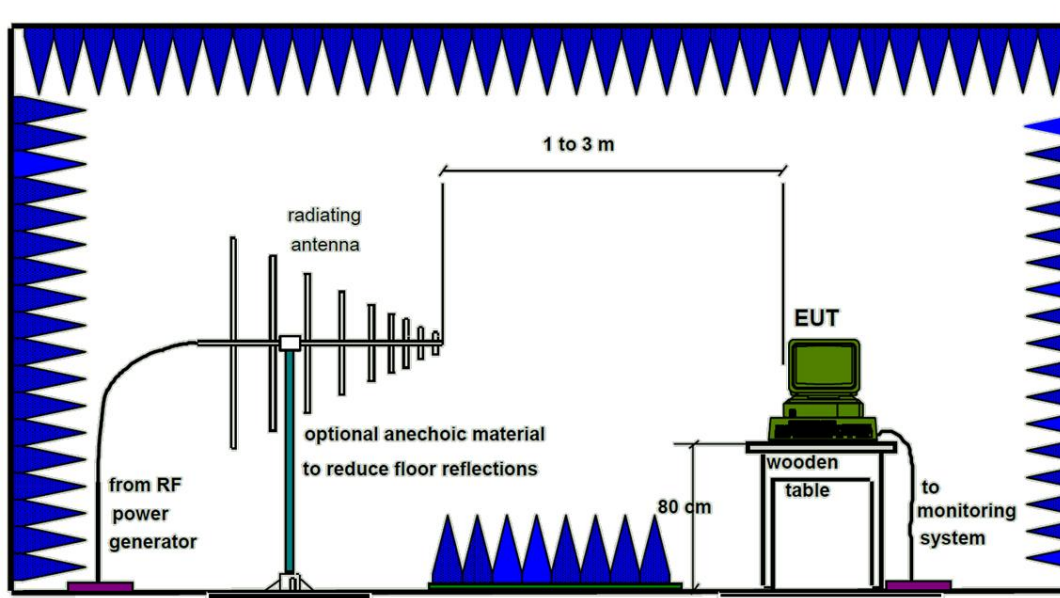


Fig. 1.9 Assaig d'immunitat radiada

Aquesta norma el que pretén és emular sistemes com el de radiodifusió i assegurar que aquests no interfereixin al equip però ni molt menys busca emular els afectes que senyals transitoris de curta durada i d'alta energia poden provocar sobre equips. L'avaluació es fa generant camps electromagnètics radiats en el rang de freqüències de 80 MHz a 2700 MHz. Per sota d'aquest rang freqüencial es realitzen assaig on les perturbacions són conduïdes pels cables d'alimentació, comunicació,... dels equips sotmesos a assaig.

Es genera un nivell de camp que varia segons l'aplicació de l'equip (normalment entre 1V/m i 10V/m) i s'aplica una modulació AM d'1 kHz al 80%. Algunes normes imposen altres modulacions com pot ser una modulació polsada de 0.5Hz. És més, quan s'avalua la resposta d'un equip de comunicacions que rep senyals a una certa freqüència aquesta freqüència sol està exempta d'anàlisi. Per tant, no s'analitza com és pot acoblar la component freqüencial d'un transitori que pugui ser captat per l'antena de RF i interferir en l'equip tot i que aquest transitori sigui crític ja que serà tractat per l'equip receptor com si fos senyal útil. Destacar per això que els sistemes de comunicació es dissenyen per a que siguin el màxim d'immunes, inclús per a senyals que cauen en la banda útil del sistema.

Com a conclusió és pot afirmar que són necessàries noves aportacions per a poder avaluar la interferència que poden originar equips elèctrics o electrònics

sobre sistemes de comunicació radiats. A més a més d'analitzar amb un nou mètode la immunitat d'aquests a possibles sorolls no voluntaris originats de manera espontània ja que la normativa actual no té en compte les interferències radiades transitòries.

CAPÍTOL 2. ANÀLISIS DE SISTEMES DE COMUNICACIÓ DIGITALS

Per a l'avaluació dels sistemes de comunicació digitals és imprescindible saber quines són les possibles eines per analitzar el comportament d'aquests. En aquest capítol s'expliquen sota quins paràmetres es considerarà la qualitat dels sistemes de comunicacions digitals basats en modulacions I/Q. Per a entendre millor els paràmetres es realitza una explicació bàsica sobre els sistemes digitals els quals treballen amb senyals en fase i en quadratura.

Una vegada es coneix com es pot avaluar un sistema de comunicacions es comenten diferents opcions que existeixen de softwares d'avaluació de sistemes. A més a més, es busca que els softwares siguin capaços d'incloure senyals interferents en el canal de comunicacions ja que en aquest projecte és vol capturar un senyal interferent i simular el seu efecte sobre el sistema de comunicació a analitzar.

2.1 Sistemes de comunicació digitals

En el capítol anterior es comenta que l'anàlisi que s'ha de fer per a avaluar els sistemes de comunicació digitals és molt diferent de l'anàlisi necessari pels sistemes analògics. Per aquest motiu és imprescindible detallar les principals característiques dels sistemes de comunicacions digitals.

En general els senyals de comunicació poden portar la informació en la variació de l'amplitud, la fase o la freqüència, en el fons els canvis en la fase i la freqüència són diferents formes de veure els mateixos canvis en el senyal [14]. L'amplitud i la fase poden ser modulades simultàniament, però fer aquesta doble modulació és complicat i especialment difícil de detectar.

Per a augmentar la capacitat, per fer els sistemes més segurs, amb millor qualitat i més ràpids, és necessari utilitzar les modulacions digitals. En els sistemes reals el senyal es separa en dos components independents. La component en fase "I" i la component en quadratura "Q". Aquestes components que permeten obtenir tant la informació de l'amplitud com de la fase del senyal són ortogonals i no s'interfereixen entre elles. A més a més, generar aquestes dues components és molt més fàcil que intentar crear un modulador capaç de canviar la fase del senyal directament en un conjunt infinit de valors.

Els diagrames polars són la base de la representació per a les comunicacions digitals, s'utilitzen per descriure el vector del senyal per a les coordenades cartesianes I (en fase) i Q (en quadratura).

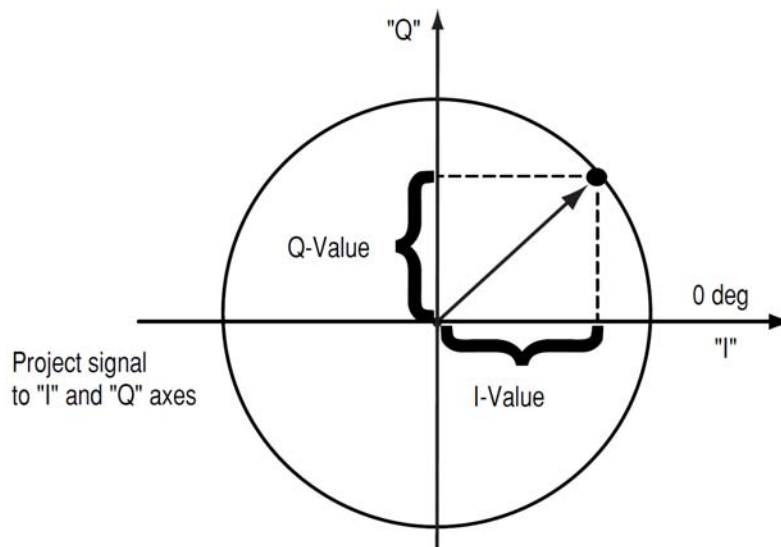


Fig. 2.1 Representació en coordenades polars de la component en fase (I) i de la component en quadratura (Q)

Com s'observa a la figura la projecció del vector del senyal sobre l'eix "I" és la component en fase del senyal, en canvi, la component en quadratura és la projecció del vector sobre un eix situat a 90 graus respecte l'eix "I". D'aquesta manera s'obté la informació en mòdul i en fase fàcilment.

El gran avantatge que suposa treballar d'aquesta forma és que tan la construcció del transmissor com la del receptor és molt senzilla. El modulador/demodulador I/Q es caracteritza perquè únicament necessita un oscil·lador local, un mesclador i un desfasador de 90° ja que és la diferència entre la component en fase i la component en quadratura. A continuació es mostra un esquema simplificat tant del transmissor com del receptor d'un sistema de comunicació digital (**Fig. 2.2**).

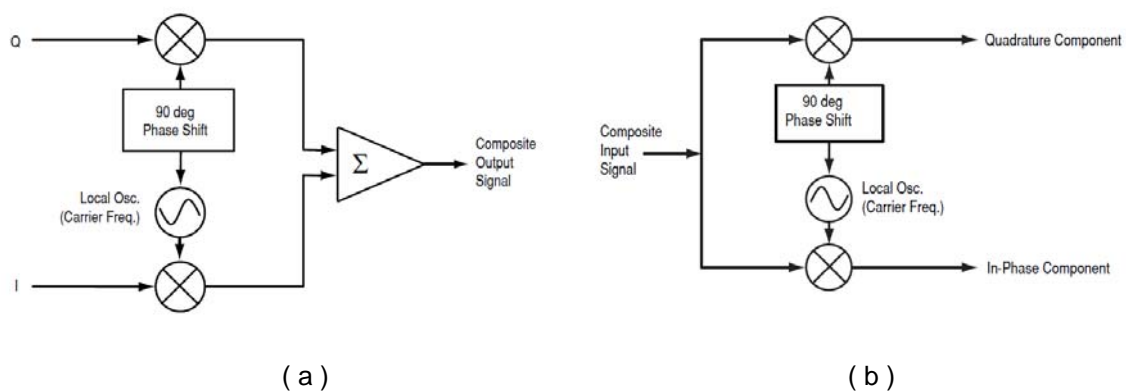


Fig. 2.2 Esquema d'un transmissor digital (a) i d'un receptor digital (b).

En els sistemes de comunicació radiats reals no només hi ha el transmissor i el receptor detallats anteriorment sinó que hi ha els típics elements com per exemple filtres, antenes o mescladors per a l'etapa de radiofreqüència. A més a més, com en els sistemes digitals els símbols provenen d'un conjunt de símbols conegut, es pot realitzar una correcció o detecció d'errors.

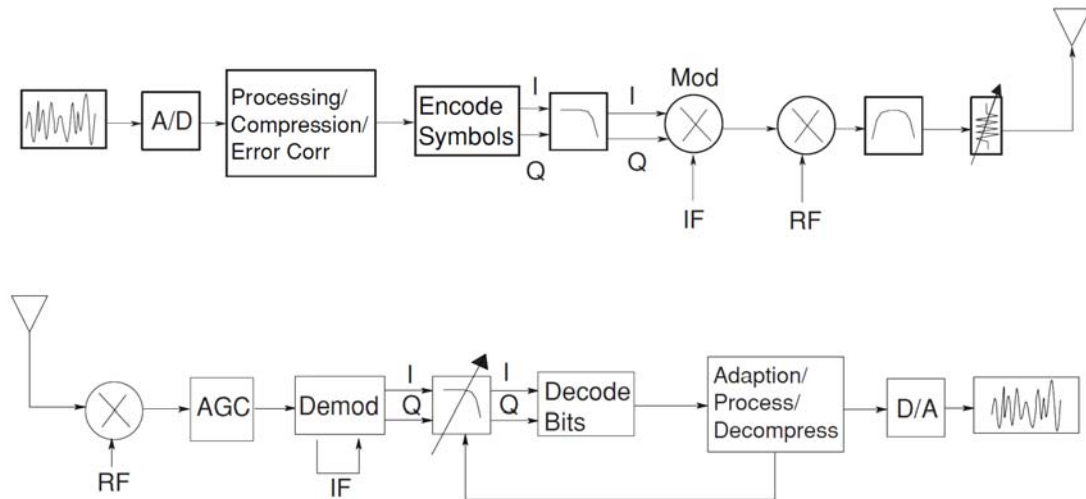


Fig. 2.3 Esquema complet d'un transmissor digital i d'un receptor digital.

Amb l'ajuda de la representació polar en la recepció del sistema es pot realitzar un mapa de les dades. D'aquesta manera és fàcil analitzar el senyal i detectar errors que es poden produir en el sistema de comunicació. A continuació es mostren els diferents paràmetres que s'utilitzen per a fer una correcta avaluació dels sistemes digitals.

2.2 Paràmetres d'avaluació dels sistemes de comunicació

Per avaluar els sistemes de comunicació digitals s'analitzen diferents paràmetres els quals ens aporten una informació complementària.

2.2.1 BER

La probabilitat d'error en el bit (BER) és el paràmetre que aporta més informació a l'hora de determinar el nombre d'errors que es produeixen en un sistema de comunicació digital. Aquest paràmetre indica la probabilitat de que es produeix un error en el procés de decisió del receptor. Per a realitzar una mesura acurada del BER és necessari conèixer tots els bits de informació que es transmeten i fer una comparativa entre els bits emesos i els bits rebuts. Usualment no és possible realitzar aquesta mesura ja que la informació és desconeguda.

D'altra banda, també es poden fer estudis analítics sobre aquesta probabilitat d'error en funció del senyal que es transmet i del tipus de interferència. Els estudis analítics usualment es realitzen suposant un soroll blanc gaussià com a font d'interferència. Cal destacar que els diferents tipus de modulació faran canviar la probabilitat d'error per a una mateixa relació d'energia de bit/símbol

respecte el soroll. A continuació es mostren diferents corbes de BER per a diferents modulacions en funció de l'energia del símbol respecte el soroll (**Fig. 2.4**).

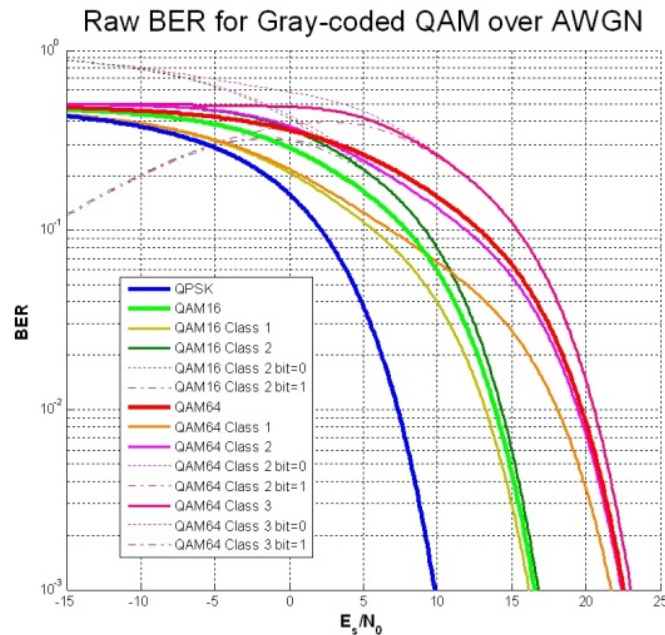


Fig. 2.4 BER respecte E_s/N_0 per a diferents tipus de modulació.

Com s'ha dit anteriorment la mesura del BER presenta el principal problema de que és necessari conèixer els bits transmesos, tot i això per a sistemes de test és molt útil mesurar el BER. Pel que fa al estudi analític aquest pot resultar impossible de realitzar per a senyals transitòries ja que la naturalesa d'aquests tipus de senyal és aleatòria.

2.2.2 Senyal $i(t)$, $q(t)$

Visualitzar el senyal en fase i en quadratura en banda base en funció del temps és una eina molt útil per a avaluar la qualitat de la transmissió. Aquest senyal s'obté aplicant les equacions de modulació i demodulació. A continuació es mostra un exemple del senyal $i(t)$ $q(t)$ per a una modulació QPSK

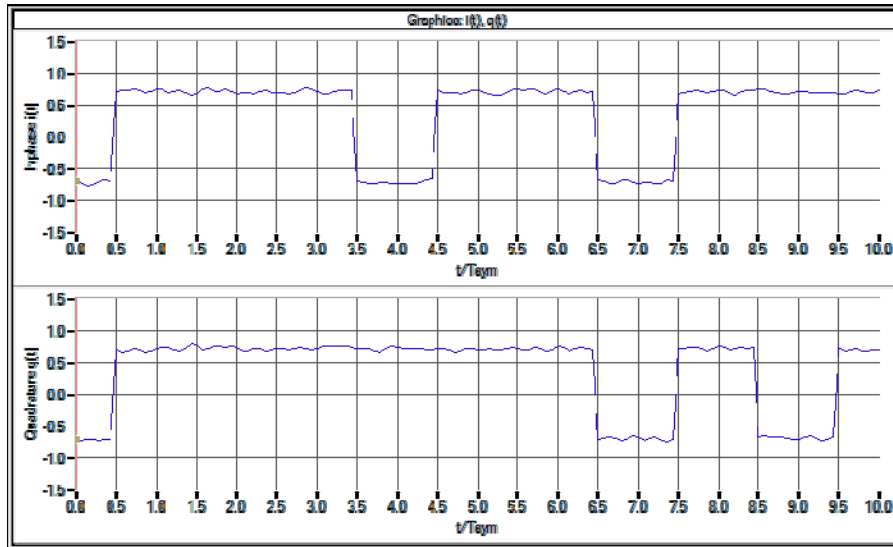


Fig. 2.5 Senyal $i(t)$, $q(t)$ d'un senyal de comunicació amb modulació QPSK.

El senyal temporal en fase i en quadratura és molt útil per observar si hi apareix algun senyal no desitjat, aquest és ràpidament detectable.

2.2.3 El diagrama d'ull

El diagrama d'ull solapa la senyal en fase o en quadratura cada temps de símbol. D'aquesta forma s'aconsegueixen veure en un parell de temps de símbol tots els valors que poden agafar aquests. A més a més es veuen les transicions que hi ha entre els diferents valors que pot agafar el senyal $i(t)$ o $q(t)$ (**Fig. 2.6**).

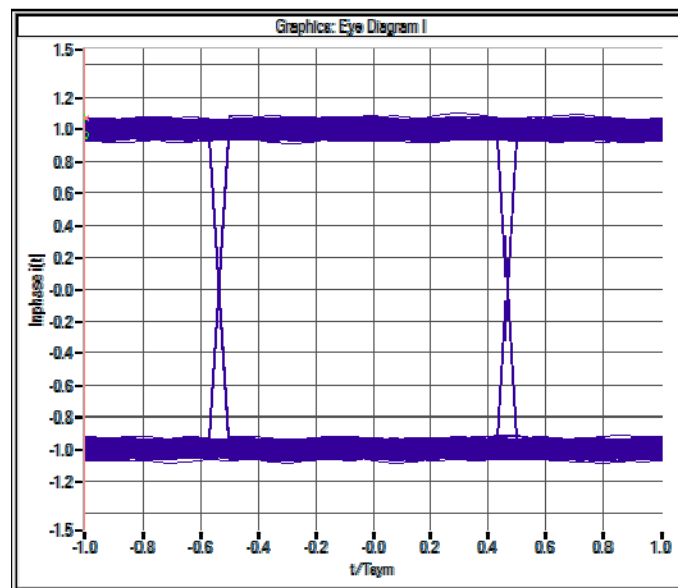


Fig. 2.6 Diagrama d'ull de la senyal en fase d'un senyal de comunicació amb modulació BPSK.

Quan la distància entre els diferents valors de diagrama d'ull és ampla aleshores el sistema de comunicació no té errors, en canvi quan aquesta distància es redueix per culpa de diferents sorolls és quan apareixen els errors de comunicació. La següent figura mostra el diagrama d'ull d'un senyal BPSK quan hi ha un nivell alt de soroll blanc gaussià (**Fig. 2.7**).

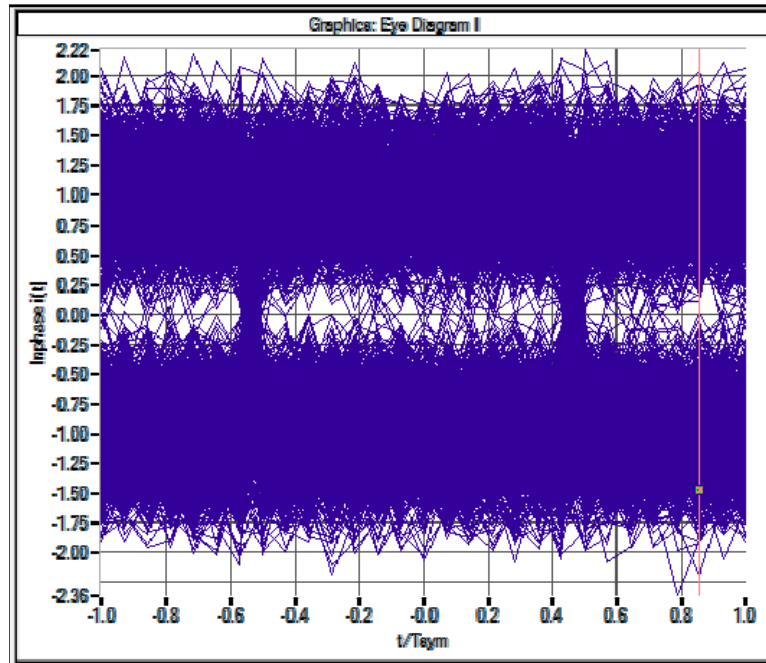


Fig. 2.7 Diagrama d'ull de la senyal en fase d'un senyal de comunicació amb modulació BPSK.

En el diagrama d'ull apareix una gran distorsió degut al soroll blanc gaussià afegit, observant la figura es pot veure que l'ull es tanca i com a conseqüència d'aquest tancament la probabilitat d'error del sistema de comunicació augmenta. En aquest cas els dos nivells que el senyal pot adquirir estan molt més junts que en el cas anterior en el qual el nivell de soroll era molt inferior.

2.2.4 La constel·lació i el diagrama vector

Com s'ha comentat anteriorment el diagrama rectangular I/Q és un diagrama polar de la magnitud i la fase del senyal. La constel·lació fa una "instantània" del senyal IQ sobre el diagrama rectangular I/Q per a cada instant de decisió. Per tant, els valors que es veuen en la constel·lació són únicament d'aquests instants de decisió. En un sistema ideal els punts que es veuen en la constel·lació coincideixen amb els punts assignats als símbols.

Pel que fa al nombre de punts que es veuen en la constel·lació aquests venen definits per la relació que hi ha amb el nombre de símbols i el nombre de bits:

$$n = \log_2(M) \quad M=2^n$$

On:

M = número de punt a la constel·lació

n = bits/símbol

A mesura que es vol realitzar un augment en la velocitat de transmissió és necessari augmentar la taxa de símbols o la taxa de bits. Per a fer un augment en la taxa de bits el que es fa es utilitzar modulacions amb més símbols, cosa que fa disminuir la robustesa del senyal al quedar els símbols més a prop els uns dels altres en la constel·lació.

Pel que fa al diagrama vector, aquest ens mostra el valor del senyal sobre el diagrama IQ per a tots els instants de temps, és un senyal continu en el qual es poden apreciar totes les transicions que es produeixen entre els símbols.

Per a veure la relació existent entre el diagrama vector i la constel·lació s'exemplifiquen dos modulacions digitals a continuació. En primer lloc es contempla una modulació BPSK (**Fig. 2.8**), una modulació BPSK únicament té dos símbols, és a dir un únic bit per símbol i per tant dos punts en la constel·lació.

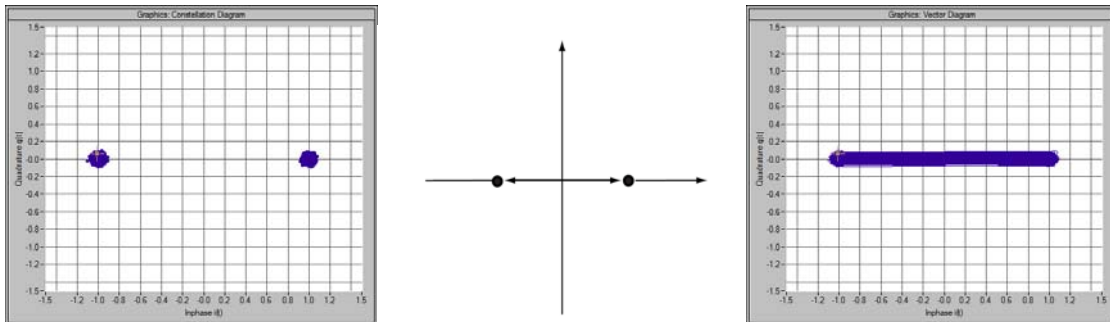


Fig. 2.8 Constel·lació i diagrama vector d'un senyal BPSK.

Com en una modulació BPSK únicament hi ha dos símbols i tota la informació és en la component en fase, la component en quadratura no existeix. Les transicions que s'observen en el diagrama vector es mouen únicament en una direcció, que és la que uneix els punts corresponents als símbols +1 i -1. Pel que fa a la constel·lació només es veuen punts marcats en els valors teòrics dels símbols. Per tant, no es cometran errors de decisió ja que no hi ha cap punt que caigui en una zona d'incertesa. Les àrees de decisió venen definides per la recta que talla el pla en dos semiplans en el valor de $i(t) = 0$. Les zones pròximes a la recta són zones de incertesa on si hagués algun punt la probabilitat d'error augmentaria.

Per tal de mostrar més sobre la informació que aporta el diagrama vector i la constel·lació es mira el comportament d'una modulació QPSK. En aquest cas hi ha 4 símbols que corresponen a 2 bits.

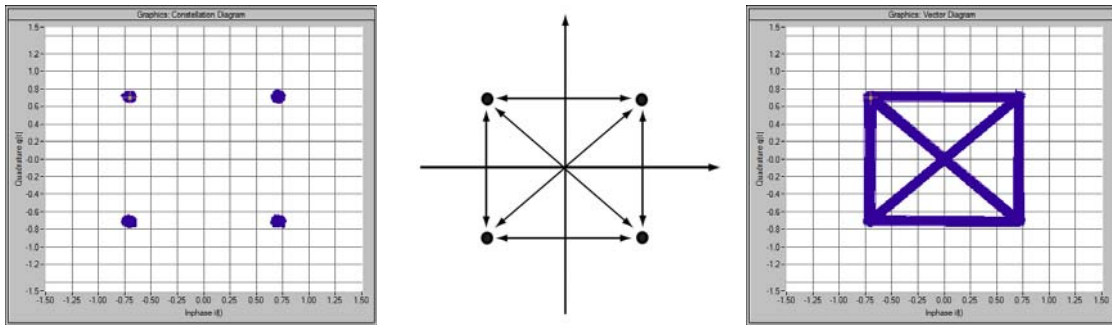


Fig. 2.9 Constel·lació i diagrama vector d'un senyal QPSK.

El senyal modulad utilitzant QPSK conté informació tant en fase com en quadratura i es per aquest motiu que en els dos eixos i ha valors diferents al zero en les dues representacions. En aquest cas hi haurà 4 zones de decisió, una per cada un dels símbols, les quals queden definides en aquesta modulació per les rectes $i(t)=0$ i $q(t)=0$.

Si s'observa el diagrama vector s'observen moltes més possibles transicions, concretament hi ha sis possibles transicions ja que el nombre de símbols s'ha multiplicat per dos.

Per veure clarament la utilitat d'analitzar els resultats tant en la constel·lació com en el diagrama vector s'agafa el senyal modulad en fase i quadratura i s'afegeix una interferència. En aquest cas es simula una propagació multicamí del senyal útil. És important estudiar aquestes interferències ja que els senyals interferents en els sistemes de comunicació no provenen sempre de fonts externes. A continuació s'observa l'efecte de la propagació multicamí sobre la modulació digital QPSK exemplificada anteriorment (**Fig. 2.9**).

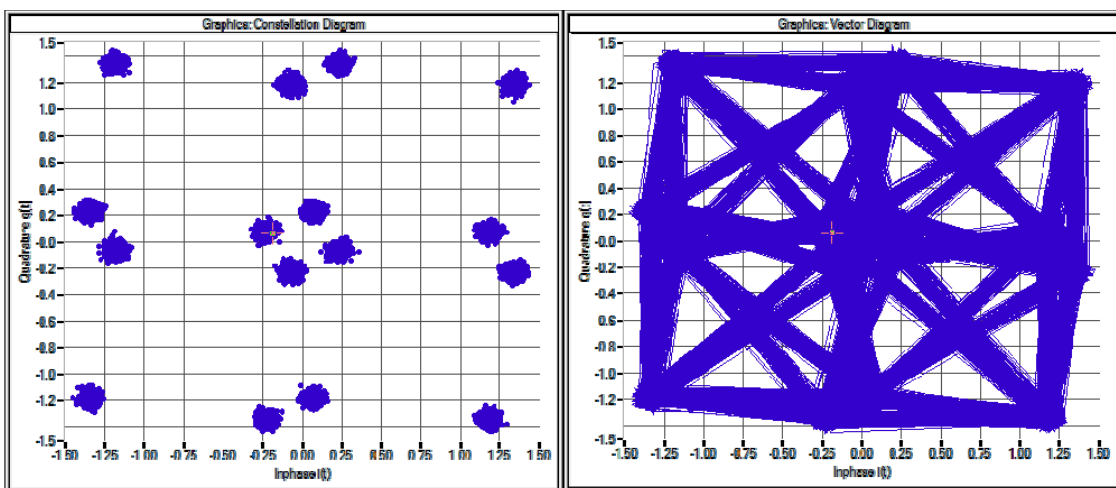


Fig. 2.9 Constel·lació d'una modulació QPSK afectada per propagació multicamí.

D'entrada destacar que tot i que es tracta d'una modulació QPSK en la constel·lació no es veuen els 4 símbols corresponents. La constel·lació queda

distorsionada i en aquesta apareixen fins a 16 punts diferents. Comparant els punts resultants amb els punts teòrics de la constel·lació és complicat decidir en molts dels casos a quin símbol corresponen aquests, ja que hi ha molts punts de decisió que queden molt a prop dels eixos, és a dir, a prop de la frontera dels plans de decisió.

Pel que fa al diagrama vector, el nombre de transicions que s'observen ara s'ha multiplicat i es difícil d'identificar tots els camins. A més a més el diagrama vector resultant no té gaire a veure amb el diagrama vector teòric d'una modulació QPSK. Per tant, en aquest cas, amb l'ajuda de la constel·lació i del diagrama vector és fàcil determinar que la propagació multicamí provocarà mal funcionaments en el sistema de comunicació.

2.2.5 Complementary Cumulative Distribution Function

La Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) serveix per a caracteritzar els màxims d'amplitud d'un senyal. En l'eix x es mostra el nivell que pot adquirir el senyal respecte el nivell mig d'aquest i en l'eix y es dona el valor de la probabilitat normalment en %. Així doncs per a cada nivell de senyal de pic es dona una probabilitat (**Fig. 2.10**).

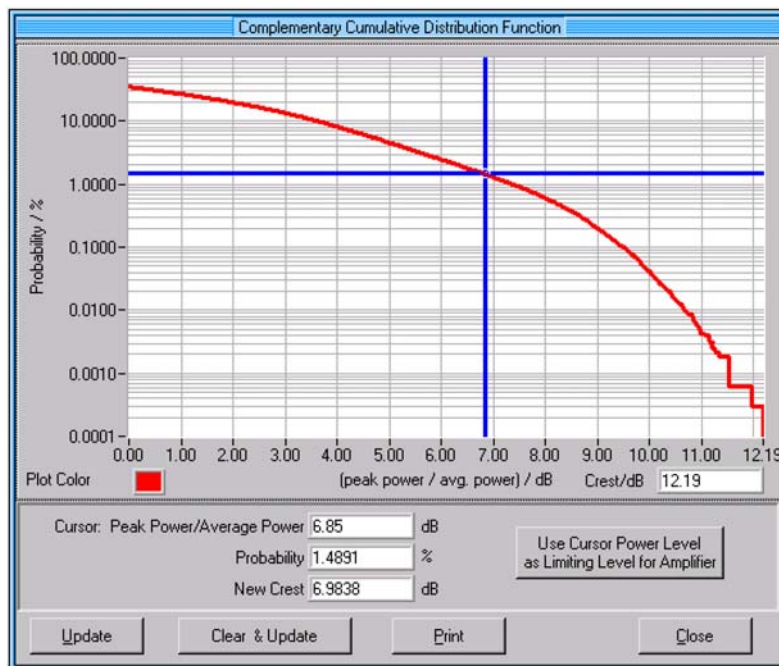


Fig. 2.10 Exemple de CCDF d'un senyal modulad digitalment

Aquesta pot resultar una eina molt útil per a l'avaluació de sistemes de comunicació. Per a comprendre millor els avantatges que aporta a continuació es vol observar el canvi en la resposta de la CCDF quan s'analitza una modulació BPSK la qual es interferida per un soroll blanc gaussià de diferents nivells. Cada franja de color que s'observa en la figura (**Fig. 2.11**) correspon a un nivell d'energia de bit respecte el soroll diferent. En cada franja més clara es

disminueix la relació E_b/N_0 en un factor de 10dB. La línia més fosca equival a un nivell de 50dB i la més clara a un nivell de 0dB.

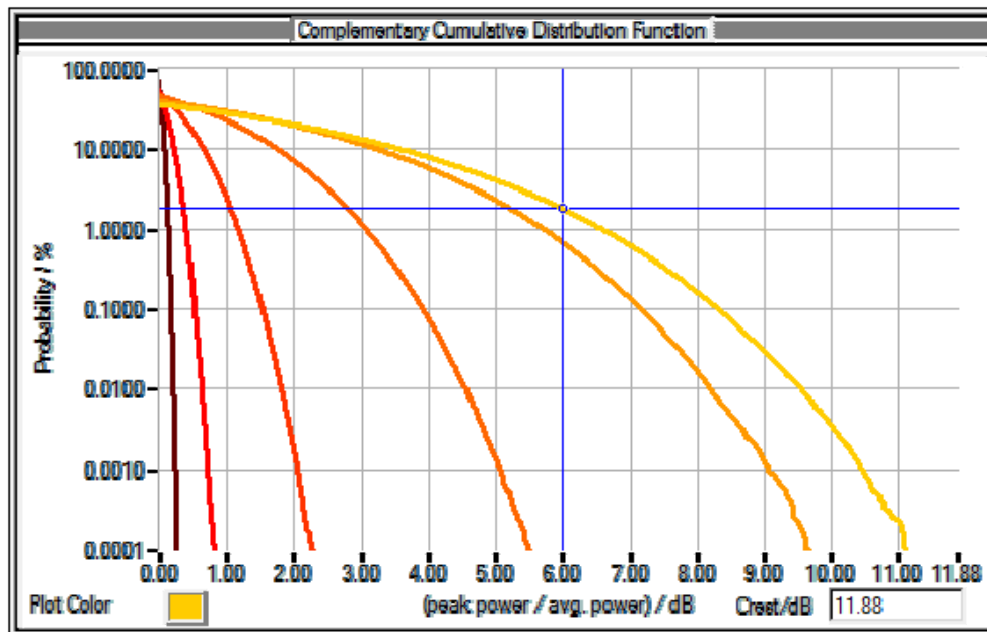


Fig. 2.11 Exemple de CCDF d'un senyal BPSK amb diferents nivells d'interferència de soroll blanc

A mesura que disminueix la relació entre l'energia de bit i el soroll la CCDF tendeix a tenir una corba més ampla, aleshores la probabilitat de tenir senyals amb un nivell de pic major augmenta. Per tant, si s'associa amb un sistema de comunicació, a mesura que la probabilitat de tenir senyals de pic més grans, la probabilitat d'error en el sistema de comunicació també augmenta. La CCDF és doncs una eina útil per a estudiar el funcionament dels sistemes de comunicació.

2.3 Eines de software d'avaluació de sistemes de comunicació

En el mercat hi ha diferents eines de simulació de sistemes de comunicació. Hi ha eines de pagament però també hi ha eines gratuïtes com la que ens ofereix Rohde & Schwarz com WinIQSIM [15]. Aquestes eines són molt útils ja que fan que no sigui necessari crear tot el codi per a generar senyals digitals. A més a més, els programes incorporen eines de representació dels resultats que fan molt còmode l'anàlisi. Aquests softwares també ofereixen la possibilitat d'afegir distorsions en els sistemes de comunicació, entre les distorsions és permet generar les més típiques com el soroll blanc gaussià, la propagació multicamí o distorsió dels amplificadors. A continuació es detallen dos dels softwares que es poden utilitzar per a l'anàlisi dels sistemes de comunicació.

2.3.2 WinIQSIM

En primer lloc destacar que aquesta eina per a l'anàlisi dels sistemes de comunicació digitals es l'utilitzada en aquest projecte. El software permet realitzar l'anàlisi sobre un gran nombre de sistemes de comunicació actuals com per exemple wifi o GSM. A més a més el programa permet configurar gairebé qualsevol sistema de comunicació degut a la versatilitat per canviar els paràmetres de comunicació com la modulació o la codificació.

Destacar d'aquest software que està exclusivament pensat per a simular sistemes de comunicació digitals i que es basa en un diagrama de blocs els quals es mostren en la següent figura (**Fig. 2.13**). Aquests diagrames permeten configurar ràpidament qualsevol sistema de comunicació, hi ha blocs per a configurar les dades a transmetre, les característiques de modulació i a l'hora aquests blocs serveixen per incloure diferents tipus de distorsió. Com s'observa en el diagrama de blocs les possibles distorsions a configurar són distorsions a la fase, degudes als filtres, a la no linealitat dels amplificadors, a la propagació multicamí, a la quantificació o al smoothing.

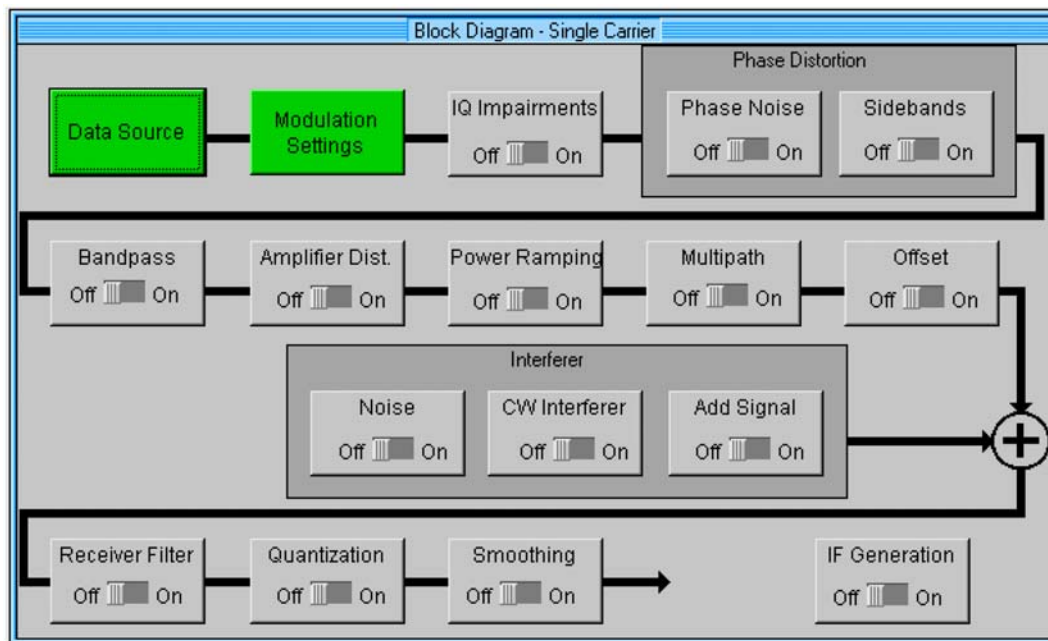


Fig. 2.13 Diagrama de blocs del software WinIQSIM

Pel que fa als senyals interferents que es poden afegir al senyal de comunicacions es poden afegir tres tipus de senyal diferents (**Fig. 2.14**). En primer lloc es pot afegir soroll blanc gaussià, aquest tipus de soroll es defineix com una relació senyal a soroll (E_b/N_0). Un altre tipus de senyal interferent és la relació portadora a interferent, aquest tipus d'interferència serveix per exemple per a simular interferències co-canal. A banda d'aquests senyals interferents que genera el mateix software es pot afegir un senyal capturat amb instrumentació o generat amb algun altre software. Aquesta funció és molt útil pel projecte ja que permet integrar els senyals provinents de les captures realitzades amb instruments de mesura. D'aquesta manera activant o

desactivant el mòdul del senyal interferent es pot estudiar l'efecte del senyal capturat sobre el senyal de comunicació simulat.

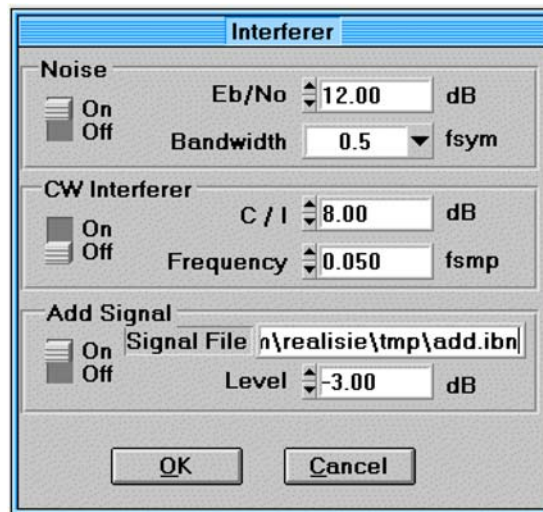


Fig. 2.14 Bloc per a afegir el senyal interferent al senyal útil

WinIQSIM només accepta un tipus d'arxiu a l'hora de poder afegir un senyal simulat o capturat, concretament és un arxiu amb extensió *.ibn. Aquest tipus de fitxer està encriptat i és necessari utilitzar un altre programa de R&S per a poder generar-lo. El fitxer conté el senyal en fase i en quadratura en banda base i també es defineix la freqüència de mostreig del senyal IQ.

WinIQSIM permet configurar molts dels paràmetres dels sistemes de comunicació. En primer lloc WinIQSIM permet definir les dades a transmetre, de fet, depenent del sistema a simular es poden simular paquets, trames de dades segons els estàndards de la ITU-T. En el programa també es pot definir el tipus de codificació a utilitzar en el sistema de comunicacions. Pel que fa a la modulació del sistema digital WinIQSIM pot generar les modulacions que es mostren a continuació:

Entre les modulacions FSK (Phase Shift Keying) el programa consta de sis modulacions diferents: BPSK, QPSK, Offset QPSK, $\pi/4$ DQPSK, 8PSK i 8PSK EDGE. Pel que fa a les modulacions QAM (Quadrature Amplitude Modulation) WinIQSIM permet seleccionar les modulacions: 16QAM, 32QAM, 64QAM i 256QAM. Per últim WinIQSIM permet fer modulacions de freqüència FSK (Frequency Shift Keying), en aquest hi ha les següents possibles modulacions: MSK, 2FSK, 4FSK i GTFM.

A continuació es mostren alguns exemples de l'aplicació de les modulacions en sistemes de comunicació reals (**taula 2.1**).

Taula. 2.1 Modulacions que es poden generar amb WinIQSIM i s'utilitzen en sistemes de comunicació reals

| Modulation format | Application |
|--------------------------|--|
| MSK, GMSK | GSM, CDPD |
| BPSK | Deep space telemetry, cable modems |
| QPSK, $\pi/4$ DQPSK | Satellite, CDMA, NADC, TETRA, PHS, PDC, LMDS, DVB-S, cable (return path), cable modems, TFTS |
| OQPSK | CDMA, satellite |
| FSK, GFSK | DECT, paging, RAM mobile data, AMPS, CT2, ERMES, land mobile, public safety |
| 8, 16 VSB | North American digital TV (ATV), broadcast, cable |
| 8PSK | Satellite, aircraft, telemetry pilots for monitoring broadband video systems |
| 16 QAM | Microwave digital radio, modems, DVB-C, DVB-T |
| 32 QAM | Terrestrial microwave, DVB-T |
| 64 QAM | DVB-C, modems, broadband set top boxes, MMDS |
| 256 QAM | Modems, DVB-C (Europe), Digital Video (US) |

A banda d'escollir la modulació també el programa permet configurar la taxa de símbols i el nombre de símbols a simular. D'aquesta forma es pot escollir el temps total de la simulació. A més a més d'escollir el temps de simulació també es configura la freqüència de mostreig del senyal generat.

A banda d'aquestes característiques també es pot configurar el pols conformador de la modulació. Hi ha una gran varietat de filtres per escollir en el programa que s'utilitzen en diferents estàndards. Així doncs es possible escollir entre polsos rectangulars, gaussians o per exemple el Root Cosnie, que s'utilitza en GSM i fins i tot es pot ajustar el valor del roll off d'aquest pols.

A banda de configurar manualment totes les característiques del sistema de comunicació, també es poden seleccionar alguns sistemes de comunicació que el software ja porta configurats. Aquests sistemes són els següents: 3GPP W-CDMA FDD, 3GPP W-CDMA TDD, TD-SCDMA, IS-95, CDMA2000, 1xEV-DO, IEEE 802.11a WLAN, IEEE 802.11b WLAN, IEEE 802.11 WLAN. També es poden escollir simular sistemes multiprotectora, aquesta eina és molt útil ja que fa que sigui possible simular sistemes OFDM.

WinIQSIM permet obtenir resultats dels paràmetres explicats anteriorment en el **punt 2.2** i inclús algun més. Tot i això, per aconseguir algun resultat com el paràmetre del BER és necessari fer servir equips auxiliars com el AMIQ. En aquest equip es generen un conjunt de símbols coneguts i es mira com pot ser afectat el sistema de comunicacions per les interferències en el canal de comunicació. En el capítol 3, en el **punt 3.3.1.2**, es detalla com es pot fer una mesura del BER utilitzant l'equip AMIQ.

A continuació es mostra una taula amb les sortides que es poden observar amb el software WinIQSIM molts dels quals són útils per al projecte.

Taula. 2.2 Resultats disponibles amb WinIQSIM

| Graphics format | Description |
|-----------------|--|
| i(t), q(t) | Display of in-phase i(t) and quadrature q(t) component versus time. |
| r(t), phi(t) | Display of signal magnitude r(t) and phase phi(t) functions calculated from i(t) and q(t) versus time. |
| r(t), f(t) | Display of signal magnitude r(t) and instantaneous frequency f(t) versus time. |
| Eye diagram i | Eye diagram of i(t) displayed with a selectable eye length. |
| Eye diagram q | Eye diagram of q(t) displayed with a selectable eye length. |
| Eye diagram f | Eye pattern for f(t) displayed with a selectable eye length. This display is of particular interest for FSK modulation. |
| Vector | Display of signal characteristic q(t) versus i(t). This display is called vector diagram. |
| Constellation | Display of q(t) versus i(t) in the constellation diagram. However only the signal values at the ideal symbol sampling times are displayed. |
| FFT MAG | Display of magnitude spectrum of the I/Q signal versus frequency. |
| FFT Phase | Phase display of I/Q signal spectrum versus frequency. |
| FFT GD | Display of signal delay versus frequency. |

Tot i la gran capacitat del programa per a simular i analitzar sistemes de comunicació el software té algunes limitacions importants. Aquestes limitacions són: les modulacions que no estan contemplades en el simulador, la freqüència de mostreig màxima la qual està relacionada directament amb la velocitat màxima de transmissió permesa o la codificació. Una altra limitació important és que a l'hora d'analitzar sistemes multiportadora el nombre de portadores està limitat a un màxim de 512. Aquest és un problema per a analitzar sistemes com per exemple DVB-T ja que el nombre de portadores utilitzades en el sistema real és superior al límit de portadores de WinIQSIM. A més a més, com s'ha comentat anteriorment per a analitzar la probabilitat d'error és necessari comptar amb equips com el AMIQ de R&S [16]. Una altra limitació important és que WinIQSIM no permet extreure dades dels resultats generats, únicament permet imprimir els resultats dels gràfics generats. Si es permetés extreure el resultat, mitjançant tècniques de processat seria molt més fàcil donar valors quantitatius als resultats de les simulacions.

En general per això WinIQSIM és una eina molt útil per a analitzar sistemes de comunicació, sobretot per a fer un anàlisi qualitatiu del comportament.

2.3.3 ADS

Advanced Design Systems (ADS) és un software de simulació desenvolupat per Agilent Technologies. Entre moltes de les aplicacions que té aquesta plataforma hi ha també la d'anàlisi de sistemes de comunicació.

Una de les avantatges que té ADS respecte WinIQSIM és que és capaç d'analitzar l'etapa de RF. A més a més, ADS consta amb un gran nombre de mòduls predefinits per a crear diferents sistemes de comunicació. Per exemple, pot generar els senyals de DVB-T, GSM, CDMA.

A continuació es mostra l'esquema d'anàlisi d'un sistema de comunicacions GSM (Fig. 2.15) en el qual es modela la generació del senyal IQ, es genera l'etapa de RF, es col·loca un canal amb pèrdues i es compara la informació transmesa amb la rebuda.

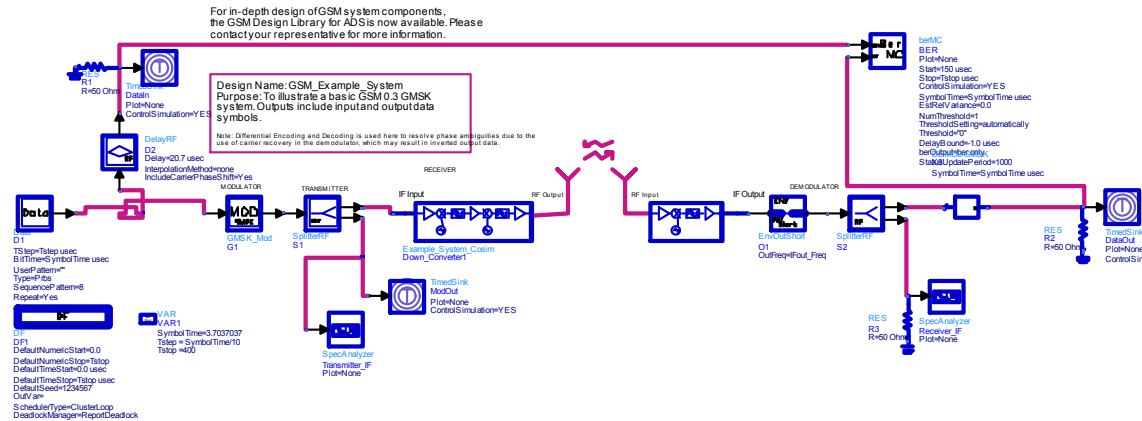


Fig. 2.15 Esquemàtic de simulació en l'entorn ADS d'un sistema de comunicació GSM.

Entre les diferents dades que ens permet extreure ADS, es pot fer una comparativa entre les dades enviades i les dades rebudes. Aquesta és una capacitat inexistente amb WinIQSIM. A continuació es mostra una gràfica amb la superposició de les dues dades (Fig. 2.16).

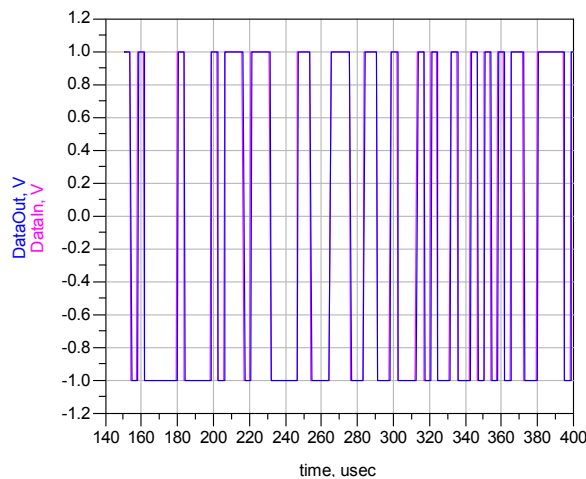


Fig. 2.16 Comparativa entre les dades d'entrada i de sortida del sistema de comunicació

En la gràfica es veu que les dades d'entrada són iguals a les de sortida. A més a més ADS pot extreure el paràmetre del BER, per exemple en aquesta simulació el resultat del BER és de 1.471e-22. Aquesta és una avantatge clara ja que ADS permet obtenir resultats quantitius a més a més d'altre tipus de resultats més qualitius com pot ser la constel·lació. A continuació es mostren exemples de diferents constel·lacions obtingudes amb ADS (Fig. 2.17)

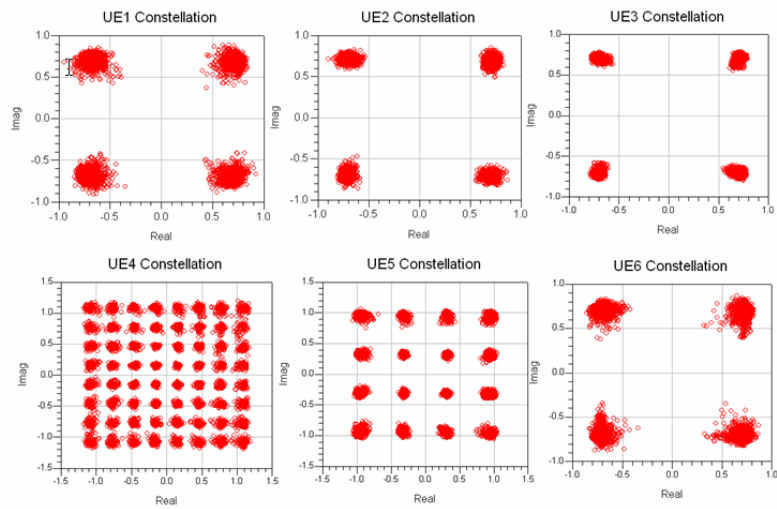


Fig. 2.17 Exemples de constel·lacions resultants de simulació amb ADS

Tot i això, no tot són avantatges pel que fa a la comparació entre ADS i WinIQSIM. En primer lloc dir que ADS no és un software gratuït. D'altra banda pel que fa a la integració del senyals capturats amb el software de simulació és molt més senzill utilitzar WinIQSIM quan s'utilitzen instruments de mesura de la marca Rohde & Schwarz. Com en aquest projecte s'utilitzen instruments de R&S és millor utilitzar WinIQSIM.

CAPÍTOL 3. MÈTODE DE CAPTURA I D'ANÀLISI DE L'EFECTE DELS TRANSITORIS

En aquest capítol es defineix el mètode per a capturar els senyals transitoris i analitzar l'efecte d'aquestes sobre els sistemes de comunicació. Per tal de realitzar una mesura adequada dels transitoris s'han de tenir en compte les principals característiques d'un senyal transitori i utilitzar una instrumentació adient.

A banda de la mesura del senyal interferent, també s'explica com utilitzar el senyal obtingut de la captura per a analitzar la immunitat dels sistemes de comunicació en front d'aquestes interferències. En el capítol s'explica i s'exemplifica com es poden obtenir resultats per mitjà de la simulació de sistemes de comunicació. El software utilitzat permet sumar el senyal interferent prèviament capturat al senyal de comunicació, d'aquesta manera s'observa l'efecte del transitori sobre el sistema de comunicació

3.1 Dificultat de l'obtenció de la mesura

La complicació de l'obtenció d'una mesura d'un transitori recau en la naturalesa d'aquest. Com s'ha explicat en el capítol 1 els transitoris són senyals interferents de naturalesa aleatòria amb intensitats altes i de curta durada. El fet de que siguin aleatoris implica que el sistema de mesura ha de ser capaç de detectar el transitori i mesurar-lo en el mateix instant. A més a més, aspectes com la duració o la repetició dels polsos a priori són desconeguts.

Si es té en compte les característiques dels instruments més comuns com un oscil·loscopi o un analitzador d'espectres ens trobem en que hi ha característiques indispensables en cadascun d'ells. D'altra banda per separat aquests instruments tenen greus mancances a l'hora de mesurar senyals transitòries.

Per aquest motiu es proposa un mètode de mesura, el qual té en compte les principals característiques que poden dificultar la obtenció de la mesura.

3.2 Característiques principals a tenir en compte per adquirir adequadament el transitori.

El mètode de mesura ha de tenir en compte les següents característiques i limitacions:

- **Temps d'observació:** En primer lloc, comentar que el temps d'observació és crític ja que hi ha transitoris que poden ser d'una repetitivitat molt baixa.
- **Sensibilitat del equip de mesura:** Un altre aspecte molt important a l'hora de mesurar els transitoris és la sensibilitat que es requereix de l'equip de mesura. S'ha de tenir en compte que els senyals que s'utilitzen en els diferents sistemes de comunicació són d'un nivell molt baix. Per exemple, GSM pot treballar amb un senyal de -100dBm. Per tant, és necessari tenir un equip suficientment sensible per a poder detectar senyals d'aquest nivell de magnitud. Un dels equips que s'utilitzaran en aquest PFC és un receptor EMI, el qual té una gran sensibilitat.
- **Trigger:** Els transitoris són senyals que no són continus en el temps, per tant és especialment crític l'instant en el qual es comença a realitzar una mesura (escombrat), si aquest instant no està ben triat és possible que no es mesuri un transitori que pot ser perjudicial per un sistema de comunicació. Aleshores, s'ha d'assegurar que la mesura es comença a realitzar en l'instant adequat o al contrari es pot perdre tota la informació d'un o varis transitoris.
- **Rang de freqüències i ampla de banda:** També s'ha de tenir en compte el rang de freqüències en el qual s'ha de mesurar el transitori. El

més interessant si es vol analitzar un sistema en concret de comunicació que treballa a una freqüència és mesurar en la freqüència i en l'ampla de banda corresponent al sistema. D'altra banda pot ser interessant capturar el senyal en tot el domini freqüencial per a poder analitzar després el seu efecte en qualsevol sistema de comunicació. Per aquest últim cas es podria utilitzar un oscil·loscopi amb un rang freqüencial suficientment gran per a capturar tot el transitori. El problema de fer servir un oscil·loscopi és que no té tanta sensibilitat com un receptor EMI i per tant podríem perdre informació útil.

- **Memòria:** Un aspecte que va lligat a la resolució i al temps de observació/captura, és la memòria que necessiten els equips de mesura.

3.3 Instrumentació necessària

Tenint en compte els aspectes anteriorment descrits s'utilitzarà en la mesura un receptor EMI i un oscil·loscopi, ja que la combinació dels dos instruments ens aporta els beneficis de cadascun d'ells.

Per a la captura dels senyals són indispensables diferents elements. En primer lloc s'ha de tenir una sonda o antena com a element per a capturar una ona electromagnètica i transformar-la en una corrent o un voltatge. A l'hora d'escollir aquest tipus d'element és indispensable tenir en compte aspectes com el rang freqüencial, factor d'antena o paràmetres físics com el tamany. El rang que cobreix l'antena ha de ser capaç d'arribar a la freqüència a la que es vol analitzar el transitori i el sistema de comunicació. És a dir, ha de tenir un factor d'antena adient per a poder capturar una determinada senyal.

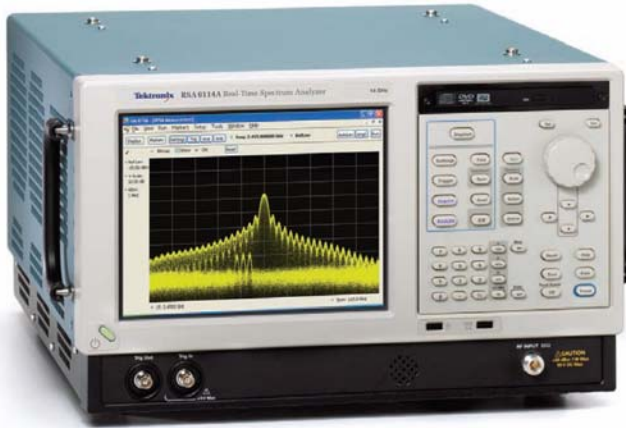
Pel que fa al receptor de mesura aquest ha de tenir la suficient sensibilitat, temps de mesura i freqüència de mostreig. A més a més, l'instrument de mesura ha de ser capaç de detectar l'inici d'un transitori.

D'altra banda s'ha de tenir en compte que una part molt important del sistema d'anàlisi s'ha de realitzar mitjançant eines de software. El software ha de ser capaç d'integrar el senyal mesurat (el transitori interferent) amb una senyal de comunicacions d'algun sistema de comunicacions radiat. Aquest software ha de ser capaç de treure paràmetres com la constel·lació o la probabilitat d'error en el bit.

3.3.1 Opcions del mercat de mesura i anàlisi

3.3.1.1 *Real-Time Spectrum Analyzers*

En el mercat hi ha algun instrument capaç de realitzar les tasques indicades. Aquest és el cas del Real-Time Spectrum Analyzers (RSA6100A Series) de la marca Tektronix.



La taula que es mostra a continuació indica les prestacions de l'equip RSA6100A Series de la marca Tektronix. Tal i com indica el seu manual aquest instrument és capaç d'analitzar l'efecte dels transitoris sobre els sistemes de comunicació, realitzant anàlisi en I/Q de les senyals de radiofreqüència. Destacar que l'equip està limitat a l'anàlisi d'una sèrie de sistemes de comunicacions (a la taula RSAVu Analysis Software) com per exemple GSM, WiFi, HSDPA, Zigbee o WiMAX. D'aquests sistemes de comunicació l'equip de mesura indica indicadors com el BER o la constel·lació.

Taula. 3.1 Prestacions dels receptors RSA6100A

| Measurement Functions | Measurements |
|---|---|
| Spectrum Analyzer Measurements | Channel Power, Adjacent Channel Power, Multi Carrier Adjacent Channel Power/Leakage Ratio, Occupied Bandwidth, xdB Down, dBm/Hz Marker, dBc/Hz Marker |
| Time Domain and Statistical Measurements | RF I/Q vs. Time, Power vs. Time, Frequency vs. Time, Phase vs. Time, CCDF, Peak-to-Average Ratio |
| Spur Search Measurement | Up to 20 frequency ranges, User-selected detectors (peak, average, QP), filters (RBW, CISPR, MIL) and VBW in each range. Linear or Log frequency scale. Measurements and violations in absolute power or relative to a carrier. Up to 999 violations identified in tabular form for export in CSV format |
| Phase Noise and Jitter Measurements (Opt. 11) | 10 Hz to 1 GHz Frequency Offset range, Log Frequency Scale Traces: 2: ±Peak Trace, Average Trace, Trace Smoothing and Averaging |
| Advanced Pulse Measurements Suite (Option 20) | Rise Time, Fall Time, Pulse Width, Pulse Peak Power, Average Power, Ripple, Pulse Repetition Interval, Duty Cycle, Pulse-Pulse Phase, Pulse-Pulse Frequency, Pulse Frequency Deviation, Pulse Frequency Error, Pulse Phase Deviation, Pulse Phase Error, Droop, Pulse Time, Trend, FFT of Trend, FFT of Trend |
| General Purpose Digital Modulation Analysis (Option 21) | Error Vector Magnitude (EVM) (RMS, Peak, EVM vs. Time), Modulation Error Ratio (MER), Magnitude Error (RMS, Peak, Mag Error vs. Time), Phase Error (RMS, Peak, Phase Error vs. Time), Origin Offset, Frequency Error, Gain Imbalance, Quadrature Error, Rho, Constellation, Symbol Table |
| RSaVu Analysis Software | W-CDMA, HSUPA, HSDPA, GSM/EDGE, CDMA2000 1x, CDMA2000 1xEV-DO, RFID, Phase Noise, Jitter, IEEE 802.11 a/b/g/n WLAN, IEEE 802.15.4 OQPSK (Zigbee), Audio Analysis |
| Analysis SW (RSaIQWiMAX) | WiMAX 802.16-2004 and 802.16.e standards support |
| Analysis Software (RSaLTE) | 3GPP Release 8 LTE standards support |

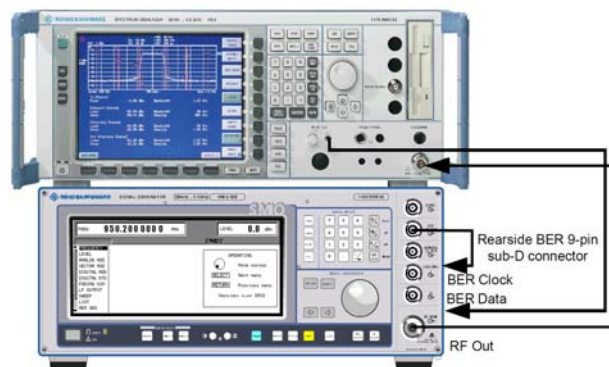
Per contra destacar que l'instrument no és capaç de crear o simular senyals de sistemes de comunicació sinó que ha de rebre el senyal d'algun sistema de comunicacions per a poder realitzar l'anàlisi. Per tant, si es volgués analitzar algun tipus d'efecte sobre els sistemes de comunicacions s'haurien de comprar altres equips per a generar el senyal al qual és vol aplicar la interferència.

3.3.1.2 Sistemes R&S per a Impulsive noise EMC measurements

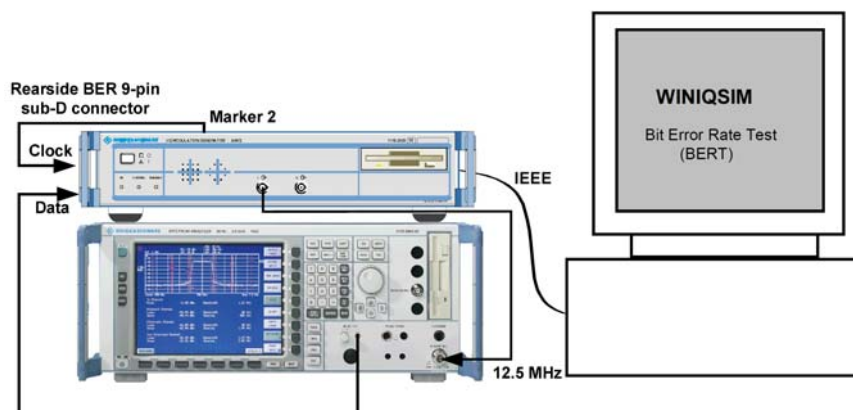
Una altra opció que ofereix el mercat és la proposada per R&S [17]. En aquest cas es proposen combinacions de diferents instruments de Rohde per a poder

realitzar l'anàlisi d'una senyal interferent sobre un sistema de comunicacions qualsevol.

El que fan aquests sistemes d'anàlisi de sistemes de comunicació és en primer lloc generar un senyal de comunicacions utilitzant un equip generador de senyals digital com pot ser el SMIQ o el AMIQ i un PC auxiliar. El generador de senyals digitals és connecta a un equip capaç de capturar la senyal com FSU o FSP. Aquests equips són capaços de demodular els senyals en fase i en quadratura. Una vegada s'ha demodulat el senyal en fase i en quadratura aleshores s'envia el senyal I/Q al generador el qual coneix els símbols enviats i compara el senyal rebut amb el senyal que ha enviat. D'aquesta manera pot determinar la probabilitat d'error que hi ha en el sistema.



(a)



(b)

Fig. 3.1 Sistemes de test R&S: FSU i SMIQ (a) FSU, AMIQ i PC auxiliar (b)

Si es desitja analitzar l'efecte que pot tenir un transitori sobre el sistema generat pel SMIQ o el AMIQ s'ha d'afegir el transitori (per exemple capturat amb una antena) a l'entrada del receptor. L'efecte d'aquest es combina amb la senyal del sistema de comunicacions el qual pot produir errors. L'inconvenient d'aquest sistema d'anàlisi és que la informació que s'obté del transitori és molt poca i dependrà exclusivament del sistema de comunicacions que són capaços de generar el SMIQ i el AMIQ, per tant, cada vegada que apareix un sistema nou de comunicacions el SMIQ pot ser que no sigui capaç de generar-lo.

3.4 Definició del mètode

En aquest punt es defineix el mètode de captura i d'anàlisi de l'efecte de la interferència sobre els sistemes de comunicacions. Amb aquesta pauta descrita a continuació es pot analitzar qualsevol sistema de comunicacions i capturar qualsevol senyal transitori. En el diagrama que es mostra a continuació s'observen les tres diferents fases del mètode (**Fig. 3.2**).

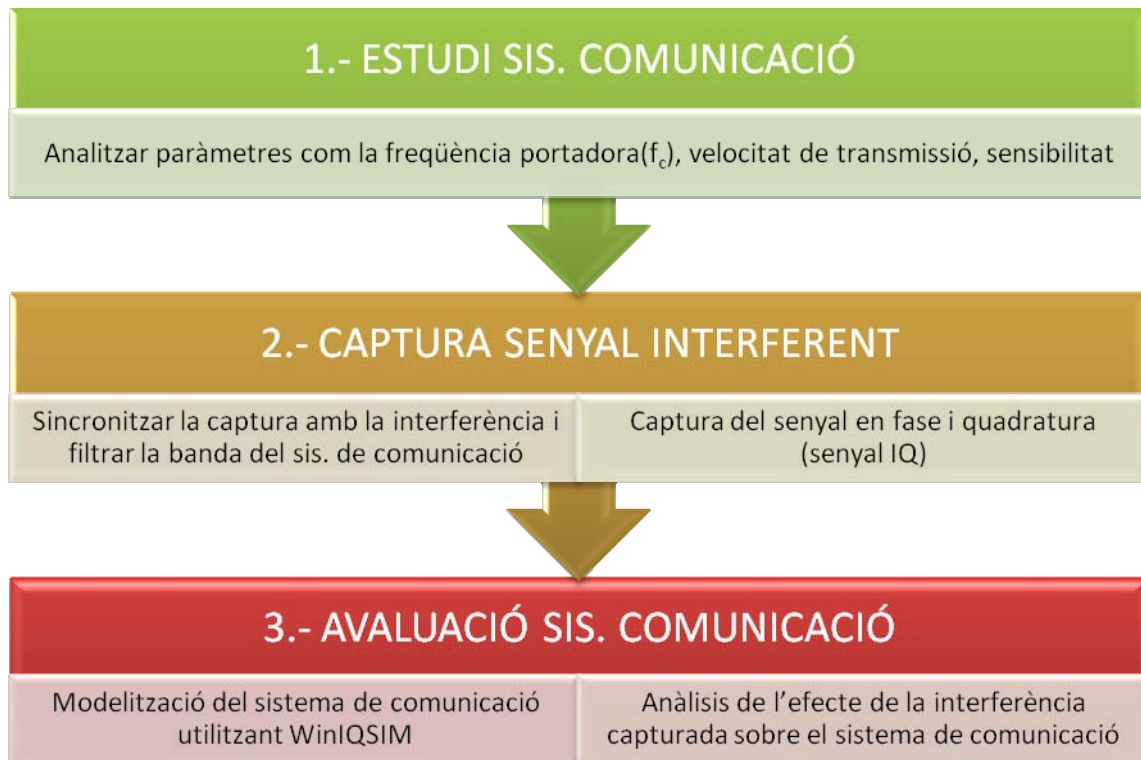


Fig. 3.2 Diagrama del mètode de captura del senyal interferent i l'anàlisi del seu efecte sobre els sistemes de comunicació.

En primer lloc és indispensable realitzar un estudi acurat del sistema de comunicació a analitzar. Conèixer el sistema de comunicació és clau per a poder realitzar una captura adequada del senyal interferent. Si no es tenen en compte consideracions com la freqüència de treball del sistema de comunicacions, el seu ampla de banda, la velocitat de transmissió o la sensibilitat és impossible realitzar una captura del senyal interferent la qual ens aporti informació. Tota aquesta recollida d'informació es fa en la primera fase del mètode.

En la segona fase del mètode es realitza la captura del senyal interferent. A la sortida d'aquesta segona fase és vol obtenir un senyal demodulat en fase i en quadratura per a poder utilitzar-lo en la tercera fase.

El camp electromagnètic es capturat mitjançant una antena, a continuació el senyal capturat s'ha de filtrar segons les característiques del sistema de

comunicacions que es vulgui analitzar. La freqüència central del filtre serà la freqüència de la portadora del sistema de comunicacions i l'ampla de banda del sistema limitarà l'ampla de banda del filtre del receptor. A continuació el senyal ha de ser mostrejat i demodulat en fase i en quadratura pel mateix receptor (**Fig. 3.3**). La freqüència de mostreig utilitzada serà com a mínim dos vegades l'ampla de banda del sistema de comunicacions. No hi ha un màxim de freqüència de mostreig però s'han de tenir en compte el total de mostres que pugui ser capaç de capturar el receptor per tal de poder mostrejar un temps significatiu.

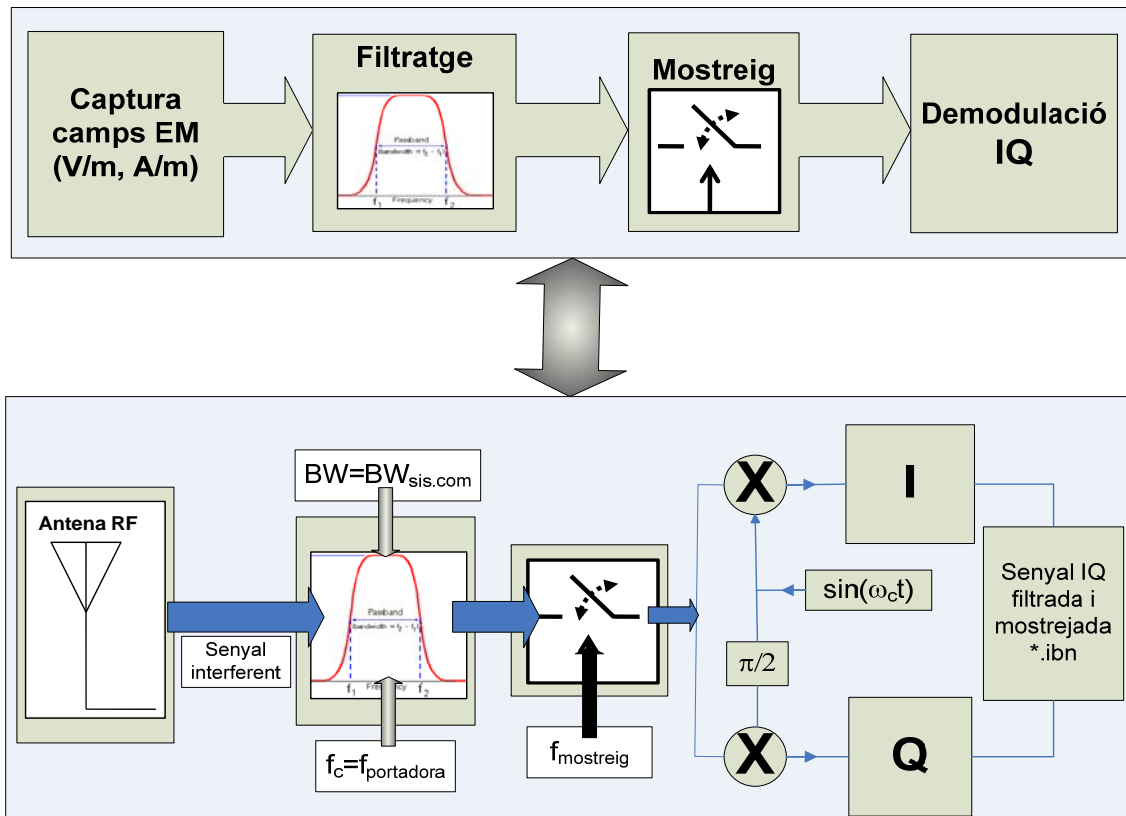


Fig. 3.3 Diagrama del mètode de captura del senyal interferent

Pel que fa al set-up de mesura es necessiten els següents elements: En primer lloc s'utilitza una antena per a capturar l'ona electromagnètica. Pel que fa a l'antena, sempre que sigui possible, s'utilitzarà la pròpia antena del sistema de comunicacions per tal de no haver d'afegir factors de correcció en el nivell del senyal capturat. Per contra, si no és possible utilitzar l'antena del sistema de comunicacions s'utilitzarà una antena que tingui un factor d'antena prou bo com per capturar senyals de l'ordre de la sensibilitat del sistema de comunicació. Com a antenes substitutives s'utilitzaran antenes loop, bicòniques, logoperiòdiques, bilog o antenes horn segons el rang freqüencial del sistema de comunicació.

El senyal capturat en temps s'enviarà a un oscil·loscopi i a un receptor EMI. L'oscil·loscopi és l'encarregat de detectar quan es produeix un transitori per a enviar un senyal de trigger al receptor EMI i aquest comenci la captura de les dades.

El receptor EMI és l'encarregat de filtrar el senyal segons el sistema de comunicacions que es vulgui analitzar. A més a més el receptor EMI realitza un mostrejat digital de les dades i realitza una demodulació en fase i en quadratura. Destacar que és molt important tenir el rang dinàmic d'amplitud ben ajustat del receptor per a obtenir una major sensibilitat en la captura de les dades.

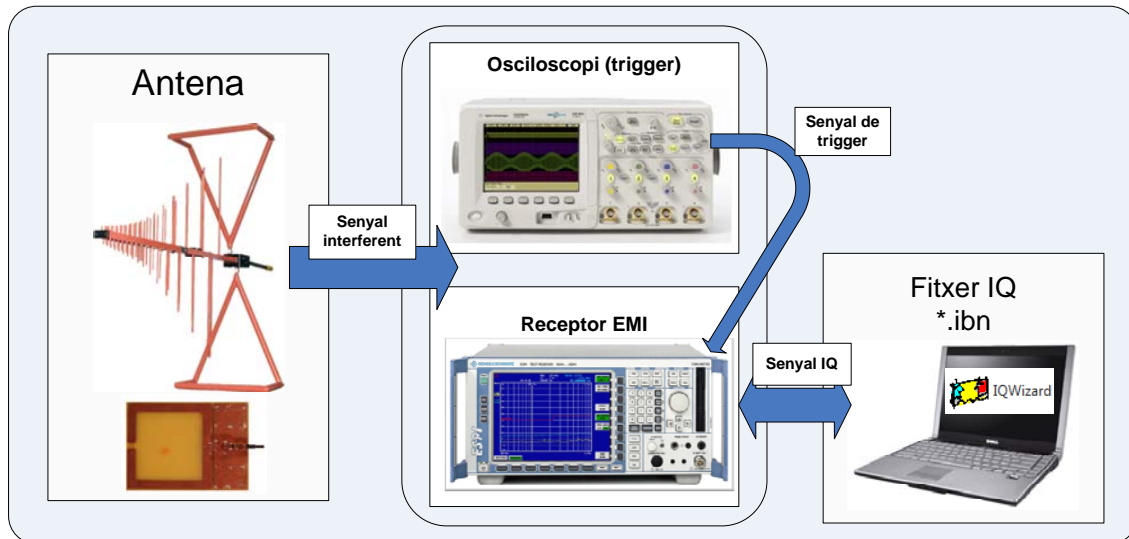


Fig. 3.4 Diagrama del hardware utilitzat per a la captura del senyal interferent

Per a capturar les dades del ESPI (receptor EMI) s'utilitza un software que ens permet configurar les característiques anteriorment esmentades (freqüència de mostreig, nombre de mostres, ampla de banda del filtre). El software en qüestió és IQWizard, aquest és un software gratuït de Rohde & Schwarz. Aquest software permet guardar les dades amb un format que és acceptat pel programa d'anàlisi dels sistemes de comunicació utilitzat en la tercera fase del mètode.

En la fase 3 s'analiza l'efecte del senyal prèviament capturat sobre el sistema de comunicació a analitzar. Per a dur a terme aquesta avaluació és necessari un software de simulació de sistemes de comunicacions. En aquest projecte s'utilitza el programa gratuït WinIQSIM de Rohde & Schwarz. En primer lloc es simula el sistema de comunicacions prèviament estudiat en la fase 1 del mètode. S'han de considerar paràmetres com la velocitat de transmissió, la modulació utilitzada, el pols conformador, la codificació o si és un sistema amb multiplexadora. L'anàlisi sempre es realitza en banda base i està normalitzat amb el temps de símbol.

Una vegada es combina el senyal del sistema de comunicació i el senyal interferent capturat s'analiza la degradació que ha patit el sistema. Per a analitzar el sistema de comunicació és miren paràmetres de sortida com la constel·lació, el diagrama vector, el diagrama d'ull la senyal en fase i en quadratura i la CCDF (**Fig. 3.5**).

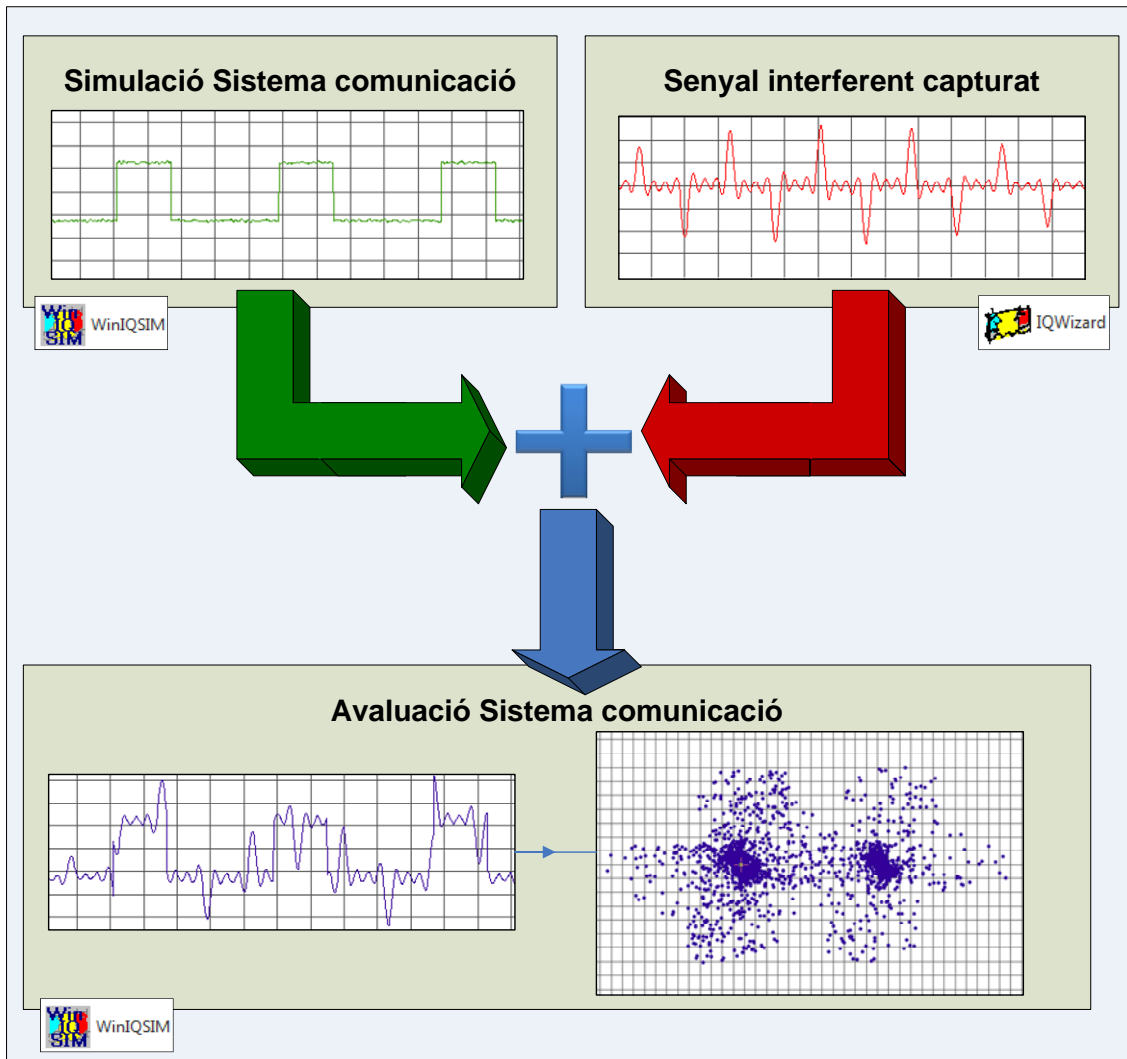


Fig. 3.5 Diagrama de la tercera fase del mètode

Una vegada s'han estudiat els indicadors de sortida i s'han comparat amb el cas en el qual no està present el senyal interferent, s'extreuen les conclusions. En aquestes es determina el grau de immunitat del sistema de comunicacions en vers del senyal transitori capturat. S'ha de destacar que les limitacions del programa WinIQSIM, com per exemple que no es pugui extreure el BER, provocaran que les conclusions extretes a vegades hagin de ser qualitatives ja que serà molt difícil determinar l'error exacte produït per la interferència.

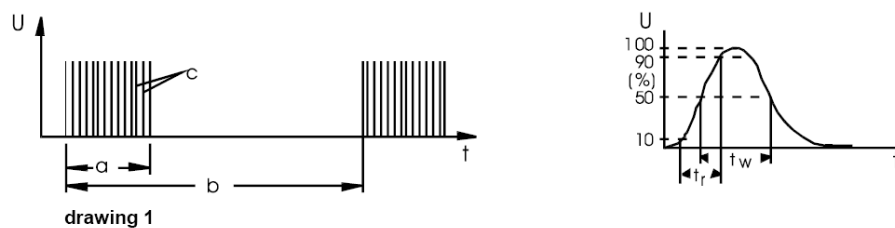
3.5 Exemple de captura i avaluació

Aquest exemple pretén mostrar la metodologia que s'utilitzà en el projecte per a la captura de interferències i l'anàlisi de l'efecte d'aquestes sobre els sistemes de comunicació. En primer lloc es mostrarà una captura d'un senyal interferent generada i a continuació s'analitzarà com pot afectar aquest senyal a diferents sistemes de comunicació (no reals) mitjançant WinIQSIM.

3.5.1 Generació i captura del transitori

En aquest exemple es genera un senyal interferent perfectament conegut per a tenir un entorn controlat. Per a generar el senyal interferent s'utilitza un equip generador de transitoris. L'equip emprat és de la marca Schölder model SFT 1400. Aquest equip es capaç de generar el transitori descrit a la norma EN 61000-4-4 [18]. En la figura que es mostra a continuació (**Fig. 3.6**) es pot observar els transitoris que genera l'equip en qüestió. En aquest cas la repetició dels polsos i la seva durada és perfectament coneguda, de fet, aquesta pot ser configurada.

2. Burst definitions



| designation | param. | standard definition | variable setup on SFT 1400 |
|----------------------|--------|--|---|
| burst duration | a | 15 ms \pm 20% at 5 kHz 0,75 ms \pm 20% at 100 kHz (correspond to 75 pulses /package) | 0,01 - 100 ms *1 |
| burst period | b | 300 ms \pm 20 % | 10 - 1000 ms *1 |
| burst frequency | c | 5 kHz or 100 kHz up to 4 kV | 100 Hz - 125 kHz up to 5 kV |
| pulse amplitude | U | 0,5 / 1 / 2 / 4 kV | 200 V - 5000 V (into 10 V steps) |
| pulse rise-time | tr | 5 ns \pm 30 % | *1: the SFT 1400 automatically concerns the units. maximum power restrictions |
| pulse width (50 Ohm) | tw | 50 ns \pm 30 % | |
| pulse-width (1 kOhm) | tw | 50 ns, -15ns/+100 ns | |
| impedance | Z | 50 Ω \pm 2 % | |

Fig. 3.6 Transitoris generats per l'equip Schölder model SFT 1400

S'ha elegit aquest transitori amb aquest generador en concret ja que presenta les següents característiques: en primer lloc, l'equip generador de transitoris garanteix la repetitivitat, d'aquesta manera la incertesa de la mesura es redueix significativament i ens permet repetir la prova i obtenir uns resultats iguals. D'altra banda destacar que el transitori generat té components d'alta freqüència en l'espectre. El transitori emprat permet analitzar interferències fins als 200MHz ja que el temps de pujada és de 5ns. Per tant, aquests transitoris permetran analitzar interferències en sistemes de comunicació que treballin a diferents freqüències del espectre radioelèctric.

Com s'observa en la figura anterior (**Fig.3.6**) l'equip es capaç de generar transitoris amb diferent freqüència i durada. En les proves que es realitzaran a continuació es canviaran paràmetres com la freqüència del transitori (paràmetre c de la figura **Fig.3.6**).

Per a capturar la senyal generada pel generador de transitoris s'utilitzarà com a equip de mesura el receptor EMI. Concretament s'utilitza un receptor EMI de

la marca R&S model ESPI. El receptor EMI ens permet sintonitzar-nos en diferents freqüències i fer servir diferents filtres de banda de pas. Aquesta característica és molt important ja que ajuda a capturar únicament la part de transitori que pot afectar al sistema de comunicacions. Un mateix transitori no afectarà per igual a un sistema que treballi a 27.7MHz (banda ciutadana) o un sistema que treballi a 100MHz (radio FM).

La sortida del generador és de 200 V d'amplitud dels polsos ja que és la mínima sortida permesa pel generador de transitoris. Per raons de seguretat de l'etapa d'entrada del receptor EMI i també perquè a la pràctica és treballarà amb senyals mesurades de petita amplitud, es col·loquen 3 atenuadors de 20 dB entre la sortida del generador de transitoris i l'entrada del receptor EMI. Tot i que en la fotografia s'observa un oscil·loscopi en aquest cas no s'ha utilitzat aquest per a donar un senyal de trigger al receptor EMI. En aquest cas l'oscil·loscopi s'ha utilitzat per assegurar que el nivell del transitori no pogués cremar l'etapa d'entrada del receptor EMI. En aquest cas el senyal de trigger, per a sincronitzar el sistema a l'hora d'adquirir dades, s'agafa directament del generador de transitoris ja que aquest incorpora una sortida de trigger.



Fig. 3.7 Set-up de mesura

El senyal mesurat per l'ESPI s'adquirirà mitjançant el software de R&S IQWizard tal i com s'ha explicat anteriorment. El software permet fer la digitalització de les dades obtingudes i adaptar el format d'aquestes a un format vàlid pel programa d'anàlisi dels sistemes de comunicació (WinIQSIM).

El receptor EMI es configura a diferents freqüències ja que es pretén analitzar l'efecte del transitori sobre sistemes que puguin treballar en rangs de freqüència diferents. En concret es mesuren les següents freqüències: La freqüència de 27.7MHz (banda ciutadana), 100MHz (radiodifusió) i 433MHz (ISM band). Les freqüències escollides son altament utilitzades per a diferents sistemes de comunicació digitals a banda de la freqüència de 100MHz que és

utilitzada per al sistema analògic de radiodifusió. D'altra banda no s'ha optat per altres freqüències molt utilitzades com la de 2,4GHz (Bluetooth, WiFi) o la freqüència de 900MHz (GSM) ja que és conegut que el transitori generat no té components de tan alta freqüència i per tant, l'únic que s'aconseguiria mesurar en aquestes bandes de freqüència seria soroll.

Un altre aspecte que s'ha de tenir en compte a l'hora de mesurar el transitori és l'ampla de banda, per a aquestes proves s'ha seleccionat un ampla de banda d'1MHz. Per tal de tenir sensibilitat en la mesura és molt important l'ajust del reference level. De fet, el nivell de la senyal IQ demodulada és en funció del reference level, en el manual del IQWizard hi ha la relació entre el reference level i el nivell de la senyal demodulat.

$$P/dBm = \text{reflevel} + 20\log\left(\frac{U_{iQpeak}}{1V}\right) \quad (3.1)$$

exemple:

$$\text{reflevel} = -10dBm$$

$$U_{iQpeak} = 100mV$$

$$P = -10dBm + 20\log\left(\frac{0.1V}{1V}\right) = -30dBm$$

3.5.2 Anàlisi de l'efecte del transitori sobre un sistema de comunicació

Per a crear les senyals de diferents sistemes de comunicació en banda base es farà servir el programa de R&S WinIQSIM. Aquest software permet crear les senyals digitals de varis sistemes de comunicació. A més a més, el software permet inserir una senyal qualsevol, és aquí on s'afegirà el senyal del transitori capturat amb l'ESPI.

Com a resultat s'observaran els canvis produïts per la senyal interferent principalment en la constel·lació, la CCDF i la senyal $i(t)$ $q(t)$.

3.5.2.1 Anàlisis de l'efecte del transitori a diferents freqüències de transmissió

Com a sistema de comunicació es fa servir un sistema amb modulació QPSK. Com s'ha comentat anteriorment el transitori té components en un ampla de banda que va del 0-200MHz ja que el temps de pujada del transitori és de 5ns. És lògic pensar que afectarà en diferent intensitat a sistemes de comunicació iguals en quant a modulació, potència del senyal, velocitat de transmissió però que funcionen en diferents freqüències. A continuació s'observa la incidència del transitori sobre el senyal temporal en fase i en quadratura ($i(t)$, $q(t)$) a diferents freqüències de l'espectre radioelèctric.

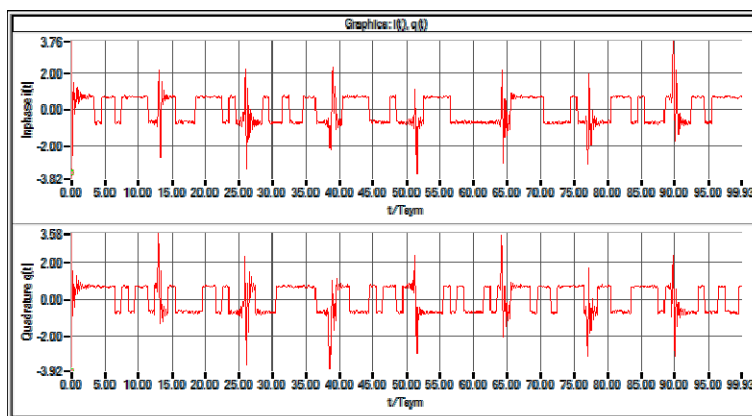


Fig. 3.8 Efecte del transitori a la senyal $i(t)$, $q(t)$ en un sistema treballant a **27.7MHz**

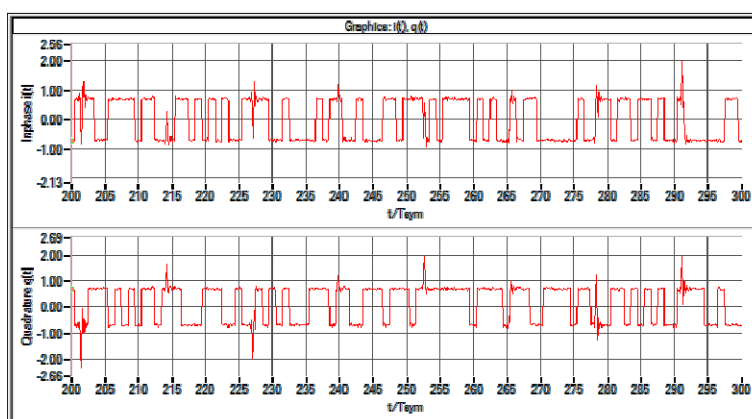


Fig. 3.9 Efecte del transitori a la senyal $i(t)$, $q(t)$ en un sistema treballant a **100MHz**

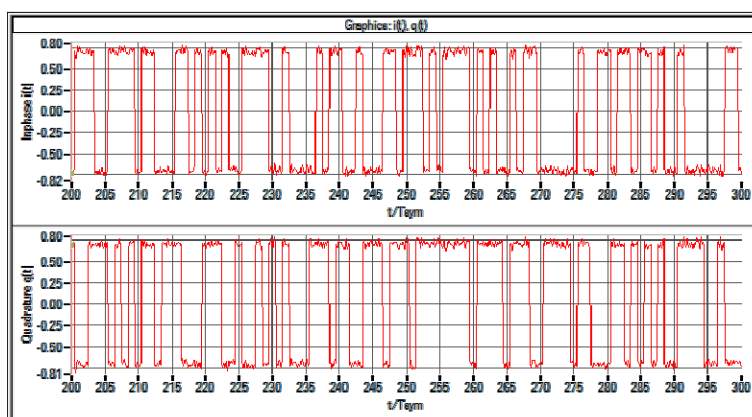


Fig. 3.10 Efecte del transitori a la senyal $i(t)$, $q(t)$ en un sistema treballant a **433MHz**

En els gràfics anteriors es mostra com l'efecte del transitori capturat és menor en els sistemes de comunicació que treballen en freqüències més elevades. Si comparem la figura **Fig. 3.8** on es mostra la senyal en banda base demodulada quan el sistema treballa a 27,7MHz amb la figura **Fig. 3.10** on el sistema

treballa a 433MHz es veu clarament que la interferència és molt més perjudicial als sistemes que treballen a freqüències baixes.

Si es vol analitzar la raó per la qual hi ha aquest descens de la interferència a mesura que s'augmenta la freqüència s'ha d'estudiar el comportament en freqüència de cadascun dels polsos generats. A continuació es mostra la senyal en temps d'un dels polsos generats pel generador de transitoris (**Fig. 3.9**).

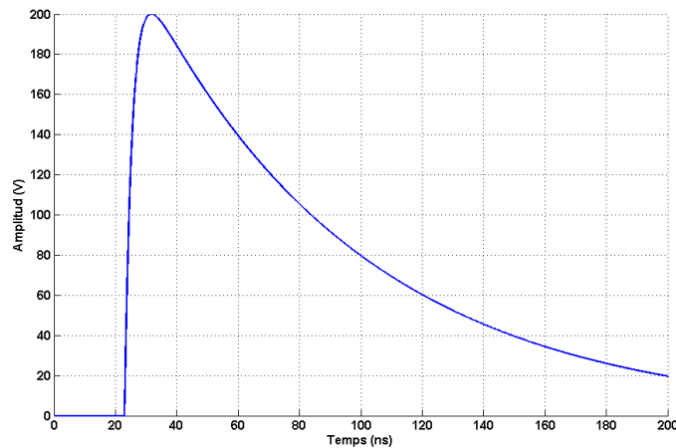


Fig. 3.9 Pols transitori de 200 V en el domini del temps

En la figura s'observa la resposta del transitori generat en el domini del temps. Destacar que el temps de pujada és de 5 ns i que la duració del pols és de 200 ns. Si passem aquest senyal al domini de la freqüència obtenim la informació de la figura (**Fig. 3.10**).

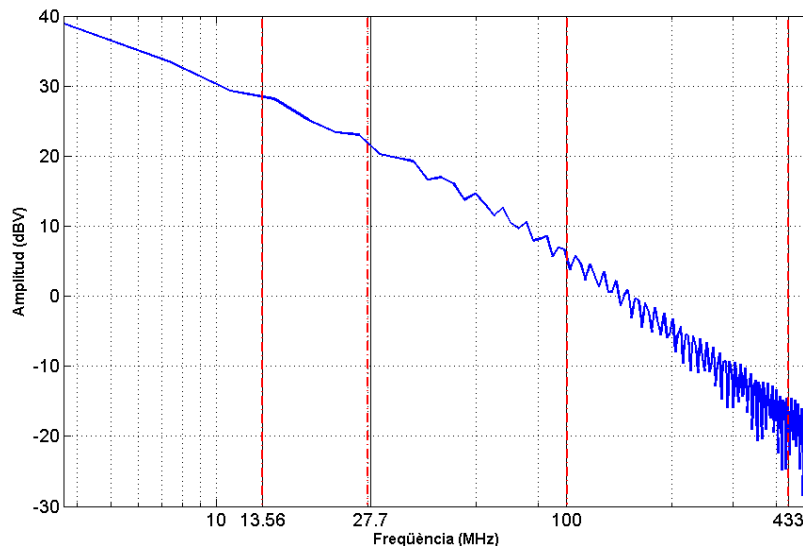


Fig. 3.10 Espectre del pols transitori utilitzat

Com s'observa en la figura a mesura que s'augmenta la freqüència l'energia del transitori és menor. Per tant, quan es mesura el transitori a diferents bandes freqüencials el nivell del senyal interferent és menor a mesura que la freqüència analitzada s'incrementa. A la figura es mostra la informació en freqüència

marcant amb una línia vermella cadascuna de les freqüències mesurades utilitzant l'ESPI.

3.5.2.2 Anàlisi del nivell crític del transitori

En aquest cas es pretén determinar l'efecte que té el nivell de la interferència sobre un sistema de comunicacions que treballa amb una freqüència central de 27.7 MHz i utilitza una modulació QPSK. En primer lloc s'utilitza la captura obtinguda anteriorment per avaluar el sistema de comunicacions. D'altra banda s'augmenta i es decrementa 10 dB la interferència per a observar l'efecte d'aquesta sobre la constel·lació resultant.

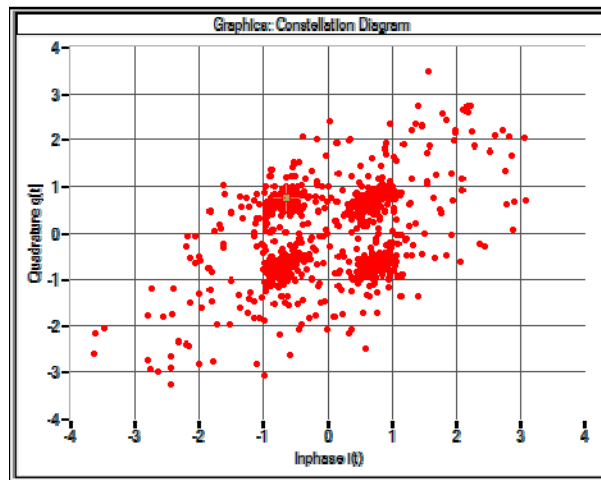


Fig. 3.11 Constel·lació amb un nivell de transitori de 0dB respecte el senyal útil

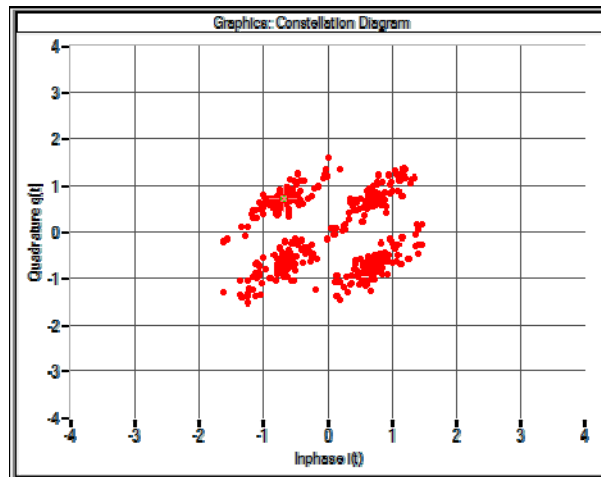


Fig. 3.12 Constel·lació amb un nivell de transitori de 10dB respecte el senyal útil

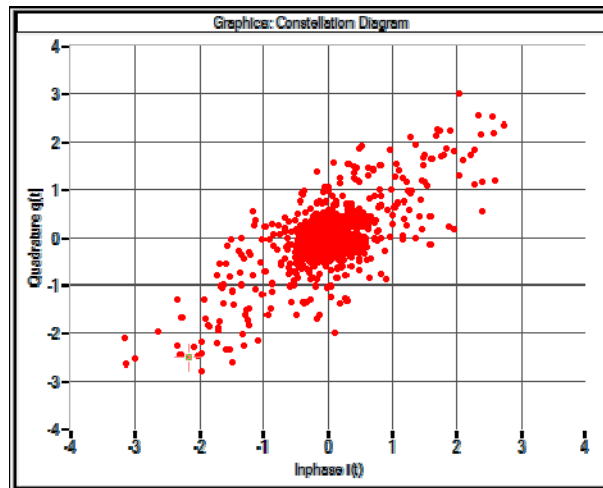
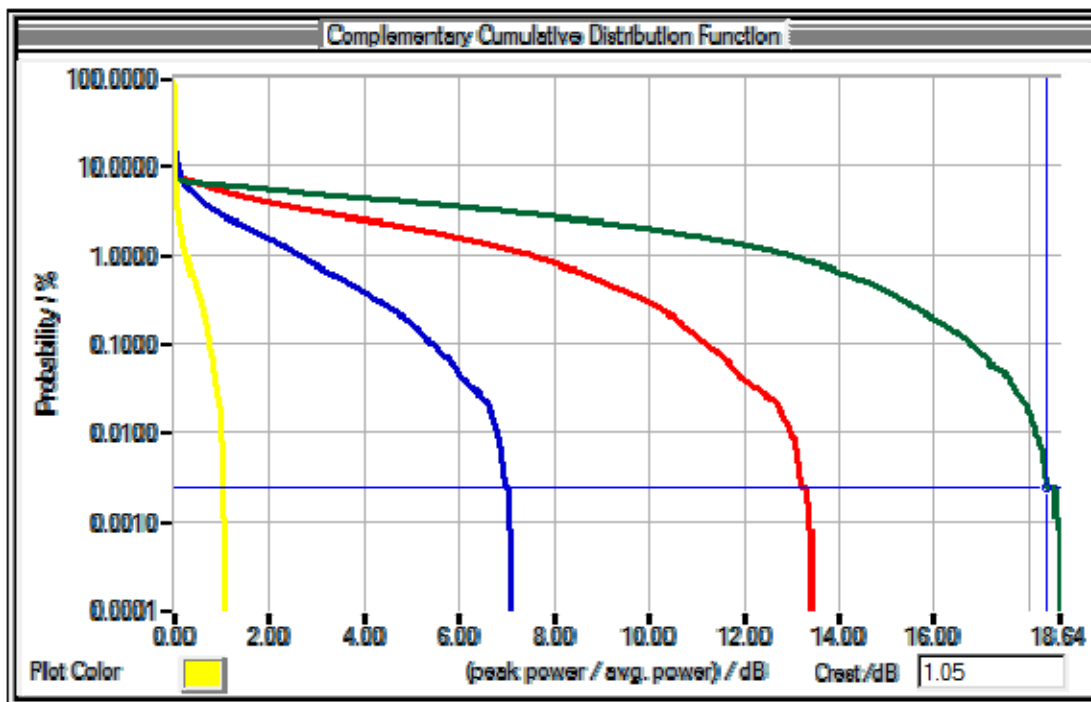


Fig. 3.13 Constel·lació amb un nivell de transitori de -10dB respecte el senyal útil

Com era d'esperar a mesura que el nivell de la interferència augmenta la degradació en la constel·lació també ho fa i si el nivell disminueix la degradació de la interferència també ho fa. Concretament en la figura on el nivell de la interferència és reduït a 10dB (**Fig. 3.12**) s'observà una constel·lació del senyal clara on difícilment es produiran errors de decisió.

Per últim s'analitza l'efecte que té el canvi del nivell de la interferència sobre la CCDF. A mesura que la interferència decreix la CCDF s'aproxima a la corba ideal. És a dir, on la probabilitat de que el nivell de pic sigui major que el nivell mig és nul·la. Contra més energia té la interferència (més nivell) la probabilitat de tenir més nivell de pic sobre el nivell mig de potència augmenta (**Fig. 3.14**).



| | Interferent/Senyal útil |
|--|-------------------------|
| | -30dB |
| | -10dB |
| | 0dB |
| | +10dB |

Fig. 3.14 CCDF per a diferents nivells del senyal interferent

Si relacionem el gràfic de la CCDF amb les gràfiques de les constel·lacions per a diferents nivells d'interferència es veu que a mesura que ens allunyem de la corba (punt) ideal de la CCDF la degradació en la constel·lació augmenta. Per tant hi ha una relació directa entre la forma de la CCDF i la probabilitat d'error del sistema de comunicacions.

3.5.2.3 Anàlisi de l'efecte al canviar el tipus de modulació

En el següent anàlisi es pretén avaluar el canvi de l'efecte de la interferència quan s'analitzen sistemes de comunicació que treballen a la mateixa freqüència però amb modulacions diferents. S'analitza un sistema que treballa a 27,7MHz ja que s'ha comprovat anteriorment que en aquesta freqüència la interferència del transitori és crítica.

L'anàlisi es fa per a un sistema amb modulació QPSK, per un altre amb modulació 16QAM, un altre amb modulació 64QAM i per últim un sistema amb modulació 256QAM. A continuació es mostra la constel·lació resultant per a cada modulació quan el sistema és interferit pel mateix transitori (**Fig. 3.15**).

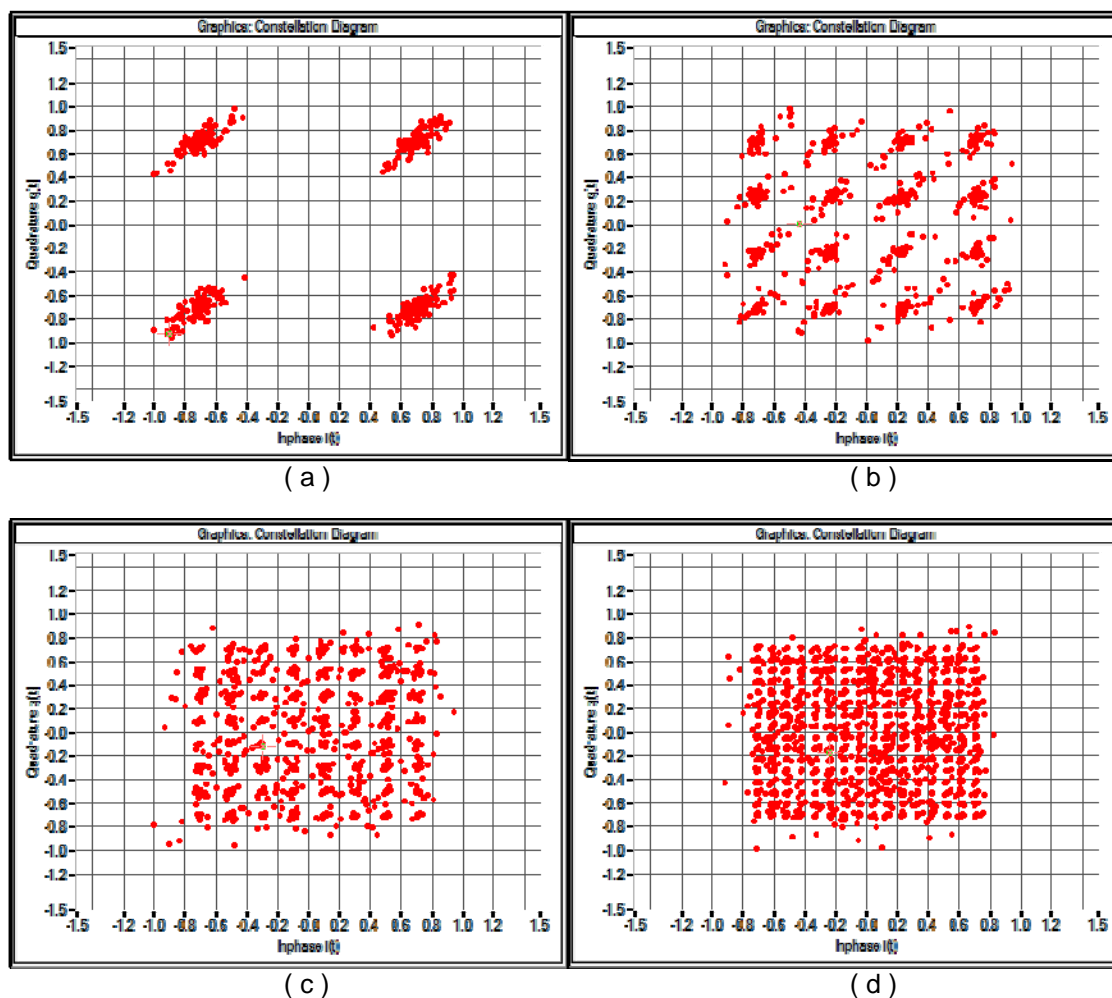


Fig. 3.15 Constel·lació afectada pel transitori per a diferents modulacions (a) QPSK, (b)16-QAM, (c) 64-QAM, (d) 256-QAM

A mesura que augmenta el bit rate a conseqüència d'utilitzar una modulació més eficient (QPSK és la modulació menys eficient i 256QAM és la modulació més eficient) l'efecte de la interferència és major. En el cas de la modulació 256QAM és impossible distingir els diferents símbols de la constel·lació. D'altra banda quan es compara la modulació QPSK i 16QAM en ambdues simulacions és possible distingir els símbols tot i que en la constel·lació de la modulació 16QAM s'observa una probabilitat d'error alta ja que hi ha punts de la constel·lació els quals no es pot determinar a quin símbol pertanyen. D'altra banda aquest estudi ens permet determinar que aquells sistemes que tinguin una modulació adaptativa es veuran limitats per la interferència. Així doncs segurament hauran d'adaptar-se a modulacions menys eficients en quant a velocitat de transmissió de la informació per tal de baixar la probabilitat d'error i poder realitzar una transmissió correcta de les dades.

3.5.2.4 Anàlisi de l'efecte del transitori sobre el senyal en temps

En aquest cas es vol estudiar l'error que s'introdueix al mòdul i a la fase del senyal de comunicació. Per a realitzar l'estudi s'escull una modulació amb un nivell de mòdul constant per veure millor l'efecte. Aquest és el cas per exemple de la modulació QPSK, la qual és utilitzada per a l'estudi. Tot i que el mòdul del senyal és constant, la fase pot adquirir quatre valors diferents. A continuació s'observa el senyal de la modulació QPSK quan el sistema està interferit per un senyal transitori (**Fig. 3.16**).

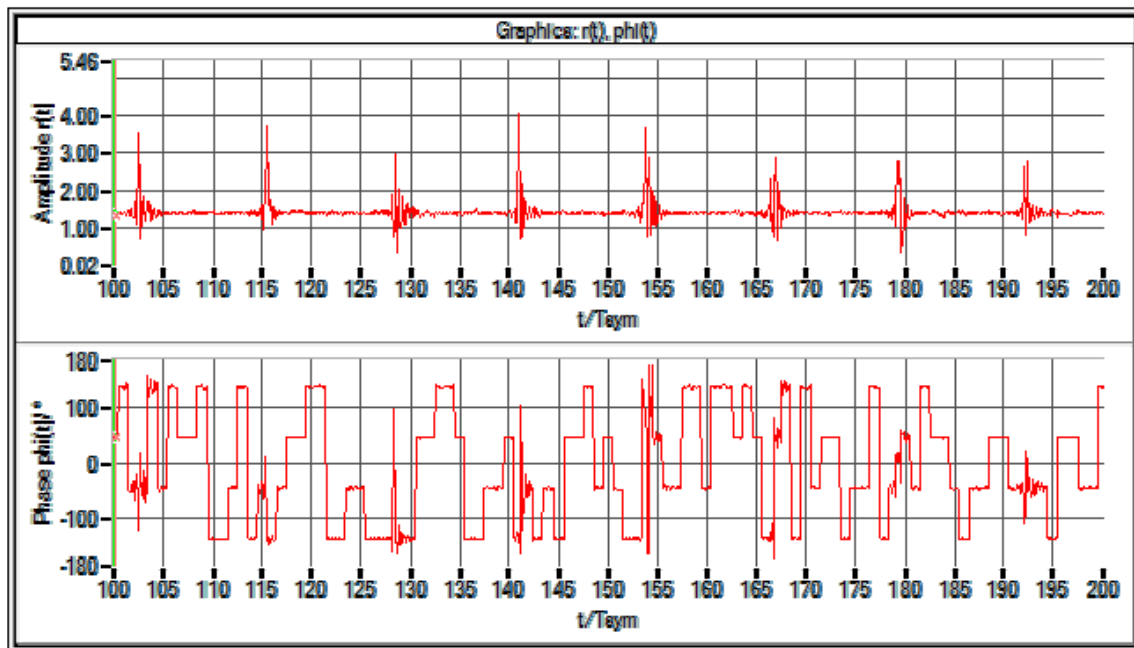


Fig. 3.16 Mòdul i fase de la senyal de comunicació modulada amb una QPSK en presència d'un transitori

La interferència produeix tant un error en l'amplitud del senyal com en la fase. Pel que fa al mòdul es produeixen salts inesperats en cada instant que es produeix un pols. D'altra banda la fase del senyal també perd el seu valor durant els instants que dura el pols del transitori.

3.5.2.5 Anàlisi de l'efecte del transitori sobre l'espectre

És molt interessant estudiar que és el que passa en el domini de la freqüència sobre el senyal de comunicacions quan aquest està lliure de interferència o està pertorbat pel senyal capturat anteriorment amb el receptor EMI.

Per a fer aquesta avaluació també s'utilitzen les dades obtingudes en la freqüència de 27.7 MHz i quan es crea un sistema amb modulació QPSK.

A continuació es mostra una comparativa dels espectres. Destacar que l'espectre és el resultat d'haver utilitzat un pols conformador quadrat (**Fig. 3.17**).

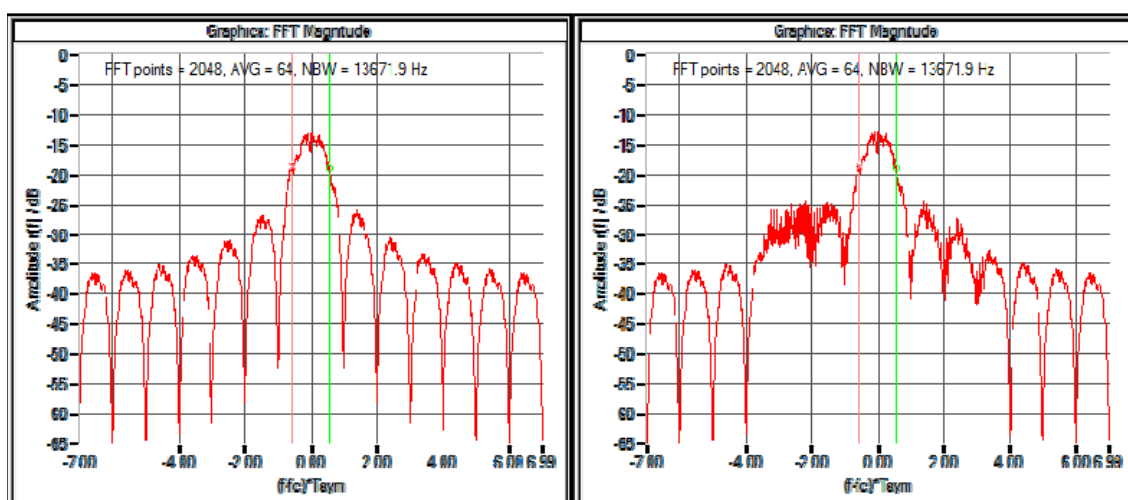


Fig. 3.17 Comparativa de l'espectre amb i sense presència de senyal interferent

Tot i que com s'ha vist anteriorment el transitori afecta al sistema de comunicacions, si s'observa l'espectre, es veu que en l'ampla de banda del sistema no s'observen canvis significatius quan s'introdueix la interferència. És per aquest motiu que l'anàlisi en temps de la component en fase i de la component en quadratura és tant important. Per tant, les normatives d'EMC que únicament miren el comportament en l'espectre utilitzant detectors com els d'average no contemplen lo perjudicials que poden ser els transitoris radiats per als sistemes de comunicació digitals.

3.5.3 Conclusió del mètode de captura i avaluació

El mètode de treball proposat en aquest capítol per a capturar les senyals transitories i avaluar l'efecte d'aquest és positiu ja que s'ha estat capaç de capturar la informació dels transitoris i analitzar el seu efecte. En aquest exemple s'ha utilitzat un transitori conduït, el qual no és l'objectiu del projecte ja que el que es pretén és analitzar els sistemes de comunicacions que funcionen de forma radiada.

D'altra banda, els sistemes de comunicació que s'han utilitzat per avaluar el mètode no pertanyen a cap sistema de comunicació concret sinó que són sistemes simulats de forma arbitrària. Tot i això s'ha aconseguit identificar les eines d'avaluació que poden resultar més útils per al projecte com per exemple la CCDF o la constel·lació.

CAPÍTOL 4. VALIDACIÓ DEL MÈTODE D'ANÀLISI EN UN SISTEMA REAL

En aquest capítol es pretén comprovar l'eficàcia del mètode que s'ha proposat anteriorment. Per a dur a terme aquesta comprovació s'analitza un sistema de comunicació real, concretament el sistema RFID ISO/IEC 14443B. Per tal de comprovar la validesa del mètode es faran captures de diferents senyals interferents i es simularà el seu efecte sobre el sistema RFID.

A banda de la simulació també s'utilitzarà un sistema RFID real i es mesurarà la interferència que causen els diferents senyals transitoris. Per a validar el mètode es compararan els resultats de la simulació amb els resultats obtinguts del equip RFID.

4.1 Entorn d'estudi

Per a avaluar la immunitat d'un sistema de comunicació es crea un entorn compost per un sistema de comunicació RFID i un cable d'alimentació per on circula un senyal interferent.

El sistema de comunicacions que es vol estudiar és el sistema ISO/IEC 14443B. S'ha escollit aquest sistema ja que és un sistema d'identificació en temps real i es propaga de forma radiada.

Per a interferir el sistema de comunicació es col·loca un cable d'alimentació de 2 m de llarg a 80 cm del equip d'identificació per radiofreqüència (**Fig. 4.1**). En aquest cable s'injectaran diferents transitoris mitjançant un generador de transitoris emulant interferències que poden existir en un cable de xarxa elèctrica. Aquest estudi es fa dins de la cambra anecoica del Grup de Compatibilitat Electromagnètica de la UPC per tal de no tenir interferències externes que puguin causar malfuncionaments al equip de comunicació o senyals que puguin afectar a la captura del senyal interferent.

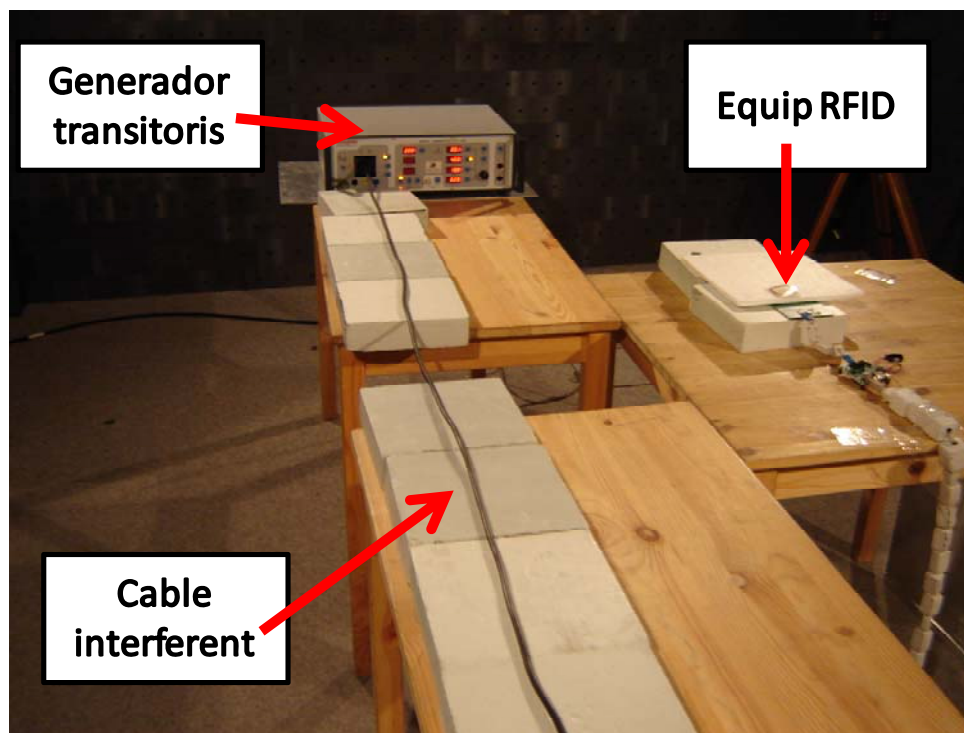


Fig. 4.1 Entorn d'estudi: Interferència acoblada en un cable de xarxa i una antena RFID

Amb l'ajuda del mètode de captura d'interferències i d'avaluació de sistemes de comunicació, descrit en el capítol anterior, es determinarà quines ràfegues de transitoris són capaces d'afectar el sistema de comunicació RFID. Per tal de poder verificar les dades obtingudes de les simulacions es disposa d'un equip de demostració de STMicroelectronics, aquest equip permetrà quantificar els

errors que es produeixen en el sistema de comunicacions degut a les interferències generades en el cable d'alimentació.

Tal i com s'explica en la definició del mètode, en primer lloc és molt important conèixer les característiques del sistema de comunicació (modulació, la taxa de transmissió o la capacitat de detecció d'errors) del sistema ISO 14443B per tal de poder-lo simular correctament amb WinIQSIM. Per tant, la primera fase d'aquest capítol és fer un estudi del sistema de comunicació.

4.2 Sistema de comunicació RFID ISO/IEC 14443B

Les normes ISO/IEC 14443B [19] [20] descriuen la estructura, funcionament i operació de les targetes de identificació per radiofreqüència. En aquest tipus de sistema de comunicació hi ha dos elements: el PCD (Proximity Coupling Device) que és el lector, i el PICC (Proximity Integrated Coupling Circuit) que és l'etiqueta (tag) o la targeta.

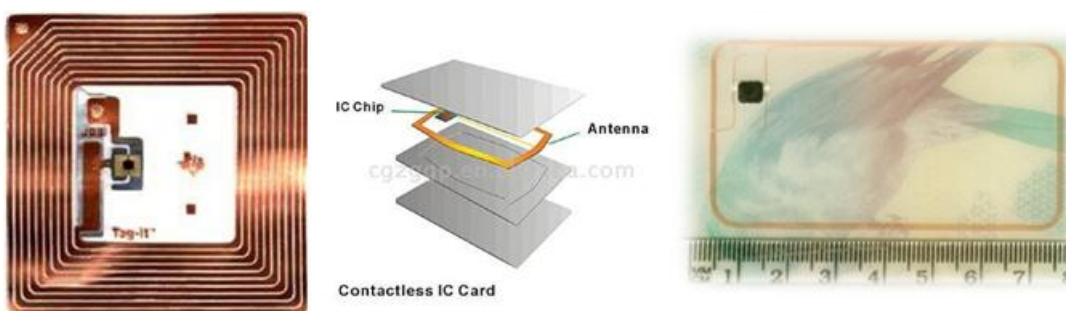


Fig. 4.2 Diferents tipus de PICC. L'últim és un exemple d'un passaport

A continuació es mostren les principals característiques d'aquest sistema de comunicació:

Freqüència portadora: La freqüència portadora (f_c) per a aquest estàndard és de $13.56\text{MHz} \pm 7\text{ kHz}$. La portadora s'utilitza com a font d'alimentació per a l'etiqueta utilitzant l'acoblament inductiu generat pel PCD.

Camp magnètic: El PCD genera un camp magnètic amb una intensitat mínima de 1.5 A/m i una màxima de 7.5 A/m . Aquest valors són mesurats quan la portadora no es modula.

Bit Rate: La norma ISO 14443 defineix diferents velocitats de transmissió. Al principi de la comunicació la velocitat de transmissió és de 106kbit/s . Després de la inicialització la taxa de bit dependrà del PICC:

- $f_c/128 = 105,9375\text{ kbit/s}$ ($\sim 106\text{ kbit/s}$)
- $f_c/64 = 211,875\text{ kbit/s}$ ($\sim 212\text{ kbit/s}$)
- $f_c/32 = 423,75\text{ kbit/s}$ ($\sim 424\text{ kbit/s}$)
- $f_c/16 = 847,5\text{ kbit/s}$ ($\sim 848\text{ kbit/s}$)

Modulació: En l'apartat de la modulació trobem que en la comunicació del PCD al PICC s'utilitza una modulació de la portadora ASK. En canvi, en la comunicació del PICC al PCD s'utilitza una modulació BPSK (**Fig. 4.3**).

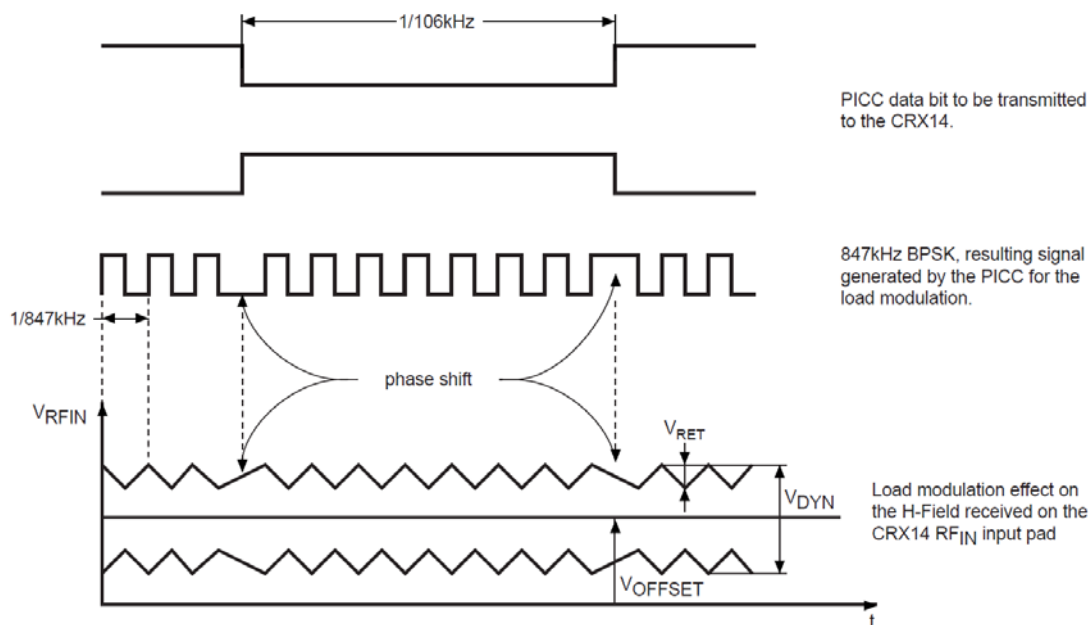


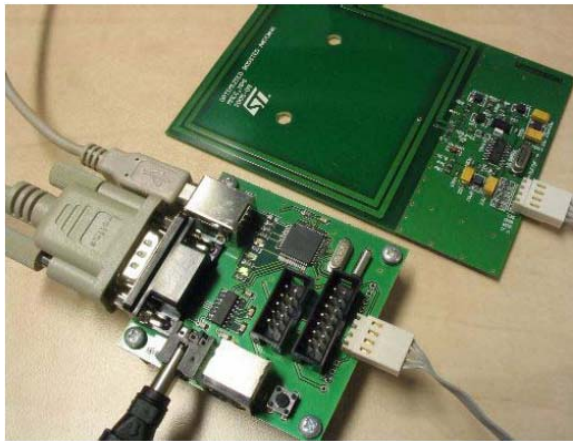
Fig. 4.3 Senyal generada pel PICC

CRC Error Detection Un CRC de 2 bytes es enviat en cada frame per a la detecció d'errors.

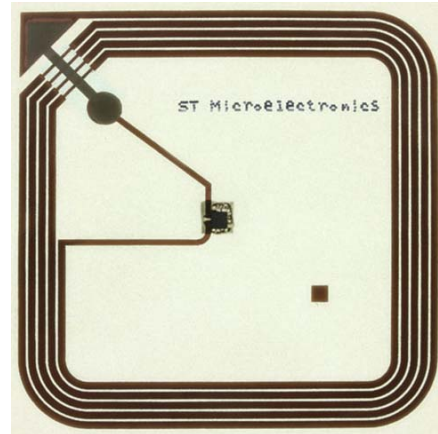
4.2.1 Equip RFID de validació

En aquest estudi s'utilitza un sistema RFID real per a la detecció d'errors del sistema ISO14443B. Aquest sistema de la marca STMicroelectronics consta d'una placa amb l'antena de radiofreqüència la qual té integrat tot el sistema de recepció i generació del senyal digital de RFID. A més a més hi ha una placa per a poder comunicar-se amb un PC per a la monitorització de les dades i també es proporcionen una sèrie d'etiquetes (**Fig. 4.4**).

Aquest equip permetrà quantificar els errors obtinguts al intentar llegir les etiquetes en presència de diferents senyals transitoris en el cable d'alimentació situat a 80 cm del equip.



(a)



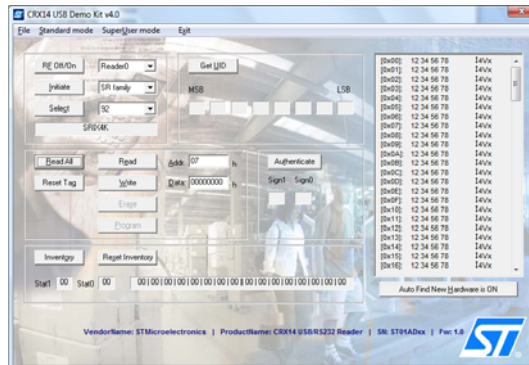
(b)

Fig. 4.4 Equip de validació, PCD i placa per a la monitorització (a) i PICC (b) Amb el software auxiliar es pot observar les etiquetes (tags) que detecta l'equip RFID (**Fig. 4.5**). A més a més, per a cada etiqueta es pot sol·licitar la informació que hi ha en les adreces de memòria d'aquesta. Afegir que la informació en les adreces pot ser modificada utilitzant el software proporcionat pel fabricant del sistema RFID. Per a dur a terme les proves en cada adreça s'ha configurat la mateixa informació:

```
[0x00]: 12 34 56 78    4Vx
...
[0x7F]: 12 34 56 78    4Vx
Hi ha un total de 128 adreces (7 bits)
```



(a)



(b)

Fig. 4.5 Pantalla del software de l'equip RFID on s'observa les etiquetes detectades (a) i la informació en les adreces (b).

A continuació es mostra una taula en la qual es defineixen els diferents tipus d'error que pot patir el sistema de comunicació a causa de les interferències (**Taula 4.1**). Els errors definits en aquesta taula és faran servir per a realitzar comparatives entre els resultats obtinguts amb les mesures i amb les simulacions.

Taula 4.1: Definició dels possibles errors detectats en l'equip RFID

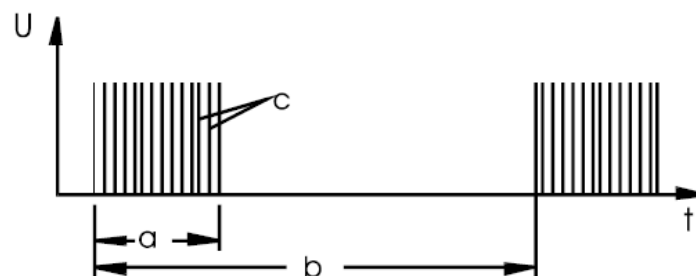
| Tipus d'error | Descripció |
|------------------------|---|
| Error molt greu | L'equip no és capaç d'identificar alguna etiqueta (tag) |
| Error greu | L'equip és capaç d'identificar les etiquetes però hi ha un error en la lectura de la informació de les adreces superior al 2% |
| Error lleu | L'equip és capaç d'identificar les etiquetes però hi ha un error en la lectura de la informació de les adreces inferior al 2% |
| Sense error | No es detecta cap error en la lectura de les adreces |

4.3 Captura del senyal interferent

La captura del transitori es fa seguint les pautes marcades en la definició del mètode (apartat 3.4).

4.3.1 Generació del senyal interferent

Com a generador dels senyals interferents s'utilitza el mateix equip que l'utilitzat en l'apartat 3.5 del projecte. En la figura que es mostra a continuació (Fig. 4.6) es pot observar la forma dels transitoris generats.

**Fig. 4.6** Forma temporal dels transitoris generats

On:

a: Duració de la ràfega

b: Temps entre ràfegues

c: Freqüència de la ràfega

U: Nivell del transitori

Els polsos d'aquest transitori són suficientment ràpids com per generar interferències a la banda de treball del sistema RFID (13.56MHz) ja que el temps de pujada és de 5 ns. D'altra banda, el generador de transitoris garanteix la repetitivitat, i per tant els resultats obtinguts quan s'emplaça l'equip real o quan es captura la interferència són comparables.

A continuació és mostra una taula amb els diferents transitoris generats per a dur a terme la validació.

Taula 4.2: Característiques de les diferents interferències a simular i mesurar

| Nivell (U) | Freq. Ràfega (1/c) | Temps entre ràfegues (b) | Duració de la ràfega (a) | Referència |
|------------|--------------------|--------------------------|--------------------------|------------|
| 3000V | 125kHz | 200ms | 4ms | A |
| 3000V | 1kHz | 200ms | 10us | B |
| 3000V | 5kHz | 200ms | 4ms | C |
| 3000V | 1kHz | 200ms | 4ms | D |
| 2000V | 125kHz | 200ms | 4ms | E |

4.3.2 Construcció de l'antena RFID

Per a poder mesurar l'acoblament que existirà entre el generador de transitoris i l'equip RFID s'ha optat per construir una antena igual que la que porta incorporada l'equip de validació RFID. D'aquesta manera s'aconsegueix mesurar el senyal interferent que incidirà sobre el sistema de comunicació respectant la influència de la directivitat de la antena, el seu guany, i la seva impedància. Si no s'utilitzés una antena igual s'hauria de tenir en compte la incidència de l'antena substitutòria a l'hora d'avaluar la resposta del sistema de comunicació. Els nivells capturats no correspondrien als nivells que realment tenen influència s'obre el sistema de comunicació en la seva etapa de recepció i per tant, haurien de ser corregits. A continuació és mostra l'antena de l'equip de RFID (en color verd) i l'antena equivalent construïda (**Fig. 4.7**).

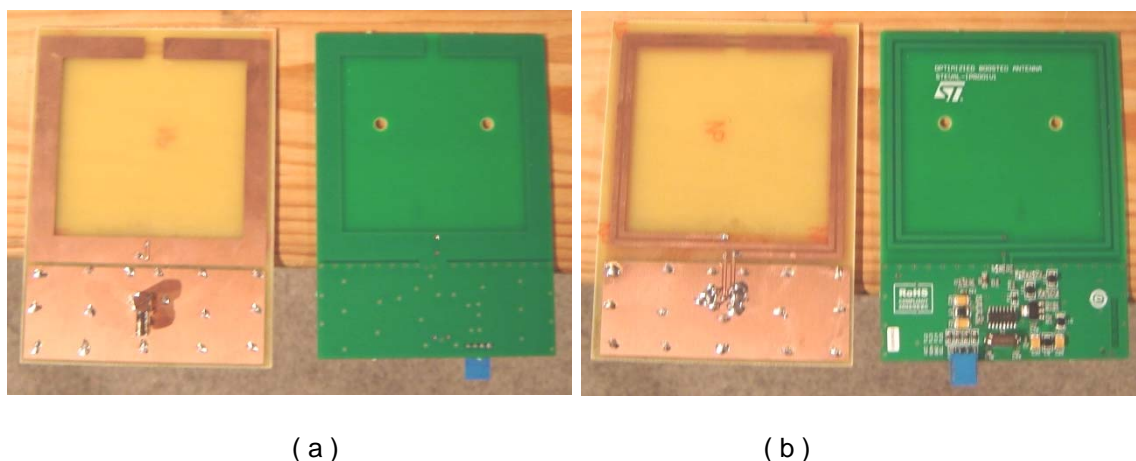


Fig. 4.7 Antena RFID de l'equip de validació i l'antena RFID construïda part inferior (a) i part superior (b).

A la part superior de l'antena (**Fig.4.7 (b)**) en l'equip de validació hi ha l'electrònica per a demodular i construir el senyal de comunicació, en canvi, en l'antena equivalent no hi ha cap element i únicament es col·loca un pla metàl·lic. D'altra banda en l'antena equivalent es col·loca un connector SMA per tal de connectar l'antena directament al receptor EMI. Consultant el

datasheet de l'equip de STMicroelectronics es troba que la impedància de l'antena RFID és de 50 ohms. Com que el receptor EMI també té una impedància de 50 ohms el sistema està adaptat i no s'haurà de realitzar cap correcció en els nivells capturats per l'antena RFID equivalent.

4.3.3 Configuració de la mesura

Una vegada s'ha realitzat l'estudi del sistema de comunicació que es vol analitzar ja es pot procedir a fer la captura del senyal transitori amb el set-up de mesura que es mostra a la figura (Fig. 4.8).

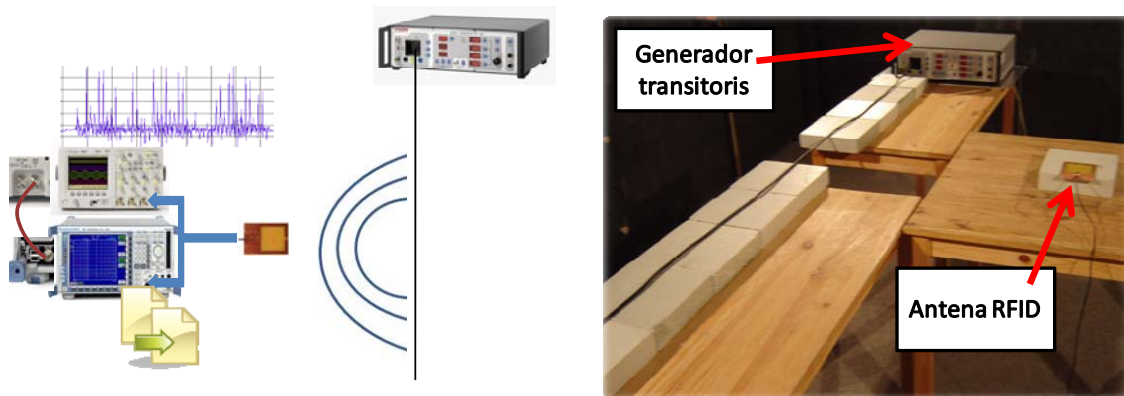


Fig. 4.8 Sistema de captura del transitori

En primer lloc destacar que la mesura s'ha de realitzar en temps per a analitzar el sistema de comunicacions. La freqüència de mostreig aplicada al ESPI ha de ser l'adequada per a poder analitzar la interferència sobre el sistema de comunicació. La freqüència de mostreig utilitzada és de 2Msamples/s, ja que és la mínima senyal de mostreig que es pot escollir si es desitja analitzar el sistema que treballa a 848kHz, a l'hora també és la freqüència que ens permet mostrejar més temps. Destacar que les freqüències de mostreig que es poden seleccionar a l'hora de demodular el senyal en fase i quadratura venen limitades per l'ESPI (no es pot seleccionar qualsevol freqüència de mostreig). Mostrejar a una freqüència lenta és important perquè l'ESPI únicament permet obtenir informació de 130560 mostres.

La mesura es realitza centrada a la freqüència de treball del sistema RFID 13.56MHz amb un ample de banda d'1MHz ja que és el filtre disponible en l'ESPI que més s'ajusta a l'ampla de banda del sistema de comunicació. D'aquesta manera s'analitza exclusivament la interferència que pot interferir en el senyal útil.

Com s'explica en el mètode de captura és necessari utilitzar un oscil·loscopi per a generar un senyal de trigger pel receptor EMI. Com hi ha un retard entre que es detecta el senyal per l'oscil·loscopi i aquest genera el senyal de trigger és necessari configurar el receptor perquè no es perdin aquestes primeres

mostres. Per aquest motiu en el receptor EMI es configura amb un pretriggering de 1000 mostres.

Per últim s'ha de configurar adequadament el nivell del reference level per tal tenir una bona captura tal i com s'ha explicat en el capítol anterior. Per aquest motiu en la captura s'utilitza un reference level de -38dBm.

4.4 Simulació de l'efecte del senyal interferent capturat

4.4.1 Simulació del sistema RFID 14443B sense interferència

Per a la simulació del sistema de transmissió digital de RFID s'utilitzarà el programa WINIQSIM de R&S. Aquest programa ens permet crear el senyal digital de l'estàndard ISO 14443B., és a dir, l'estàndard que utilitza l'equip de validació. Com s'ha comentat anteriorment, aquest software permet al usuari veure el senyal en fase i en quadratura, el diagrama d'ull, la constel·lació o el diagrama vector. D'aquesta manera es pot fer un anàlisi acurat del sistema de comunicació digital tal i com s'ha explicat en el capítol 3.

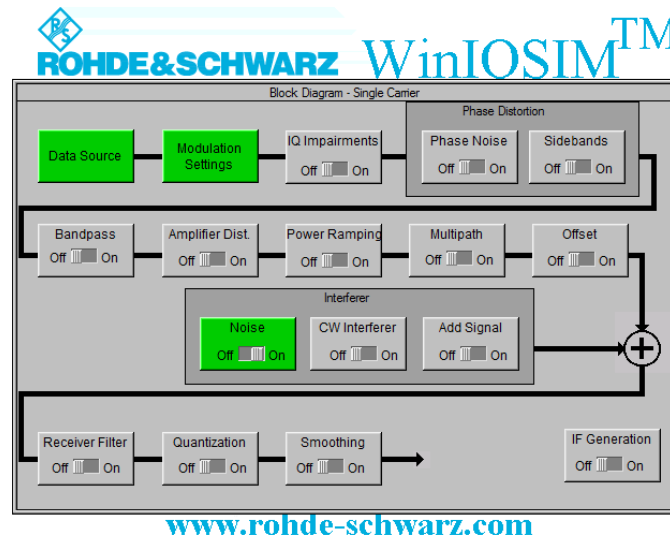


Fig. 4.9 Generació del senyal ISO 14443B amb els mòduls actius per a la simulació

Amb el programa WinIQSIM es genera el senyal ideal però també si afegeix soroll blanc gaussià el qual s'afegeix perquè els sistemes no ideals tenen produeixen soroll tèrmic. Aquest soroll blanc és d'un nivell molt baix ($E_b/N_0=35\text{dB}$) per tal de que no ens produeixin conclusions errònies quan s'analitzi l'efecte de les interferències.

A continuació es detalla la comunicació simulada tenint en compte els paràmetres d'aquesta comunicació digital són els que s'han estudiat en el punt 4.2 d'aquest capítol.

En primer lloc es generen les dades a transmetre en el sistema de comunicació. En aquest cas s'opta per generar un patró. Aquest patró marca

que únicament es pot produir un canvi de símbol cada 8 bits. (veure figura **Fig. 4.10**).

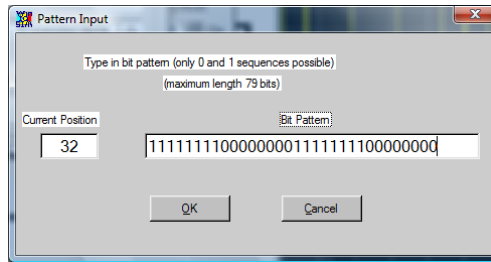


Fig. 4.10 Generació de les dades

La modulació i la taxa de bit venen definides per l'estàndard ISO/IEC 14443. Tal i com s'ha estudiat anteriorment en la comunicació entre el PICC i el PCD s'utilitza una modulació BPSK amb una taxa de símbol de 848kHz. A més a més destacar que s'utilitza un filtre rectangular i una finestra rectangular (**Fig. 4.11**).

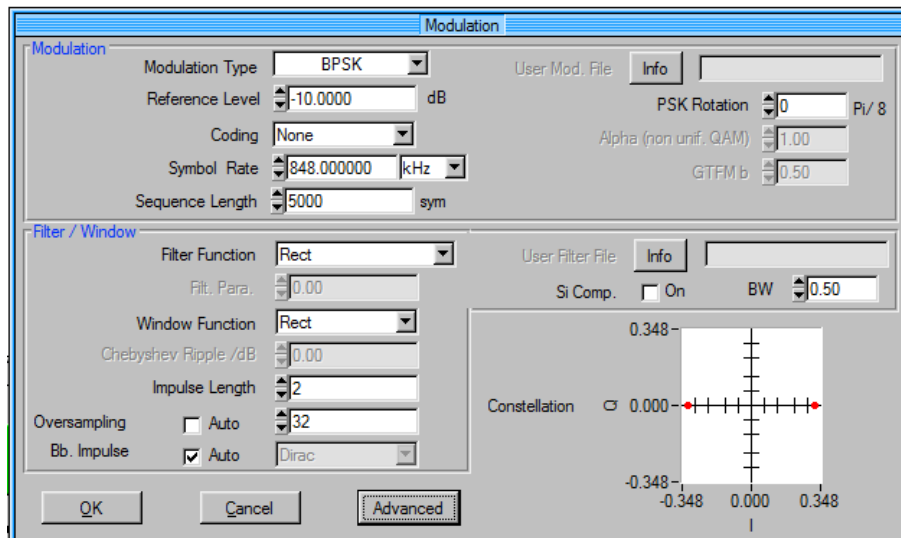


Fig. 4.11 Configuració de la modulació segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Una vegada han estat establerts els paràmetres de la comunicació, el següent pas és analitzar els resultats obtinguts amb el simulador. Com s'ha vist anteriorment es poden extreure diferents resultats com el senyal en temps $i(t)$, $q(t)$, el diagrama vector, la constel·lació, el diagrama d'ull o l'espectre. A continuació es mostra el senyal $i(t)$ i $q(t)$ (**Fig. 4.12**).

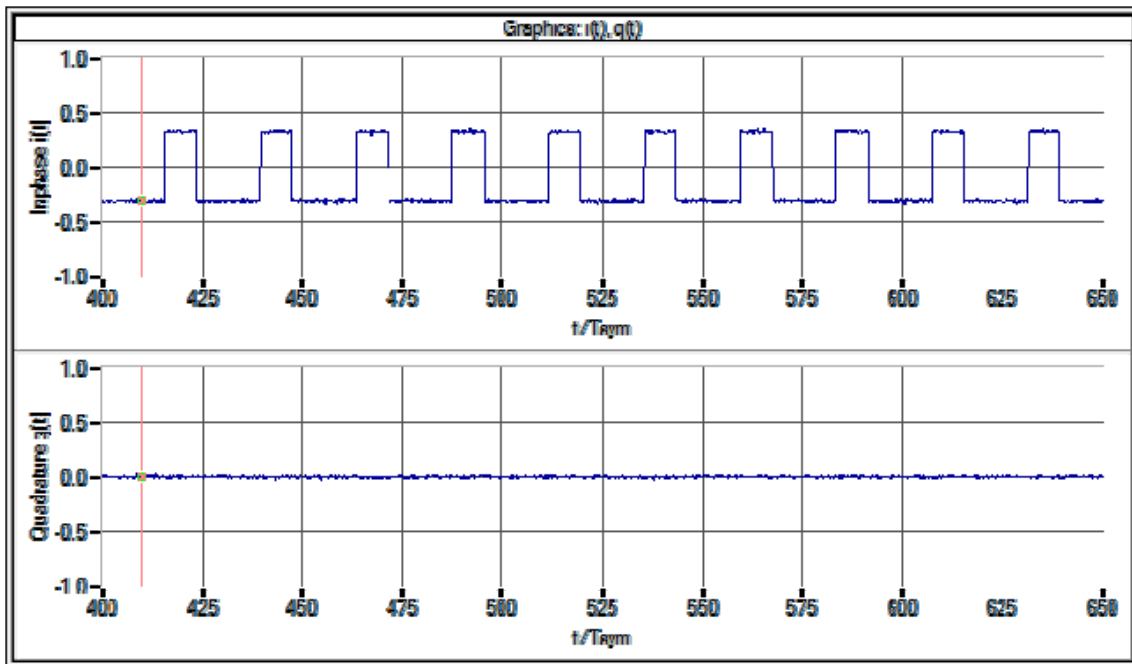


Fig. 4.12 Senyal $i(t)$ i $q(t)$ del senyal simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Com era d'esperar s'obté un senyal que únicament té informació en fase $i(t)$ ja que es tracta d'una modulació BPSK. Pel que fa al senyal $i(t)$ el senyal varia entre dos nivells corresponents als símbols (-1 i +1). Si s'observa el mòdul del senyal obtingut (**Fig. 4.13**) s'obté un resultat d'un valor constant.

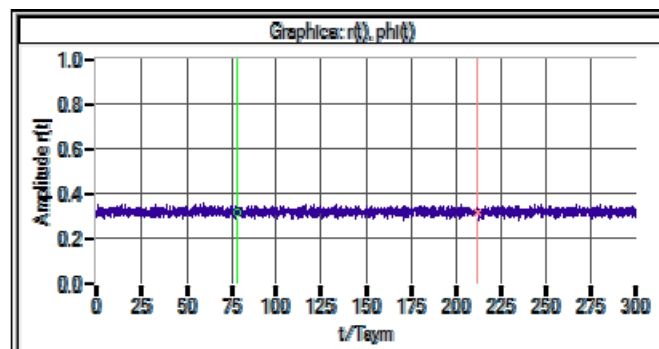


Fig. 4.13 Mòdul $r(t)$ del senyal simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

El mòdul és constant degut a que la modulació utilitzada és una BPSK. La modulació BPSK únicament té dos nivells, un en positiu i l'altre en negatiu però amb el mateix valor de magnitud. Per tant, quan s'observa el valor del mòdul s'observa un valor constant i un petit soroll degut al soroll blanc gaussià afegit amb el simulador.

Hi ha altres indicadors útils per a analitzar el sistema de comunicacions. El diagrama d'ull (**Fig. 4.14**), el qual solapa el senyal de tots els símbols, pot resultar molt útil a l'hora d'analitzar el sistema de comunicacions.

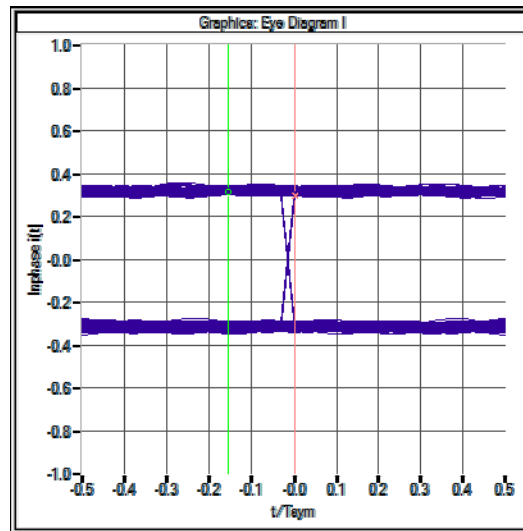


Fig. 4.14 Diagrama d'ull del senyal simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

En aquest cas únicament s'analitza el diagrama d'ull de la fase ja que és l'únic que aporta informació. En el diagrama d'ull del senyal en quadratura únicament s'observaria una recta constant a nivell 0. En canvi, en el diagrama d'ull del senyal en fase s'observen els dos nivells que pot adquirir el senyal. A part del senyal en els dos nivells s'observen les transicions entre el nivell alt i el nivell baix. A part d'aquestes transicions degudes al pols conformador del propi sistema de comunicació no s'observen més senyals. Més endavant quan s'analitza el diagrama d'ull amb la presència de transitoris s'observarà una degradació del senyal entre el nivell alt i el nivell baix.

D'altra banda, amb el simulador també es pot analitzar tant el diagrama vector (**Fig. 4.15 (a)**) com la constel·lació (**Fig. 4.15 (b)**).

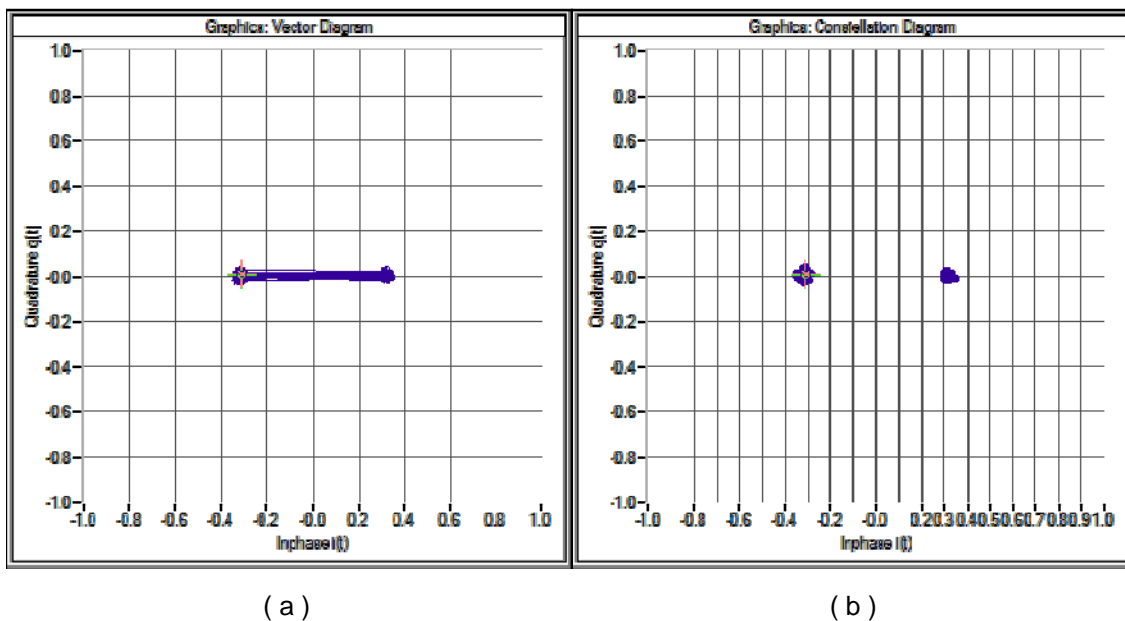


Fig. 4.15 Diagrama vector (a) i constel·lació (b) del senyal simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Com s'ha vist anteriorment la constel·lació és una eina molt útil per determinar el nombre d'errors que es poden produir en la comunicació. Pel que fa al diagrama vector s'observa que el senyal sempre es mou entre els dos punts de la constel·lació. Les transicions entre els símbols són clares i rectes. En la constel·lació no s'observa cap símbol que pugui causar un error de decisió. Únicament s'observen dos punts mínimament distorsionats pel soroll blanc gaussià afegit en la simulació.

4.4.2 Simulació del sistema RFID 14443B amb interferència

A continuació es realitzaran diferents simulacions del sistema de comunicacions afegint les diferents senyals interferents capturades anteriorment. Els senyals transitoris que s'han simulat són els descrits en la **taula 4.2**. Aquestes simulacions determinaran si el sistema de comunicacions és immune a les diferents senyals interferents i en cas de que es produeixin errors es quantificaran.

4.4.2.1 Interferència A

En aquest cas el senyal interferent és un senyal de 3kV d'amplitud amb una freqüència de 125kHz de ràfega amb una duració de la ràfega de 4ms i 200 ms d'interval entre ràfegues. La polaritat del transitori es alterna, és a dir, cada pols té una polaritat diferent a l'anterior.

A continuació es mostren els resultats de les simulació realitzada amb WinIQSIM quan el sistema RFID és interferit pel transitori. Els resultats que es mostraran són els mateixos utilitzats anteriorment per validar el sistema de comunicació sense interferència. A continuació és mostra el resultat del senyal en fase i en quadratura (**Fig. 4.16**). A partir dels 420 símbols es comença a veure l'efecte del senyal interferent, cada 8 μ s (6.78 símbols) hi ha una interferència corresponent als 125kHz de generació.

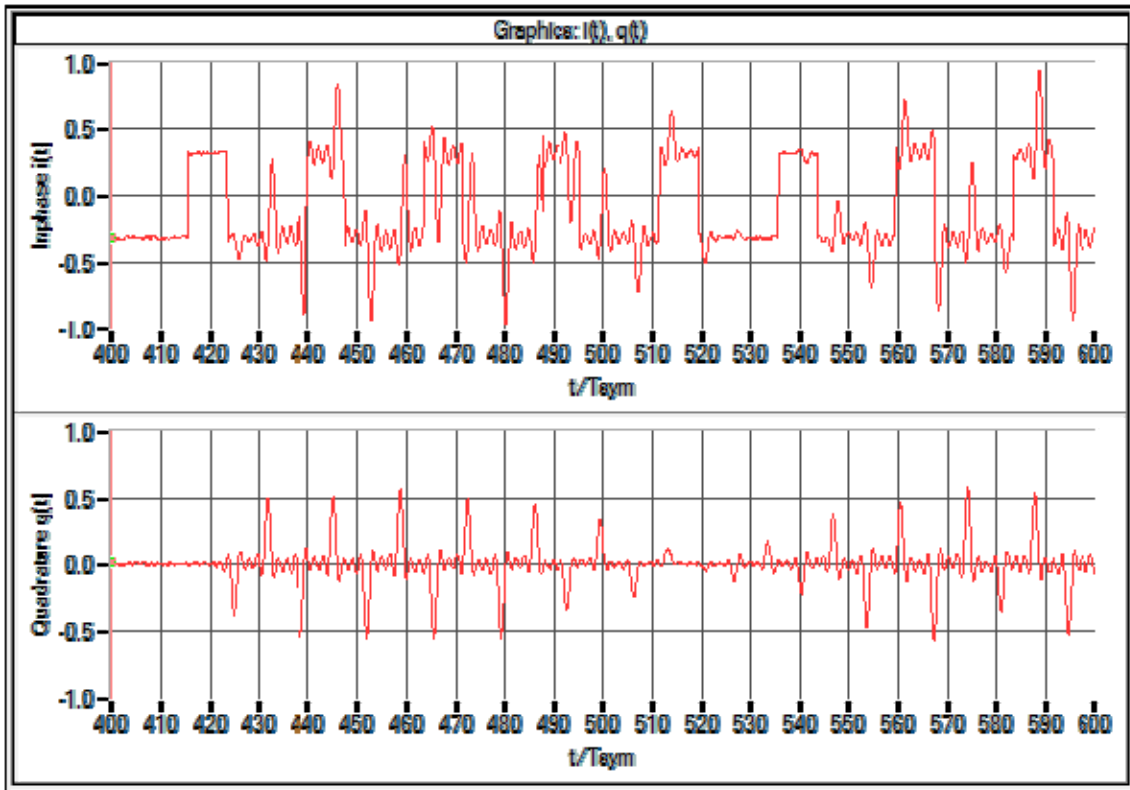


Fig. 4.16 Senyal $i(t)$ i $q(t)$ del senyal simulat amb la interferència A segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Els senyals en fase i en quadratura del sistema RFID es veuen clarament afectats pel transitori interferent. Pel que fa al senyal en quadratura $q(t)$ aquest deixa d'estar al voltant del 0 i cada vegada que hi ha un pols interferent apareix un senyal de curta durada. Aquest senyal interferent té un nivell alt en comparació amb els senyals útils del sistema de comunicació. Pel que fa al senyal en fase $i(t)$ també es veu clarament afectat pel senyal interferent, aquesta senyal útil de la comunicació BPSK corresponent a un senyal quadrat perd la forma degut als polsos interferents. De fet, el nivell d'aquests polsos és suficientment gran com per a poder causar errors de decisió. A continuació es mostra el nivell d'aquests polsos en el gràfic de la magnitud del senyal $i(t)$ (**Fig. 4.17**).

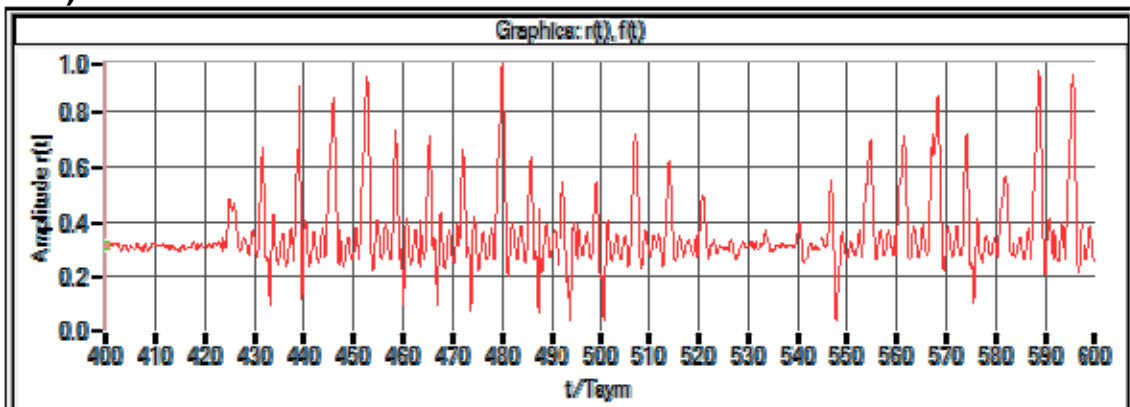


Fig. 4.17 Mòdul del senyal $r(t)$ simulat amb la interferència A segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Quan s'observa el mòdul del senyal, en aquest cas no hi ha un senyal constant sinó que es veu un senyal impulsiu. S'ha de destacar que el nivell del mòdul és major al doble del mòdul de la senyal útil en alguns punts. D'altra banda es pot analitzar també el diagrama vector i la constel·lació per tal de detectar possibles errors (**Fig. 4.18**).

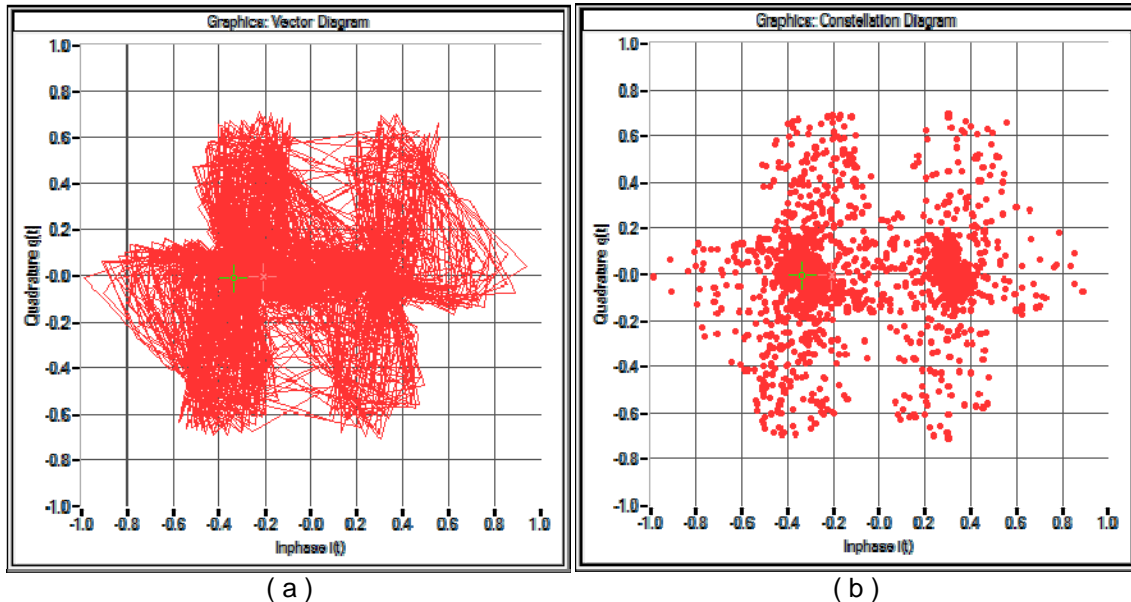


Fig. 4.18 Diagrama vector (a) i constel·lació (b) del senyal amb la interferència A simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Tant en el diagrama vector com en la constel·lació s'han analitzat un total de 5000 símbols. Pel que fa al diagrama vector es veu com les transicions ja no són com en el cas en el qual no hi havia interferència. Abans totes les transicions es produïen en la línia recta que anava del símbol +1 al símbol -1 i a la inversa. En canvi, amb la presència de la interferència les transicions entre símbols es produeixen amb formes arquejades i augmentant el valor del propi símbol. Destacar que el senyal en quadratura ja no té un nivell menyspreable i pot arribar a tenir valors més grans que els propis símbols.

L'efecte en la degradació del diagrama vector es veu reflectit en la constel·lació del sistema de comunicació. En el cas en el qual no hi havia interferència a la constel·lació es veien clarament marcats els 2 símbols de la constel·lació. En el cas actual en el qual el sistema de comunicacions es veu afectat per la *interferència A* la constel·lació mostra dos símbols molt degradats però a més a més hi ha símbols que resulta impossible decidir a quin dels símbols pertanyen originalment. Tenint en compte que l'anàlisi de la constel·lació es fa sobre 5000 símbols els punts que hi ha a fora de la zona de decisió són més de 50. Per veure aquesta probabilitat d'error més clara s'analitzen únicament 50 símbols (**Fig. 4.19**).

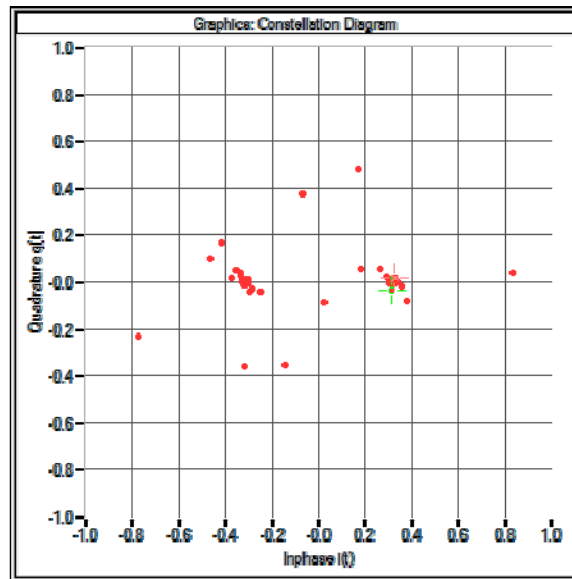


Fig. 4.19 Constel·lació del senyal amb la interferència A simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443 (50 símbols)

Quan es miren únicament 50 símbols de la simulació en presència de la interferència, és veu que hi ha 7 símbols lluny dels símbols del sistema de comunicació. Això fa que en aquest 50 símbols la probabilitat d'error pugui ser del 14%, és a dir, una probabilitat d'error molt alta que fa que sigui inviable la comunicació. Per tant, es conclou que en presència d'aquesta interferència la comunicació RFID serà impossible de realitzar.

Per fer més èmfasi en la impossibilitat de que la comunicació funcioni es pot observar també el diagrama d'ull del senyal en fase (**Fig. 4.20**).

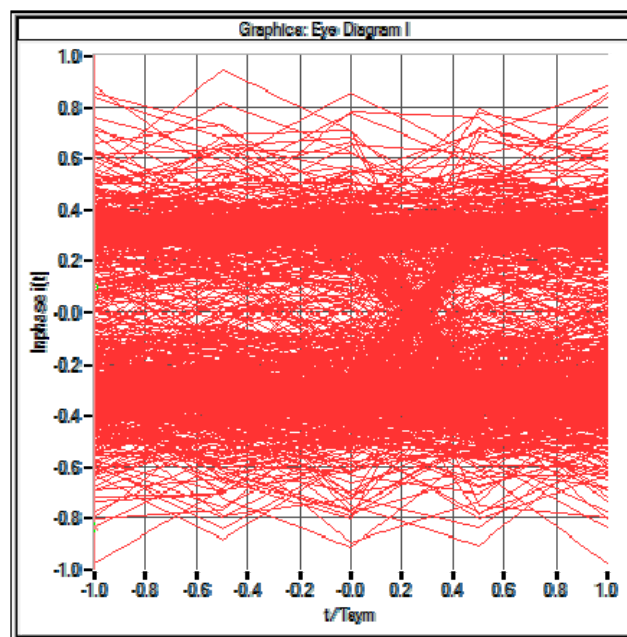


Fig. 4.20 Diagrama d'ull del senyal simulat amb la interferència A segons l'estàndard ISO/IEC 14443

El diagrama d'ull surt molt distorsionat si el comparem amb el cas en el qual no hi havia interferència. En aquest cas el diagrama d'ull surt pràcticament tancat quan s'analitzen 5000 símbols. Sembla doncs impossible que es pugui produir una comunicació entre el lector i l'etiqueta RFID.

Tenint en compte tots els indicadors es pot concloure que en presència de la *interferència A* es produirà un **Error molt greu** en la comunicació. És a dir, no es detectarà l'etiqueta quan la interferència estigui present en el cable d'alimentació.

4.4.2.2 Interferència B

En aquest cas s'analitza la immunitat del sistema de comunicació quan un senyal interferent amb una freqüència de ràfega de 1kHz està present. La característica de la duració de la ràfega també canvia ja que la duració de la ràfega passa a ser de 10 μ s, l'interval de temps entre ràfegues és el mateix que en el cas anterior al igual que l'amplitud que torna a ser de 3kV. La freqüència del burst tant baixa implica que hi ha un pols cada milisegon. Per tant, en principi aquest senyal interferent no hauria de ser tant crític pel sistema de comunicacions com la interferència del **punt 4.2.2.1**.

A continuació es mostren els resultats de les simulacions del sistema de comunicacions ISO/IEC 14443 amb la senyal interferent per tal d'avaluar la immunitat del sistema de comunicacions. Com en el cas anterior, es comença per avaluar l'efecte del transitori en el senyal $i(t)$ i $q(t)$ (**Fig. 4.21**).

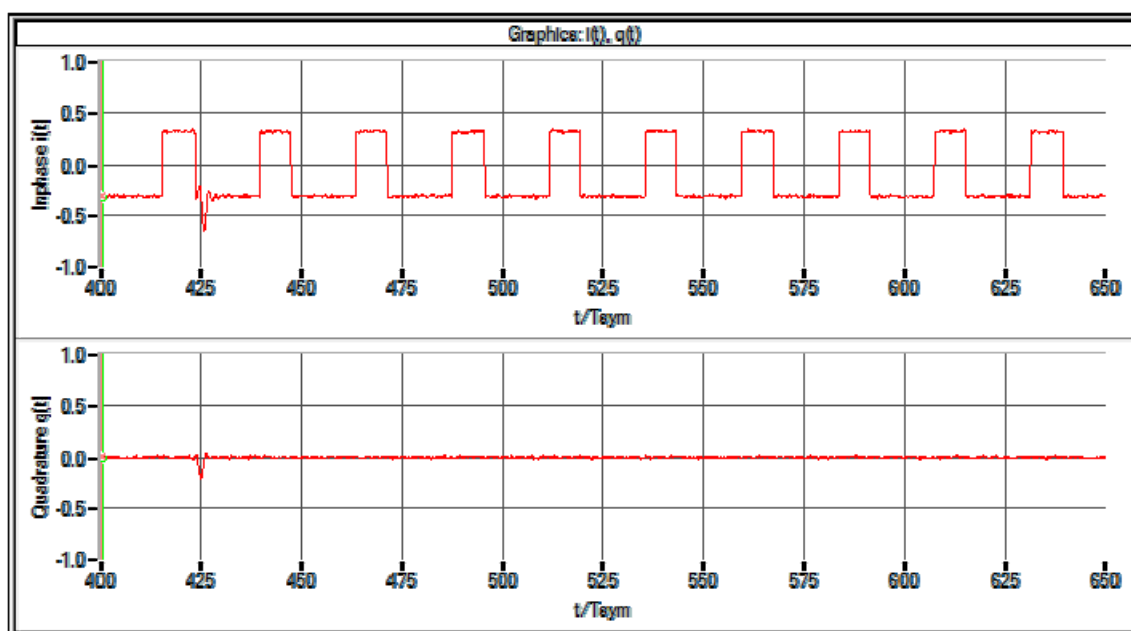


Fig. 4.21 Senyal $i(t)$ i $q(t)$ del senyal simulat amb la interferència B segons l'estàndard ISO/IEC 14443

En aquest cas el senyal en fase i en quadratura es veu molt proper al cas en que no existeix cap interferència. En un rang de 250 símbols només es

distingeix un pols interferent. Si s'observa el mòdul del senyal en aquest cas es veu un senyal continu tret del pols detectat prèviament (**Fig. 4.22**).

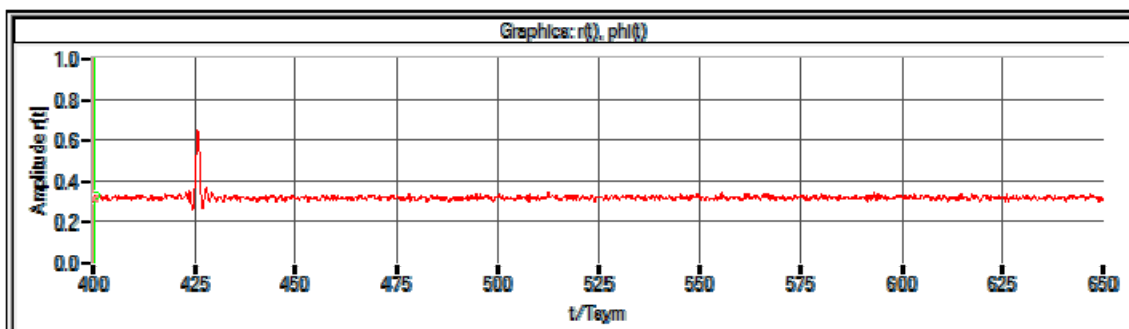


Fig. 4.22 Mòdul del senyal simulat amb la interferència B segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Només hi ha un pols interferent però s'ha de destacar que aquest té un nivell molt alt. El nivell de pic del pols és aproximadament el doble del nivell del senyal útil.

Per tal de poder determinar si el sistema fallarà és necessari analitzar una finestra temporal més gran i mirar que passa en el diagrama vector i en la constel·lació. Per a dur a terme aquest anàlisi es mira el diagrama vector i la constel·lació durant la transmissió de 5000 símbols (**Fig. 4.23**).

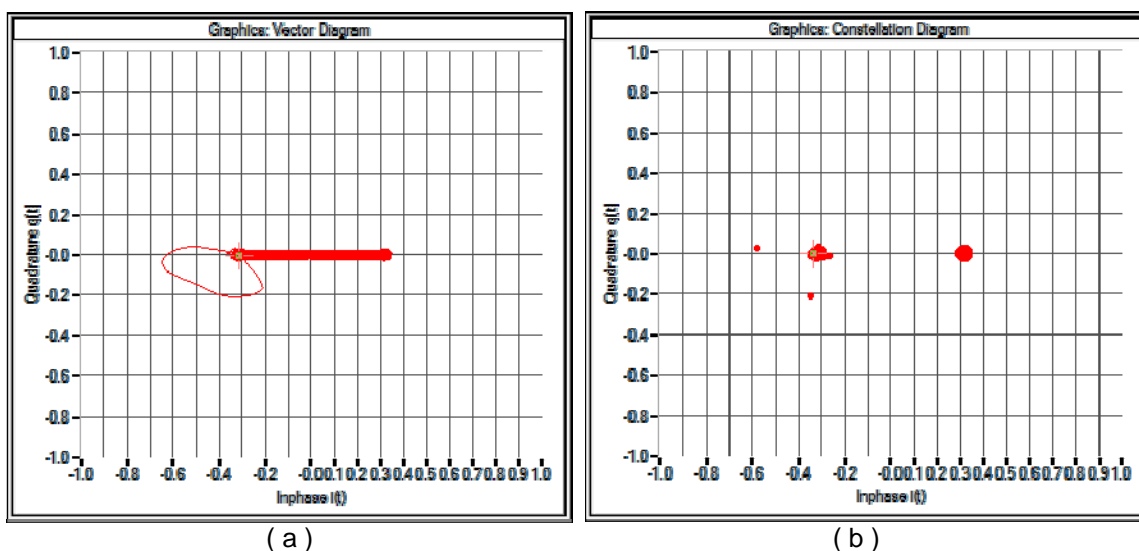


Fig. 4.23 Diagrama vector (a) i constel·lació (b) del senyal amb la interferència B simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Amb la interferència actual el diagrama vector és pràcticament igual al cas en el qual no hi ha cap senyal interferent. Únicament es veu una transició fora del comportament ideal del sistema. Aquesta transició és la que provoca els errors en la constel·lació. En aquesta es veuen 2 punts fora dels punts dels símbols. Per tant, es pot dir que l'efecte de la interferència es nota únicament en 2 símbols respecte els 5000 símbols analitzats. Per tant, la probabilitat d'error serà com a molt de 0.04%. Cal destacar per això que els símbols que es veuen

fora dels punts estan molt pròxims a un dels punts i per tant, podria ser que no es produïssin errors de decisió.

Per completar l'anàlisi s'observa el comportament del diagrama d'ull d'aquests 5000 símbols analitzats (**Fig. 4.24**).

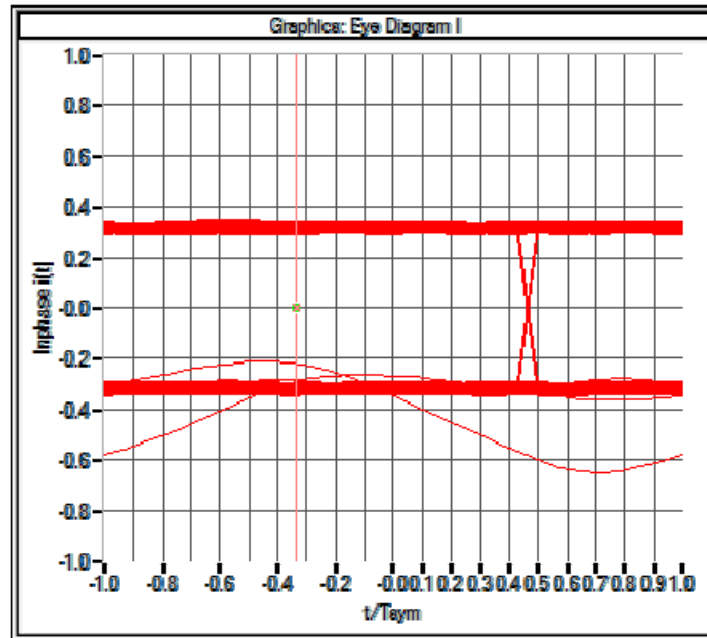


Fig. 4.24 Diagrama d'ull del senyal simulat amb la interferència B segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Al contrari del cas anterior, quan s'analitza el diagrama d'ull del senyal, el diagrama està obert i només es veu una línia, que pot afectar a un parell de símbols, que es surt de la recta del símbol de nivell baix. La línia a més a més no s'allunya massa de la recta que defineix el símbol.

Com a conclusions d'aquesta interferència es pot dir que el la interferència capturada provocarà un **Error lleu** o un **Sense error** al sistema de comunicació.

4.4.2.3 Interferència C

La interferència que es vol analitzar ara és una interferència intermitja respecte els dos casos anteriors. En aquest cas la freqüència de repetició dels transitoris és de 5kHz amb una duració de la ràfega de 4ms, un interval entre ràfegues de 200ms i una amplitud de 3kV. A continuació es mostra l'anàlisi realitzat per a aquest senyal interferent. En primer lloc s'observa el senyal en fase i en quadratura (**Fig. 4.25**).

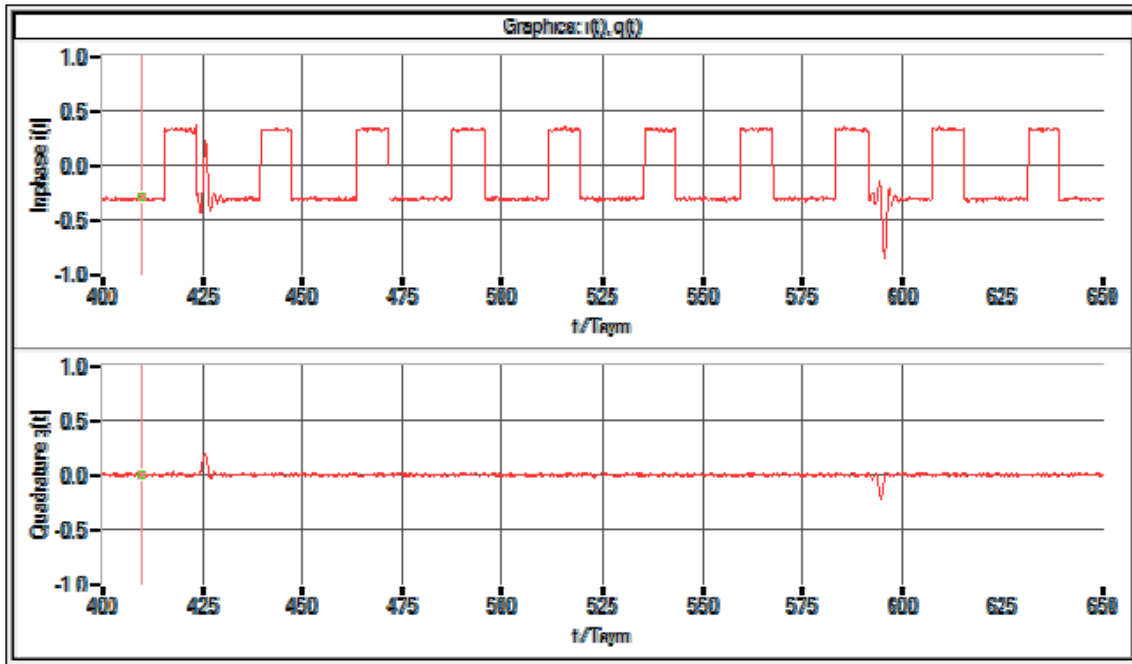


Fig. 4.25 Senyal $i(t)$ i $q(t)$ del senyal simulat amb la interferència C segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Com en els casos anteriors la interferència es veu present en el senyal en fase i en quadratura. La freqüència del senyal interferent en aquest cas canvia. Com s'ha vist anteriorment és necessari observar el diagrama vector i la constel·lació per a determinar els errors que es poden produir en la comunicació (**Fig. 4.26**).

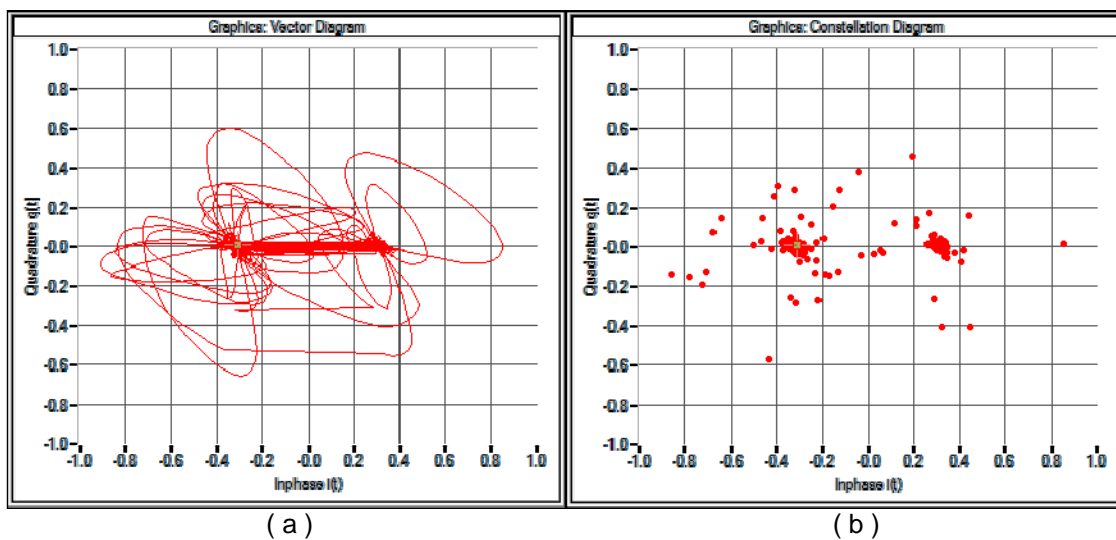


Fig. 4.26 Diagrama vector (a) i constel·lació (b) del senyal amb la interferència C simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

En el diagrama vector i en la constel·lació tornen a estar representats 5000 símbols del senyal de comunicació. Clarament es pot observar l'efecte del senyal interferent en el diagrama vector, en aquest cas hi ha força transicions que es veuen alterades pel senyal interferent. Conseqüentment en la constel·lació apareixen punts fora dels símbols de la comunicació. Aquests

punts apareixen separats dels punts ideals dels símbols i no és possible determinar a quin símbol pertanyen. Per tant, en aquest cas es produeixen errors de comunicació. Tenint en compte que s'analitzen 5000 símbols i que hi ha uns 25 símbols que no es clar a on pertanyen es pot afirmar que la probabilitat d'error estarà al voltant del 0.5%. Aquesta és una probabilitat d'error alta si tenim en compte les característiques definides segons la ISO/IEC 14443. A continuació també s'observa el diagrama d'ull per tal de tenir més informació sobre l'efecte del senyal interferent (**Fig. 4.27**).

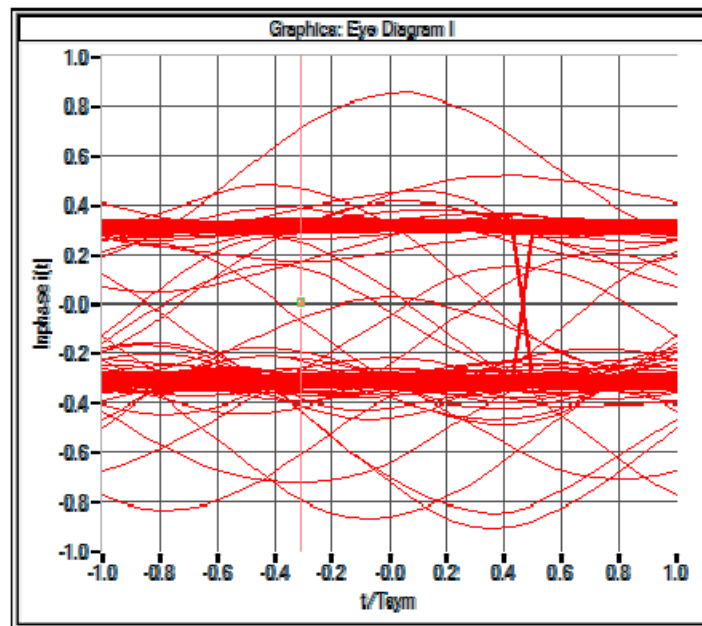


Fig. 4.27 Diagrama d'ull del senyal simulat amb la interferència C segons l'estàndard ISO/IEC 14443

En el diagrama d'ull s'aprecien traces degudes a la interferència que fan que senyals que haurien d'estar al nivell alt passin al nivell baix i a la inversa. Per tant, en aquest cas es produiran errors. Tot i que la interferència no s'aprecia tant destructiva com en el cas del **punt 4.4.2.1** sembla clar que hi ha un gran nombre d'errors quan s'analitzen 5000 símbols.

Com a conclusió de l'efecte d'aquesta interferència sobre els sistema de comunicació ISO 14443 és pot dir que aquesta causarà un **Error molt greu** o un **Error greu**.

4.4.2.4 Interferència D

A continuació s'avalua el sistema de comunicació en presència d'una altra interferència. En aquest cas la freqüència de repetició dels transitoris és de 1kHz amb una duració de la ràfega de 4ms i un interval entre ràfegues de 200ms.

Per a realitzar l'avaluació únicament es mostra la constel·lació (**Fig. 4.28**) ja que s'ha comprovat anteriorment que és la sortida que ens aporta més informació a l'hora de quantificar els resultats de la simulació.

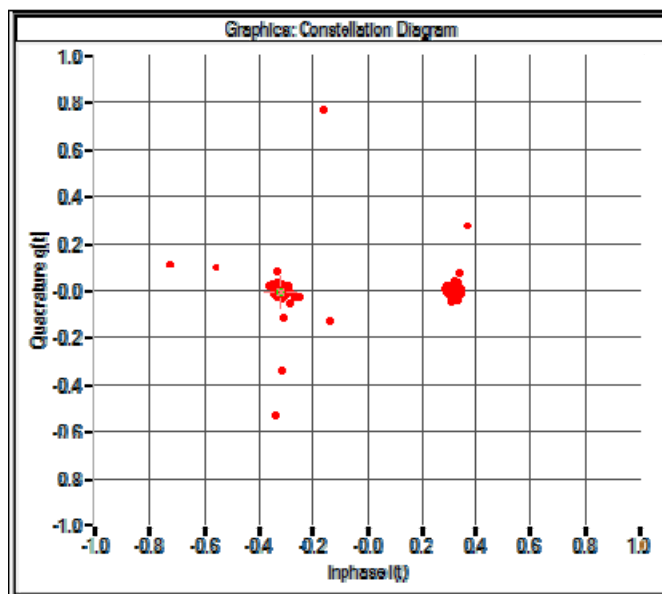


Fig. 4.28 Constel·lació del senyal amb la interferència D simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

Una vegada més la constel·lació mostra el resultat d'analitzar 5000 símbols de la comunicació. En aquest cas es veuen un total de 7 símbols distanciats dels punts ideals de la constel·lació. La relació de símbols implica que hi ha una probabilitat d'error del 0.14%. Tenint en compte les característiques del sistema de comunicació es pot dir que en la comunicació és pot produir un **Error greu** o un **Error lleu**.

4.4.2.5 Interferència E

En aquest cas s'analitza la mateixa interferència que en el **punt 4.4.2.1**, la diferència resideix en que el nivell del senyal interferent en el cable d'alimentació en aquest cas és de 2kV enlloc de 3kV com en el cas anterior. Per tant, en aquest apartat s'analitzarà l'efecte del senyal interferent sobre la comunicació en reduir en 1000V la interferència generada al cable.

Com en el cas de l'apartat anterior l'anàlisi es centrarà en el resultat obtingut de la constel·lació (**Fig. 4.29**).

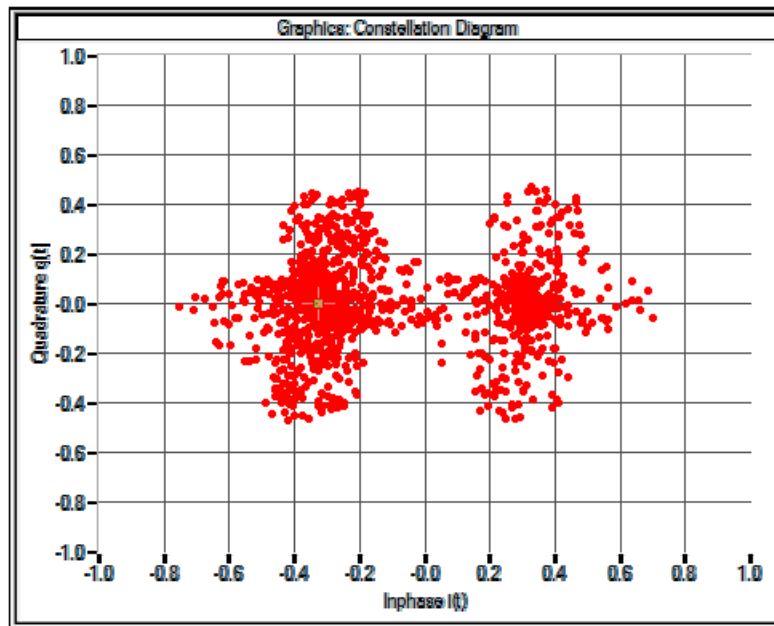


Fig. 4.29 Constel·lació del senyal amb la interferència E simulat segons l'estàndard ISO/IEC 14443

En aquest cas la constel·lació es veu clarament alterada pel senyal interferent, tot i això la distància dels punts que no estan en els punts ideals dels símbols és menor que en la constel·lació que s'observava en el **punt 4.2.1.1**. Sembla clar que es produiran errors, però si s'observa detingudament la constel·lació es veu que els punts han quedat molt difuminats per la interferència però es poden distingir els que corresponen a un o altre símbol. Per contra al mig hi ha una zona on uns quants símbols poden conduir a errors de decisió. Es pot afirmar que els símbols que estan en aquesta zona causar un error de decisió. Amb les dades obtingudes es pot esperar un **Error greu**.

4.4.2.6 Anàlisi comparatiu de la CCDF

Una altra sortida que ens dona el software d'anàlisi de sistemes de comunicació WinIQSIM és la CCDF. En el capítol anterior s'ha vist que el CCDF és molt útil per a comparar diverses simulacions. En aquest cas la CCDF ens ajuda a detectar el grau de immunitat del sistema de comunicacions segons les interferències simulades anteriorment (**Fig. 4.30**).

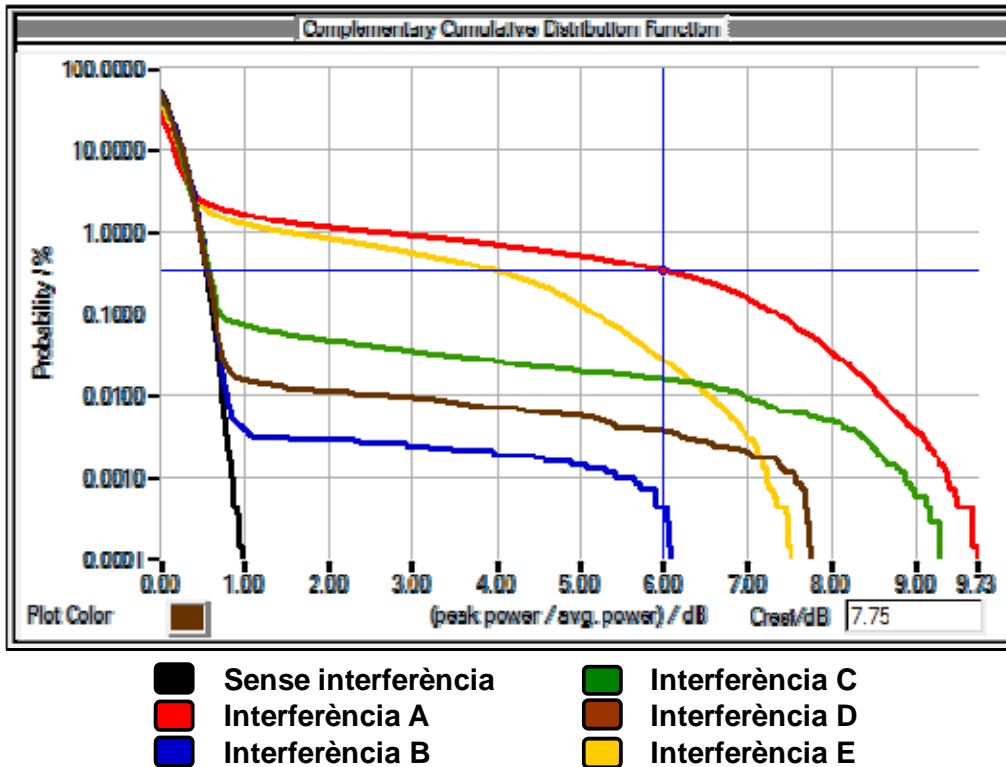


Fig. 4.30 CCDF per a diferents senyals interferents

Tenint en compte que la modulació utilitzada pel sistema de comunicació és una BPSK, els errors es produiran quan el senyal de pic sigui 6dB major al senyal mig. En el cas de la *interferència B* la probabilitat de que el sistema falli es pràcticament nul·la, en canvi en el cas de la *interferència A* la probabilitat és molt més alta. Aquestes dues interferències són els casos extrems, la resta de les interferències provoquen una degradació en el sistema de comunicació intermitja causant diferents tipus d'errors.

4.4.3 Taula d'avaluació d'errors simulats

Com a resum de l'apartat anterior es fa una taula (Taula 4.3) per tal de facilitar la comparativa entre els resultats obtinguts amb la simulació i la mesura del sistema RFID real. La categoria dels errors es defineix segons els criteris de la **taula 4.1**.

Taula 4.3: Resultats de la simulació

| Nivell | Freq. ràfega | Temps entre ràfegues | Duració de la ràfega | Referència | Error simulat |
|--------|--------------|----------------------|----------------------|------------|------------------------------|
| 3000V | 125kHz | 200ms | 4ms | A | Error molt greu o Error greu |
| 3000V | 1kHz | 200ms | 10us | B | Error lleu o Sense error |
| 3000V | 5kHz | 200ms | 4ms | C | Error molt greu o Error greu |
| 3000V | 1kHz | 200ms | 4ms | D | Error greu o Error lleu |
| 2000V | 125kHz | 200ms | 4ms | E | Error greu |

Observant els resultats de la taula es pot afirmar que a mesura que augmenta la freqüència de la ràfega la immunitat del sistema de comunicació disminueix. D'altra banda la duració de la ràfega també és important, per a una mateixa freqüència de la ràfega el sistema de comunicació és més vulnerable quan el temps de la ràfega és major. Per últim, destacar que el nivell de la interferència també és un aspecte clau. Per a una interferència amb la mateixa freqüència i el mateix temps de ràfega però amb una reducció en el nivell de 3.52dB, es pot passar d'un cas crític a un que sigui més tolerable pel sistema de comunicació.

4.5 Mesura de l'efecte del senyal interferent sobre l'equip real

L'objectiu de realitzar una mesura en l'equip real és el poder realitzar una comparació entre la mesura i les simulacions del sistema de comunicació en presència del senyal interferent.

Tal i com s'observa en la figura (**Fig. 4.31**) es col·loca l'equip real de RFID en la cambra anecoica al costat del cable interferent. Per a comprovar la immunitat del sistema de comunicació es posiciona una etiqueta a sobre del receptor de RFID. Mitjançant un PC és monitoritza les dades que es reben al equip RFID provinent de l'etiqueta.

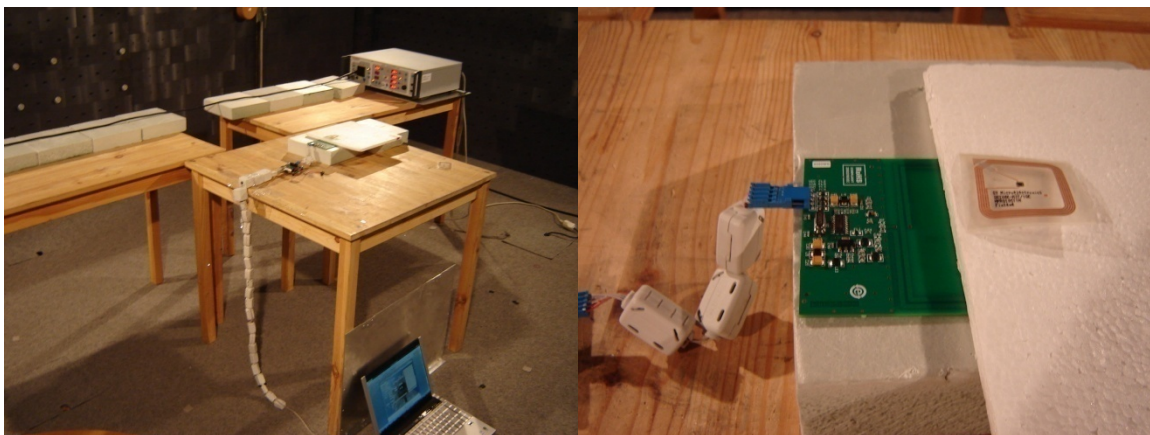


Fig. 4.31 Set-up de mesura del equip de RFID quan es interferit

Pel que fa a les dades d'interès es mira que l'equip detecti i identifiqui la etiqueta i a més a més es mira la informació que té l'etiqueta en les seves 128 adreces. Els errors es quantifiquen segons la definició de la taula 4. A continuació es mostra una taula (**taula 4.4**) amb els resultats obtinguts quan l'equip de RFID real és interferit pels diferents senyals transitoris.

Taula 4.4: Resultats de la mesura

| Nivell | Freq. ràfega | Temps entre ràfegues | Duració de la ràfega | Referència | Detecció TAG | Adreces errònies | Error mesurat |
|--------|--------------|----------------------|----------------------|------------|--------------|------------------|-----------------|
| 3000V | 125kHz | 200ms | 4ms | A | NO | -- | Error molt greu |
| 3000V | 1kHz | 200ms | 10us | B | SI | 1 | Error lleu |
| 3000V | 5kHz | 200ms | 4ms | C | NO | -- | Error molt greu |
| 3000V | 1kHz | 200ms | 4ms | D | SI | 4 | Error greu |
| 2000V | 125kHz | 200ms | 4ms | E | SI | 5 | Error greu |

Tant en la *interferència A* com en la *interferència C* no es detecta l'etiqueta que està posicionada damunt de l'equip RFID. Si l'etiqueta no es detecta no es pot realitzar una lectura de la informació emmagatzemada en les adreces de l'etiqueta. En la resta de interferències si que es detecta l'etiqueta (TAG) però apareixen errors en la lectura de la informació de les adreces de memòria. L'error en la lectura d'aquestes adreces és detectat pel CRC i varia depenent de la interferència existent.

4.6 Comparativa entre la simulació i la mesura del sistema RFID real

Una vegada s'han obtingut els resultats tant de la simulació com de la mesura del equip RFID és hora de comparar els resultats. Així doncs, les mesures i les simulacions es comparen per tal d'avaluar el grau de predicció que es pot establir amb el mètode de captura del transitori i la posterior simulació amb el software WinIQSIM. A continuació es mostra una taula resum amb ambdós resultats mesurats i simulats (**Taula 4.5**).

Taula 4.5: Comparativa entre els resultats simulats i mesurats

| Mesurat | | | | Simulat |
|------------|--------------|------------------|-----------------|------------------------------|
| Referència | Detecció TAG | Adreces errònies | Error mesurat | Error simulat |
| A | NO | -- | Error molt greu | Error molt greu |
| B | SI | 1 | Error lleu | Error lleu o Sense error |
| C | NO | -- | Error molt greu | Error molt greu o Error greu |
| D | SI | 4 | Error greu | Error greu o Error lleu |
| E | SI | 5 | Error greu | Error greu |

En l'avaluació de l'efecte de les interferències sobre el sistema de comunicació s'aconsegueixen prediccions que es corresponen amb els resultats mesurats. Per tant, el mètode de captura del senyal interferent i posterior avaluació mitjançant la simulació es pot donar com a vàlid ja que s'arriben als mateixos

resultats. Una vegada s'ha donat per vàlid el mètode ja es pot utilitzar en altres situacions amb altres sistemes de comunicació i altres senyals intMarcerferents sense tenir que validar els resultats.

CAPÍTOL 5: APLICACIÓ DEL MÈTODE A LA TDT

En aquest capítol s'aplica el mètode validat anteriorment per estudiar un cas real d'interferència entre un sistema de comunicació i un transitori. Es fa un estudi de com interfereixen diferents senyals transitoris sobre la Televisió Digital Terrestre (TDT). Les mesures es realitzen en un habitatge en el qual s'havia detectat que al encendre els llums apareixia una degradació en la imatge de televisió.

5. Aplicació del mètode a la TDT

Les interferències transitòries impulsives s'han de tenir en compte a l'hora d'analitzar els sistemes de televisió digital terrestre ja que és una interferència crítica. Com s'ha comentat al llarg del projecte els sistemes de comunicació que poden patir errors irrecuperables són aquells que treballen en temps real, la difusió de la televisió és un sistema de comunicació que exclusivament pot treballar en temps real. S'han realitzat diversos estudis per a avaluar la immunitat del sistema Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) en front d'interferències transitòries. De fet, en un estudi de la BBC R&D [8] es caracteritzen les típiques fonts de soroll que poden existir en un habitatge. Aquestes interferències s'analitzen de forma estadística i es proposa un model equivalent basat en soroll blanc gaussià tal i com s'explica en el **punt 1.2.3**.

Un altre estudi [21], analitza els sorolls interferents que tenen lloc fora d'un habitatge, l'estudi es centra en l'avaluació de les interferències que es poden trobar en dos entorns diferents. Un d'aquests entorns és un nucli urbà, el qual és un entorn sorollós, i un entorn sense soroll impulsiu. En aquest estudi també s'analitzen els sorolls impulsius de banda ampla que poden interferir en el sistema de TDT. En un entorn urbà les fonts de soroll que poden pertorbar el senyal de comunicació de DVB-T són commutadors de potència, motors, o sistemes d'ignició. Destacar que la interferència és captada per les antenes situades al sostre dels habitatges.

Pel que fa a les instal·lacions domèstiques de DVB-T, les interferències poden afectar a antenes indoor, però també cables o connectors. Les possibles fonts d'interferències impulsives són rentadores, campanes extractores, forns, llums, planxes, etc. A continuació es mostren resultats obtinguts de la mesura de les interferències produïdes per un electrodomèstic (**Fig. 5.1**).

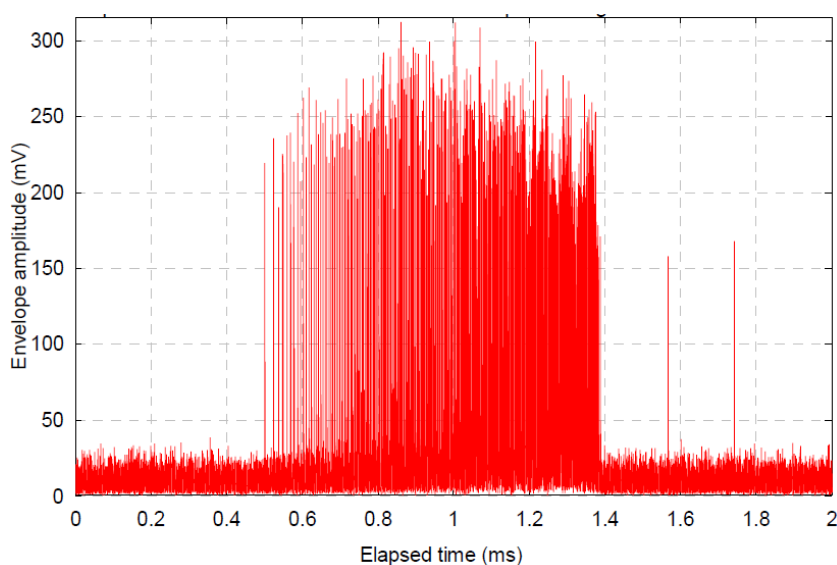


Fig. 5.1 Transitori generat per un rentaplats

5.1 Estàndard DVB-T

Per a aplicar el mètode en primer lloc és imprescindible conèixer com és l'estàndard de la TDT, és a dir, la DVB-T. L'organisme que s'encarrega de regular l'estàndard és The European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Aquest organisme produeix estàndards a nivell global aplicables a Tecnologies de la Informació i les Comunicacions (TIC), incloent tecnologies fixes, de ràdio, de broadcast i d'Internet. L'organització que està formada per 700 membres de 60 països diferents està reconeguda per la comissió europea com a organització d'estandardització. La ETSI és qui ha creat l'estàndard per a Europa i en la seva normativa es defineixen les taxes de transmissió, modulacions, codificació i tota la resta de paràmetres que regeixen un senyal de televisió digital terrestre. Concretament la norma pública que detalla tots els paràmetres és la ETSI 300 744 [22].

En l'estàndard ETSI 300 744, El sistema DVB-T es defineix com: *the functional block of equipment performing the adaptation of the baseband TV signals from the output of the MPEG-2 transport multiplexer, to the terrestrial channel characteristics*. El sistema està dissenyat perquè els serveis de televisió digital terrestre operin dins les bandes existents de VHF (Very High Frequency) i UHF (Ultra High Frequency) que són les bandes de l'espectre radioelèctric que van ser reservades per a les transmissions de la televisió analògica, les quals es corresponen a 50-230 MHz i 470-870 MHz respectivament. L'estàndard DVB-T està basat en Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) que és un sistema de modulació multiportadora. La transmissió del flux de dades es distribueix sobre les subportadores ortogonals, les quals estan equiespaiades en els canals assignats de VHF i UHF, amb un ampla de banda de 6.66 MHz i 7.61 MHz respectivament.

Cada subportadora està modulada digitalment en una QPSK, 16-QAM o 64-QAM. El nombre de subportadores ve definit per dos modes de funcionament diferents, el mode 2k de 2048 subportadores i el mode 8k de 8192 subportadores. S'ha de destacar que el nombre útil de subportadores per a la transmissió de les dades és de 1512 per al mode 2k i de 6048 per al mode 8k. Si es té en compte l'ampla de banda disponible per als canals de la DVB-T, en el mode 2k l'espai entre subportadores és de 4464 Hz i en el mode 8k l'espai entre subportadores és de 1116 Hz.

Pel que fa a l'estructura del transmissor i del receptor utilitzats en l'estàndard s'ha de destacar que les dades són mapejades per a cada una de les subportadores i després, mitjançant una transformada inversa de Fourier, s'obté el senyal resultant en el domini del temps, una vegada s'obté aquest senyal és combina el senyal en fase i en quadratura i s'envia al canal. Pel que fa al receptor, aquest realitza la operació complementària al transmissor. En la figura que s'observa a continuació es mostra tant el transmissor com el receptor d'un sistema basat en la tecnologia OFDM (**Fig. 5.2**).

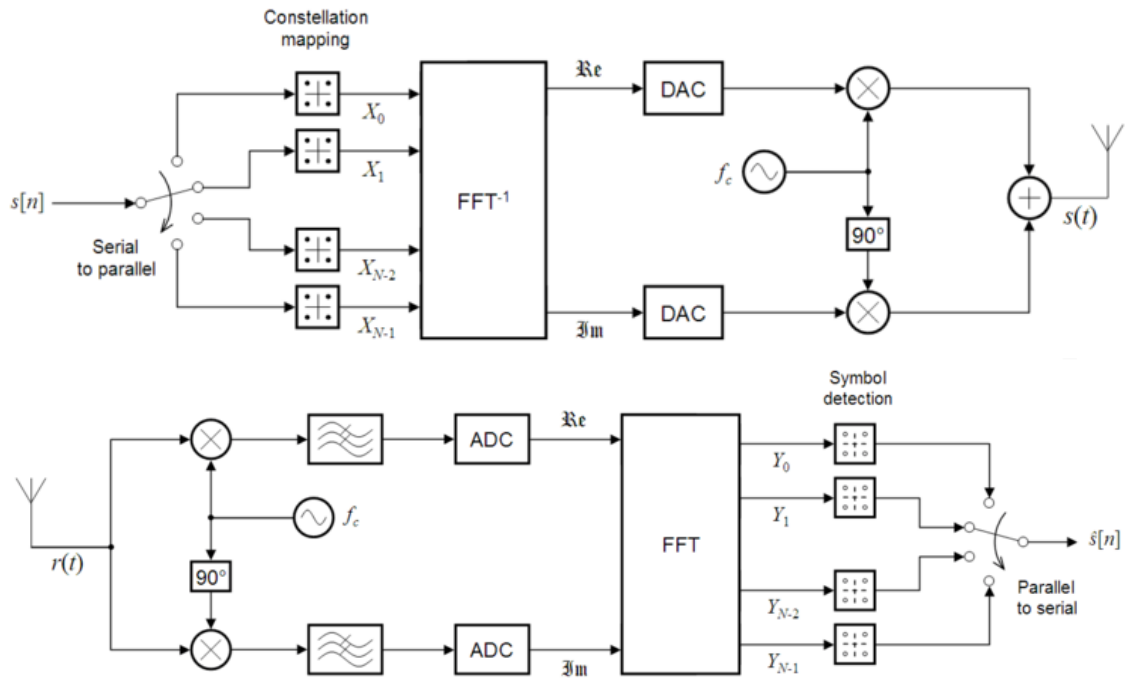


Fig. 5.2 Esquema de transmissió i recepció d'un sistema OFDM.

L'esquema de la figura és un esquema simplificat de transmissió i recepció de TDT, un sistema real consta també de l'etapa de freqüència intermitja i l'etapa de radiofreqüència amb els corresponents mescladors, amplificadors, filtres, conversos, etc.

5.2 Entorn d'estudi

Com s'ha explicat anteriorment els electrodomèstics poden generar interferències en el sistema de la DVB-T. En aquest capítol es fan mesures en una casa on s'havien detectat problemes d'interferències al encendre els llums. Degut a la probable relació entre l'encesa dels llums i la generació de transitoris capaços de causar aquestes interferències es va decidir estudiar el problema utilitzant la metodologia desenvolupada en aquest projecte. A continuació és mostra una fotografia de la casa on s'estudien les interferències i la seva localització (**Fig. 5.3**).

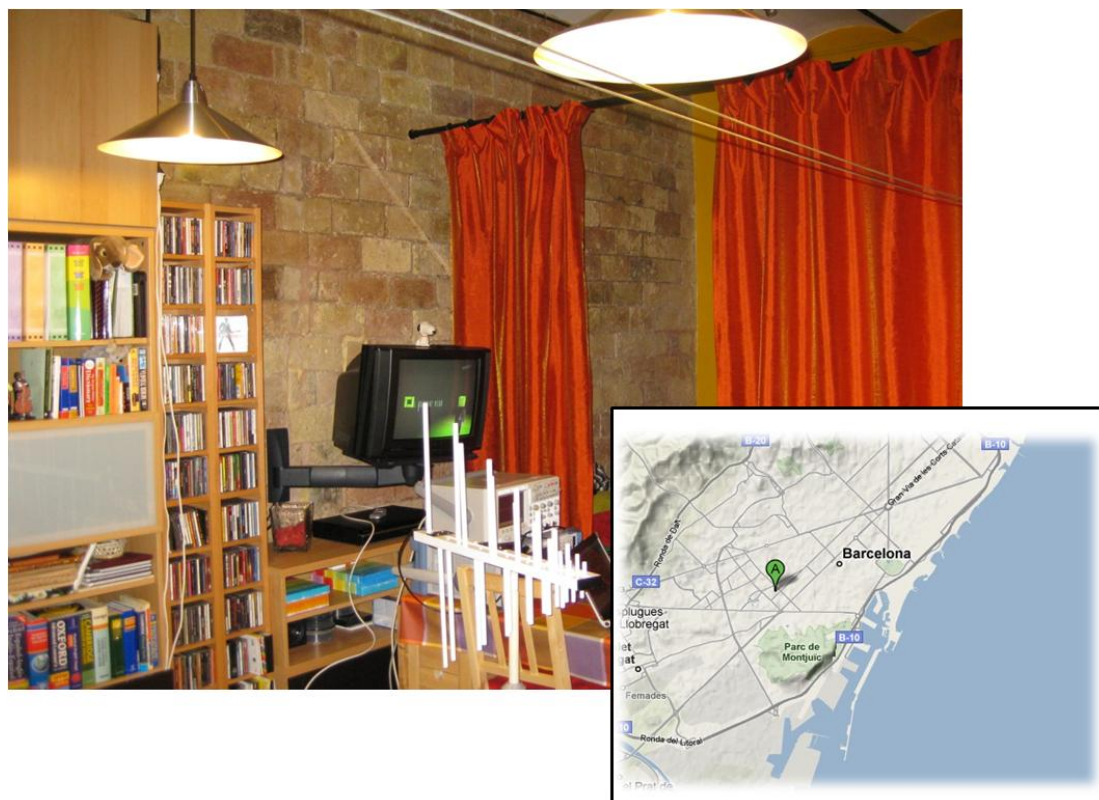


Fig. 5.3 Localització de les mesures

En l'habitatge no existeix una infraestructura comú de telecomunicació, sinó que s'utilitza una antena indoor per a rebre el senyal de televisió. En encendre el llum s'observaven diferents distorsions en la imatge de televisió. A vegades s'observava un efecte de pixelat i a vegades una congelació de la imatge durant un temps aproximat de un segon (**Fig. 5.4**). El diferent comportament segons la vegada que s'encenen els llums podria ser degut a que els transitoris generats esporàdicament pels llums no són sempre iguals.



Fig. 5.4 Efecte del transitori interferent

En la imatge de l'esquerra s'observa un pixelat quan s'encén el llum, els píxels que pateixen la degradació són els corresponents amb el moviment de la imatge, concretament en la mà que està movent la persona de la imatge. En la

imatge de la dreia tot i que no s'aprecia en aquest document escrit, quan s'engega el llum la imatge queda congelada durant un espai de temps pròxim a un segon. Per tant, l'efecte d'encendre el llum es veu reflectit en una degradació perceptible de la imatge.

S'ha d'afegir que no tots els canals pateixen els afectes de la interferència generades al encendre les lluminàries de la casa. La degradació que s'ha mostrat en la figura correspon al canal de televisió de BarçaTV, en canvi en altres canals de televisió no s'observa cap efecte degut a la commutació de la lluminària. És per aquest motiu que l'estudi es realitza sobre més d'un canal de televisió, s'analitzarà el comportament del sistema DVB-T en dos canals (freqüències) diferents de la TDT. Un dels canals està situat a la part baixa del espectre radioelèctric, concretament s'analitza BarçaTV que està situat a la freqüència de 570MHz. D'altra banda s'analitza la freqüència de 818MHz en el qual hi ha el canal TVE 1, és a dir la part alta de l'espectre radioelèctric disponible en l'actualitat.

A banda dels errors en la imatge detectats degut a la connexió i desconnexió de la lluminària, l'estudi es farà posant en marxa algun electrodomèstic ja que aquests poden produir interferències sobre els canals de televisió. Concretament s'analitza també l'efecte de connectar una campana extractora de fums situada a la cuina de l'habitatge.

5.3 Captura del senyal interferent

Per a capturar la interferència segons el mètode descrit en l'**apartat 3.4** del projecte és necessari utilitzar un receptor EMI, un oscil·loscopi, un PC auxiliar, i també una antena. En aquest cas l'antena utilitzada no és l'antena que s'utilitza en el sistema de comunicació, sinó que és una antena substitutòria. Com la instrumentació de mesura té una impedància característica de 50 ohms, s'ha utilitzat una antena adaptada que té un factor d'antena conegut i correcte en les freqüències a mesurar. Com a factor d'antena correcte s'entén que l'antena és suficientment sensible per a mesurar els senyals transitoris.



Fig. 5.5 Instrumentació utilitzada

La mesura dels senyals interferents s'obté situant l'antena substitutòria en l'emplaçament de l'antena de recepció de la TDT. El factor d'antena de l'antena substitutòria canvia en funció de la freqüència, en aquest cas entre la freqüència de 570MHz i la freqüència de 818MHz hi ha una diferència de 3dB. Per tant, s'haurà de realitzar aquesta correcció a l'hora d'avaluar el sistema de comunicació en presència del senyal interferent.

Com es comenta en l'apartat del mètode la captura, l'oscil·loscopi s'utilitza únicament per a generar un senyal de trigger pel receptor EMI. No té cap sentit analitzar l'espectre del senyal capturat amb l'oscil·loscopi i mirar si és capaç d'interferir la TDT ja que l'ampla de banda de l'oscil·loscopi és només de 200 MHz. Per tant, les bandes on hi ha present el senyal de TDT (570 - 818 MHz) queden filtrades degut al ampla de banda del oscil·loscopi. Tot i les limitacions de l'oscil·loscopi aquest és capaç de proporcionar el senyal de trigger ja que el transitori conté gran part de l'energia en les freqüències inferiors als 200MHz. En la figura (**Fig. 5.6**) es mostra clarament el transitori generat al encendre el llum i es detecta fàcilment amb l'oscil·loscopi, aleshores el senyal de trigger pel receptor EMI es genera sense problemes.

És el receptor EMI el que és capaç de rebre el senyal en les bandes de freqüència de treball del senyal de la TDT, a més a més el receptor captura el senyal digital tant en fase com en quadratura.

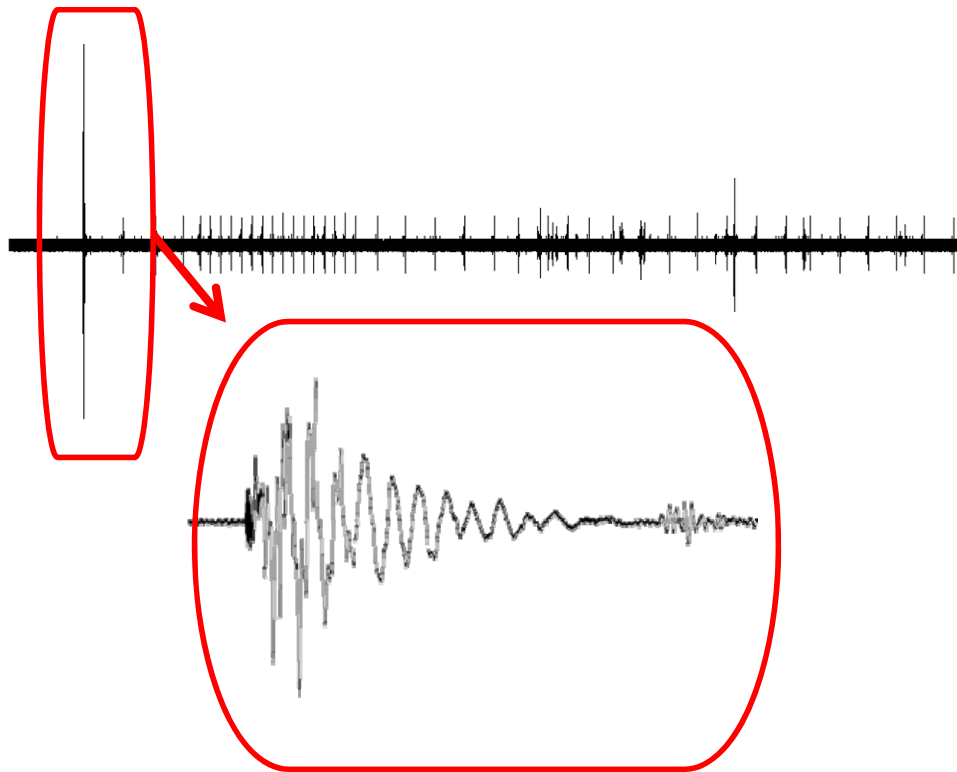


Fig. 5.6 Interferència generada per la connexió dels llums

S'ha de destacar que el nivell del senyal capturat és de l'ordre dels 400 mV, tot i això en la captura no s'inclouen els eixos ja que aquest és un senyal filtrat i la informació representada no és la del senyal interferent real. El senyal que conté la informació del transitori és l'obtingut amb el receptor EMI. Aquest senyal s'utilitza com a font interferent en el simulador de sistemes de comunicació WinIQSIM.

Pel que fa a la freqüència de mostreig que s'utilitza per a capturar els senyals interferents, aquesta pot ser baixa ja que la tecnologia OFDM destaca per poder enviar les dades en múltiples portadores i poder baixar la velocitat de transmissió. D'aquesta manera es pot observar més temps tenint en compte que la limitació del receptor EMI és de 130560 mostres.

Per últim indicar que com el software WinIQSIM utilitza valors relatius per a analitzar els sistemes de comunicació, a l'hora d'adquirir les dades és important tenir en compte la relació existent entre el nivell de transitori captat i el nivell que té el senyal útil de televisió. Tenint en compte aquesta diferència es podrà fer la avaluació del sistema de comunicació.

5.4 Avaluació de la interferència sobre el sistema de comunicació

Per tal d'analitzar l'efecte del senyal transitori es crea una simplificació del estàndard DVB-T. Com el nombre de portadores que es poden configurar en el

software és limitat, en la simulació s'utilitza un sistema multiportadora amb el nombre de portadores equivalent a l'amplada de banda de 1MHz. Aquesta amplada de banda està associada amb l'amplada de banda utilitzada en la captura del senyal interferent. Recordar que l'amplada de banda d'un canal DVB-T és de 7.61MHz, per tant, al fer l'anàlisi i la captura en 1MHz s'està realitzant una simplificació però al mateix temps representativa. És una aproximació deguda a les limitacions del WinIQSIM ja que en el nombre de portadores a utilitzar està limitat a 512 portadores.

El sistema s'ha configurat segons la distància entre portadores i la velocitat de símbols definides en els estàndards. Per qüestions de limitacions s'ha optat per simular el mode 2k amb una modulació QPSK que és una de les possibilitats definides en l'estàndard (**Fig. 5.7**).

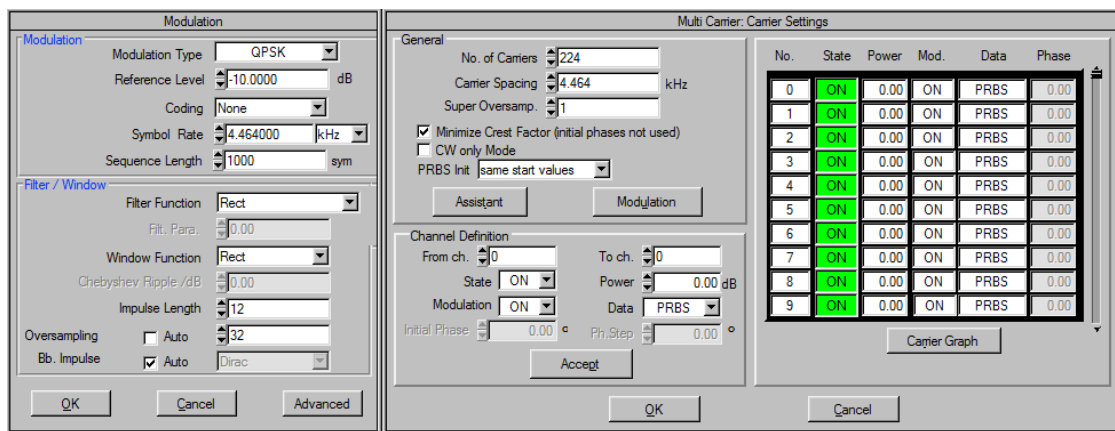


Fig. 5.7 Configuració de les portadores i la modulació amb el software WinIQSIM

Una vegada s'ha generat el senyal de comunicació corresponent al sistema DVB-T amb les simplificacions realitzades és el moment d'incloure els diferents senyals interferents. D'aquesta manera es comprovarà la incidència d'aquests sobre el senyal de televisió. S'avaluen 1000 símbols amb una modulació QPSK que tenint en compte el nombre de portadores equival a un total de 3Mbits d'informació. Destacar que en totes les portadores hi ha la mateixa informació per a que sigui possible fer un anàlisi dels resultats obtinguts.

Abans d'analitzar l'efecte que introdueixen els diferents transitoris capturats s'analitza la constel·lació del senyal de TDT quan no es produeix cap transitori. Aquesta mesura es realitza per a comprovar que el sistema de recepció serà prou sensible per a poder detectar errors posteriorment. A continuació s'observa la constel·lació quan es realitza una captura sense presència de senyals transitoris (**Fig. 5.8**).

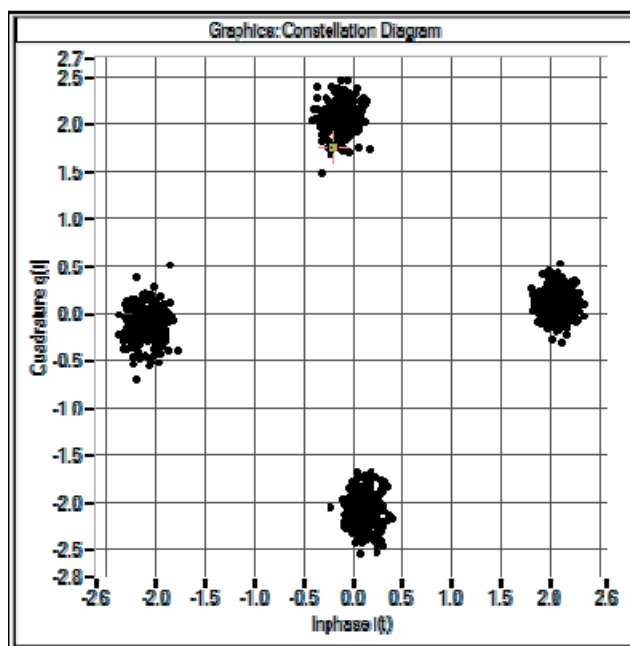


Fig. 5.8 Constel·lació del sistema DVB-T simulat amb la captura sense presència de cap transitori.

5.4.1 Interferència connexió llum

En primer lloc s'analitza el sistema de comunicació utilitzant les dades obtingudes quan s'engegava el llum. Els resultats obtinguts de simular el sistema de comunicació tenint en compte la pertorbació introduïda per la connexió del llum a la banda de l'espectre utilitzat per Barça TV (570 MHz) es mostra a continuació (**Fig. 5.9**).

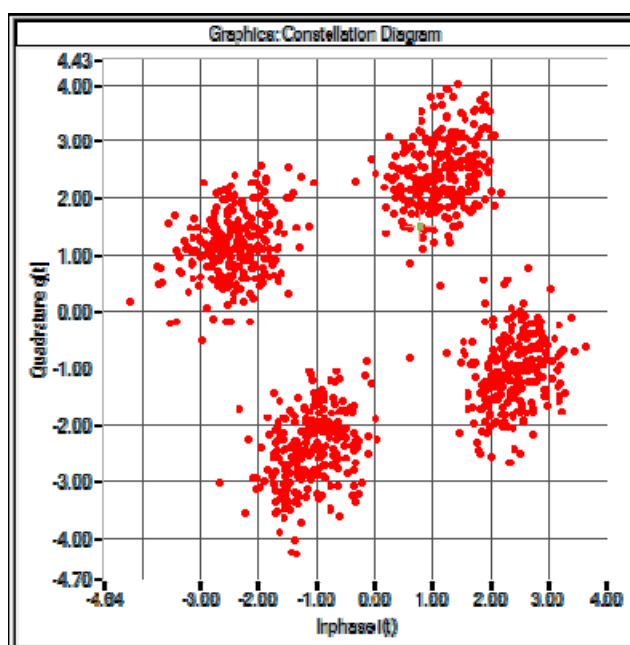


Fig. 5.9 Constel·lació en presència de la interferència causada al encendre el llum a la freqüència de 570MHz.

Com s'aprecia en la constel·lació, hi ha símbols que poden produir errors de decisió degut a la influència del transitori ja que hi ha punts de la constel·lació que queden prop de les zones de decisió. A continuació s'analitza la mateixa interferència però en la banda alta de l'espectre ja que la informació del transitori varia en el domini de la freqüència. La gràfica que hi ha a continuació mostra la constel·lació obtinguda al simular el sistema de comunicació amb la interferència capturada a la banda alta de l'espectre quan es connecten els llums de l'habitatge (**Fig. 5.10**).

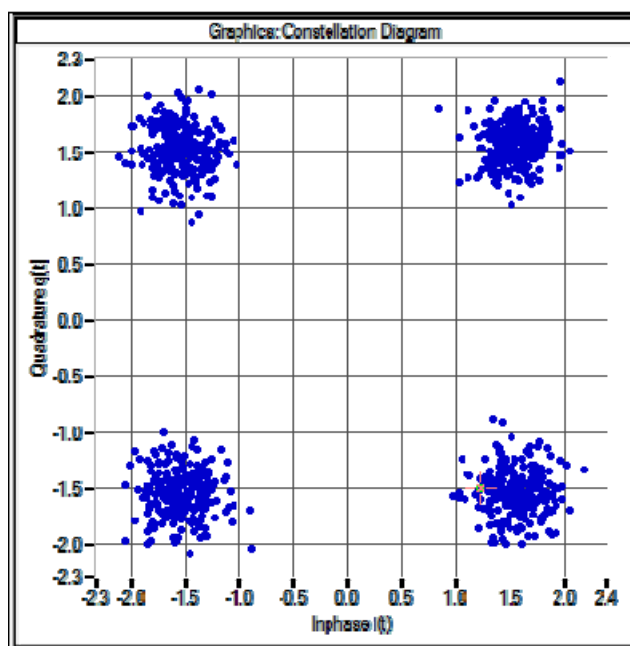


Fig. 5.10 Constel·lació en presència de la interferència causada al encendre el llum a la freqüència de 818MHz.

De la constel·lació es pot extreure que en aquest cas el senyal interferent no és prou nociu per al sistema de comunicació, el sistema de comunicació no pateix conseqüències quan el llum de l'habitatge s'encén. Per tant, el programa de TVE 1 (818 MHz) no es veu interferit i no es produirà una degradació en la imatge quan s'encenguin els llums.

Anteriorment s'ha comentat que en el canal de televisió s'observava una degradació perceptible de la imatge en el canal de Barça TV. Com s'ha avaluat l'efecte que pot tenir sobre TVE-1, es sintonitza aquest canal i s'observa si hi ha alguna degradació. Tal i com ha indicat el resultat de la simulació, no es veu cap efecte sobre la imatge de televisió en aquest canal quan s'engega el llum.

5.4.2 Interferència desconexió llum

Es fa el mateix anàlisi que en el cas anterior quan es produeix la desconexió de la lluminària, és a dir, és mesura la interferència en dos canals de l'espectre que estan el màxim de separats un de l'altre. La gràfica que hi ha a continuació mostra l'efecte d'apagar el llum sobre la constel·lació del sistema de comunicació (**Fig. 5.11**).

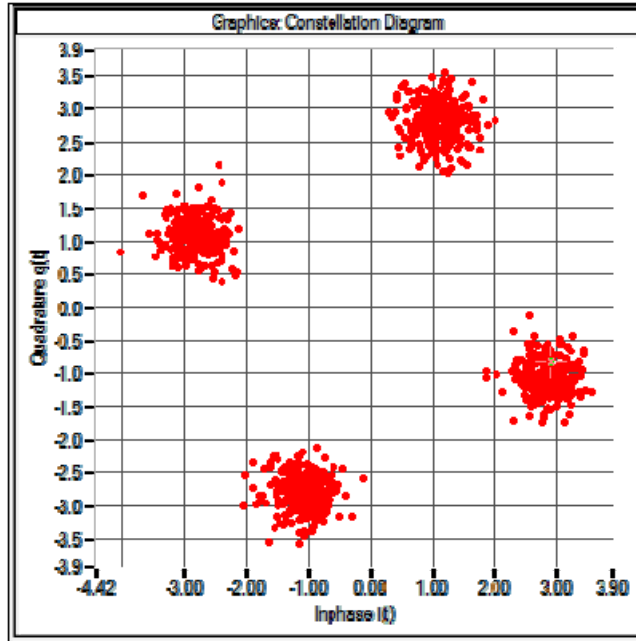


Fig. 5.11 Constel·lació en presència de la interferència causada al apagar el llum a la freqüència de 570MHz.

En el cas en que es produeix la desconexió dels llums el sistema DVB-T no pateix una degradació important en la banda dels 570MHz al contrari del que succeïa anteriorment quan els llums eren encesos. Es completa l'anàlisi de l'efecte d'apagar els llums observant la constel·lació resultant de la captura realitzada a 818 MHz (**Fig. 5.12**).

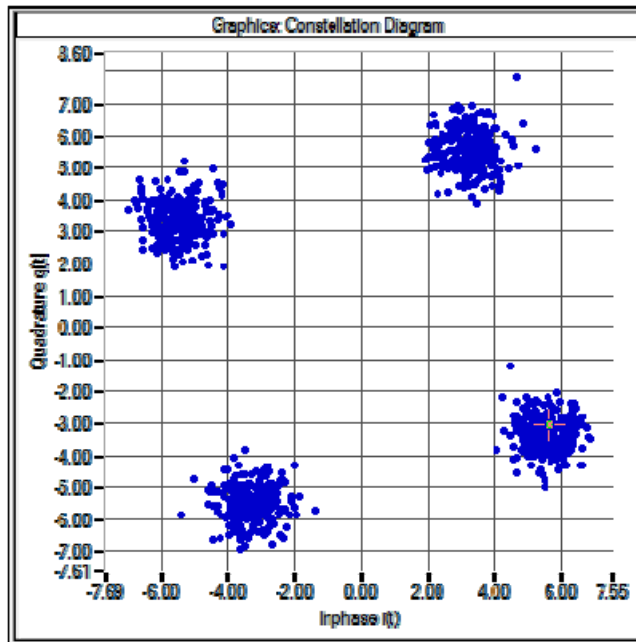


Fig. 5.12 Constel·lació en presència de la interferència causada al apagar el llum a la freqüència de 818MHz.

Com en la constel·lació del senyal capturat a 570MHz no s'observen efectes produïts per la interferència generada en apagar els llums. Per tant, el sistema DVB-T és immune respecte la interferència generada en apagar-se els llums.

5.4.3 Interferència campana extractora

Per últim s'analitza l'efecte dels transitoris generats per una campana extractora de fums situada a la cuina del habitatge. Cal destacar que la cuina està situada pròxima a l'antena receptora. En aquest cas també s'observarà l'efecte del transitori en les dues bandes de l'espectre radioelèctric.

Com en els casos anteriors els resultats que s'observen de la simulació són els obtinguts en la constel·lació. A continuació es mostra la constel·lació resultant quan s'introdueix la interferència captada a la banda de 570MHz al connectar-se la campana extractora (**Fig. 5.13**).

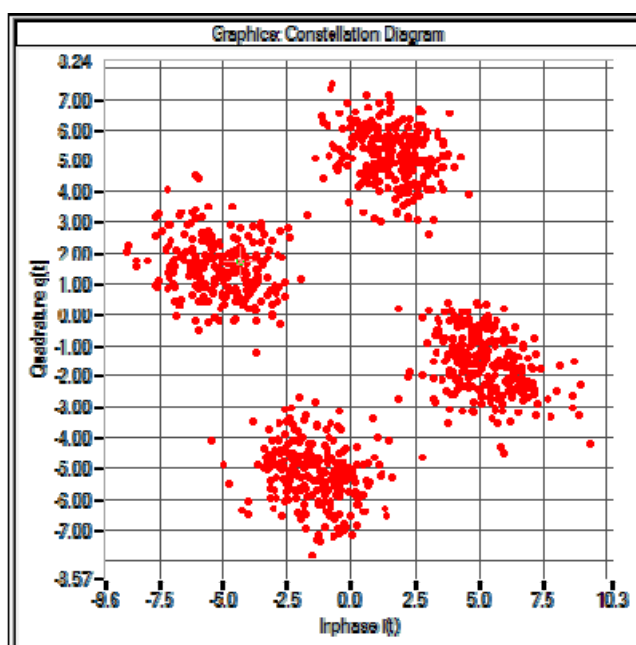


Fig. 5.13 Constel·lació en presència de la interferència causada per la campana extractora a la freqüència de 570MHz.

En aquest cas també s'observa que el senyal interferent degrada molt la constel·lació obtinguda en la simulació. Sembla clar que el transitori té una incidència sobre el canal de la TDT situat a freqüències baixes i es produirà una degradació de la imatge.

Com s'ha fet anteriorment, també s'estudia l'efecte sobre el canal que ocupa TVE 1 (818 MHz) per a veure si aquest transitori generat per un altre element de l'habitatge és capaç d'interferir el canal. La figura que hi ha a continuació mostra la constel·lació resultant de la simulació (**Fig. 5.14**).

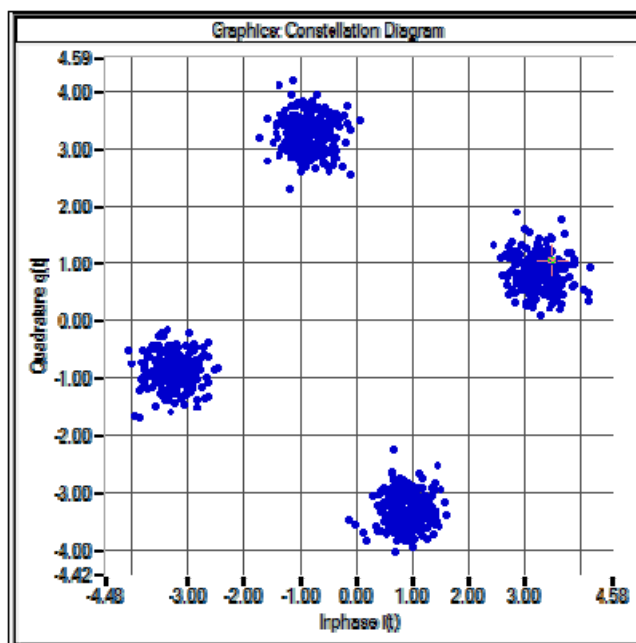


Fig. 5.14 Constel·lació en presència de la interferència causada per la campana extractora a la freqüència de 818MHz.

En aquest canal l'efecte de la interferència torna a ser menyspreable i per tant no hi haurà una degradació en el senyal de televisió.

Tenint en compte la resposta obtinguda del sistema de comunicació en presència de tots els senyals interferents estudiats, es veu que per al canal situat a les freqüències més baixes (BarçaTV) el sistema és menys immune. En canvi en el canal a la banda alta no s'observen mai errors deguts als diferents transitoris.

En l'estudi presentat en aquest capítol no s'han observat tots els resultats que ens produeix el software WinIQSIM. Anteriorment, a banda d'utilitzar la constel·lació, també s'observava l'efecte dels senyals interferents sobre el diagrama vector, la senyal $i(t)$ i $q(t)$ o el diagrama d'ull. En aquesta ocasió en canvi no s'ha utilitzat cap d'aquestes informacions ja que els resultats obtinguts d'extreure aquestes gràfiques no aporten cap mena d'informació al anàlisi. Això és degut a que s'ha utilitzat un sistema multiprotadora.

Com WinIQSIM realitza l'anàlisi sense fer la transformada inversa de Fourier resulta impossible observar els diagrames vectors o d'ull de cada portadora per separat, això fa que es solapi tota la informació. Tot i això s'han pogut observar els resultats en la constel·lació ja que totes les portadores contenen la mateixa informació.

Per a exemplificar la impossibilitat d'anàlitzar el diagrama vector i el diagrama d'ull a continuació es mostren els resultats obtinguts amb el software.

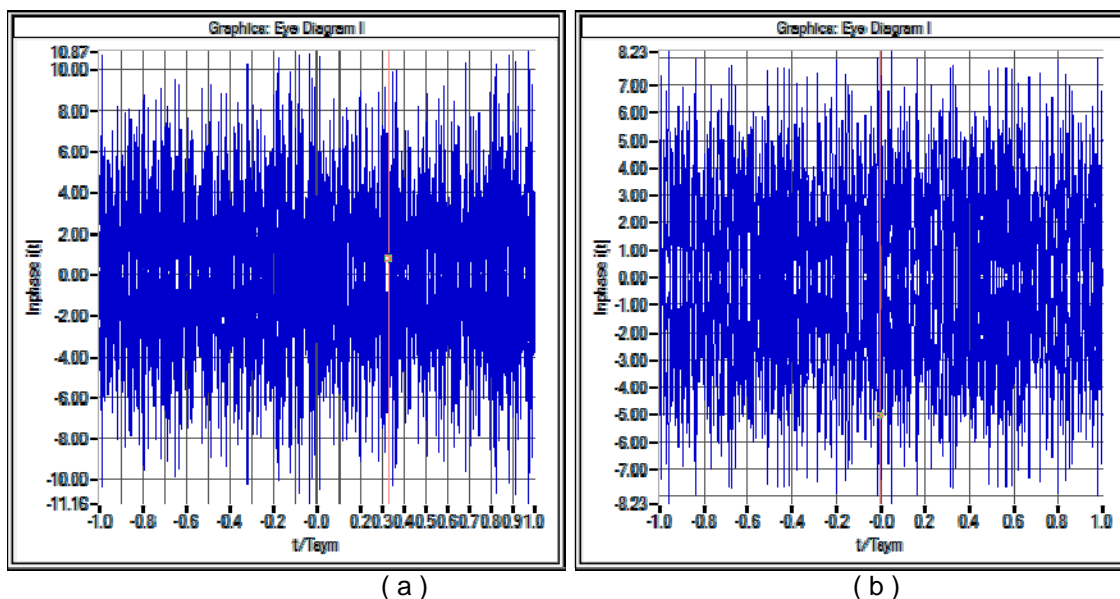


Fig. 5.15 Diagrama d'ull del senyal en fase en presencia de la interferència causada per la campana extractora a la freqüència de 818MHz (a) i en el cas que no hi ha cap tipus de senyal interferent (b).

Tot i que s'aprecien diferències resulta pràcticament impossible poder determinar si hi hauran errors a diferència dels casos analitzats en altres capítols d'aquest projecte. El següent diagrama que es mostra és el diagrama vector (**Fig.5.16**).

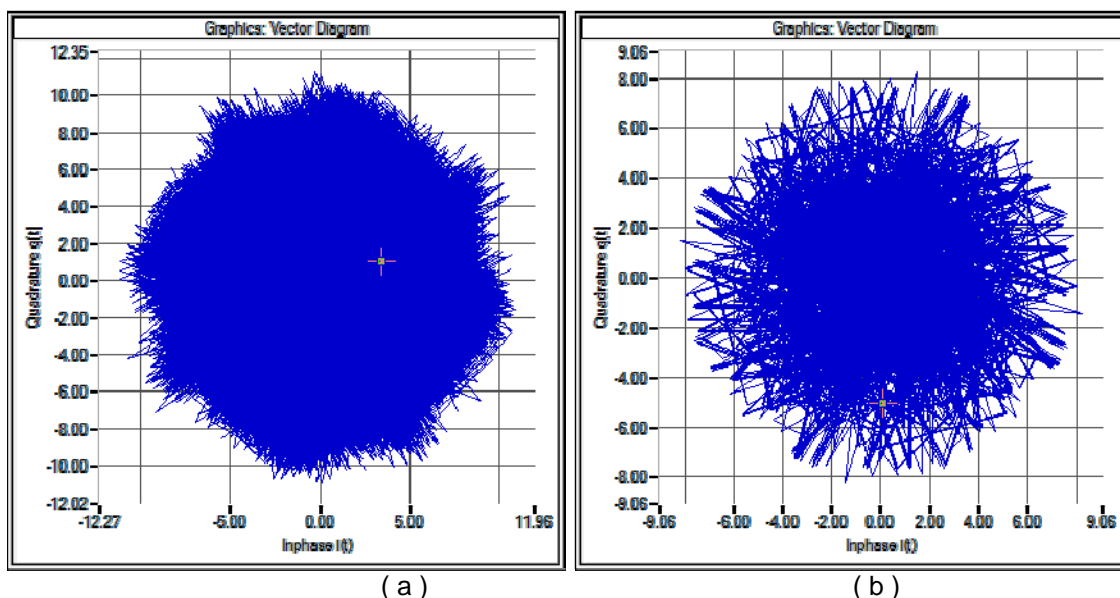


Fig. 5.16 Diagrama vector en presencia de la interferència causada per la campana extractora a la freqüència de 818MHz (a) i en el cas que no hi ha cap tipus de senyal interferent (b).

En aquest cas també resultat impossible anunciar errors amb la informació que ens proporciona el diagrama vector. Es detecten diferències en els dos casos

però no és possible extreure conclusions de com afectaran al sistema DVB-T aquests errors.

Com a conclusió d'aquest capítol es pot afirmar que els canals que estan a freqüències baixes es veuen molt més afectats que els canals que estan situats en la part alta de l'espectre radioelèctric. Tenint en compte que quan hi hagi l'apagada analògica s'agafaran els canals a més baixa freqüència, la TDT es pot veure encara més afectada per els transitoris generats en les llars. Tot i això, no es pot afirmar que el sistema es veurà més interferit ja que el nivell del senyal transmès serà major.

Per últim destacar que el mètode proposat en el projecte és molt útil a l'hora d'avaluar problemes de compatibilitat electromagnètica de manera in-situ. El mètode possibilita fer un anàlisi ràpid sobre les dades obtingudes en la captura i analitzar el seu efecte sobre el sistema de comunicació.

CAPÍTOL 6. INTEGRACIÓ AMB ALTRES MÈTODES DE SIMULACIÓ I SOLUCIÓ DE PROBLEMES D'EMC

En aquest capítol l'objectiu és integrar la simulació de sistemes de comunicació amb la simulació de camps electromagnètics. La combinació dels resultats obtinguts gràcies als diferents mètodes fa que sigui possible obtenir resultats sense haver de realitzar mesures en recepció.

Per a avaluar la qualitat de la simulació combinada s'utilitza l'entorn d'interferència del capítol quatre, en el qual es produïa una interferència radiada entre un cable de la xarxa elèctrica i un sistema de comunicació RFID.

Per últim, en aquest capítol es demostra que la integració dels diferents mètodes de simulació permet resoldre problemes de compatibilitat electromagnètica.

6. Integració amb altres mètodes de simulació i solució de problemes d'EMC

La simulació que s'ha dut a terme fins al moment per analitzar els sistemes de comunicació ha estat sempre utilitzant mesures realitzades prèviament. Aquestes mesures eren efectuades en el punt de recepció del sistema, però cal destacar que no sempre és possible o fàcil realitzar aquesta mesura.

Mitjançant la simulació de camps electromagnètics es pot simular el soroll que rebrà el sistema si es coneix la font d'interferència. Una vegada aquest senyal és simulat i no mesurat, es pot realitzar el mateix procediment utilitzat fins ara per analitzar la interferència sobre el sistema de comunicacions. Per a realitzar aquest tipus de simulació és imprescindible crear correctament un model electromagnètic, és a dir, s'han de tenir consideracions com l'espai, característiques electromagnètiques dels materials, temps de simulació o la senyal que excita la simulació.

És necessari fer aquesta simulació híbrida ja que els recursos hardware que es necessitarien per simular un burst sencer serien massa elevats. Per tant, s'ha de simular un temps representatiu de la interferència que permeti reconstruir aquesta. A l'hora d'analitzar la immunitat del sistema de comunicació no es pot realitzar la simulació sense una fase prèvia d'acondicionament del senyal obtingut en el simulador de camps electromagnètics. Per exemple, s'ha de demodular el senyal en fase i en quadratura portant el senyal a la banda base.

Per últim destacar que la simulació híbrida aporta grans beneficis a l'hora de buscar solucions a problemes d'EMC. La simulació pot trobar solucions sense haver de realitzar proves in-situ, les quals solen ser molt costoses.

6.1 Simulació de camps electromagnètics amb FDTD

FDTD (Finite-difference time-domain) és una solució directe de les equacions de Maxwell en el domini del temps implementada per Yee l'any 1966 [23]. Les components del camp elèctric i magnètic es calculen en un espai mallat (discretitzat) en un sistema de coordenades cartesià (**Fig. 6.1**).

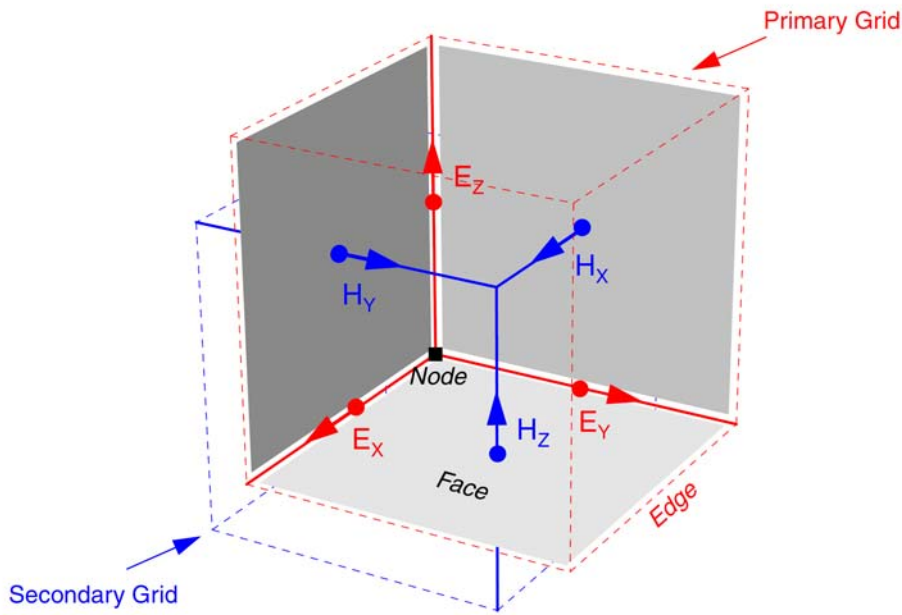


Fig. 6.1 Cel·la en 3D de Yee mostrant les components del camp elèctric i magnètic

Les components dels camps elèctric i magnètic es calculen cada time step utilitzant diferències finites mitjançant una aproximació de segon ordre de les equacions de Maxwell. Quan es coneixen les condicions d'espai i la font es poden calcular els camps transitoris fent un discretitzat tant de l'espai com del temps.

$$\frac{\partial F(i, j, k, n)}{\partial x} = \frac{F^n(i + 1/2, j, k) - F^n(i - 1/2, j, k)}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (6.1)$$

$$\frac{\partial F(i, j, k, n)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (6.2)$$

On F^n és el camp elèctric (E) o magnètic (H) en l'instant $n \cdot \Delta t$. i, j i k són els índex espacials, i $O[(\Delta x)^2]$ i $O[(\Delta t)^2]$ són els errors dels termes.

$$\nabla \times H = \frac{\partial}{\partial t} \epsilon E + \sigma_E E \quad (6.3)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial}{\partial t} \mu H - \sigma_H H \quad (6.4)$$

S'escull aquest mètode numèric ja que aquest és un mètode de simulació adient per a simular els transitoris en el domini del temps. D'altra banda, com s'ha comentat anteriorment per avaluar els sistemes de comunicació és imprescindible fer-ho en el domini temporal. Com FDTD treballa en el domini del temps aleshores aquest és un mètode vàlid per incloure en les anàlisis dels sistemes de comunicació digitals.

És important realitzar un mallat correcte però no excessiu de l'espai ja que una de les limitacions de FDTD és que el time step en el qual es calculen els camps es defineix segons les dimensions mínimes elegides en el mallat. Per a que hi hagi estabilitat en el sistema d'equacions s'ha de complir la següent condició:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (6.5)$$

On Δx , Δy i Δz son les dimensions mínimes utilitzades en el mallat per a cada una de les dimensions del sistema cartesià. C és la velocitat de la llum dins el material d'una cel·la.

De la equació (6.5) es conclou que el time step està directament relacionat amb el tamany de les cel·les. L'impacte d'aquest tamany de les cel·les és crític respecte els requeriments computacionals, per exemple, si una de les dimensions es redueix a la meitat l'espai d'emmagatzematge necessari augmenta per vuit i el temps per obtenir una solució augmenta fins a setze vegades.

6.2 Simulació del entorn RFID en FDTD

Com a aplicació a aquest projecte de la simulació de camps electromagnètics s'utilitza el set-up de mesura descrit en el capítol 4. Per a realitzar les simulacions en FDTD s'utilitza el software SEMCAD. El que es pretén és aconseguir simular la interferència que es captura en l'antena RFID sense necessitat de realitzar cap mesura en recepció.

El problema de simulació es divideix en diferents fases. En primer lloc es simula l'antena de recepció, la qual treballa a 13.56 MHz. El model electromagnètic de l'antena es creat per a observa el seu comportament quan s'excita a la freqüència de treball. Una vegada es comprova que el model s'ajusta a la realitat es procedeix a simular el sistema anteriorment proposat. La figura que hi ha a continuació (Fig. 6.2) mostra l'entorn de simulació. En aquest entorn de simulació hi ha present el cable que exerceix com a font de interferència i l'antena en el qual s'acoblarà el senyal interferent. Com a font d'excitació del model de simulació en FDTD s'utilitza el senyal interferent mesurat en el cable de xarxa.



Fig. 6.2 Entorn a simular: Interferència en un cable de xarxa i una antena RFID

Per tal de validar aquesta simulació es compara el senyal mesurat a l'antena de RFID i el senyal simulat al model electromagnètic de l'antena.

6.2.1 Simulació de l'antena RFID

Realitzar una correcta modelització de l'antena de recepció és molt important ja que és l'element de recepció i transmissió del sistema RFID. Amb aquesta simulació es preten trobar un modelat correcte de l'antena per a poder utilitzar-la en models més complexos (**apartat 6.2.2**). Els paràmetres més importants com el mallat de les cel·les es consideren en aquest apartat.

Per a realitzar el modelat i la simulació, en primer lloc es fa un model en CAD de l'antena RFID. Aquest model de CAD s'ajusta a l'antena construïda físicament per tal de realitzar la validació del capítol 4. A continuació s'observa el model en CAD i el mallat utilitzat en la simulació FDTD (**Fig. 6.3**).

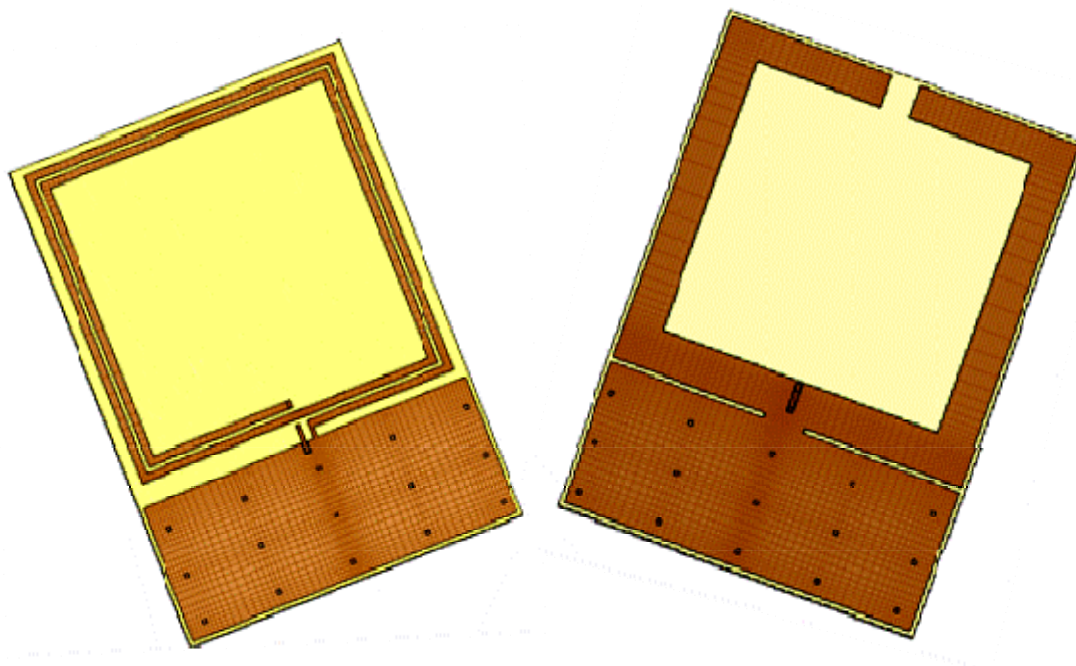


Fig. 6.3 Model CAD de l'antena RFID amb el mallat utilitzat en la simulació

El nivell de detall és molt gran per la proximitat d'alguna de les pistes amb el pla de massa, per tant, cal realitzar un mallat molt acurat. Aleshores, el time step serà petit i per tant el temps de simulació serà gran tal i com ens indica l'equació del time step mínim (**equació 6.5**).

D'altra banda segons ens indica el datasheet del sistema RFID real (equip STMicroelectronics) la impedància de l'antena és de 50 ohms. Per tant, la font és col·loca en el punt de transmissió i s'assigna una impedància de 50 ohms. Es determina que la font és una font sinusoidal de 13.56 MHz, la qual es correspon a la freqüència portadora del sistema de comunicacions RFID. Una vegada s'ha definit el mallat i la font es pot procedir a la simulació. La simulació s'ha dut a terme amb les següents característiques:

Taula 6.1: Característiques de la simulació de l'antena RFID

| Paràmetre | Valor |
|--------------------------------|--------------|
| Time step | 1.06e-12 s |
| Temps simulat | 3.68e-7 s |
| Cel·les | 2.7 Mcell |
| Velocitat de càlcul | 26.2 Mcell/s |
| Temps a realitzar la simulació | 9h 52' |

Destacar el gran temps de simulació necessari degut al alt nivell de detall necessari per l'antena RFID. Una vegada obtinguts els resultats de la simulació de l'antena es procedeix a avaluar-los. En aquest cas únicament és mira que la

propagació del camp magnètic sigui l'esperat per a una antena RFID. A continuació es mostra una figura amb el comportament del camp magnètic quan l'antena és excitada pel senyal sinusoidal de 13.56MHz.

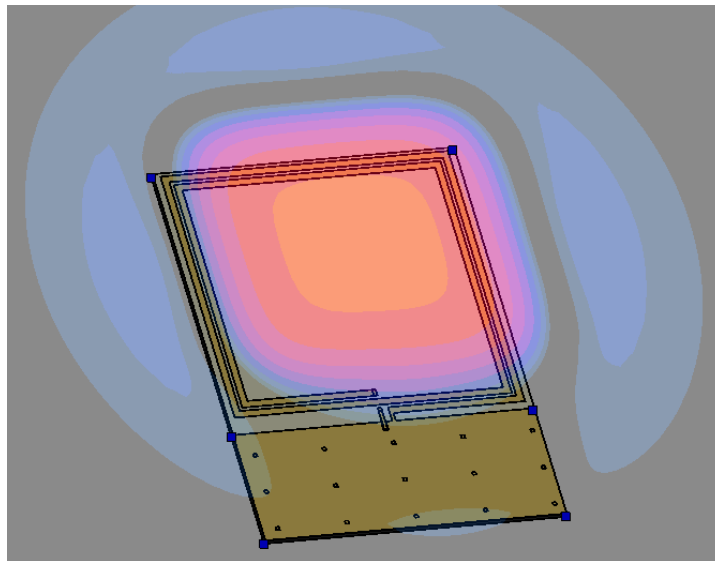


Fig. 6.4 Camp magnètic generat per l'antena RFID a 2 cm quan es excita amb una font sinusoidal de 13.56MHz

En la figura (**Fig. 6.4**) s'observa que en el centre del bucle de l'antena es genera un camp uniforme a una distància de 2 cm. L'antena es comporta com era d'esperar generant el màxim del camp en el centre del bucle. Quan el sistema és alimentat amb un senyal de 20V, el camp magnètic generat és de 1.6A/m. De totes maneres més endavant (**punt 6.2.3**) es realitza una validació del sistema complet per tal d'avaluar i quantificar la qualitat de la simulació.

6.2.2 Simulació de l'entorn complet

A continuació s'aplica la simulació de camps electromagnètics al entorn utilitzat per a avaluar el sistema RFID en presència d'un transitori en un cable d'alimentació pròxim (**capítol 4**). Amb aquesta simulació s'obté el nivell d'interferència que s'acoba a l'antena RFID quan s'aplica un transitori de 3kV al cable d'alimentació.

Per a dur a terme la simulació en primer lloc es realitza la modelització del set-up creat anteriorment (**Fig. 6.5**). La modelització inclou les simplificacions, el mallat i la font generadora de la interferència.

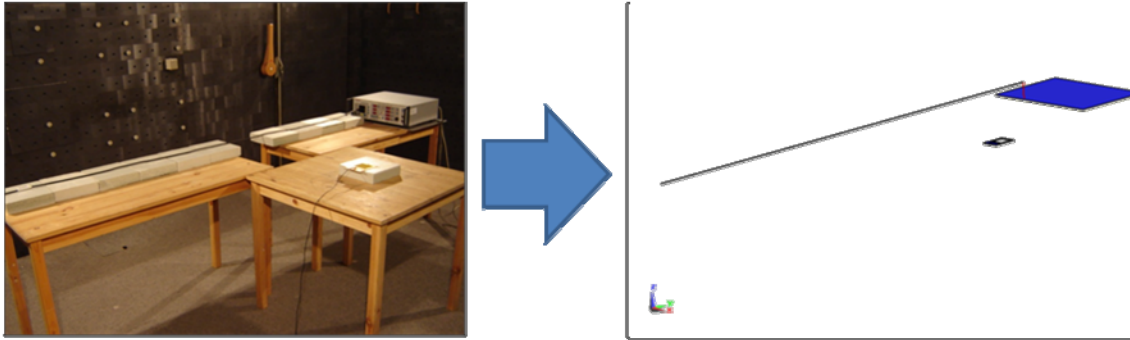


Fig. 6.5 Model electromagnètic de l'entorn a simular

Les mesures es realitzen en una cambra anecoica, per tant, en un entorn ideal on no hi ha reflexions ni perturbacions externes indesitjades. Per aquest motiu, en la simulació s'utilitza un espai lliure d'obstacles on no hi haurà reflexions dels camps electromagnètics. A més a més, elements com les taules o els suports dels cables no es tenen en compte ja que tenen un efecte menyspreable des del punt de vista electromagnètic. D'altra banda, en aquesta modelització s'utilitza l'antena RFID del apartat anterior en substitució de l'antena real. Per a modelar el cable d'alimentació s'utilitza un únic cable conductor perfecte de 2 m de llarg i 1 mm de diàmetre. Pel que fa al generador de transitoris aquest està situat sobre un pla de terra conductor de 30 x 40 cm.

En el model electromagnètic realitzat amb SEMCAD es col·loca una font generadora entre el cable i el pla de terra. La senyal utilitzada com a excitació del sistema és un pols del transitori generat per l'equip de la marca Shölder. Aquest transitori ha estat mesurat amb un oscil·loscopi d'1 GHz d'ampla de banda. El senyal mesurat i utilitzat com a font d'excitació es mostra a continuació (**Fig. 6.6**) tant en el domini del temps (a) com en el domini de la freqüència (b).

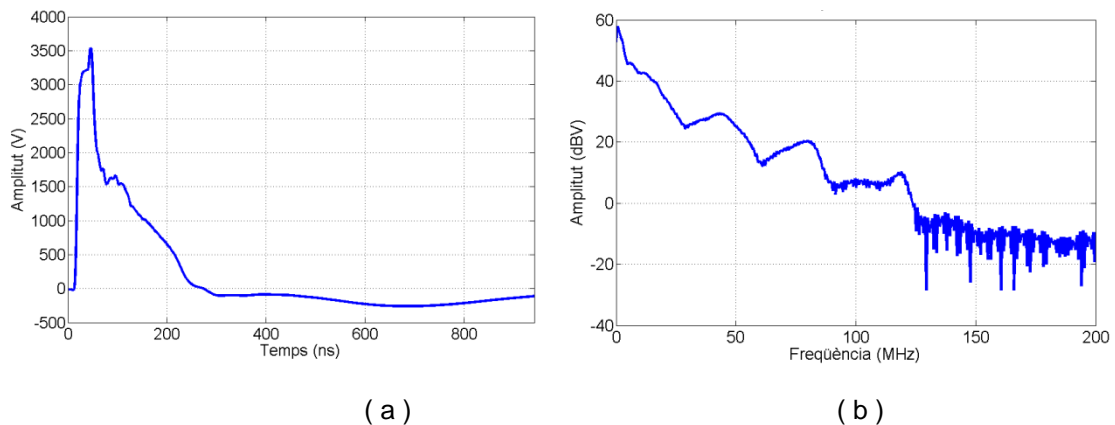


Fig. 6.6 Interferència utilitzada per excitar la simulació. (a) temps, (b) freqüència

6.2.3 Validació i resultats

Realitzar una validació de la simulació del model electromagnètic és imprescindible per a poder garantir que els resultats obtinguts són certs. Per tant, s'han de comparar el resultat de les mesures amb el resultat de la simulació.

En aquest cas es compararan els resultats obtinguts en l'entorn complet ja que és el cas més complex. D'aquesta manera es podrà donar per vàlid tant la modelització de l'antena com la modelització del entorn complet, compost per la pròpia antena i el cable amb el senyal interferent.

Per a dur a terme la validació es va mesurar l'acoblament d'un dels polsos del burst entre el cable de xarxa elèctrica i l'antena RFID. Les principals característiques de la simulació són les descrites en la **taula 6.2**.

Taula 6.2: Característiques de la simulació de l'entorn complet

| Paràmetre | Valor |
|--------------------------------|-------------|
| Time step | 1.06e-12 s |
| Temps simulat | 8e-7 s |
| Cel·les | 4.52 Mcell |
| Velocitat de càlcul | 205 Mcell/s |
| Temps a realitzar la simulació | 4h 41' |

En la figura que es mostra a continuació s'observen els resultats de la mesura i de la simulació realitzada amb SEMCAD (**Fig. 6.7**).

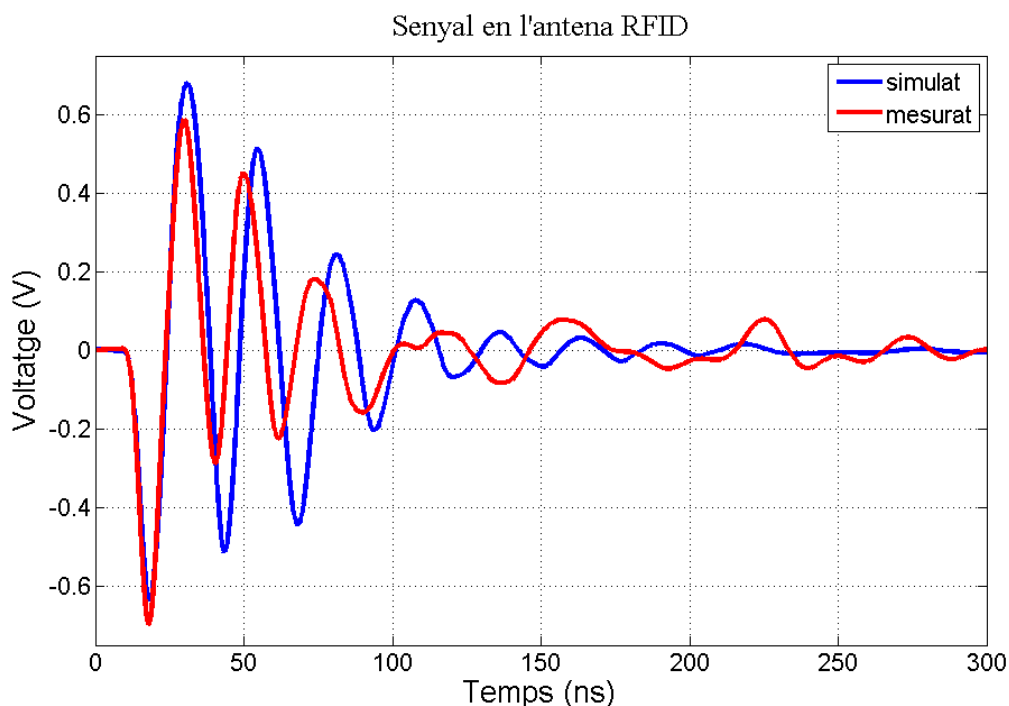


Fig. 6.7 Senyal en temps rebut a l'antena RFID

Destacar que a simple vista els resultats de la mesura i de la simulació són molt semblants. En el temps es veu un senyal semblant a una sinusoide amortiguada de més d'un volt de pic a pic. A partir dels 200-250 ns el nivell de senyal detectat és molt baix. També s'observa que hi ha una freqüència predominant, a continuació és mostra el mateix resultat en el domini freqüencial per a poder observar aquest comportament (**Fig. 6.8**).

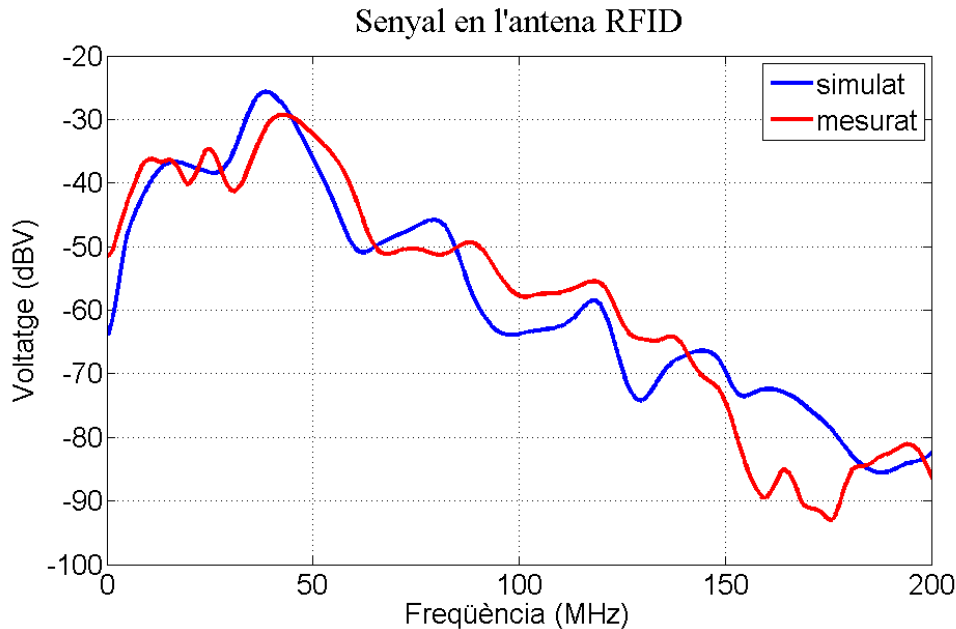


Fig. 6.8 Espectre del senyal rebut a l'antena RFID

Com en la figura anterior es pot afirmar d'entrada que tant el senyal simulat com el senyal mesurat s'assemblen molt. També s'observa que hi ha una freqüència predominant sobre els 38 MHz, el nivell tan alt d'aquesta freqüència es correspon amb $\lambda/4$ de la longitud del cable de xarxa elèctrica. És a dir, en aquesta freqüència és on el cable de xarxa elèctrica es comporta millor com una antena.

Si ens centrem en la freqüència de treball del sistema de comunicació (13.56 MHz) s'observa el següent:

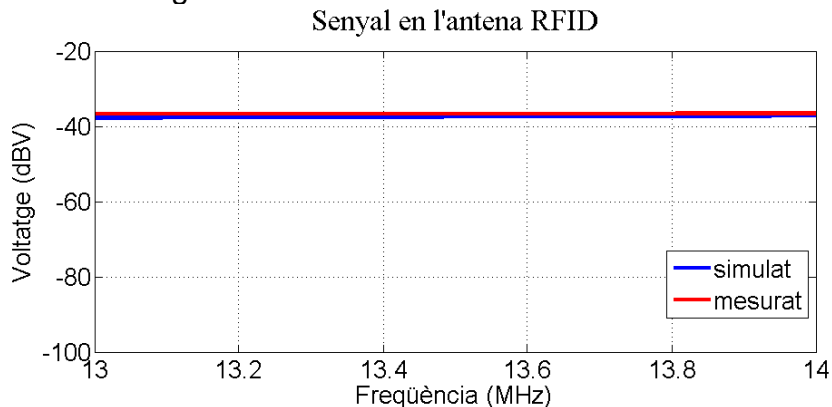


Fig. 6.8 Espectre del senyal rebut a l'antena RFID a la freqüència de treball del sistema de comunicació

A la freqüència de treball del sistema de comunicació ISO 14443B s'observa que la deriva en el valor de tensió és al voltant d'1dB.

Fins al moment s'ha parlat de que la mesura i la simulació s'assemblen però aquest comentari és subjectiu. Per tal d'avaluar objectivament la qualitat de la validació és important quantificar. Les dades obtingudes han estat avaluades amb dos mètodes de validació diferents. En primer lloc s'utilitza el mètode **Feature Selective Validation (FSV)** el qual és molt utilitzat i per tant, està molt contrastat [24] [25] [26].

Aquesta tècnica va ser desenvolupada per Anthony Martin l'any 1999 [27]. La tècnica realitza dos anàlisi diferents: fa un anàlisi de la diferència de les amplituds i un anàlisi de la diferència en la forma dels senyals. A més a més, realitza una combinació d'aquestes diferències per a poder analitzar la diferència total amb un sol nombre. Els indicadors utilitzats per aquest mètode són els següents:

1. **Amplitude Difference Measure (ADM):** Aquest indicador analitza la diferència de les senyals en amplitud.
2. **Feature Difference Measure (FDM):** L'indicador FDM avalua la diferència de la característica de les senyals.
3. **Global Difference Measure (GDM):** El GDM es tracta d'una sola xifra global que combina els indicadors anteriorment descrits.

Es defineixen uns intervals per a avaluar la qualitat de la simulació, els intervals definits pel mètode FSV són els següents:

- Simulació Excel·lent: < 0.1
- Simulació Molt bona: 0.1 a 0.2
- Simulació Bona: 0.2 a 0.4
- Simulació Regular: 0.4 a 0.8
- Simulació Pobre: 0.8 a 1.6
- Simulació Molt pobre: > 1.6

Si s'aplica el mètode de validació FSV per a comparar els resultats de la simulació i la mesura de l'entorn complet desenvolupat anteriorment s'obtenen els següents valors:

Taula 6.3: Dades de la validació de la simulació utilitzant el mètode FSV

| Indicador | Valor |
|-----------|-------|
| ADM | 0.3 |
| FDM | 0.32 |
| GDM | 0.49 |

Observant els resultats de la taula s'extreu que el resultat de la validació és de simulació bona segons els criteris establerts en el mètode.

D'altra banda s'utilitza un altre mètode de validació especialitzat en avaluar senyals en el domini del temps. Aquest mètode és el **Transient Time Domain Validation (TTDV)** i ha estat desenvolupat pel GCEM-UPC [28] [29] [30]. El mètode utilitza els següents indicadors per a avaluar i quantificar la qualitat de la simulació:

1. **Amplitude maximum Level (APL):** Aquest indicador analitza el nivell màxim del transitori. El nivell màxim del transitori és en molts casos el que determina si un sistema falla.
2. **Maximum Rise Time (MRT):** Una de les característiques més importants del transitori és el temps de pujada que té aquest. Des del punt de vista d'anàlisi de sistemes de comunicació aquest temps és molt important ja que determina si un transitori pot interferir en la freqüència de la portadora del sistema de comunicacions.
3. **Energy Contained in the Signal (ECS):** Aquest altre indicador analitza l'energia de la pertorbació.
4. **Total Error Average (TEA):** El TEA és un paràmetre que serveix per a resumir els indicadors anteriors. En aquest cas es realitza un càlcul de l'error quadràtic dels indicadors anteriors.

Mitjançant el TEA s'han definit uns intervals per a avaluar la qualitat de la simulació. Els intervals són els següents:

- Simulació Bona: 0 a 0.3
- Simulació Regular: 0.3 a 0.6
- Simulació Dolenta: > 0.6

A continuació es mostra el valor dels indicadors obtinguts utilitzant el mètode TTDV per a avaluar la qualitat de la simulació (**Taula 6.4**):

Taula 6.4: Dades de la validació de la simulació utilitzant el mètode TTDV

| Indicador | Valor |
|------------|-------|
| APL | 0.027 |
| MRT | 0.14 |
| ECS | 0.32 |
| TEA | 0.205 |

Analitzant els resultats de la simulació segons els indicadors es conclou que la simulació és bona. Per tant, es pot procedir a analitzar com interfereixen els transitoris en els sistemes de comunicació. Per avaluar aquesta interferència és necessari realitzar postprocessat per a integrar els diferents mètodes de simulació, és a dir, la integració entre el simulador electromagnètic (SEMCAD) i el simulador de sistemes de comunicació (WinIQSIM).

6.3 Integració completa amb altres sistemes de simulació

La integració busca poder utilitzar el senyal obtingut en un simulador electromagnètic en un simulador de sistemes de comunicació. És necessari crear un procediment en el qual primer es fa la modelització i simulació del model electromagnètic, en segon lloc una fase d'acondicionament de la senyal obtingut i per últim una tercera fase d'avaluació de l'efecte d'aquest senyal sobre un sistema de comunicacions (**Fig. 6.9**).

Un correcte acondicionament del senyal obtingut és imprescindible per a poder utilitzar el senyal de sortida del simulador electromagnètic (en el nostre cas la senyal obtinguda amb SEMCAD) en el simulador de sistemes de comunicació (software WinIQSIM).

El cas concret que s'analitza és la simulació del pols obtingut en l'apartat anterior amb la simulació d'un sistema RFID tal i com s'ha realitzat en el capítol número 4.

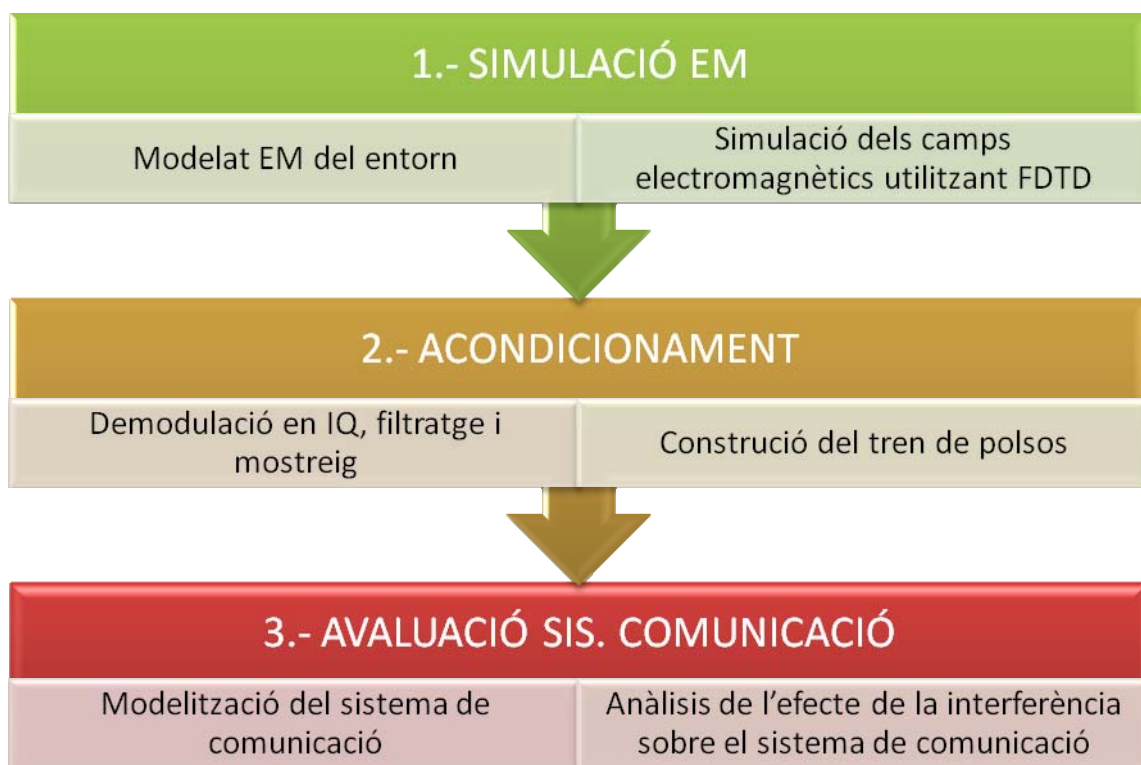


Fig. 6.9 Diagrama del mètode d'integració de diferents mètodes de simulació per avaluar els sistemes de comunicació.

Tant la fase 1 com la fase 3 s'han explicat com realitzar-les anteriorment en el projecte. La novetat resideix en la fase d'acondicionament del senyal obtingut del simulador FDTD, el qual ha de passar per dos processos diferents. En primer lloc aquest senyal en el domini del temps ha de ser demodulat en fase i

en quadratura considerant la freqüència de treball del sistema de comunicació. D'aquesta manera s'obté el senyal en fase i en quadratura del senyal en banda base. Una vegada és té el senyal en banda base aleshores s'ha de filtrar per a considerar únicament el rang freqüencial que afecta al sistema de comunicacions. Aquest filtratge és realitza segons l'ampla de banda del canal del sistema de comunicacions. Per últim és necessari realitzar un mostreig del senyal interferent que sigui el mateix que s'utilitza en el programa WinIQSIM per al senyal útil del sistema de comunicacions (**Fig. 6.10**).

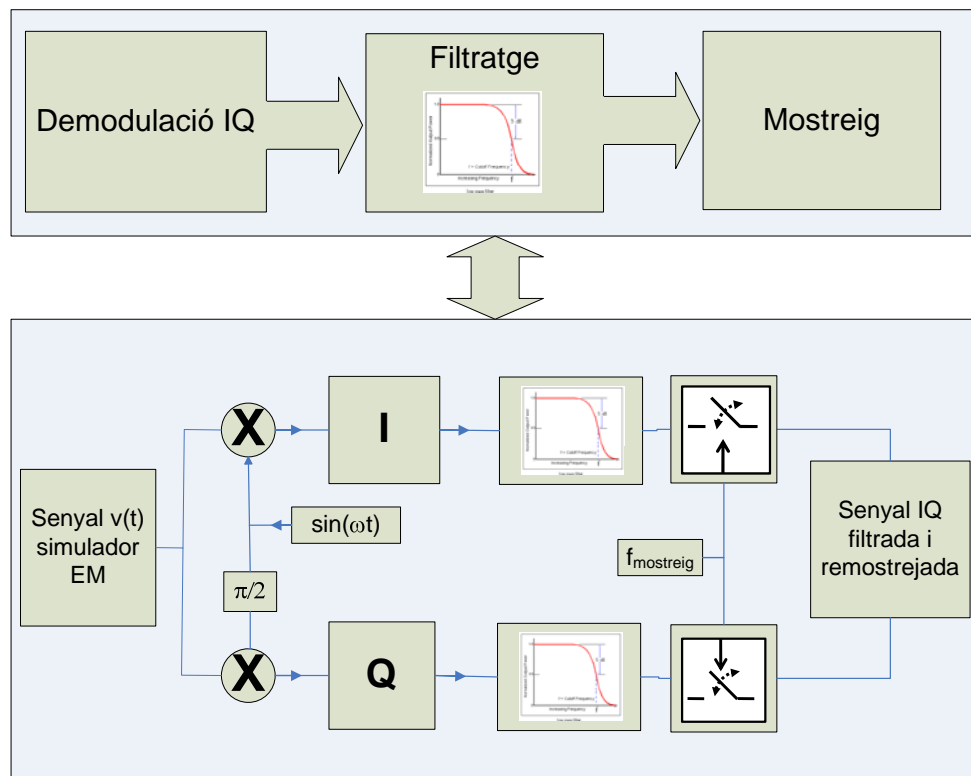


Fig. 6.10 Diagrama de blocs de la fase d'acondicionament

Una vegada s'obté el senyal en temps corresponent a les components de la freqüència de treball del sistema de comunicacions es quan s'ha de realitzar el següent procés d'acondicionament del senyal. Coneixent la font interferent, gràcies a les mesures d'aquesta en el domini del temps s'ha de repetir el pols prèviament obtingut segons la freqüència del tren de polsos i el temps que hi ha entre els trens de polsos.

En el cas pràctic que s'està estudiant, aquesta senyal ha de ser demodulada en fase i en quadratura utilitzant la freqüència de treball del sistema RFID, és a dir, a 13.56 MHz. La figura que es mostra a continuació mostra la senyal després de demodular-la en fase i en quadratura en el domini del temps (**Fig. 6.11 (a)**). En aquest exemple s'ha utilitzat un filtre Butterworth d'ordre 4 amb un ample de banda de 1 MHz (**Fig. 6.11 (b)**). D'aquesta manera es busca recrear la situació de mesura utilitzant L'ESPI. En la mesura amb el receptor EMI es filtra la banda que no correspon al sistema de comunicació i la senyal obtinguda en temps únicament correspon a les freqüències del sistema de comunicació ja que seran les que interferiran.

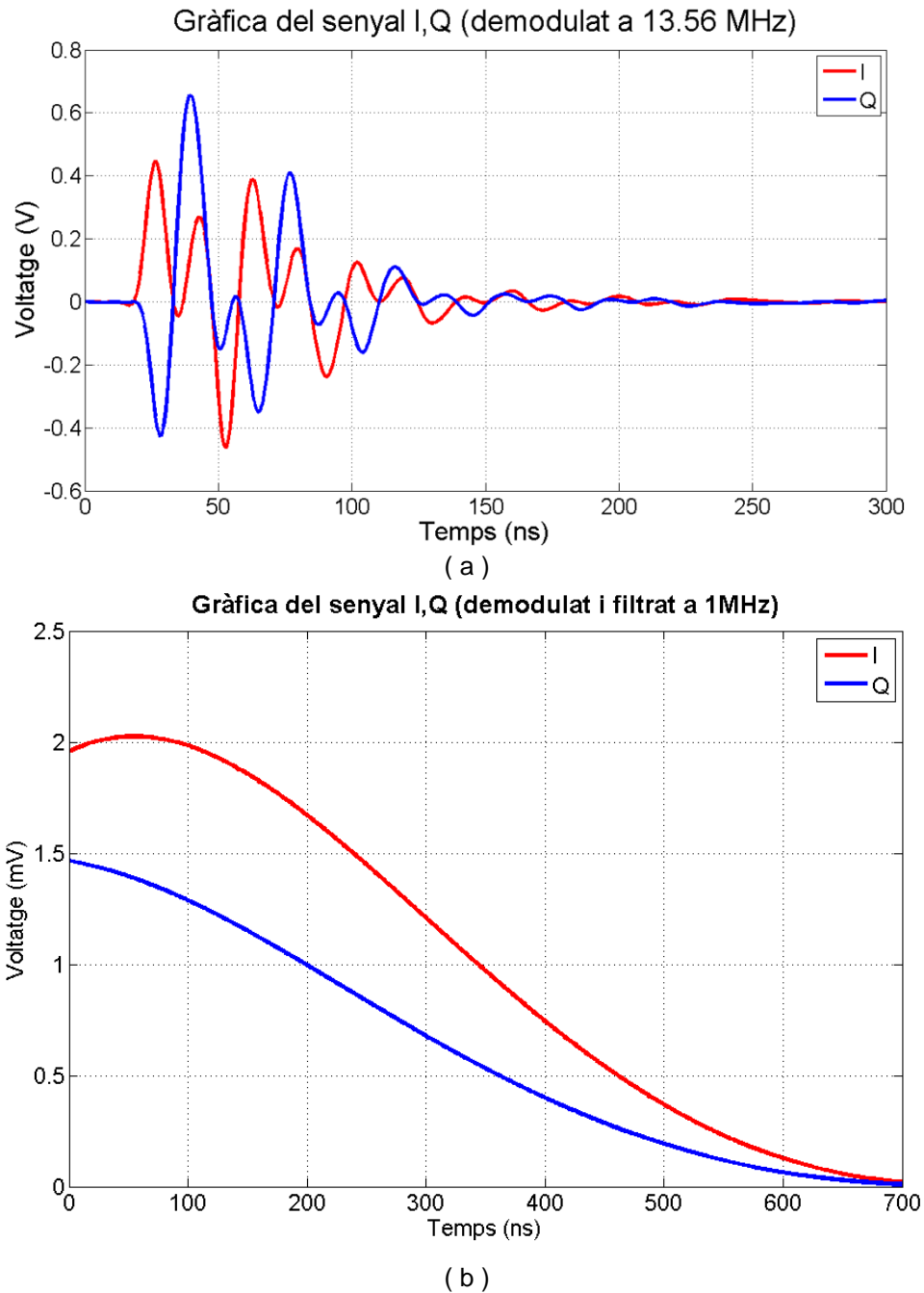


Fig. 6.11 Senyal IQ demodulat a 13.56MHz (a) i filtrat a 1MHz(b)

S'observa que el senyal en temps obtingut després de filtrar no té totes les components freqüencials que tenia anteriorment. S'assembla a un nivell de soroll constant durant un instant de temps. És aquí on s'aplicaria el mètode de la BBC aproximant aquest nivell obtingut per soroll blanc gaussià (veure **punt 1.2.3**). Tot i que seria un mètode amb una resposta semblant no és motiu d'estudi en aquest projecte la simplificació realitzada per la BBC.

Una vegada es disposa del pols demodulat en fase i en quadratura i filtrat passa baixes és hora d'aplicar el següent procés de la fase d'acondicionament,

és a dir, s'ha de generar els trens de polsos segons la freqüència d'aquests, la duració d'aquests i l'interval entre els trens de polsos.

En el cas pràctic la freqüència del tren de polsos era de 125kHz i aquest tenia una duració de 4 ms. Per tant, el pols filtrat tant en fase com en quadratura el repetim segons les condicions anteriors. En la figura que s'observa a continuació hi ha part d'aquest senyal reconstruït (**Fig. 6.12**).

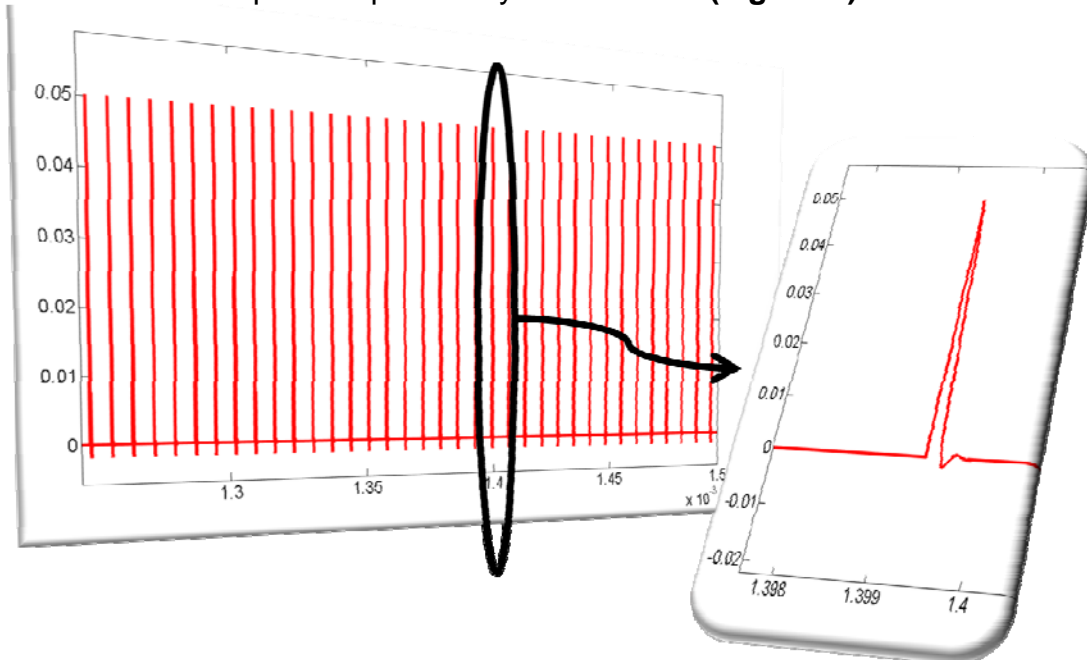
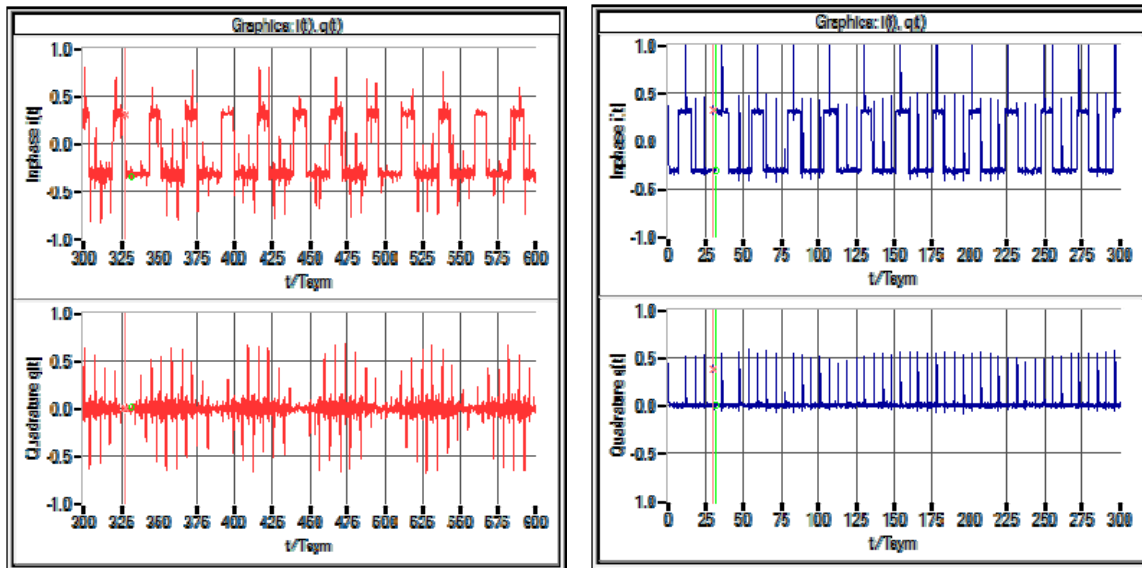


Fig. 6.12 Senyal en fase reconstruït segons les característiques de la font (125 kHz de freqüència de repetició del pols)

Una vegada s'ha acondicionat aquest senyal ja es pot utilitzar en la fase 3 d'avaluació del sistema de comunicació. En aquest apartat s'inclou el senyal acondicionat com a interferent del sistema de comunicació tal i com s'explica en el capítol 3.

En el capítol 4 s'ha estudiat l'efecte de diferents senyals interferents sobre el sistema de comunicacions. Un d'aquests senyals interferents era quan la freqüència del tren de polsos era de 125kHz i la duració de la ràfega era de 4ms. Aquesta senyal interferent és el que ha estat generat mitjançant el simulador EM i la posterior fase d'acondicionament. Per tant, si s'analitza l'efecte tant de la mesura com del senyal generat amb la simulació aquest ha de ser el mateix.

A continuació es mostren les dades obtingudes amb el simulador de sistemes de comunicació comparant les mesures i el senyal generat artificialment. En primer lloc es realitza una comparativa del senyal $i(t)$ $q(t)$ per aquesta ràfega de 4ms i 125 kHz de freqüència (**Fig. 6.13**).



(a)

(b)

Fig. 6.13 Senyal $i(t)$ i $q(t)$ del senyal mesurat (a) i del senyal generat amb simulació (b). Interferència de 125kHz i 4ms.

La principal diferència que es pot observar és que quan s'utilitza el senyal generat per simulació tots els pics tenen el mateix nivell, en canvi quan s'analiza el senyal mesurat existeixen diferències en el valor de l'amplitud de la senyal $i(t)$ $q(t)$. Això és degut a que la demodulació en IQ en la mesura real és fa per tots els transitoris i en canvi en la senyal reconstruïda únicament es realitza la demodulació IQ per un únic pols i és aquest el que es repeteix. D'altra banda, destacar que tant el senyal en fase com el senyal en quadratura tenen una amplitud gairebé igual.

A l'hora d'analitzar com afecta el transitori al sistema de comunicacions s'ha d'analitzar paràmetres com per exemple la constel·lació o el diagrama vector. En aquest cas s'analiza l'efecte sobre la constel·lació comparant-ho amb la mesura que es va obtenir quan es capturava el senyal interferent en l'antena amb el receptor EMI (**Fig. 6.14**). En aquest diagrames de la constel·lació s'analitzen 300 símbols per igual en el cas mesurat i en el cas reconstruït per simulació.

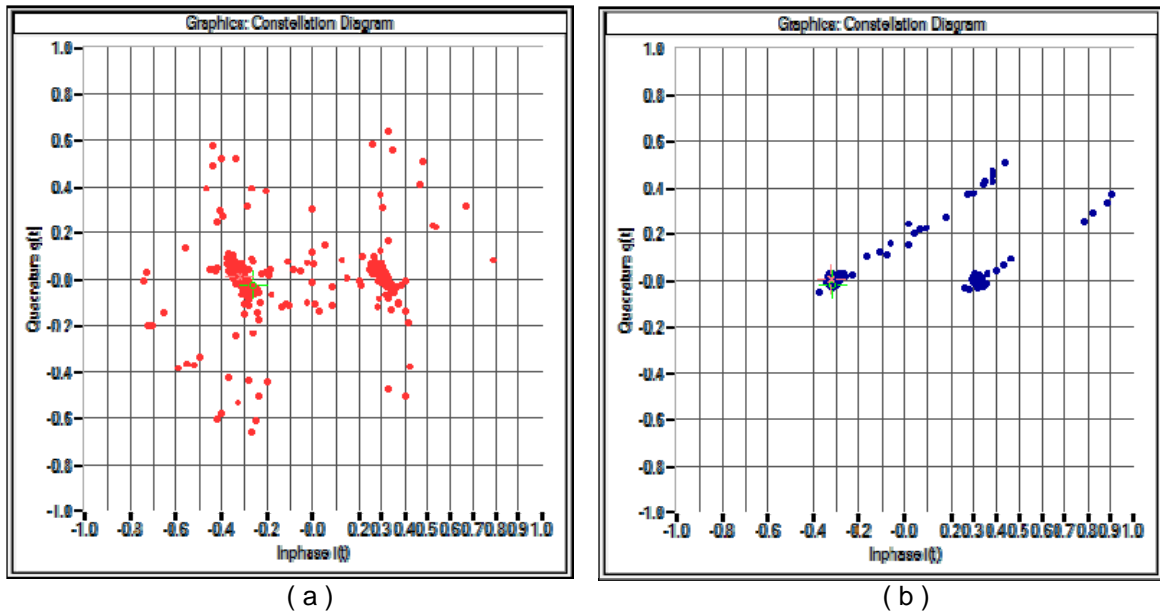


Fig. 6.14 Constel·lació del senyal mesurat (a) i del senyal generat amb simulació (b). Interferència de 125kHz i 4ms.

En el diagrama de la constel·lació del sistema de comunicacions RFID ISO 14443 s'observa clarament que no es veu la constel·lació típica d'una BPSK on únicament s'haurien de veure dos símbols. Les dues constel·lacions es veuen pertorbades per la interferència i hi ha un gran nombre de punts on es podrà produir un error de decisió del símbol. Per tant, el senyal interferent és perjudicial per al sistema de comunicació ja que crea una alta probabilitat d'error en els símbols.

Per últim també s'analitza la CCDF. En la figura que es mostra a continuació (**Fig. 6.15**) es representa la CCDF per a la interferència mesurada en color vermell, per la interferència generada amb simulació en color blau i també la CCDF en color negre quan al senyal útil s'afegeix soroll blanc ($E_b/N_0 = 35$ dB).

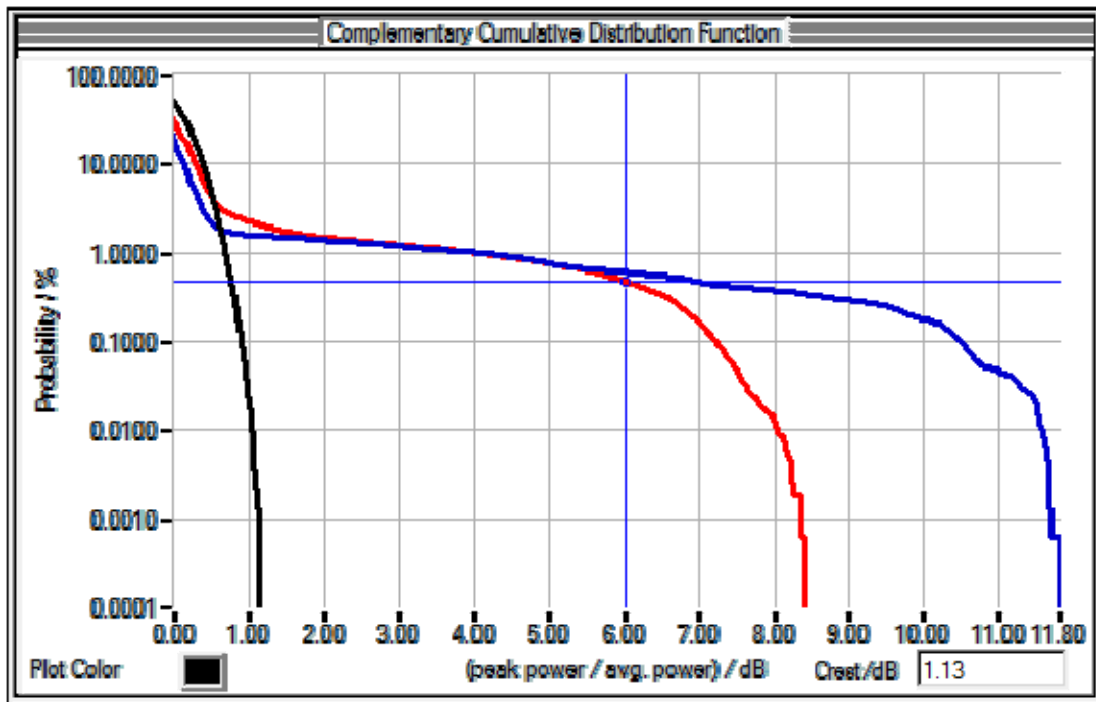
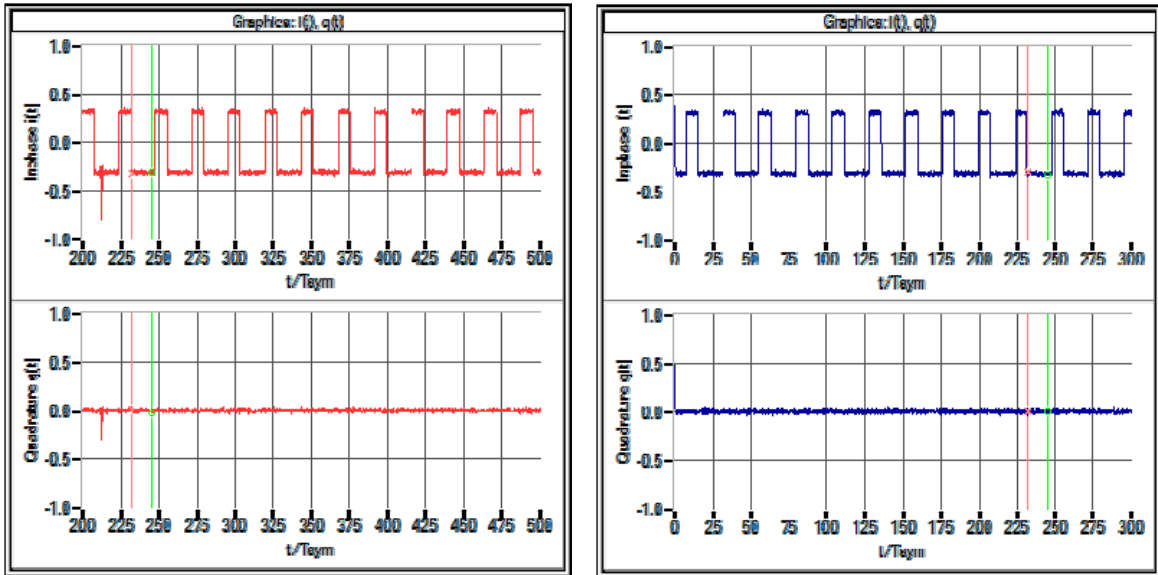


Fig. 6.15 CCDF del sistema de comunicació en presència del senyal interferent mesurat (vermell) i generada per simulació (blau). Interferència de 125kHz i de 4ms.

Si observem la forma del senyal els casos de simulació i de mesura són molt semblants. S'ha de destacar que la probabilitat de que el senyal sigui 6dB major que la mitja en el cas de la mesura és de 0.4675% i en el cas de la simulació sigui de 0.6044%. Recordar que en una modulació BPSK tenir un nivell de 6dB de pic major que el nivell mig suposa un error en el símbol i en el bit.

A continuació es fa el mateix estudi per un senyal amb una duració de la ràfega del transitori més curta. En aquest cas es comparà la simulació EM amb la mesura quan la ràfega del transitori era de 10 μ s. Com en el cas anterior en primer lloc es mira el senyal $i(t)$, $q(t)$ tant per la mesura com per el transitori generat amb simulació (**Fig. 6.16**).

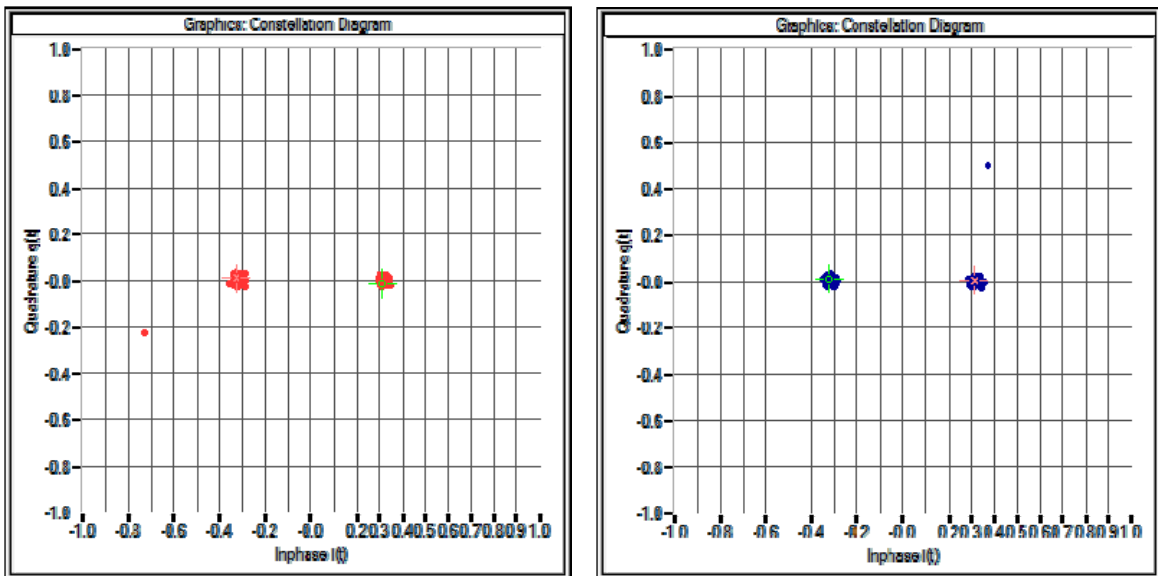


(a)

(b)

Fig. 6.16 Senyal $i(t)$ i $q(t)$ del senyal mesurat (a) i del senyal generat amb simulació (b). Interferència de $10\mu\text{s}$.

En aquest cas quan s'analitzen 300 símbols únicament s'observa un pols interferent. Això es degut a que quan la ràfega només dura $10\mu\text{s}$, només entra un pols ja que la freqüència de repetició dels polsos és de 125kHz . Com en el cas anterior s'analitza també la constel·lació per tal de detectar els errors (**Fig. 6.17**).



(a)

(b)

Fig. 6.17 Constel·lació del senyal mesurat (a) i del senyal generat amb simulació (b). Interferència de $10\mu\text{s}$

Un únic símbol està desplaçat en la constel·lació del senyal mesurat i del senyal reconstruït amb la simulació EM. Aquest símbol desplaçat és l'únic que introdueix un error en la fase de decisió del senyal rebut.

Per últim també es compara la funció CCDF en ambdós casos (mesurat i simulat) per la duració de 10 us (**Figura 6.18**). Es representa la CCDF per a la interferència mesurada en color vermell, per la interferència generada amb simulació en color blau i també la CCDF en color negre quan a la senyal útil s'afegeix soroll blanc ($E_b/N_0 = 35$ dB).

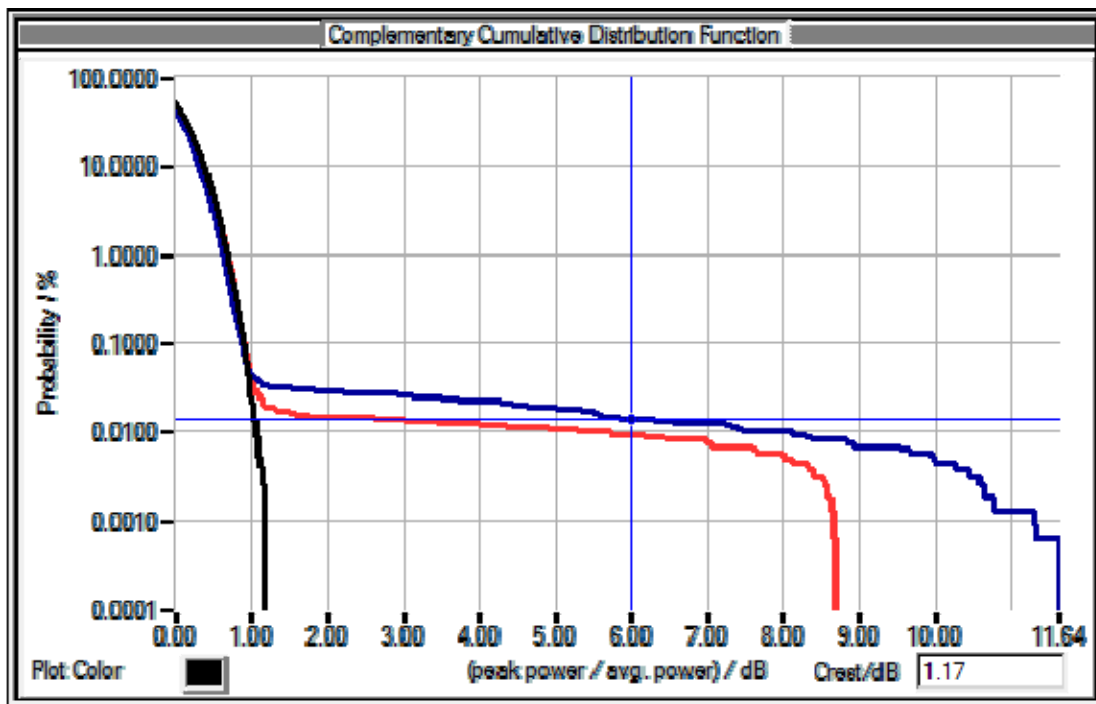


Fig. 6.18 CCDF del sistema de comunicació en presència del senyal interferent mesurat (vermell) i generada per simulació (blau). Interferència de 125kHz i de 10µs.

En aquest cas també observem un comportament molt similar tant en el cas de la mesura com en el cas de la simulació. En aquest cas la probabilitat de que el senyal sigui 6dB major a la mitja és en el cas de la mesura del 0.0094% i de 0.0137% en el cas del senyal reconstruït amb simulació.

Si comparem els resultats obtinguts (**Fig. 6.18**) amb els resultats anteriors (**Fig. 6.16**) es veu que la probabilitat d'error és més baixa que en el cas en que anterior degut a la disminució del temps de la ràfega del transitori.

Concloure que la mesura i el senyal reconstruït, mitjançant la tècnica descrita en aquest apartat, aporten els mateixos resultats quan s'analitza la immunitat d'un sistema de comunicació. Destacar que la tècnica s'ha comprovat per a transitoris amb una duració de la ràfega diferent.

6.4 Solució d'un problema d'EMC amb simulació

Anteriorment s'ha comprovat que la interferència generada en el cable de xarxa elèctrica es capaç de deteriorar la comunicació fins al punt que aquesta deixa de funcionar.

Per trobar possibles solucions es vol utilitzar la simulació de camps electromagnètics. L'avantatge que aporta la simulació es que quan s'apliqui la solució analitzada prèviament amb simulació aquesta serà una solució vàlida. Per tant, hi haurà un gran estalvi en els costos d'aquesta solució com el transport o solucions fallides.

Per tal d'atenuar la interferència generada en el cable de la xarxa elèctrica es decideix instal·lar una pantalla de metall conductor entre el cable per on circula la interferència i el sistema RFID. Aquesta pantalla és de 10 mm de gruix.

En el model CAD de SEMCAD s'afegeix el pla esmentat anteriorment segons la figura que es mostra a continuació (**Fig. 6.19**).

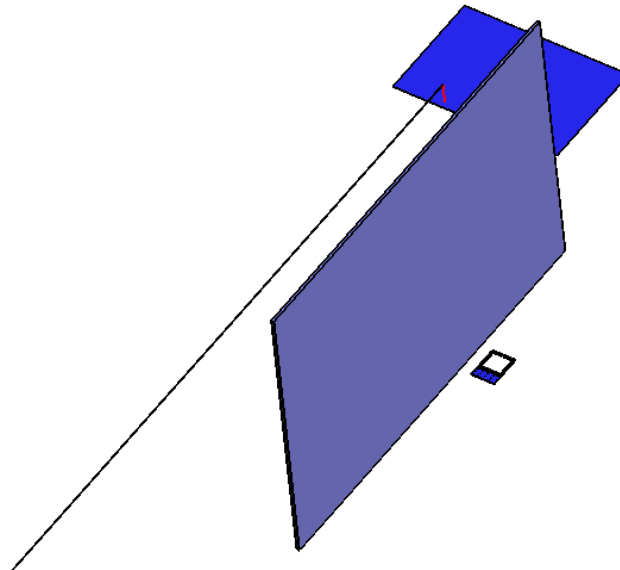


Fig. 6.19 Model electromagnètic de l'entorn amb un pla metàl·lic

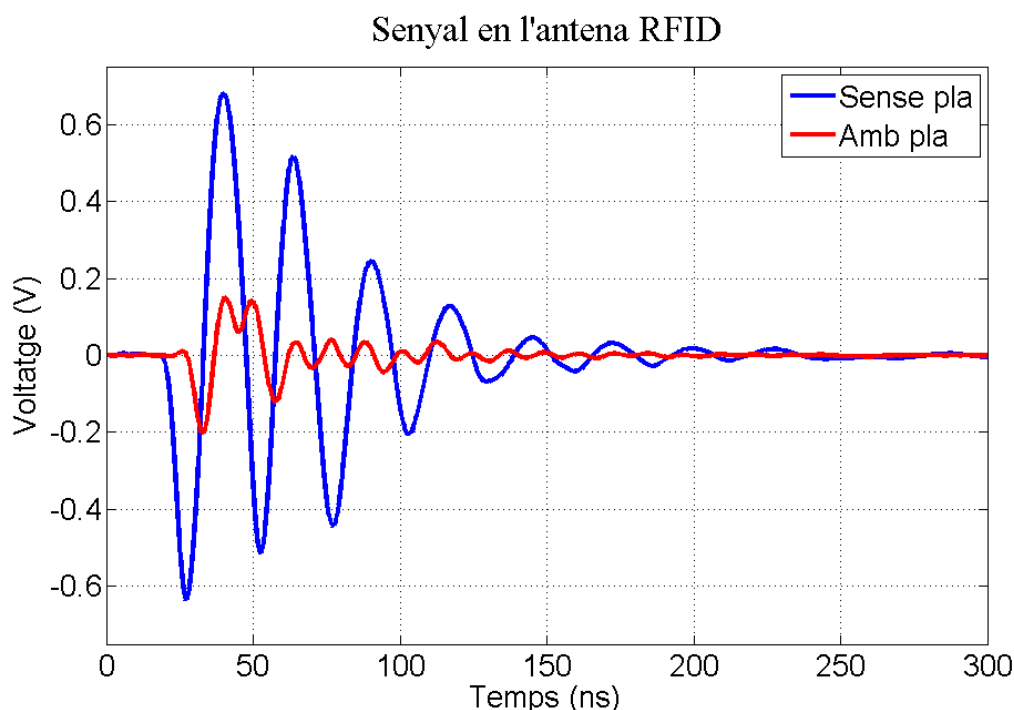
Per analitzar l'efecte de la pantalla es realitza la mateixa simulació que en l'apartat 6.2.2. Es simula una altra vegada un únic pols de la ràfega de transitoris, assimilant que aquest polsos es repetiran d'igual forma segons la freqüència del transitori generat. Les característiques de la simulació són les mateixes tret de les MCell utilitzades, en aquest cas hi ha hagut un augment ja que s'ha agut de modelar el pla. A continuació es mostra una taula resum amb les característiques de la simulació (**Taula 6.5**).

Taula 6.5: Característiques de la simulació de l'entorn complet amb un pla de terra

| Paràmetre | Valor |
|--------------------------------|-------------|
| Time step | 1.06e-12 s |
| Temps simulat | 8e-7 s |
| Cel·les | 5.17 Mcell |
| Velocitat de càlcul | 205 Mcell/s |
| Temps a realitzar la simulació | 6h 26' |

A l'hora d'analitzar els resultats en primer lloc es mira el pols que es rep en l'antena RFID. L'interessant en aquest cas es comparar el senyal rebut amb la senyal que es rebia quan no hi havia el pla metàl·lic.

En el domini del temps les diferències observades en l'antena RFID s'observen clarament en la figura **Fig. 6.20**.

**Fig. 6.20** Senyal en temps rebut a l'antena RFID en presència o no del pla

Destacar que hi ha una reducció en el nivell del transitori que arriba a l'antena RFID degut a l'efecte d'apantallament del pla metàl·lic. El màxim del transitori passa de 0.7 V a 0.2V. D'altra banda també s'observa un canvi en la forma del senyal rebut. Quan no hi ha pla la forma d'ona es clarament una sinusoide amortiguada, en canvi, amb la presència del pla aquesta forma no és tan marcada.

Per tal d'obtenir més informació sobre l'efecte del pla és mira el canvi en el domini de la freqüència. Si s'observa el senyal en el domini de la freqüència es

veuen diferències grans en algunes de les freqüències però en d'altres la diferència és mínima (**Fig. 6.21**).

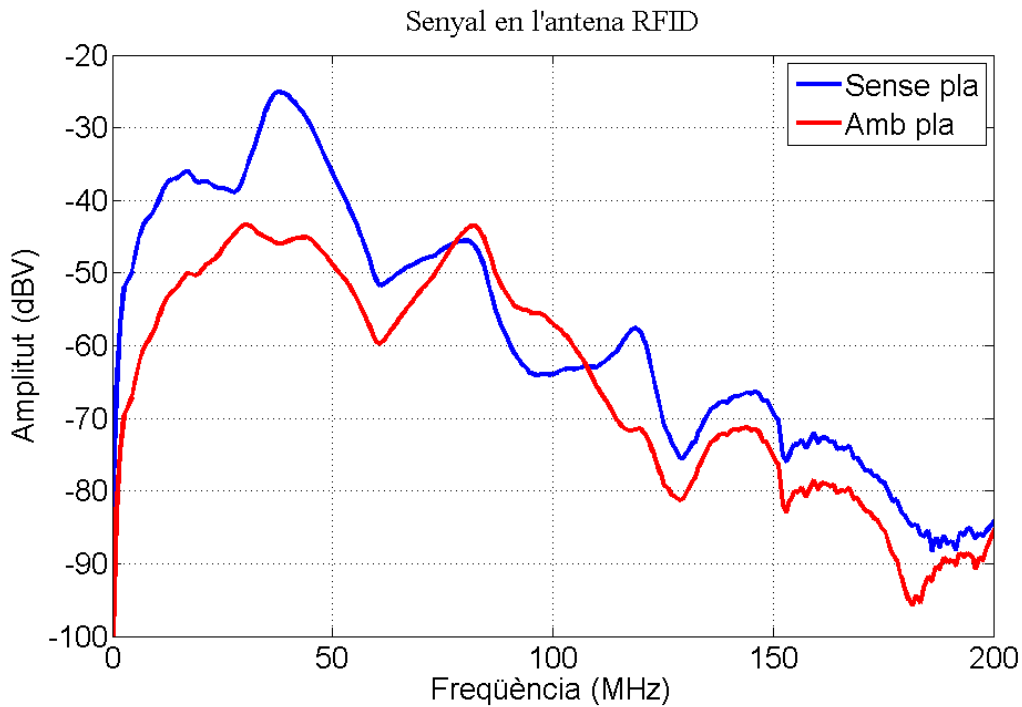


Fig. 6.21 Espectre del senyal rebut a l'antena RFID amb presència o no del pla

En l'espectre es veu que hi ha una alta atenuació a freqüències inferiors als 50 MHz. Si s'analiza la freqüència de funcionament del sistema de comunicació 13.56 MHz, la diferència en amplitud de la tensió és d'uns 15dB (**Fig. 6.22**).

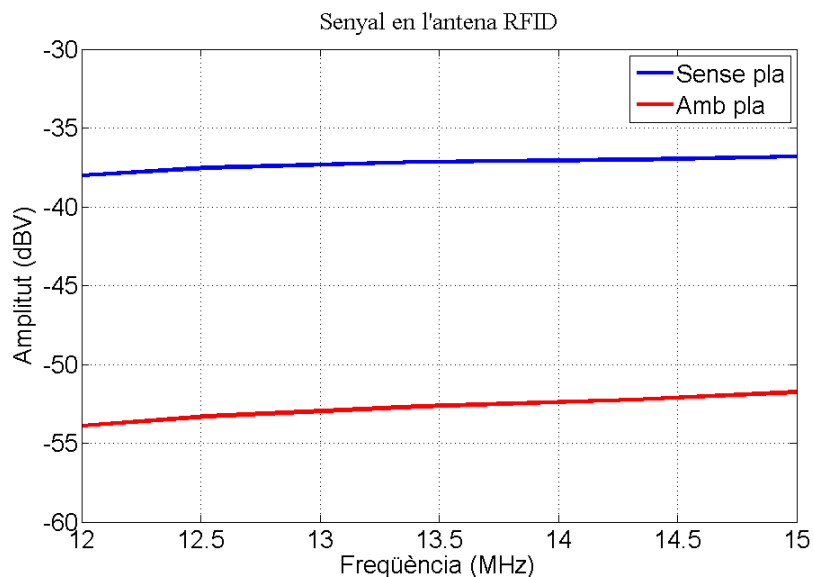


Fig. 6.22 Espectre del senyal rebut a l'antena RFID a la freqüència de treball del sistema

A nivell qualitatiu també es pot observar l'efecte de la pantalla observant la propagació dels camps electromagnètics. El simulador de FDTD (SEMCAD) permet extreure tant el camp elèctric com el camp magnètic. La figura que es mostra a continuació (**Fig. 6.23**) mostra el camp magnètic en el pla XY a l'alçada de l'antena RFID. El camp magnètic es mostra en absència i en presència del pla metàl·lic.

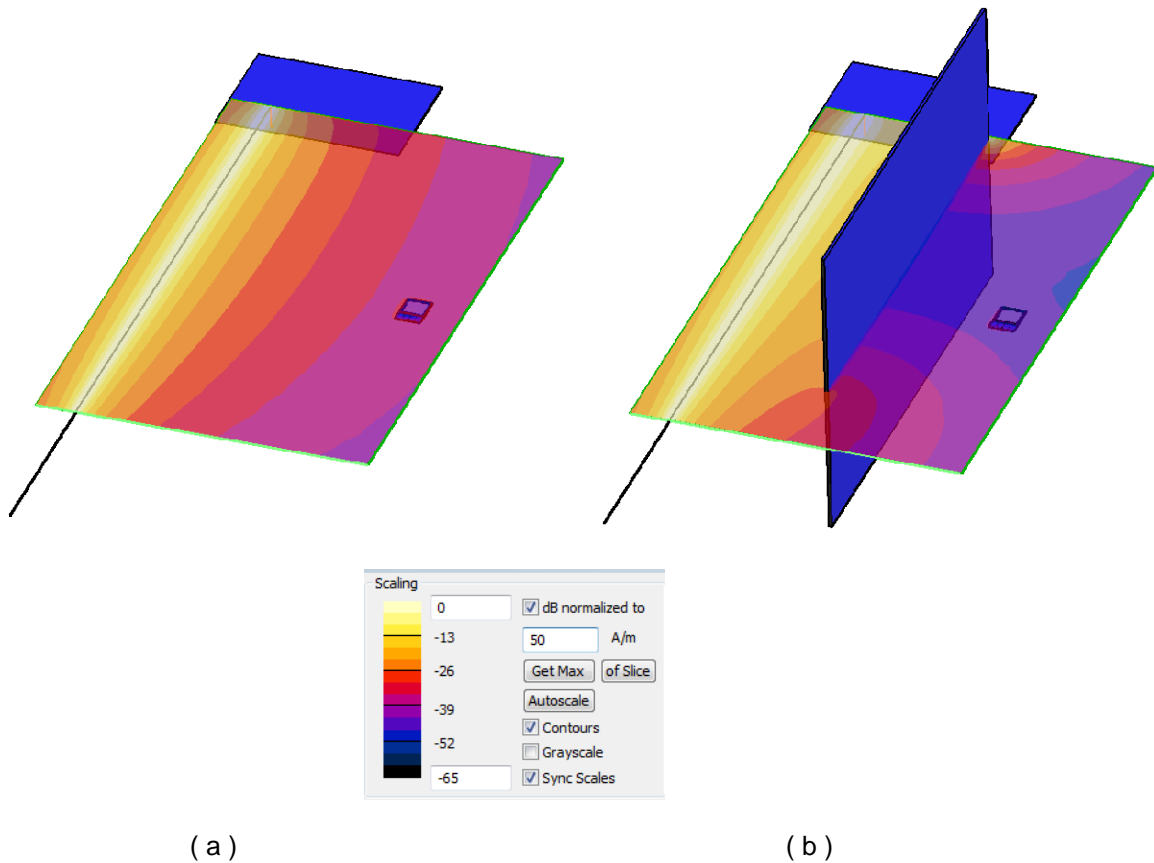


Fig. 6.23 Camp magnètic en el pla XY a l'alçada de l'antena RFID amb absència (a) i presència (b) del pla metàl·lic

Una vegada el model electromagnètic dóna diferències importants es moment d'aplicar la fase d'acondicionament (fase 2) descrita en l'apartat anterior. En aquest cas es reconstruiran el tren de polsos amb la presència del pla metàl·lic i sense la presència d'aquest.

Per tal d'analitzar l'efecte d'aquestes senyals interferents sobre el sistema de comunicacions RFID s'analitza mitjançant el software WinIQSIM. Com s'ha fet anteriorment es mostraran els diagrames $i(t)$ q (t) (**Fig. 6.24**), la constel·lació (**Fig. 6.25**) i la CCDF (**Fig. 6.26**) ja que aporten moltes dades per a determinar el grau de immunitat del sistema de comunicacions respecte les interferències. Amb aquestes eines es podrà determinar si el pla és una solució vàlida per a que la interferència no produeixin malfuncionaments en l'equip RFID.

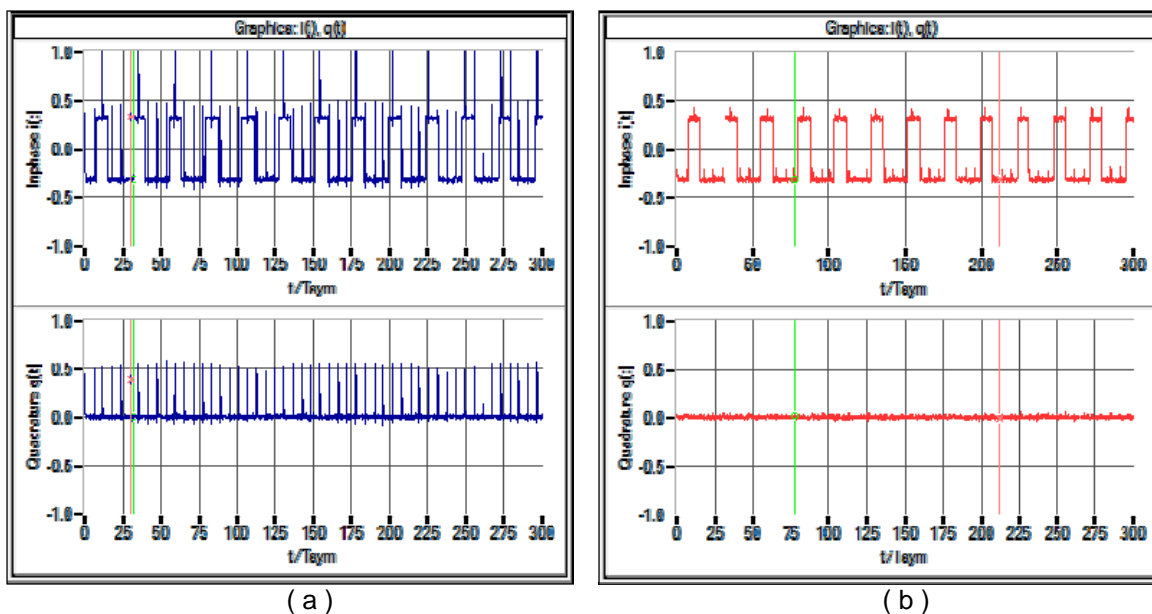


Fig. 6.24 Senyal $i(t)$ i $q(t)$ del senyal sense pla (a) i del senyal amb pla (b).

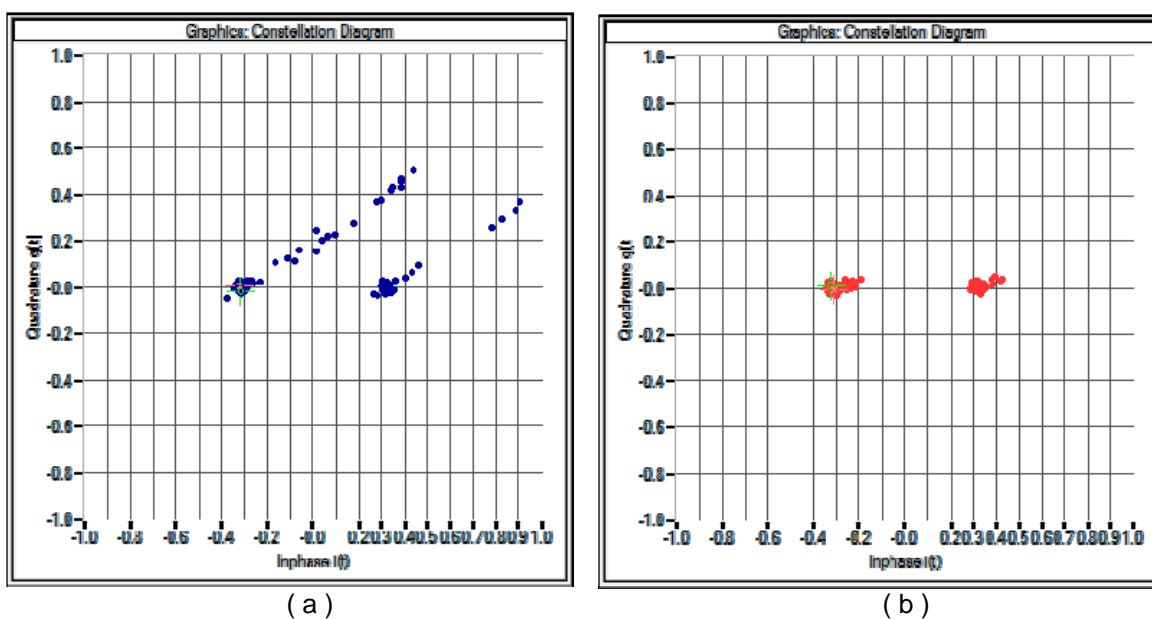


Fig. 6.25 Constel·lació del senyal sense pla (a) i del senyal amb pla (b).

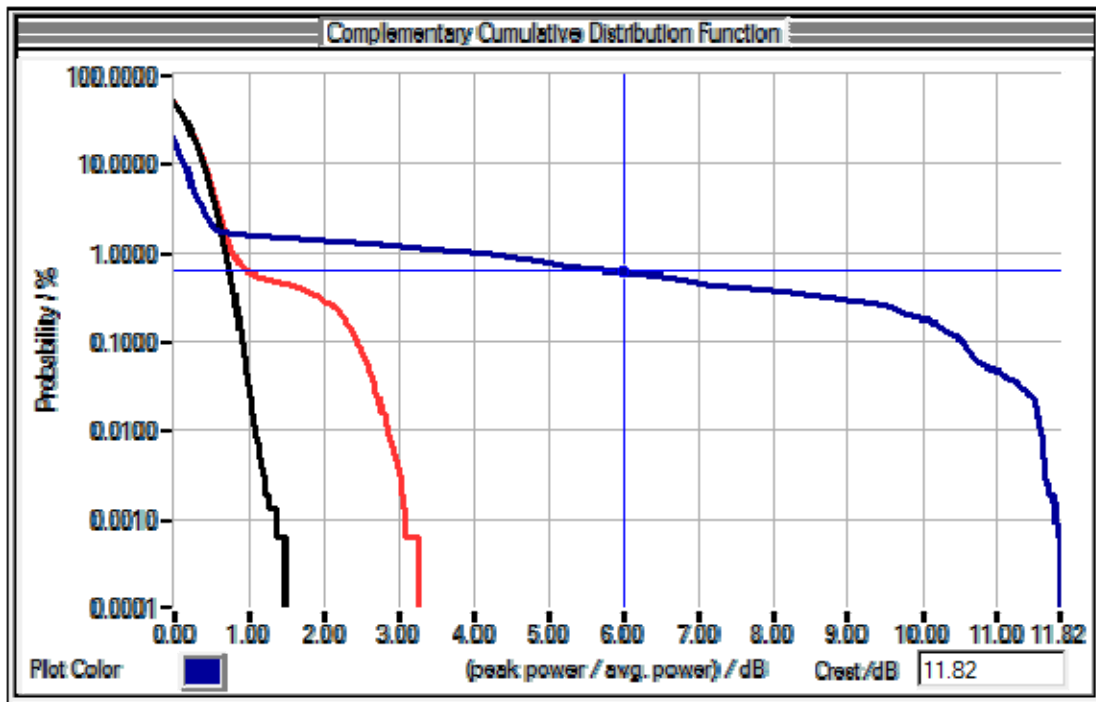


Fig. 6.26 CCDF de la senyal sense pla (blau) i de la senyal amb pla (vermell).

Tant en el senyal $i(t)$ i $q(t)$, la constel·lació i la CCDF s'observen importants millores en el cas en que es col·loca el pla entre el cable del senyal interferent i l'antena RFID. Destacar que en la constel·lació **Fig. 6.25** no s'observa cap símbol el qual pugui produir un error en la fase de decisió. A més a més en la CCDF la probabilitat de que el senyal sigui 6dB major que la mitja és nul·la.

Per tant, es pot concloure que el pla de massa entre el cable i l'antena és una solució efectiva per a fer que el sistema de comunicacions sigui immune. L'anàlisi s'ha pogut realitzar gràcies al mètode creat en aquest capítol per a integrar el senyal obtingut en la simulació EM al simulador de sistemes de comunicació, demostrant que la integració permet solucionar problemes de compatibilitat electromagnètica.

CONCLUSIONS

En aquest projecte s'ha presentat un mètode per a capturar senyals transitoris radiats i avaluar el seu efecte sobre els sistemes de comunicació. A banda de donar aquest mètode com a una eina d'anàlisi, el que s'ha intentat destacar és la forma en que s'han de tractar aquest tipus de senyals interferents. Per tant, aquest projecte no només és un mètode sinó que també és un nou mode d'enfocar el problema.

Anteriorment, en altres estudis, el problema s'havia tractat simplificant la interferència amb un soroll blanc gaussià equivalent. Per a dur a terme aquesta simplificació era necessari realitzar un estudi estadístic dels senyals transitoris interferents. D'aquesta forma s'aconseguia emular l'efecte de les perturbacions transitòries sobre els sistemes de comunicació. En aquest projecte, en canvi, s'utilitza directament la informació mesurada de la perturbació sense haver de fer aproximacions per a utilitzar a posteriori en les simulacions. Per tant, el mètode desenvolupat permet avaluar ràpidament el comportament d'un sistema de comunicacions en front a les perturbacions radiades transitòries existents en un lloc concret, sense haver de fer estudis estadístics de les fonts de interferència.

Pel que fa als resultats obtinguts amb el mètode s'ha de destacar que aquests aporten suficient informació per a predir el comportament dels sistemes de comunicació. Per a comprovar la certesa dels resultats en el projecte s'ha realitzat un procés de validació amb un sistema de comunicacions RFID. Amb aquest sistema s'han comparat els resultats obtinguts amb les simulacions i els resultats obtinguts directament del sistema RFID real.

Haver trobat un sistema de comunicació per a poder validar els resultats ha estat molt important, s'ha hagut d'escollir un sistema el qual s'ha pogut interferir amb els transitoris que es generen de forma controlada pels equips disponibles en el laboratori de compatibilitat electromagnètica. A banda de l'equip generador de transitoris, ha estat essencial utilitzar un receptor EMI capaç de filtrar i demodular les components en fase i en quadratura dels senyals interferents generats al laboratori. Per últim, remarcar que la realització de les mesures de la validació s'han dut a terme en una cambra anecoica disponible en el Grup de Compatibilitat Electromagnètica de la UPC, la qual permet evitar interferències externes que poguessin influir en les mesures.

Tot i que es disposava d'una instrumentació molt adequada per a dur a terme l'estudi, s'ha de tenir en compte que han existit una sèrie de limitacions a l'hora de realitzar les mesures i les simulacions. Tot i que no ha estat possible extreure paràmetres com el BER degut a les limitacions, s'han donat resultats el màxim de quantitativus possible. Per tal de realitzar aquest estudi més depurat seria interessant utilitzar instrumentació específica per a analitzar i crear senyals de sistemes de comunicació digitals. A banda dels equips específicament dissenyats per a mesurar sistemes de comunicació, altres instruments amb una memòria superior que permetés mostrejar més temps els senyals rebuts serien també molt útils.

En el projecte també es proposa la integració de diferents mètodes de simulació. La simulació dels sistemes de comunicació utilitzant eines específiques d'anàlisi de sistemes com pot ser el software WinIQSIM és un gran complement per a simulacions de camps electromagnètics. El tractament híbrid és el camí per a fer un anàlisi correcte tal i com s'ha demostrat en el projecte. Una altra avantatge que aporta aquesta integració dels diferents simuladors és que es poden solucionar problemes de compatibilitat electromagnètica tal i com s'ha mostrat en el document.

En un futur és important aconseguir optimitzar el procés d'integració de manera que es pugui fer automàticament i de forma més còmode. En el projecte s'ha hagut de desenvolupar codi en Matlab per fer totes les funcions necessàries en el procés d'integració. Seguint parlant del futur, afegir que hi ha un munt de línies per a seguir treballant en la direcció del projecte. Per exemple, es pot continuar millorant la captura dels senyals transitoris interferents, o fent un estudi més detallat d'un ventall més ampli de sistemes de comunicació sota la influència d'aquest tipus de interferències.

Tot i les múltiples continuacions d'aquest projecte és important remarcar la visió que s'ha aportat per a avaluar la immunitat dels sistemes de comunicació en front de senyals transitoris. En el present, els senyals transitoris són crítics per als sistemes de comunicació en temps real encara cada vegada és busquin sistemes de comunicació més immunes. Per tant, l'anàlisi proposat en aquest projecte seguirà sent una eina útil en el futur. Sembla difícil poder crear una normativa concreta que permeti avaluar tots els sistemes de comunicació, però el mètode presentat és una bona eina a l'hora de tractar problemes d'EMC. A més a més, el mètode és de caràcter horitzontal i es pot utilitzar per a qualsevol sistema i per a qualsevol transitori. De fet, a banda dels sistemes de comunicació radiats en els que s'ha centrat aquest projecte, el mètode desenvolupat pot servir perfectament per a analitzar sistemes de comunicació que utilitzen altres canals de transmissió.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Torío, P., & Sánchez, M. G. (2005). Novel Procedure to Determine Statistical Functions of Impulsive Noise. *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, VOL. 47, NO. 3.
- [2] Zimmermann, M., & Dostert, K. (2002). Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, VOL. 44, NO. 1, 249-258.
- [3] Cuiñas, I., Sánchez, M. G., & Alejos, A. V. (sense data). WIDEBAND IMPULSIVE NOISE MEASUREMENTS IN DVB-T AND UMTS RADIO CHANNELS.
- [4] Bertocco, M., Farias, M., Fortin, D., & Sona, A. (2008). Cross-Layer Measurement for the Analysis of DVB-T System Performance. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, VOL. 57, NO. 7.
- [5] Fortin, D. (2008). *Performance assessment of DVB-T and wireless communication systems by means of cross-layer measurements*.
- [6] Moya, J. M. (2002). *Comunicaciones Móviles*. THOMSON.
- [7] ITU-T Study Group 12. (2003). *ITU-T Rec. G.114 One-way transmission time: SERIES G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA, DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS - International telephone connections and circuits - General Recommendations on the transmission quality for an entire internation*.
- [8] Shirley, D. (2001). *Radiocommunications Agency - Feasibility into the Measurement of Man Made Noise*. DERA/KIS/COM/CR010470.
- [9] Lago-Fernández, J., & Salter, J. (2004). *WHP 080 Modelling Impulsive Interference in DVB-T: Statistical Analysis, Test Waveforms and Receiver Performance*. BBC R&D White Paper.
- [10] PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO. (2004). *DIRECTIVA 2004/108/CE relativa a la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros en materia de compatibilidad electromagnética*. Diario Oficial de la Unión Europea.
- [11] ERM. (2001). *TR 102 273-2 - V1.2.1 - Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Improvement on Radiated Methods of Measurement (using test site) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties; Part 2: Anechoic chamber*.

- [12] IEC. CISPR 16-1-1 - Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods -- Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus.
- [13] CENELEC. (2006). *EN 61000-4-3:2006 Electromagnetic compatibility (EMC) -- Part 4-3: Testing and measurement techniques - Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test.*
- [15] Rohde & Schwarz. (2006). *Software Manual WinIQSIM.*
- [14] Agilent EEs of EDA. (2001). *Digital Modulation in Communications Systems — An Introduction.*
- [16] Rohde & Schwarz. (2002). Impulsive noise EMC measurements. *News from Rohde & Schwarz .*
- [17] Rohde & Schwarz. (2002). *Demonstration of BER Test with SMIQ or AMIQ and FSP or FSU.*
- [18] CENELEC. (2004). *EN 61000-4-4:2004 Electromagnetic compatibility (EMC) -- Part 4-4: Testing and measurement techniques - Electrical fast transient/burst immunity test.*
- [19] ISO Standards. (2008). *ISO/IEC 14443-1: Identification cards -- Contactless integrated circuit cards -- Proximity cards -- Part 1: Physical characteristics.*
- [20] ISO Standards. (2001). *ISO/IEC 14443-2: Identification cards -- Contactless integrated circuit(s) cards -- Proximity cards -- Part 2: Radio frequency power and signal interface.*
- [21] Sánchez, M. G., Haro, L. d., Ramón, M. C., Mansilla, A., Ortega, C. M., & Oliver, D. (1999). Impulsive Noise Measurements and Characterization in a UHF Digital TV Channel. *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 41, NO. 2.*
- [22] EBU/CENELEC/ETSI JTC. (1997). *ETS 300 744 - Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T).*
- [23] Yee, K. (1966). Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 14, Issue 3 .*
- [24] Duffy, A., Coleby, D., Martin, A., Woolfson, M., & Benson, T. (sense data). Progress in quantifying validation data. *Electromagnetic Compatibility, 2003 IEEE International Symposium on .*

- [25] Duffy, A., Martin, A., Orlandi, A., Antonini, G., Benson, T., & Woolfson, M. (2006). Feature selective validation (FSV) for validation of computational electromagnetics (CEM). part I-the FSV method. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , Volume 48, 449 - 459.
- [26] Ferrieres, X., Parmantie, J., Bertuol, S., & Ruddle, A. (2004). Application of a hybrid finite difference/finite volume method to solve an automotive EMC problem. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* , 46, 624-634.
- [27] Martin, A. (1999). *Feature Selective Validation, Thesis for Doctor of Philosophy*. De Montfort University, Leicester .
- [28] Jauregui, R., Silva, F., & Riu, P. (2007). Transient Electromagnetic Field Computation in Automotive Environments using FDTD. *IEEE EMC Symposium 2007 Hawaii* .
- [29] Jauregui, R., Silva, F., & Riu, P. (2007). FDTD Analysis of the Distribution of a Transient Field inside a Car. *EMC Europe Workshop 2007* .
- [30] Jauregui, R., Pous, M., Vives, Y., Fernandez, M., Riu, P. J., & Silva, F. (2009). Car windshield behavior transient analysis by FDTD. *2009 EMC Europe Workshop Materials in Applications* .