



Escola Politècnica Superior
de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TREBALL DE FI DE CARRERA

TÍTOL DEL TFC: Desenvolupament en una FPGA d'un transmissor basat en una arquitectura LINC: "Linear Amplification with Nonlinear Components".

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Sistemes de Telecomunicació

AUTOR: Carlos Reyes Navarro

DIRECTOR: Pere Lluís Gilabert Pinal

SEGON DIRECTOR: Gabriel Montoro López

DATA: 20 de juliol de 2010

Títol: Desenvolupament en una FPGA d'un transmissor basat en una arquitectura LINC: "Linear Amplification with Nonlinear Components".

Autor: Carlos Reyes Navarro

Director: Pere Lluís Gilabert Pinal

Segon director: Gabriel Montoro López

Data: 20 de juliol de 2010

Resum

L'apogeu de les Comunicacions Verdes (*Green Communications*), que advoquen per comunicacions més respectuoses amb el medi ambient, ha revifat la recerca per millorar l'eficiència energètica d'aquestes.

Els amplificadors de potència (AP) són responsables de la major part del consum energètic dels transmissors. Els AP que funcionen com una font de corrent (classe A, B i AB), amb un bon comportament lineal, són molt poc eficients. D'altra banda, els AP commutatats (classe D, E, F), amb eficiències teòriques del 100%, presenten una relació entrada-sortida molt poc lineal. Per poder utilitzar aquests últims en les aplicacions d'avui en dia, en que la linealitat és un requeriment indispensable, és necessària la introducció de tècniques de linealització.

D'entre totes les tècniques existents, exposades en aquest treball, hem decidit profunditzar en la coneguda com a LINC (Linear amplification using Nonlinear Components). Com el seu nom indica, la tècnica està orientada a obtenir una amplificació lineal tot permetent l'ús de components no-lineals. Per aconseguir-ho, processa adequadament el senyal d'entrada per evitar la distorsió no-lineal que introdueix l'AP.

Així doncs, proposarem una implementació digital per al LINC en una FPGA (*Field Programmable Gate Array*) i la validarem analitzant els resultats obtinguts.

Començarem posant de manifest la problemàtica dels AP i exposant breument les tècniques de linealització. A continuació detallarem els principis de funcionament del LINC i detallarem els parts de la nostra implementació: el transmissor, el receptor i la compensació de desequilibris. Per últim farem un anàlisi en profunditat dels resultats.

Title: Development on an FPGA of a transmitter based on a LINC architecture: “Linear Amplification with Nonlinear Components”.

Author: Carlos Reyes Navarro

Director: Pere Lluís Gilabert Pinal

Second director: Gabriel Montoro López

Date: July, 20th 2010

Overview

The height of *Green Communications*, who advocate communications more respectful with the environment, has revived the research for improving the energy efficiency of these.

Power amplifiers (PA) are responsible for most of the energy consumption of the transmitters. PA's operating as a current source (class A, B, AB), with a good linear behavior, are very inefficient. Meanwhile, switching PA's (class D, E, F), with theoretical efficiencies of 100%, demonstrate a poor input-output linearity. To use the latter in applications today, in which linearity is an indispensable requirement, is necessary to introduce linearization techniques.

Among all existing techniques, outlined in this work, we decided to deepen the known as LINC (LInear amplification using Nonlinear Components). To achieve a linear amplification with nonlinear components, the input signal is processed properly to avoid the nonlinear distortion introduced by the PA.

Therefore, we propose a digital implementation of the LINC technique in a FPGA (*Field Programmable Gate Array*) and we validate it by analyzing the results.

First of all, we will state the problems of PA's and expose briefly the linearization techniques. Secondly, we will expose the principles of operation of the LINC and detail the parts of our implementation: the transmitter, the receiver and the balancing method. Finally, we will draw up an in-depth analysis of the results.

A Pedro Vizarreta: por allanar el camino.

A Gabriel Montoro: porque su intervención evitó demoras en el viaje.

A Pere Gilabert: por guiarme en todo momento sin andar por mí.

A mis compañeros (Joan F., Sergi B., Ferran M., Edu P., Xavi L., Andrés L. y los que me dejo): por andar a mi lado haciendo el camino mucho más llevadero.

A mis padres, familiares y gente a la que quiero: por enseñarme a andar y recordármelo cada día.

ÍNDIX

INTRODUCCIÓ	1
CAPÍTOL 1. AMPLIFICADORS DE POTÈNCIA	2
1.1. Introducció	2
1.2. Linealitat	2
1.3. Eficiència	4
1.4. Compromís entre linealitat i eficiència.....	5
CAPÍTOL 2. TÈCNiques DE LINEALITZACIÓ.....	7
2.1. Introducció	7
2.2. Linealització a nivell de sistema	7
2.2.1. Feedback	8
2.2.2. Feedforward.....	8
2.2.3. Envelope Elimination and Restoration (EE&R)	9
2.2.4. Predistorsió	10
2.2.5. LINC i CALLUM	10
CAPÍTOL 3. LINC	12
3.1. Introducció	12
3.2. Principis de funcionament.....	12
3.3. Implementació.....	15
3.3.1. Entorn de desenvolupament.....	15
3.3.2. Generació del senyal en banda base	16
3.3.3. Etapa de freqüència intermitja.....	18
3.3.4. Outphasing	20
3.3.5. Generació dels senyals d'amplitud constant	22
3.3.6. Desmodulador	22
3.3.7. Control i resultats.....	24
3.3.8. Compensació dels desequilibris	27
CAPÍTOL 4. RESULTATS	29
4.1. Verificació del transmissor.....	29
4.1.1. Simulació	29
4.1.2. FPGA	31
4.2. Verificació del receptor	32
4.2.1. Simulació	33
4.2.2. FPGA	36
4.3. Compensació de desequilibris.....	37

4.3.1. Impacte dels desequilibris	37
4.3.2. Compensació en simulació.....	39
4.3.3. Compensació real.....	39

CONCLUSIONS.....	41
-------------------------	-----------

ESTUDI D'AMBIENTALITZACIÓ	42
--	-----------

REFERÈNCIES.....	43
-------------------------	-----------

INTRODUCCIÓ

Els senyals generats per les modulacions utilitzades avui en dia, com l'OFDM (*Orthogonal Frequency Domain Multiplexing*) o les M-QAM (*Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation*), presenten alts nivells de PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). El PAPR, definit a l'equació 0.1, és la diferència expressada en dB del valor de potència màxim del senyal respecte el valor de potència mig.

$$PAPR(dB) = 10\log\left(\frac{\max|x(t)|^2}{|x(t)|^2}\right) \quad (0.1)$$

Un PAPR alt imposa alts nivells *back-off* per mantenir la linearitat. Per contra, a major *back-off*, menys eficiència. Un altre factor que té influència directe en l'eficiència és el tipus d'amplificador de potència. Els AP altament eficients són molt no-lineals i els lineals són molt poc eficients. Per aquest motiu, amb la intenció de treballar amb poc *back-off* i poder utilitzar AP eficients, tractarem la tècnica de linealització coneguda com a LINC. La tècnica consisteix, a grans trets, en separar el senyal amb un alt nivell de PAPR en dos senyals d'amplitud constant que, amplificats per separat i recombinats, donen a la sortida una rèplica amplificada del senyal d'entrada. L'objectiu del TFC és entendre'n el funcionament i realitzar-ne una implementació en una FPGA.

Al primer capítol posarem de manifest la problemàtica dels amplificadors de potència pel que fa a la incompatibilitat, a priori, entre linealitat i eficiència.

Al segon capítol tractarem les tècniques de linealització conegudes, classificant-les i fent-ne una breu descripció de cadascuna.

Al tercer capítol descriurem els principis de funcionament del LINC i explicarem tots els detalls de la implementació proposada.

Al quart capítol exposarem i analitzarem els resultats obtinguts tant en simulació com en la pròpia implementació a l'FPGA.

Per últim, a les conclusions, avaluarem l'assoliment dels objectius del TFC i proposarem aspectes de millora per un treball futur.

CAPÍTOL 1. AMPLIFICADORS DE POTÈNCIA

1.1. Introducció

Un amplificador de potència (AP) és un dispositiu actiu que permet augmentar el nivell de potència del senyal present a la seva entrada.

El trobem en la majoria de transmissors i, com és un dispositiu actiu, requereix d'una font d'alimentació per al seu funcionament. Això fa que sigui un dels components d'un transmissor que més energia consumeix, vora el 70%, fent que maximitzar la seva eficiència energètica sigui de vital importància [1].

D'altra banda, l'AP és el responsable de la majoria de no-linealitats del transmissor. Aquest fet és crític per a modulacions espectralment eficients, amb alts nivells de PAPR, que obliguen a treballar amb nivells de *back-off* molt significatius, és a dir: hem de sacrificar eficiència per mantenir la linealitat [2].

1.2. Linealitat

Teòricament, un amplificador de potència hauria de comportar-se com un sistema lineal. Un sistema és lineal si es verifica el principi de superposició [3]:

$$T\{a_1x_1(t) + a_2x_2(t)\} = a_1T\{x_1(t)\} + a_2T\{x_2(t)\} \quad (1.1)$$

Per contra, la naturalesa no-lineal dels AP es manifesta en forma d'efectes dinàmics i de distorsió harmònica i d'intermodulació.

Els efectes dinàmics són responsables d'una distorsió lineal tant de l'amplitud com de la fase. Aquest tipus de distorsió es pot compensar fàcilment mitjançant filtres lineals [4]. Un cas particular d'aquests efectes dinàmics són els efectes de memòria. Els efectes de memòria acostumen a ser els responsables de la distorsió de fase. Afecten, sobretot, a senyals de banda ampla. Aquests senyals, amb canvis molt ràpids en el domini temporal, fan que la resposta de l'amplificador no sigui instantània sinó que es vegi afectada pel guany en instants anteriors [2]. Els efectes de memòria no són perjudicials per a la linealitat de l'AP però són crítics a l'hora d'aplicar algunes de les tècniques de linealització que exposarem en el capítol següent [4].

Si no tenim en compte els efectes de memòria, la resposta de l'AP a un senyal d'entrada v_{in} pot ser modelada per l'expressió polinòmica de l'equació 1.2 [5].

$$v_{out}(t) \approx \sum_{k=1}^{\infty} g_k v_{in}^k(t) = g_1 v_{in}(t) + g_2 v_{in}^2(t) + g_3 v_{in}^3(t) + \dots \quad (1.2)$$

El primer terme és el terme lineal desitjat a la sortida.

Els termes parells són els responsables de la distorsió harmònica: afegixen components freqüencials no desitjats a múltiples de la freqüència portadora. Aquest tipus de distorsió no lineal pot ser cancelada per mitjà de filtres.

Els termes imparells, en canvi, són la causa de la distorsió d'intermodulació. Aquesta consisteix en l'aparició de components freqüencials molt propers al senyal desitjat o, en alguns casos, dins de la banda d'interès, fent que el filtratge sigui inviable.

Per quantificar el perjudici d'aquestes distorsions no-lineals existeixen diversos mètodes [6] però ens centrarem en els dos que utilitzarem més endavant: l'ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) per la distorsió fora de la banda i l'EVM (*Error Vector Magnitude*) per la distorsió dins de la banda.

L'ACPR és una mesura de la quantitat de potència del senyal a la banda de pas respecte la dels canals adjacents (superior i inferior).

$$ACPR = \frac{P_{in-band}}{P_{adjacent-channel}} = \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{LS} P_{out}(f) \cdot df + \int_{US} P_{out}(f) \cdot df} [dBr] \quad (1.3)$$

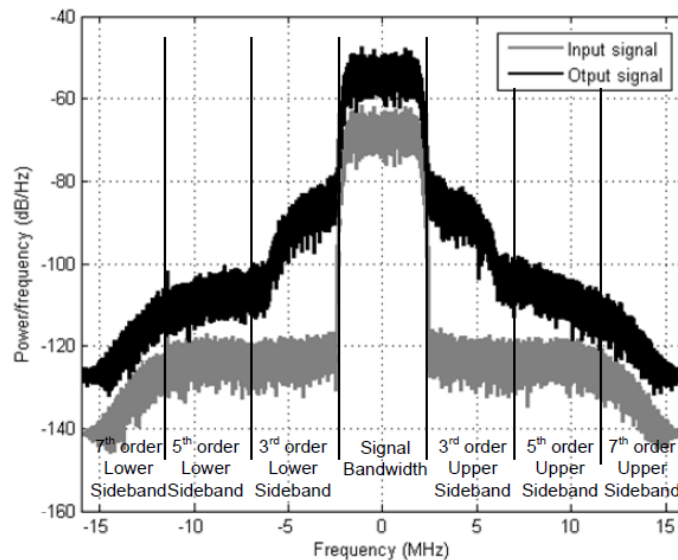


Fig. 1.1. Espectre d'entrada i de sortida d'un senyal WCDMA modulat [4].

Amb l'ACPR tenim una forma de quantificar l'efecte de les no-linealitats de l'AP en el domini freqüencial: el recreixement espectral (**Fig.1.1**).

En el domini temporal podem emprar l'EVM per caracteritzar les no-linealitats. Com l'ACPR, l'EVM és una figura de mèrit emprada pels estàndards de comunicacions per fixar característiques de transmissors i receptors. Com el seu nom indica, l'EVM és una mesura de la diferència entre el senyal de referència i el senyal mesurat (**Fig. 1.2**). La definició analítica és la següent:

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_1^N (\Delta I^2 + \Delta Q^2)}{S_{max}^2}} [100\%] \quad (1.4)$$

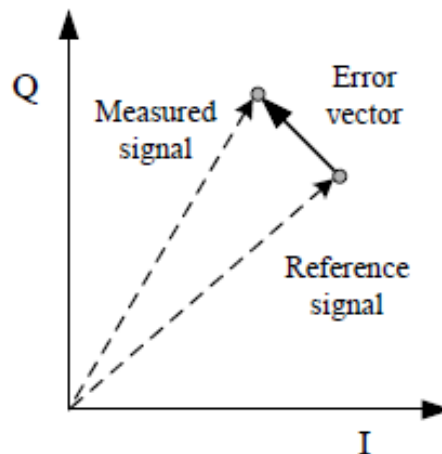


Fig. 1.2. Representació del vector error [4].

1.3. Eficiència

L'eficiència d'un amplificador de potència ve definida per l'equació (1.4).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} [\%] \quad (1.4)$$

És una mesura de la quantitat de potència DC convertida en potència RF. Tot i així, si volem una mesura que només tingui en compte la contribució neta de l'AP, no hem de considerar la potència RF present a l'entrada. Per aquest motiu, a l'equació (1.5), definim el concepte de PAE (*Power Added Efficiency*).

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (1.5)$$

1.4. Compromís entre linealitat i eficiència

Com ja hem avançat a l'apartat 1.1, els conceptes de linealitat i eficiència dels AP estan íntimament relacionats. La **Fig.1.3** ens ajuda a entendre aquesta relació.

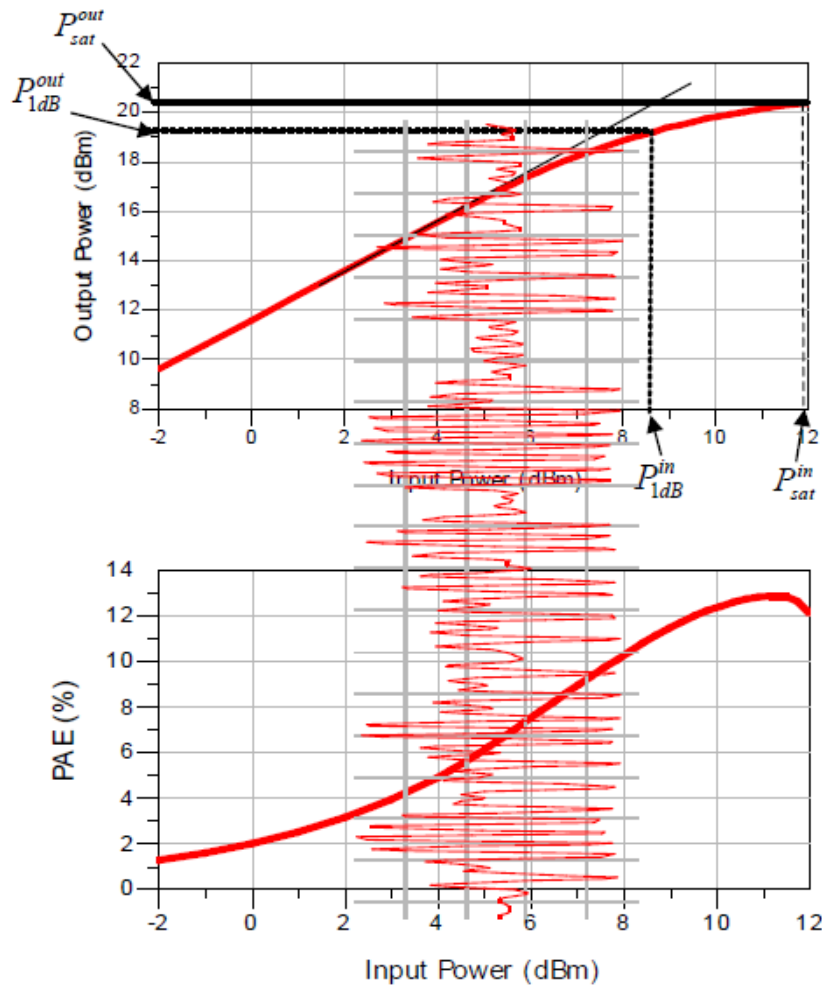


Fig. 1.3. Relació entre linealitat i eficiència [7].

Els senyals resultants de modulacions multinivell com la M-QAM o la OFDM tenen envoltants no constants. Aquestes envoltants presenten grans nivells de PAPR. Com podem veure, la PAE es més alta quan l'AP treballa prop del punt de compressió a 1dB. Per contra, en aquest punt, la sortida de l'AP ja no presenta una relació lineal respecte l'entrada. És aquí on apareix el compromís entre linealitat i eficiència. Perquè els pics del senyal no caiguin dins de la zona de guany no-lineal hem de treballar amb nivells significatius de *back-off*, és a dir, allunyar-nos del punt de compressió. La conseqüència d'aquest *back-off* és un decrement important de la PAE.

Tanmateix, la linealitat i l'eficiència no depenen només *back-off* escollit; la classe d'AP utilitzat també hi té molta incidència. La **Taula 1.1** ens relaciona la

classe d'AP amb el seu mode de funcionament, la seva linealitat i la seva eficiència.

Taula 1.1. Classes d'AP, mode de funcionament, linealitat i eficiència. [4]

Classe d'AP	Mode de funcionament	Màxima eficiència	Linealitat
A	Font de corrent	50%	Bona
AB		Millor que A Pitjor que B	Pitjor que A Millor que B
B		78.5%	Moderada
C		100%	Pobre
D	Commutat	100%	Pobre
E		100%	Pobre
F		100%	Pobre

La taula posa encara més de manifest la necessitat de trobar una solució de compromís entre linealitat i eficiència. Les classes d'AP i les seves característiques poden trobar-se desenvolupades a [8].

Els AP altament eficients són molt no-lineals i fan necessària l'aplicació de tècniques de linealització per poder utilitzar-los en aplicacions en que la linealitat és un requisit.

CAPÍTOL 2. TÈCNIQUES DE LINEALITZACIÓ

2.1. Introducció

Una vegada hem fet palesa la necessitat d'aplicar aquestes tècniques, ja podem classificar-les i fer-ne una breu descripció.

En primer lloc podem distingir dos grans grups de tècniques en funció del nivell en que s'apliquen: a nivell de circuit i a nivell de sistema. Mentre que les primeres són més competitives pel que fa al cost i al tamany, les segones redueixen millor la distorsió d'intermodulació [4].

Les tècniques de linealització a nivell de circuit es fan al mateix dispositiu. No les tractarem en profunditat en aquest TFC però, si el lector està interessat, pot trobar-les desenvolupades a [4].

Les tècniques de linealització a nivell de sistema poden ser analògiques o digitals i podem classificar-les en funció del seu objectiu envers la distorsió: reduir-la o evitar-la.

2.2. Linealització a nivell de sistema

Seguint la distinció que fa [9] i basant-nos en la classificació de [4], podem establir dos grans grups de linealitzadors:

- Els que pretenen reduir la distorsió: són aquells que prenent mesures de la distorsió existent, tracten de compensar-la. Són les tècniques de *feedback* i de *feedforward*.
- Els que pretenen evitar la distorsió: són aquells que processant adequadament el senyal d'entrada, eviten l'aparició de no-linealitats a la sortida. Aquí podem encabir des de l'ajustament del *back-off*, fins a tècniques complexes com la predistorsió, l'EE&R (*Envelope Elimination & Restoration*) o el LINC; la tècnica que desenvoluparem en aquest TFC.

El primer grup es idoni per amplificadors de classe A, AB o B ja que la seva no-linealitat no és gaire alta i reduir la distorsió no lineal que causen és una opció vàlida. En canvi, per utilitzar amplificadors de potència commutats de les classes C, D, E i F, que són tan no-lineals, és necessari l'ús de tècniques que evitin la distorsió [9].

2.2.1. Feedback

La tècnica de *feedback* o retroalimentació va ser inventada i patentada per H.S. Black l'any 1927. És una tècnica utilitzada per qualsevol correcció de errors però destaca la seva aplicació en amplificadors d'àudio. La seva implementació en amplificadors de radiofreqüència té certes limitacions pels requeriments d'amplada de banda i de linealitat. La **Fig. 2.1** mostra l'esquema d'aplicació del feedback a un amplificador amb distorsió.

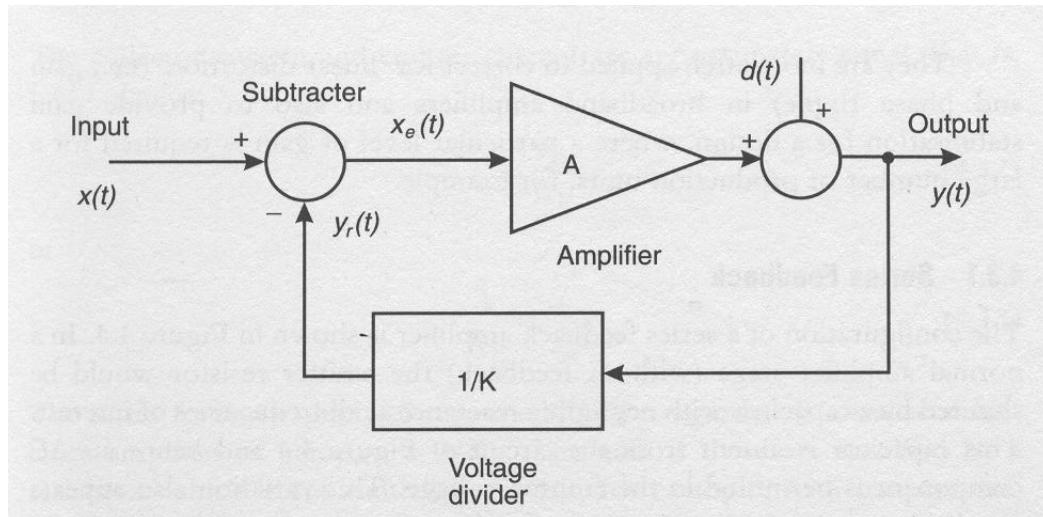


Fig. 2.1. Feedback aplicat a un sistema amplificador amb distorsió [6].

La tècnica de *feedback* pot dividir-se en quatre categories desenvolupades a [6]:

- *RF feedback*
- *Envelope feedback*
- *Polar feedback*
- *Cartesian feedback*

2.2.2. Feedforward

La tècnica de *feedforward* també va ser inventada per H. S. Black anys abans que la del *feedback* però va ser eclipsada per aquesta última i fou pràcticament ignorada fins a finals dels anys 60. La necessitat de treballar amb senyals de banda ampla va revifar l'interès en aquesta tècnica; amb múltiples aplicacions en l'actualitat [6]. L'esquema simplificat del *feedforward* pot veure's a la **Fig. 2.2**. Consisteix en quelcom tan intuïtiu com, afegint els retards necessaris (τ_1 i τ_2), restar del senyal amplificat totes les no-linealitats. Cal destacar la sensibilitat d'aquesta tècnica a desajustaments en el retard i a la necessitat d'introduir mecanismes de compensació automàtica [9].

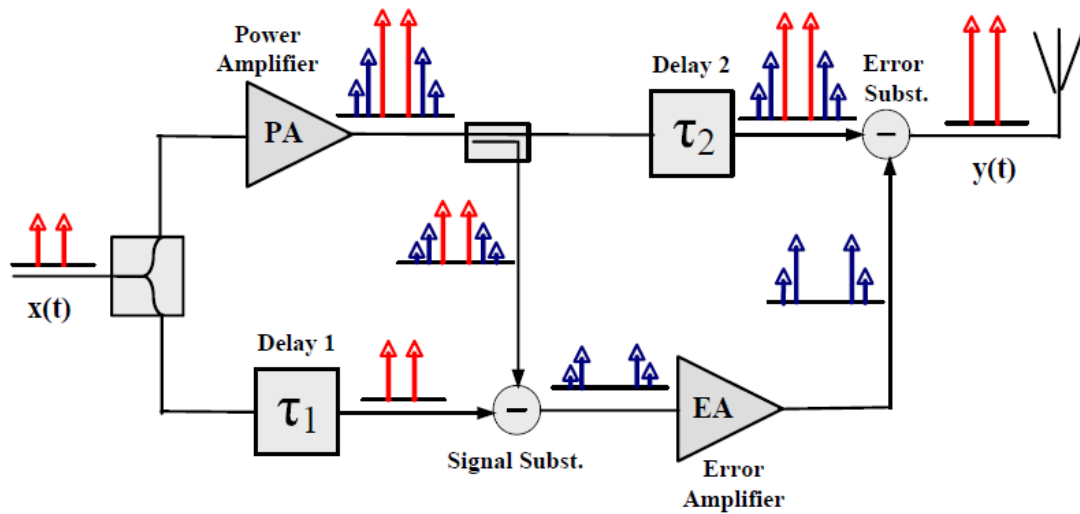


Fig. 2.2. Esquema simplificat del funcionament del feedforward [4].

2.2.3. Envelope Elimination and Restoration (EE&R)

Proposada per primera vegada al 1952 per L. R. Kahn, la tècnica ha estat utilitzada amb èxit en sistemes OFDM i DVB [4]. Com mostra la Fig. 2.3, el mètode es basa en separar el senyal d'entrada, amb modulació d'amplitud i de fase, en dos senyals: un en banda base amb l'envoltant ($V(t)$) i un altre amb la informació de fase ($\phi(t)$) i amplitud constant a freqüència ω_c . El senyal $S_2(t)$ es amplifica per un AP altament eficient que, a la seva vegada, està alimentat amb el senyal $S_1(t)$ amplificat per un amplificador que abarca des de zero fins a freqüències de MHz. Assumint la correcta compensació dels retards entre els dos camins, obtenim a la sortida una rèplica amplificada en potència del senyal d'entrada [6].

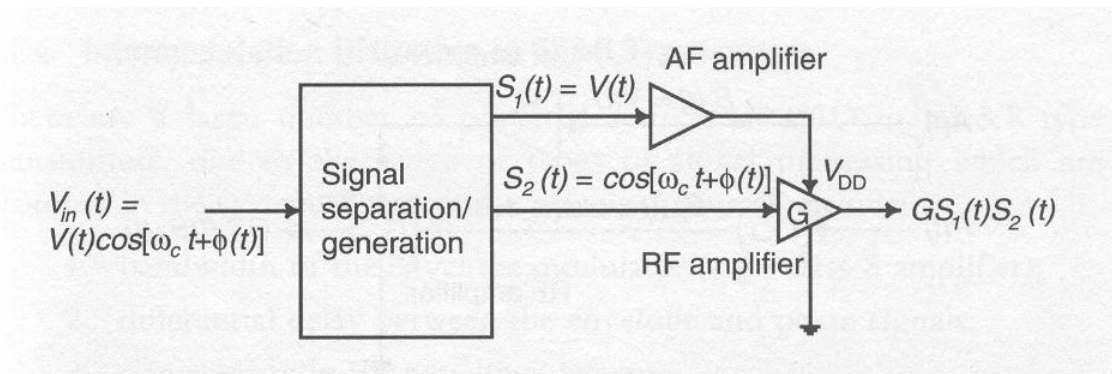


Fig. 2.3. Esquema de la tècnica EE&R

2.2.4. Predistorsió

És una de les tècniques més senzilles a nivell conceptual ja que consisteix en crear una distorsió característica del senyal d'entrada que sigui complementària amb la distorsió característica de l'AP (**Fig. 2.4**). El resultat teòric és una amplificació lineal del senyal d'entrada. Per contra, no és trivial obtenir la característica inversa a l'AP i és necessari introduir un *feedback* per a permetre l'adaptabilitat [4].

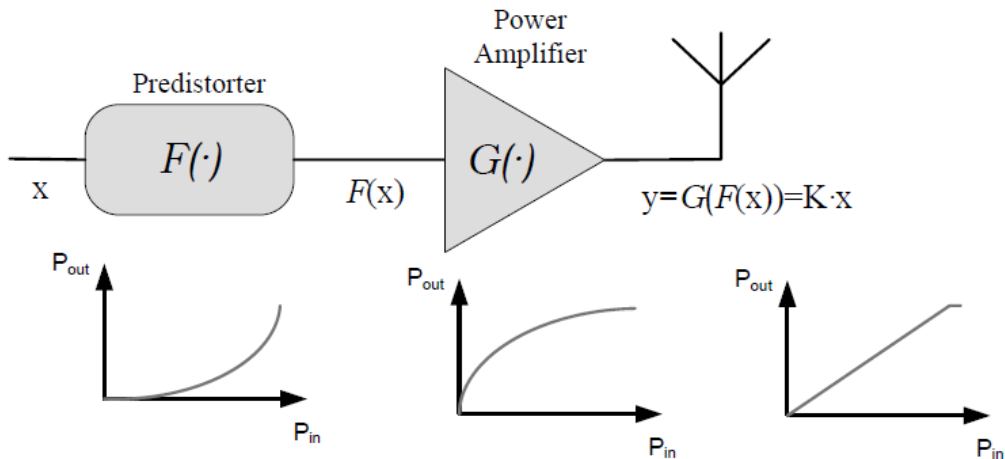


Fig. 2.4. Principi de funcionament de la predistorsió [4].

Podem distingir diferents tipus de predistorsió en funció de:

- La tecnologia emprada: analògica o digital.
- L'adaptabilitat: de llaç obert o de llaç tancat.
- La freqüència d'operació: en banda base, a freqüència intermitja o a radiofreqüència.
- El punt d'aplicació: les dades (la predistorsió s'aplica a la constel·lació minimitzant l'EVM i redueix la distorsió dins de la banda) o el senyal (la predistorsió s'aplica després del pols conformador i redueix la distorsió tant dins com fora de la banda).

2.2.5. LINC i CALLUM

Les tècniques de LINC i CALLUM (*Combined Analog-Locked Loop Universal Modulator*) es basen en la generació de senyals d'amplitud constant, que permeten l'ús d'AP altament eficients, i que recombinades produeixen una rèplica amplificada del senyal original.

La tècnica LINC serà tractada àmpliament en el capítol següent i si el lector està interessat en la tècnica de CALLUM pot trobar-la desenvolupada a [6].

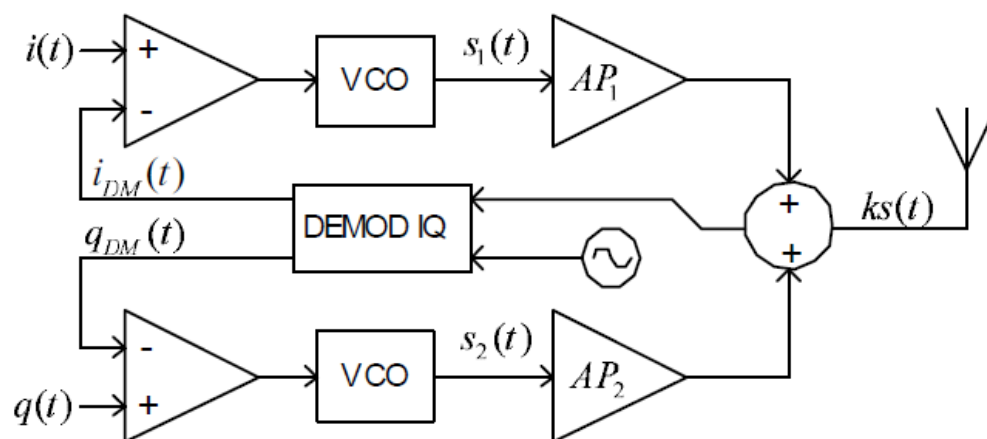


Fig. 2.5. Diagrama de blocs d'un sistema CALLUM [9].

CAPÍTOL 3. LINC

3.1. Introducció

La tècnica de LINC va ser proposada per Donald Clyde Cox l'any 1974. La va patentar als EEUU l'any 1975 amb el nom de LIND (canviant *components* per *devices*) juntament amb R. E. Langseth, D. O. J. Reudink i A. J. Rustako Jr. El doctor Cox, professor de la Universitat d'Stanford a l'actualitat, va redissenyar la tècnica d'*outphasing* proposada per H. Chireix als anys 30.

Com hem dit a l'apartat 2.2.5, la tècnica està pensada per utilitzar AP altament eficients però molt no-lineals. La linearitat s'aconsegueix atacant els AP amb dos senyals d'amplitud constant que, amplificades per separat i recombinades, es converteixen en una rèplica amplificada del senyal d'entrada.

Els principals *handicaps* d'aquesta tècnica són: els desajustaments d'amplitud i fase entre branques (com passava amb el *feedforward*), l'increment d'amplada de banda dels senyals d'amplitud constant respecte el d'entrada i la pèrdua d'energia al recombinar els senyals [4].

En els següents apartats detallarem tant els aspectes teòrics de funcionament com els aspectes pràctics de la implementació.

3.2. Principis de funcionament

La **Fig. 3.1** mostra el diagrama de blocs del sistema LINC.

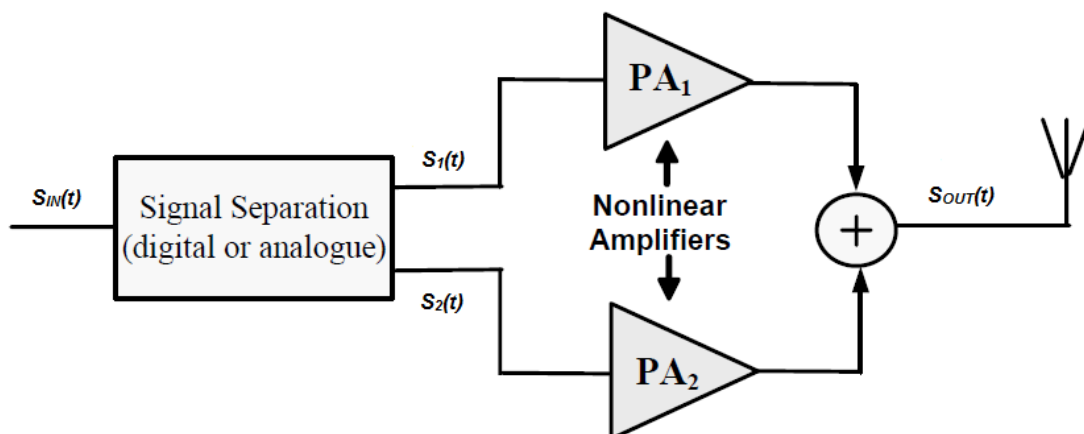


Fig. 3.1. Diagrama de blocs d'un sistema LINC.

El senyal passa-banda d'entrada amb modulació d'amplitud i de fase ($S_{IN}(t)$ a l'equació 3.1) se separa en dos senyals d'amplitud constant ($S_1(t)$ i $S_2(t)$) a les equacions 3.2 i 3.3) on $A_{m\acute{a}x}$ és el màxim de $A(t)$.

$$S_{IN}(t) = A(t)\cos(\omega t + \theta(t)) \quad (3.1)$$

$$S_1(t) = \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \cos(\omega t + \theta(t) + \phi(t)) \quad (3.2)$$

$$S_2(t) = \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \cos(\omega t + \theta(t) - \phi(t)) \quad (3.3)$$

La informació d'amplitud s'afegeix a la fase en forma de desfasament o *outphasing* ($\Phi(t)$) a l'equació 3.4).

$$\phi(t) = \cos^{-1}\left(\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}}\right) \quad (3.4)$$

Aquests senyals són amplificats amb guany idèntic (G) i posteriorment recombinats de forma que a la sortida ($S_{OUT}(t)$) a l'equació 3.5) s'obté:

$$S_{OUT}(t) = G \cdot S_1 + G \cdot S_2 = G \cdot S_{IN}(t) \quad (3.5)$$

A continuació desenvolupem l'equació 3.5:

$$\begin{aligned} S_{OUT}(t) &= G \cdot S_1 + G \cdot S_2 = G(S_1 + S_2) = \\ &= G \cdot \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} [\cos(\omega t + \theta(t) + \phi(t)) + \cos(\omega t + \theta(t) - \phi(t))] \stackrel{3.7}{\Leftrightarrow} \\ &\stackrel{3.7}{\Leftrightarrow} G \cdot \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} [\cos(\omega t + \theta(t)) \cos(\phi(t)) - \sin(\omega t + \theta(t)) \sin(\phi(t)) + \\ &+ \cos(\omega t + \theta(t)) \cos(\phi(t)) + \sin(\omega t + \theta(t)) \sin(\phi(t))] \stackrel{3.8}{\Leftrightarrow} \\ &\stackrel{3.8}{\Leftrightarrow} G \cdot \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \left[2 \cdot \frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}} \cos(\omega t + \theta(t)) \right] = G \cdot S_{IN}(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\cos(A \pm B) = \cos(A) \cos(B) \mp \sin(A) \sin(B) \quad (3.7)$$

$$\cos(\phi(t)) = \cos\left(\cos^{-1}\left(\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}}\right)\right) = \frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}} \quad (3.8)$$

Si el senyal d'entrada està en banda base, amb les components en fase i quadratura (equació 3.9), podem generar els dos senyals d'amplitud constant seguint les equacions 3.10 i 3.11.

$$S(t) = S_I(t) + j \cdot S_Q(t) \quad (3.9)$$

$$S_1(t) = S(t) + e(t) \quad (3.10)$$

$$S_2(t) = S(t) - e(t) \quad (3.11)$$

On $e(t)$ es defineix com:

$$e(t) = -S_Q(t) \sqrt{\frac{1}{S_I^2(t) + S_Q^2(t)} - 1} + j \cdot S_I(t) \sqrt{\frac{1}{S_I^2(t) + S_Q^2(t)} - 1} \quad (3.12)$$

La **Fig 3.2** ens ajuda a entendre el perquè de les quatre equacions anteriors:

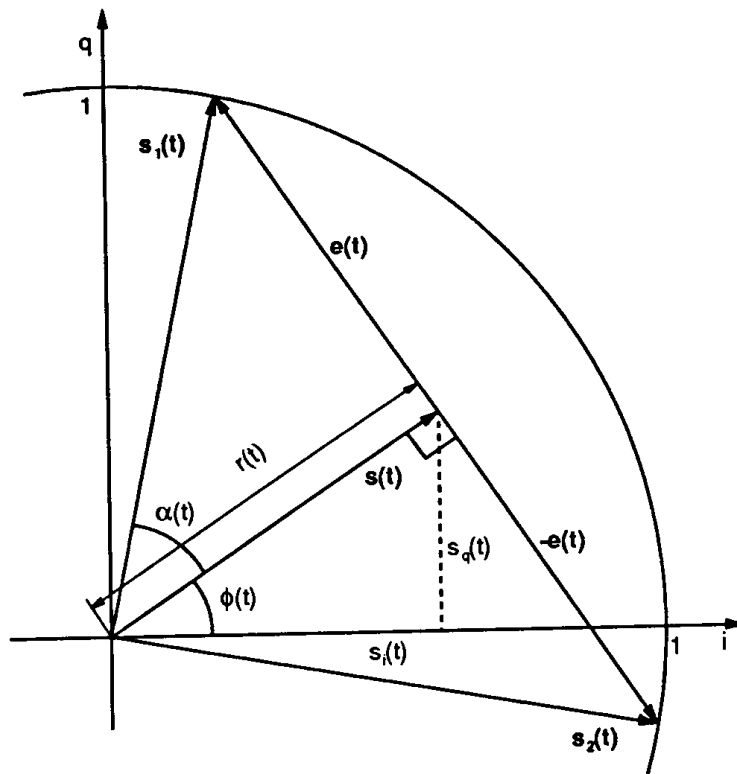


Fig. 3.2. Components fasorials del senyal en banda base [10].

A continuació verifiquem analíticament que el senyal $S_1(t)$ és d'amplitud constant. Per $S_2(t)$ procediríem anàlogament i arribaríem al mateix resultat.

$$\|S_1(t)\| = \sqrt{\left(S_I(t) - S_Q(t) \sqrt{\frac{1}{S_I^2(t) + S_Q^2(t)} - 1}\right)^2 + \left(S_Q(t) + S_I(t) \sqrt{\frac{1}{S_I^2(t) + S_Q^2(t)} - 1}\right)^2} \stackrel{3.14}{\Leftrightarrow} \quad (3.13)$$

$$\stackrel{3.14}{\Leftrightarrow} \frac{\sqrt{S_I^2(t) + S_Q^2(t)}}{\sqrt{S_I^2(t) + S_Q^2(t)}} = 1$$

$$(A \pm B)^2 = A^2 \pm 2AB + B^2 \quad (3.14)$$

3.3. Implementació

En aquest apartat tractarem en profunditat tots els detalls referents al desenvolupament de l'arquitectura LINC en una FPGA; títol d'aquest TFC. Farem especial èmfasi en les parts més pròpies del LINC i no tant en les que són comuns a altres transmissors i receptors.

3.3.1. Entorn de desenvolupament

Per a la nostra implementació hem fet ús del *System Generator for DSP*® de Xilinx®. El *System Generator (XSG)* és l'eina de software líder en el mercat per al disseny de sistemes DSP en FPGA. Juntament amb Matlab® i Simulink® de la companyia Mathworks, XSG permet crear i verificar dissenys de sistemes que després poden ser implementats en una FPGA.

El Simulink®, fent ús del Xilinx Blockset (la llibreria de blocs de Xilinx®), permet modelar el sistema mitjançant la interconnexió dels blocs. Amb el control des de Matlab® podem realitzar les simulacions pertinents i, un cop hem verificat el funcionament del sistema, XSG ens permet generar automàticament el codi VHDL per a l'FPGA.

L'FPGA utilitzada en aquest TFC per executar el codi compilat pel XSG és una Virtex 4 de Xilinx® (veure **Fig. 3.3**). Treballem amb nombres de 14 bits amb coma fixa, per tant, hem de especificar en cada bloc la posició de la coma (*Binary point*) per evitar problemes de desbordament. D'altra banda, com només té 2 DAC (*Digital-to-Analog Converter*) hem de treballar a freqüència intermitja ja que en banda base ens caldríen 4 DAC (2 per les components en fase i 2 per les components en quadratura dels dos senyals d'amplitud constant). És per aquest motiu que ens basarem en les equacions de la 3.1 a la 3.4.



Fig. 3.3. FPGA Virtex 4 de Xilinx®.

3.3.2. Generació del senyal en banda base

Hem triat dues modulacions amb nivells alts de PAPR per al nostre sistema. Per un costat una 16-QAM [11] i per l'altre una OFDM [7]. Els valors d'amplitud màxims dels senyals estan compresos entre -1 i 1 i per tant seran [14,13], és a dir, nombres de 14 bits amb 1 bit de signe i 13 per a les posicions decimals. Agrupem les parelles I-Q en un nombre [28,0] per triar amb un sol multiplexor quin senyal volem a la sortida (**Fig. 3.4**). En cas de voler implementar-ho amb la FPGA, hauríem de col·locar una etiqueta en lloc d'un bloc *Constant* a l'entrada de selecció per poder modificar el valor durant l'execució. Aquest valor li passaríem amb una *Shared Memory*; bloc que explicarem en l'apartat 3.3.7.

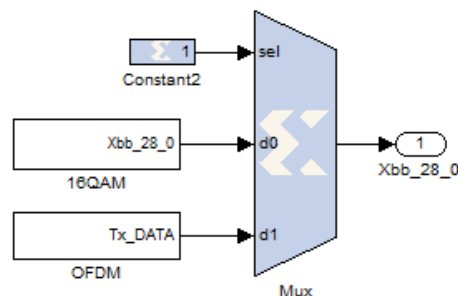


Fig. 3.4. Selecció del senyal en banda base.

3.3.2.1. Senyal 16-QAM

Per generar el senyal 16-QAM utilitzem un codi de Matlab® guardat a l'arxiu "QAM_generator.m" (veure annex). Aquest codi genera la constel·lació d'una modul·lació 16-QAM; un valor de fase i quadratura diferent per a cada valor de 0 a 15 a l'entrada. Amb la funció *randint* de Matlab® generem una sèrie de nombres aleatoris del 0 al 15 de la longitud del missatge a transmetre i amb el bloc *Single Port RAM* fem que vagin sortint amb un comptador (bloc *Counter*) cada $T_s \cdot n_{\text{samp}}$ (en funció de les mostres que desitgem en cada període de mostreig). Fem passar les parelles I-Q per el filtre conformador (bloc *FIR Compiler 5.0*) amb els coeficients i el valor de roll-off concrets i amb el bloc *cast* ens assegurem que siguin interpretades com a [14,13]. Per últim les ajuntem amb el bloc *BitBasher* per tenir, a la sortida, les parelles I-Q juntes com un nombre [28,0].

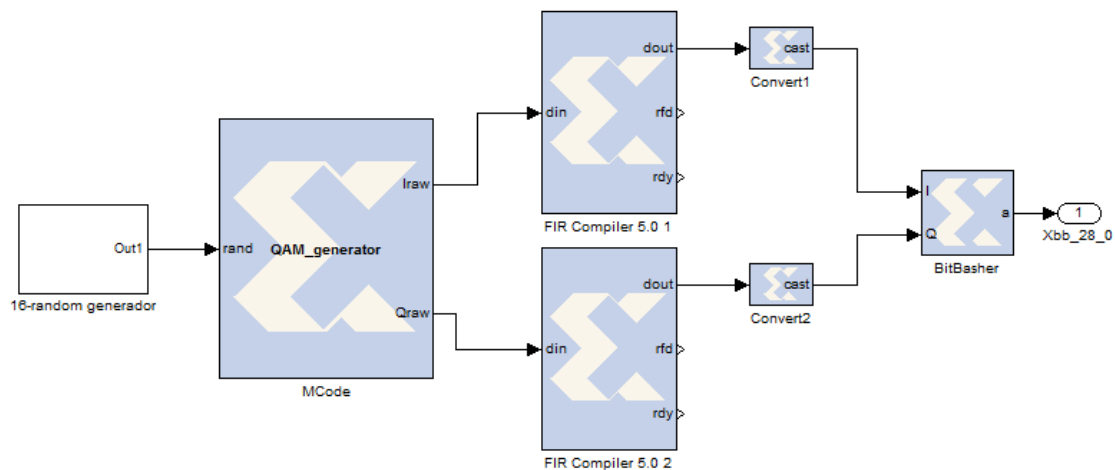


Fig. 3.5. Generador 16-QAM.

3.3.2.2. Senyal OFDM

Per generar el senyal OFDM utilitzem les funcions "OFDMgensymb.m" i "OFDMmodulator.m". Amb aquestes funcions aconseguim generar un senyal OFDM que farcim de zeros al final perquè tingui la longitud del missatge desitjat. Una altra opció, per evitar transicions tan brusques, seria repetir el missatge fins que tingués la longitud adient. Per traslladar el senyal de Matlab® a Simulink® usem una *Shared Memory* (veure apartat 3.3.7).

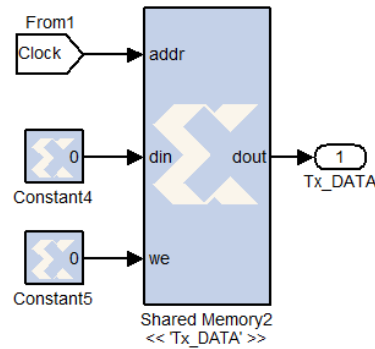


Fig. 3.6. Generador OFDM.

3.3.2.3. Mòdul dels senyals

Per aconseguir amplituds constants hem d'obtenir el mòdul dels senyals prèviament generats. El bloc del Xilinx Blockset que ens ho permet és el *CORDIC ATAN* que fa una conversió de rectangular (I-Q) a polar (mòdul i fase) mitjançant l'algorisme *CORDIC* (*COordinate Rotation Digital Computer*). El càlcul de la magnitud té un factor d'escala 1.646760 que s'ha de compensar posteriorment, per exemple, multiplicant per l'invers com es veu a la **Fig. 3.7**.

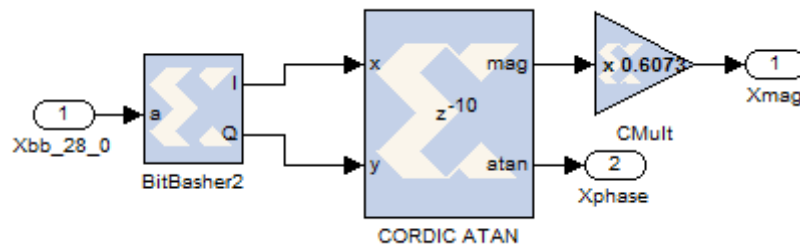


Fig. 3.7. Càlcul del mòdul.

3.3.3. Etapa de freqüència intermitja

Pel motiu exposat a l'apartat 3.3.1 hem de treballar a freqüència intermitja (IF). Per fer-ho ens cal generar uns senyals sinus i cosinus discrets i modular el senyal en banda base per obtenir el senyal passa banda.

3.3.3.1. Sinus i cosinus discrets

Les equacions 3.15 i 3.16 mostren la relació entre un cosinus continu i un discret. Per un sinus les equacions són equivalents.

$$\cos(\omega t) = \cos(2\pi f t) \stackrel{3.16}{\iff} \cos(\Omega n) = \cos\left(2\pi \frac{f}{f_s} n\right) \quad (3.15)$$

$$\Omega = 2\pi \frac{f}{f_s} \quad (3.16)$$

Així doncs, si la nostra freqüència de mostreig (f_s) és de 40 MHz, per generar un cosinus a una freqüència (f) de 10 MHz ens caldran 4 mostres per període [3]. Per tant les mostres del cosinus seran:

$$\cos\left(2\pi \frac{1}{4}n\right) = 1, 0, -1, 0, \dots \quad (3.17)$$

$$\sin\left(2\pi \frac{1}{4}n\right) = 0, 1, 0, -1, \dots \quad (3.18)$$

Podem observar que el sinus no és més que el cosinus retardat una mostra. Per aquest motiu la implementació és la de la **Fig. 3.8**.

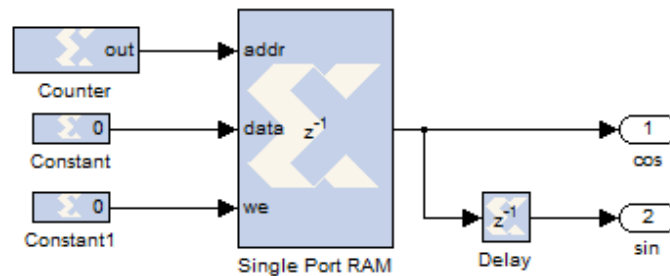


Fig. 3.8. Cosinus i sinus discrets.

El comptador va del 0 al 3 per fer sortir els valors guardats dins de la RAM ($\cos(2\pi \cdot n \cdot (0:3)/4)$). Per últim afegim un bloc *Delay* per provocar el retard d'una mostra que ens doni el sinus.

3.3.3.2. Senyal passa banda

Un cop tenim el sinus i el cosinus, fem servir la relació trigonomètrica de l'equació 3.19 per pujar el senyal a freqüència intermitja (10 MHz en el nostre cas) present a l'equació 3.21.

$$\cos(a \pm b) = \cos(a) \cos(b) \mp \sin(a) \sin(b) \quad (3.19)$$

$$S_{BB}[n] = S_I[n] + j \cdot S_Q[n] = A[n](\cos(\theta[n]) + j \cdot \sin(\theta[n])) \quad (3.20)$$

$$S_{IF}[n] = A[n] \cos(\Omega n + \theta[n]) = S_I[n] \cos(\Omega n) - S_Q[n] \sin(\Omega n) \quad (3.21)$$

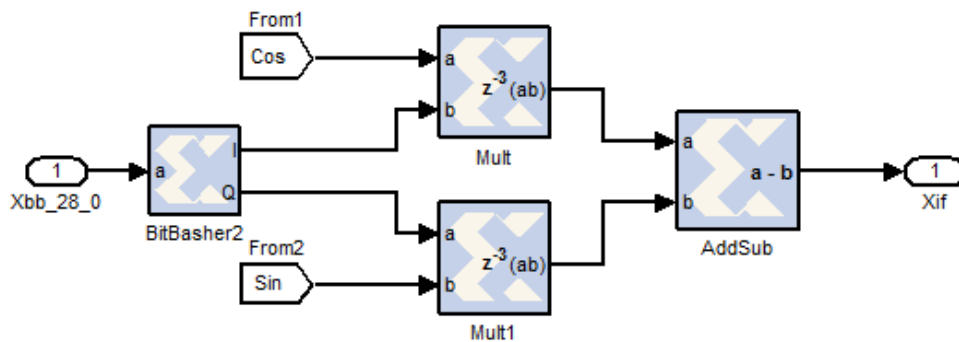


Fig. 3.9. Etapa IF cosinus.

Per obtenir els dos senyals d'amplitud constant ens caldrà el senyal representat a l'equació 3.22. Per aconseguir-lo, procedirem igual que abans però aprofitant la relació trigonomètrica de l'equació 3.23.

$$A[n] \sin(\Omega n + \theta[n]) = S_Q[n] \cos(\Omega n) + S_I[n] \sin(\Omega n) \quad (3.22)$$

$$\sin(a + b) = \sin(a) \cos(b) + \cos(a) \sin(b) \quad (3.23)$$

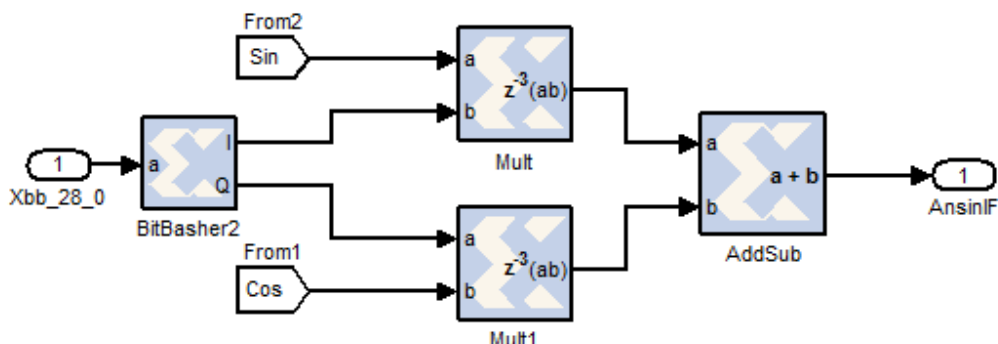


Fig. 3.10. Etapa IF sinus.

3.3.4. Outphasing

Per fer l'*outphasing* és necessari, en el nostre cas, obtenir desfasament $\Phi(t)$ present a les equacions 3.2 i 3.3 i definit a la 3.4. Ens cal, llavors, conèixer el màxim del mòdul del senyal i implementar la funció trigonomètrica arccosinus de l'amplitud normalitzada.

Per obtenir el màxim del mòdul procedim com indica la **Fig. 3.11**: Guardem en un registre (bloc *Register*) el valor màxim del senyal fins al moment i l'anem comparant (bloc *Relational*) amb les mostres successives. Si trobem un valor més gran aquest passa a ser el que guarda el registre.

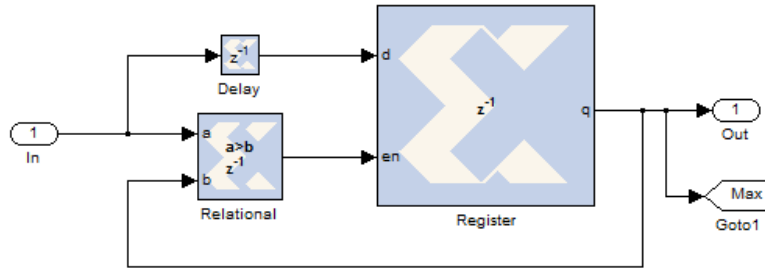


Fig. 3.11. Obtenció del màxim del senyal.

El Xilinx Blockset no té cap bloc arccosinus. Com el que sí que té és el bloc arctangent, fem servir la relació trigonomètrica de l'equació 3.24 per implementar l'arccosinus.

$$\cos^{-1}(x) = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-x^2}}{x}\right) \quad (3.24)$$

Aplicant-la i operant amb les nostres variables obtenim:

$$\phi[n] = \cos^{-1}\left(\frac{A[n]}{A_{m\acute{a}x}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{A_{m\acute{a}x}^2 - A^2[n]}}{A[n]}\right) \quad (3.25)$$

Un cop tenim present l'equació 3.25 només hem d'implementar-la amb els blocs *Mult*, *AddSub*, *CORDIC SQRT* i *CORDIC ATAN* amb els *delays* corresponents per sincronitzar-ho tot. Per últim, com per generar els dos senyals d'amplitud constant necessitarem el sinus i el cosinus de $\Phi[n]$, utilitzem el bloc *CORDIC SINCOS*.

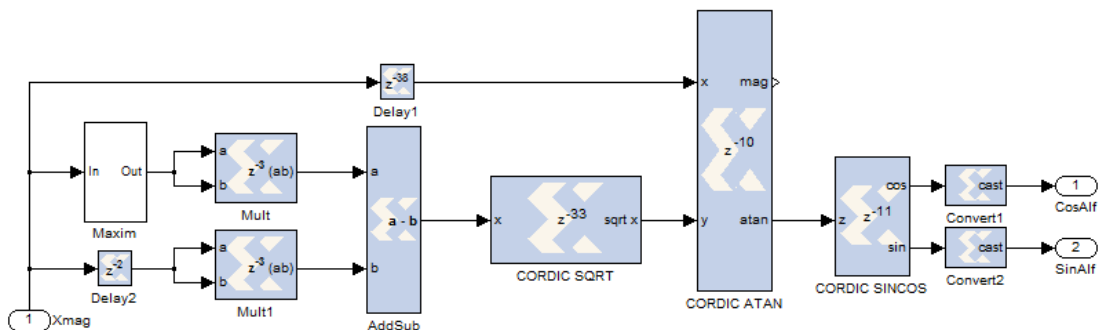


Fig. 3.12. Diagrama de blocs per obtenir l'outphasing.

3.3.5. Generació dels senyals d'amplitud constant

L'últim pas que ens queda, a priori, per completar el transmissor, és mesclar els senyals de freqüència intermitja amb els d'outphasing. Consegüentment, obtindrem els equivalents discrets dels senyals de les equacions 3.2 i 3.3.

El procés per aconseguir-ho consisteix en combinar els senyals de les equacions 3.21 i 2.22 amb els que hem generat a l'apartat anterior, tot seguint la relació de l'equació 3.19.

Ajustant sempre els senyals amb blocs *Delay* per sincronitzar-los, el següent que hem de fer és escalar-los per $A_{m\acute{a}x}/2$ i dividir-los pel seu mòdul per eliminar la informació d'amplitud ($A[n]$). Amb dos blocs *Convert* per assegurar-nos que els nombres són [14,13] ja tenim els dos senyals d'amplitud constant desitjats.

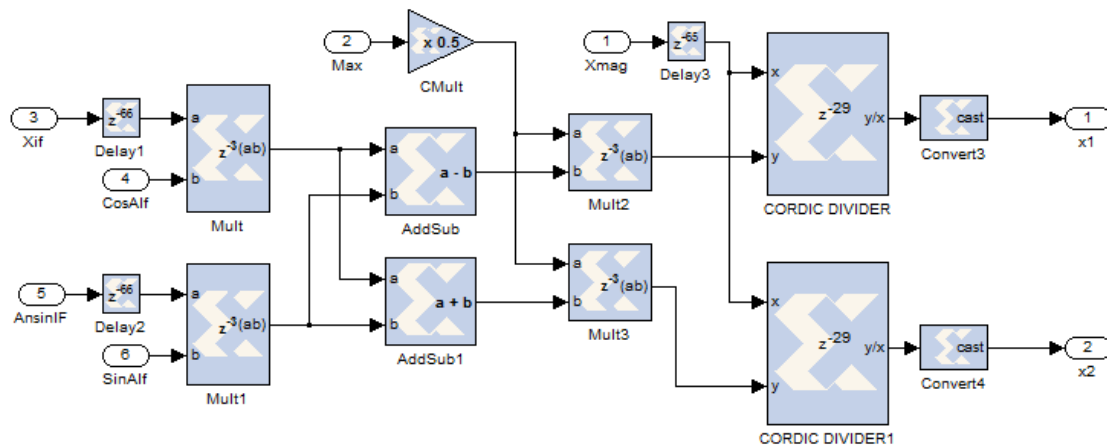


Fig. 3.13. Obtenció dels senyals d'amplitud constant.

3.3.6. Desmodulador

El procés de desmodulació parteix del senyal a freqüència intermitja de l'equació 3.21. Multiplicant-lo pel cosinus i pel sinus obtenim les equacions 3.26 i 3.27 respectivament.

$$S_{IF}[n] \cos(\Omega n) = S_I[n] \cos^2(\Omega n) - S_Q[n] \sin(\Omega n) \cos(\Omega n) \quad (3.26)$$

$$S_{IF}[n] \sin(\Omega n) = S_I[n] \cos(\Omega n) \sin(\Omega n) - S_Q[n] \sin^2(\Omega n) \quad (3.27)$$

Gràcies a les relacions trigonomètriques de les equacions 3.28, 3.29 i 3.30 podem identificar els components freqüencials després de la multiplicació a les equacions 3.31 i 3.32.

$$\cos^2(a) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2a) \quad (3.28)$$

$$\sin^2(a) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2a) \quad (3.29)$$

$$\sin(a) \cos(a) = \frac{1}{2} \sin(2a) \quad (3.30)$$

$$S_{IF}[n] \cos(\Omega n) = \frac{1}{2} S_I[n] + \frac{1}{2} S_I[n] \cos(2\Omega n) - \frac{1}{2} S_Q[n] \sin(2\Omega n) \quad (3.31)$$

$$S_{IF}[n] \sin(\Omega n) = \frac{1}{2} S_I[n] \sin(2\Omega n) - \frac{1}{2} S_Q[n] + \frac{1}{2} S_Q[n] \cos(2\Omega n) \quad (3.32)$$

S'observa amb claredat la presència del senyal en banda base (escalat per $\frac{1}{2}$ i amb un signe negatiu a la component en quadratura que corregirem des de Matlab®) i de components al doble de la freqüència intermitja. Per aquest motiu col·loquem un filtre passa baixes que ens permeti recuperar correctament el senyal en banda base. Amb un *BitBasher* agrupem les dues components [14,13] en una sola [28,0], abans i després de filtrar, per traslladar el senyal a Matlab® com veurem en l'apartat 3.7.

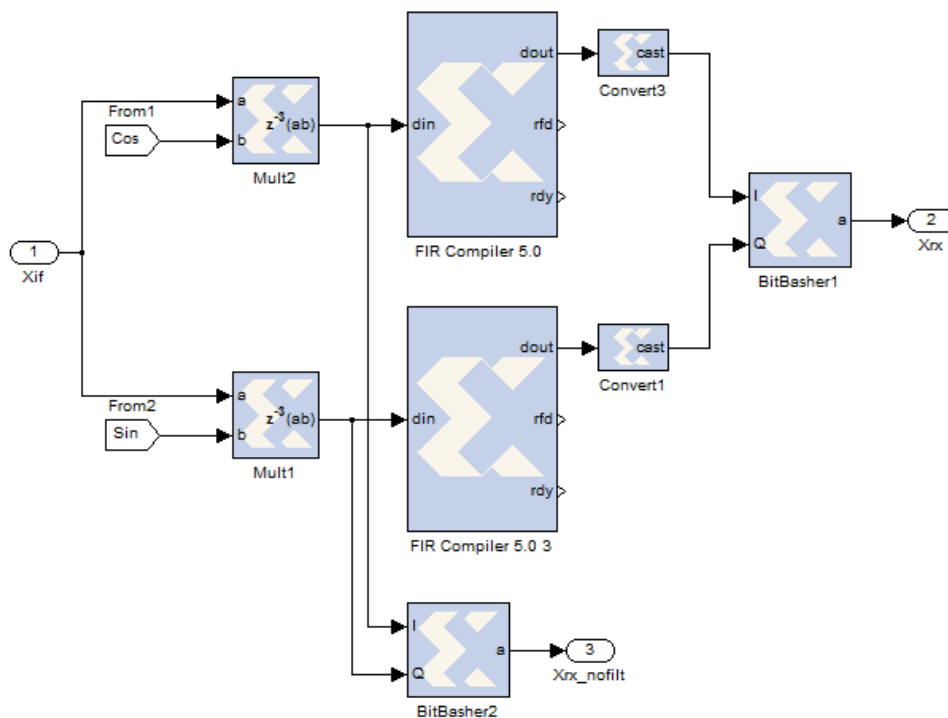


Fig. 3.14. Part comuna del desmodulador per 16-QAM i OFDM.

Fins ara l'estructura era comuna per les dues modulacions que utilitzem. En canvi, com les hem generades de forma diferent, la part final de la desmodulació que ens permet obtenir la constel·lació del receptor és diferent per la 16-QAM i la OFDM.

3.3.6.1. 16-QAM

Si per generar el senyal hem utilitzat el filtre per interpolat les mostres, ara l'utilitzem per fer un delmat i recuperar el missatge transmès. Per aconseguir-ho hem de triar l'instant de mostreig adientment. És per això que col·loquem un *Addressable Shift Register* abans del filtre. Des de Matlab® li passem el valor de "dly" que ens permetrà ajustar l'instant de mostreig.

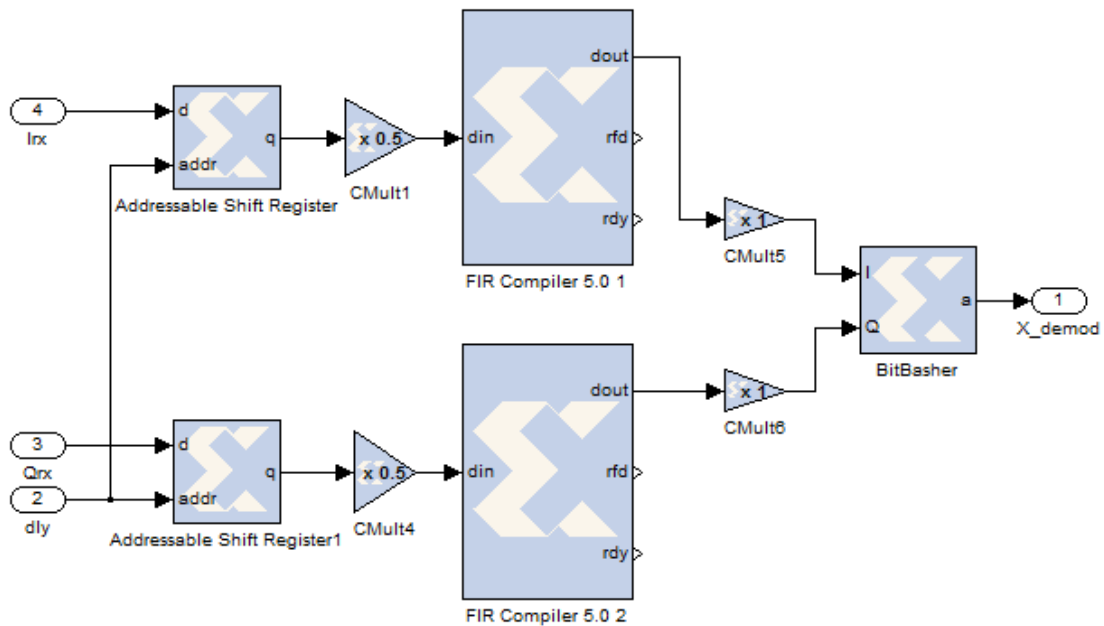


Fig. 3.15. Part final del desmodulador 16-QAM

3.3.6.2. OFDM

La desmodulació del senyal OFDM la fem directament des de Matlab® amb la funció "*OFDMdemodulator.m*". Per després poder mesurar l'EVM, li passem a la funció el senyal transmès recuperat amb una *Shared Memory* per un costat i el senyal rebut recuperat amb una altra *Shared Memory* i sincronitzat per l'altra. Per sincronitzar el senyal rebut utilitzem la funció "*Sincronitzar.m*" (veure annex). Aquesta funció ajusta tan el guany com el desfasament. Per ajustar el guany calcula la mitjana aritmètica de cada senyal i, fent el quocient entre les dues, iguala les amplituds. Per ajustar el desfasament realitza una correlació creuada entre els senyals i produeix el retard corresponent en funció del màxim de la correlació.

3.3.7. Control i resultats

Per interactuar des de Matlab® tan amb Simulink® com amb la FPGA, introduïm els blocs de control i de Resultats que podem veure a la **Fig. 3.16**.

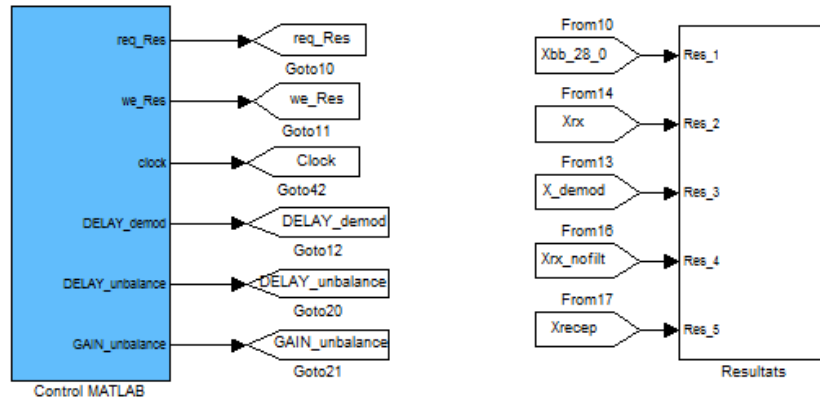


Fig. 3.16. Blocs de control i de resultats

3.3.7.1. Control

Amb el bloc de control podem modificar paràmetres durant l'execució. Això ho podem fer gràcies a la *Shared Memory* que anomenem "*buffer_control*". Una memòria compartida (traducció literal de *Shared Memory*) és una memòria a la qual podem accedir nosaltres des de Matlab® i el Simulink® o la FPGA mentre el programa s'està executant. Nosaltres escrivim a la memòria una cadena de bits concatenant els diferents valors que vulguem transferir i que després separem amb un *BitBasher* i després n'especifiquem la precisió amb els *Convert*.

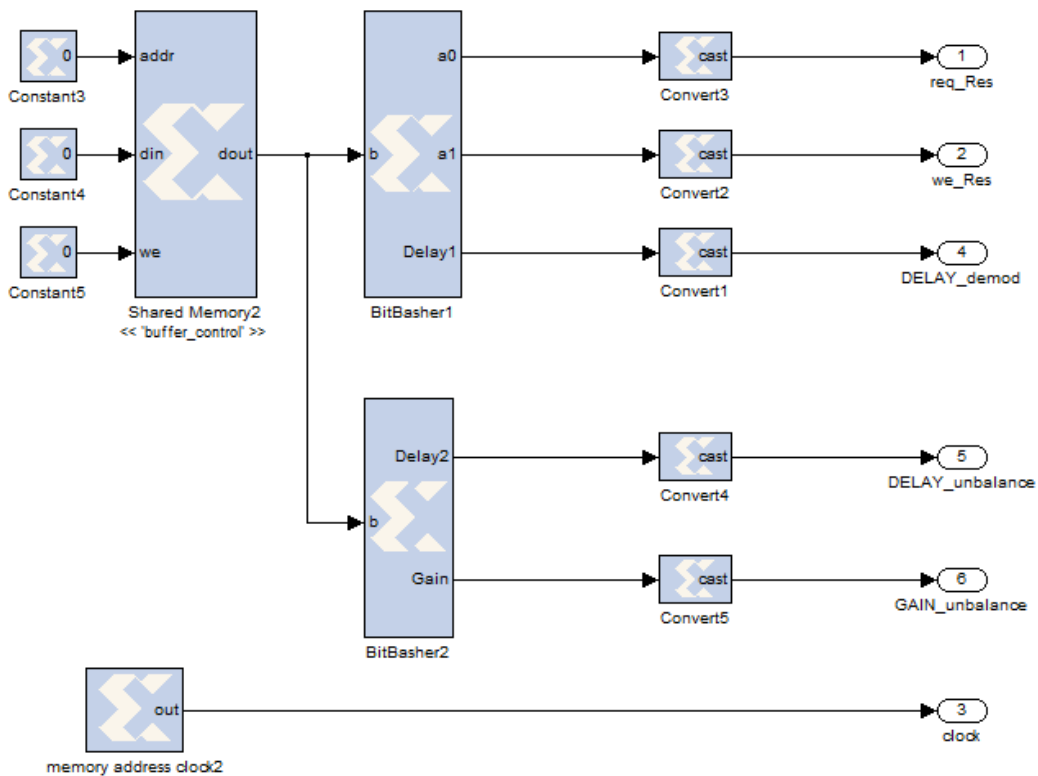


Fig. 3.17. Subsistema de control.

Les variables de control que s'observen a la **Fig. 3.17** són:

- *Req_Res*: bit que activa o desactiva el “request” de les *Shared Memories* de resultats. Quan el “request” val 1 estem demanant a la *Shared Memory* permís per llegir o escriure. La seva resposta serà a la sortida “grant” (veure apartat 3.3.7.2).
- *We_Res*: bit que activa o desactiva el “write enable” de les *Shared Memories* de resultats. Quan el “write enable” val 1 estem guardant resultats a la memòria de la *Shared*, si val 0 estem llegint aquesta memòria (veure apartat 3.3.7.2).
- *DELAY_demod*: retard codificat amb 4 bits per ajustar l'instant de mostreig (veure apartat 3.3.6.1).
- *DELAY_unbalance 1 i 2*: retards codificats amb 4 bits per produir o compensar desajustaments (veure apartat 3.3.8)
- *GAIN_unbalance*: guany codificat amb [14,10] per produir o compensar desajustaments (veure apartat 3.3.8)
- *Clock*: És l'únic que no prové de la *Shared Memory* de control. És un comptador cíclic d'onze bits que s'encarrega de governar l'entrada “address” de les *Shared Memories* de resultats: la que indica la posició de la memòria on es guardarà la dada que té a l'entrada.

3.3.7.2. Resultats

Les *Shared Memories* usades per guardar resultats ens permeten la configuració “Lockable”. L'avantatge d'aquesta configuració és que processen les dades més ràpidament. De forma intuïtiva podríem dir que consisteix en col·locar un pany a la *Shared Memory*: el “grant”. Quan el “request” està a 1, la sortida “grant” passa a ser 1 i és llavors quan es permeten les operacions d'escriure o llegir en funció del “write enable”. Seguint amb el símil del pany, el “grant” tanca la *Shared* (posant-se a 1) quan tenen el control Simulink® o l'FPGA i l'obre (posant-se a 0) per permetre el control des de Matlab®.

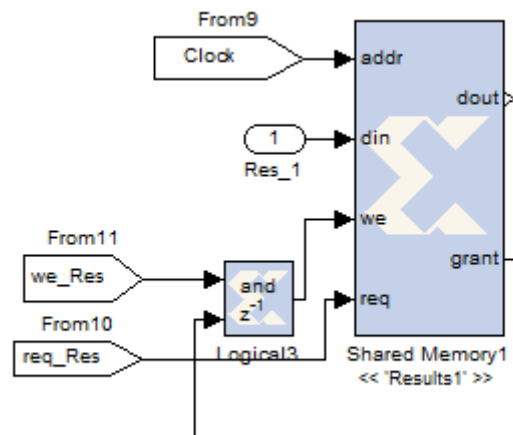


Fig. 3.18. Shared Memory de resultats.

3.3.8. Compensació dels desequilibris

Com ja s'avançà en la introducció d'aquest capítol, el fet de que el senyal viatgi per dues branques, que s'hauran de recombinar, fa que el sistema sigui extremadament sensible a desequilibris. A més, treballant a RF, qualsevol petit desajustament pot provocar grans desequilibris.

Al capítol de resultats, a l'apartat 4.3, es farà un anàlisi quantitatiu de la incidència d'aquests desajustaments. A continuació, ens limitarem a exposar els mètodes que hem implementat per compensar-los. En els següents subapartats explicarem els blocs de la **Fig. 3.19**.

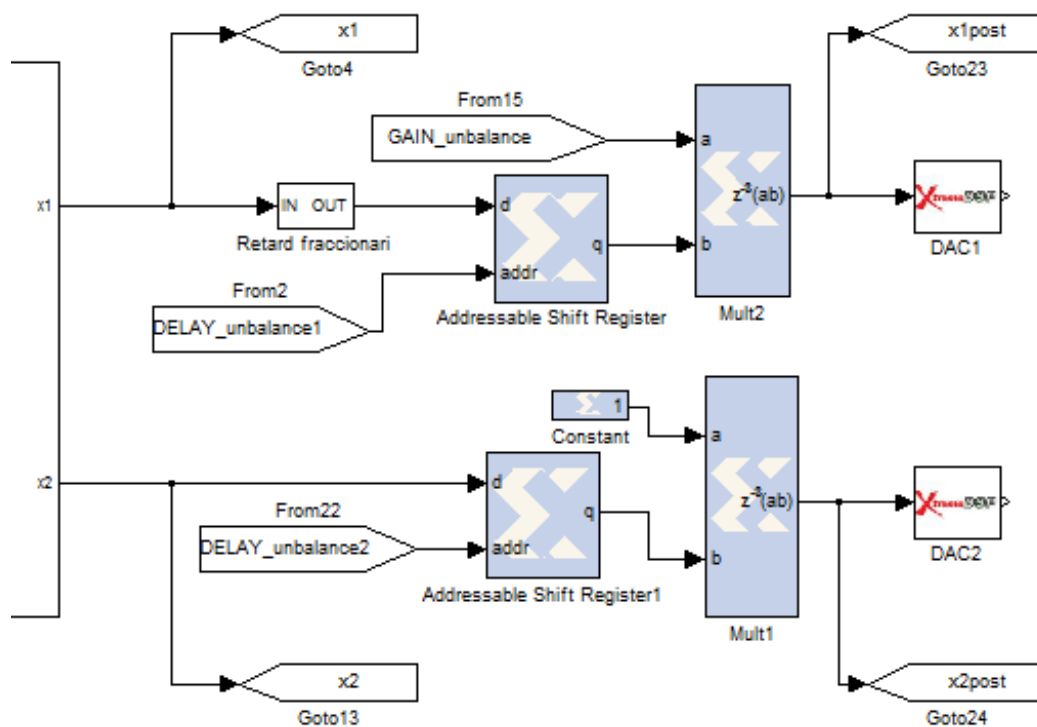


Fig. 3.19. Compensació de desequilibris.

3.3.8.1. Desequilibris de guany

Els AP que amplificaran cadascuna de les branques són dispositius físics i, per tant, el seu comportament no és ideal. Llavors, que el guany de dos AP, teòricament idèntics, no sigui el mateix en la pràctica pot fer que el guany d'una branca sigui diferent al de l'altra. Tot i que en menor mesura, l'atenuació que pateixen els senyals al llarg dels cables o línies de transmissió també pot influir.

Per corregir el guany afegim el multiplicador de la **Fig. 3.19**. En funció de la diferència de guany entre branques, mesurada després dels AP, amplificarem o atenuarem una d'elles modificant la variable *GAIN_unbalance* per compensar el desajustament.

3.3.8.2. Desequilibris de fase

La diferència de retard entre branques és la responsable dels desequilibris de fase. Aquesta diferència de retard és deu, com en el cas del guany, a que els components físics no són ideals. Els camins que recorren els senyals abans de recombinar-se no tenen exactament la mateixa longitud i, per aquest motiu, la sincronització no és perfecta.

Per millorar la sincronització dels senyals hem de produir retards. Aquí és on sorgeix un problema. Amb el bloc *Delay* del Xilinx Blockset només podem generar retards sencers. Per desgràcia, en la pràctica, aquests retards normalment no són múltiples sencers del període de mostreig. Per tant, hem d'implementar una estructura que produeixi retards fraccionaris, és a dir, fraccions del període de mostreig. Sobre aquest aspecte versa el TFC del meu company Sergi Bisbe [12]. Proposa tres mètodes per produir retards fraccionaris:

- La interpolació lineal.
- El filtre FIR amb interpolació de Lagrange.
- L'estructura Farrow.

El primer només es vàlid per senyals de baixa freqüència. Els altres dos, en canvi, són vàlids per els nostres senyals. El principal avantatge de l'estructura Farrow respecte el filtre FIR és la facilitat per canviar el retard. Per l'estructura Farrow només hem de canviar el valor d'una constant mentre que pel filtre FIR hem de recalculer l'algoritme de Lagrange i recarregar els coeficients cada cop que canviem el retard.

En la **Fig. 3.19** s'observa l'estructura proposada per la compensació del retard. Consisteix en col·locar, en cada branca, un *Addressable Shift Register* que ens permetrà produir retards sencers imposats per les variables DELAY_unbalance1 i DELAY_unbalance2. A partir d'aquí, per un ajustament més fi d'ambdós senyals, hem de produir el retard òptim amb el bloc "Retard Fraccionari". Dins d'aquest bloc col·loquem el filtre FIR o l'estructura Farrow corresponent.

CAPÍTOL 4. RESULTATS

4.1. Verificació del transmissor

A continuació mostrarem i analitzarem els resultats obtinguts en el transmissor tant en simulació com amb l'FPGA.

4.1.1. Simulació

4.1.1.1. Senyal en banda base

La **Fig. 4.1** mostra els senyals en fase i quadratura en el domini temporal per les dues modulacions utilitzades. Observant-les, constatem que són senyals amb una envoltant no constant amb presència de pics que són la causa dels alts nivells de PAPR.

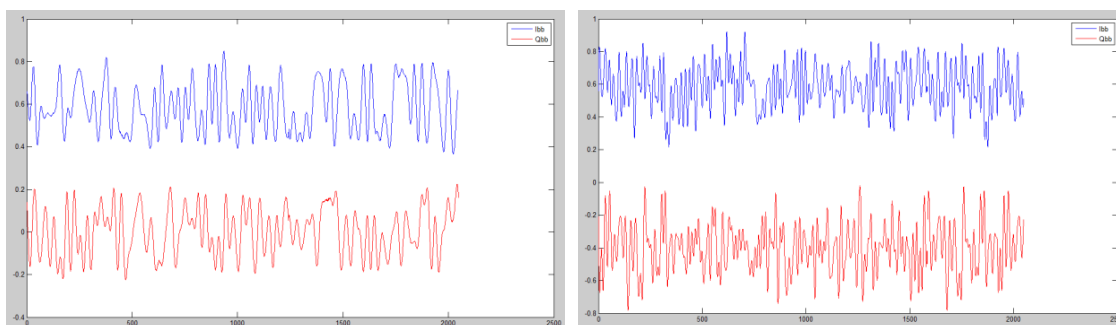


Fig. 4.1. Senyals temporals I (blau) i Q (vermell) de les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

En el domini freqüencial, els senyals presenten els següents espectres:

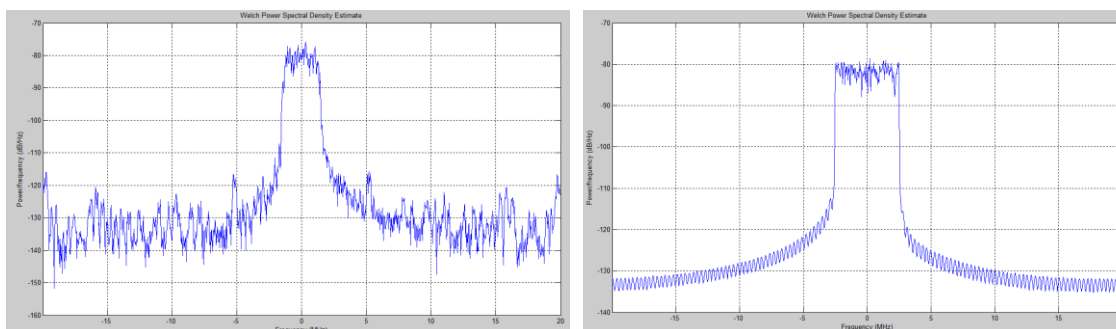


Fig. 4.2. Espectres del senyal en banda base de les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

4.1.1.2. Senyal a freqüència intermitja

A la sortida de l'etapa IF (veure apartat 3.3.3) tenim els senyals passa banda que volem separar en dos d'amplitud constant. Observant la **Fig. 4.3**, de nou podem intuir que els senyals tenen alts nivells de PAPR (majors en OFDM que en 16-QAM).

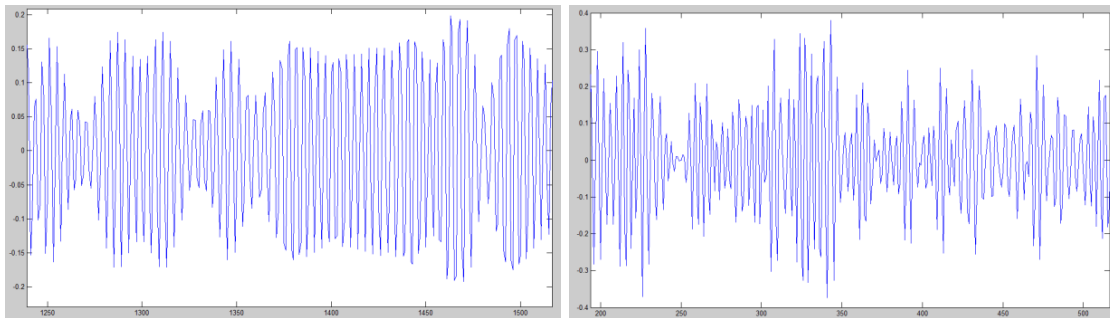


Fig. 4.3. Senyals temporals passa banda de les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

Amb la **Fig. 4.4** verifiquem que l'espectre del senyal està centrat a 10 MHz.

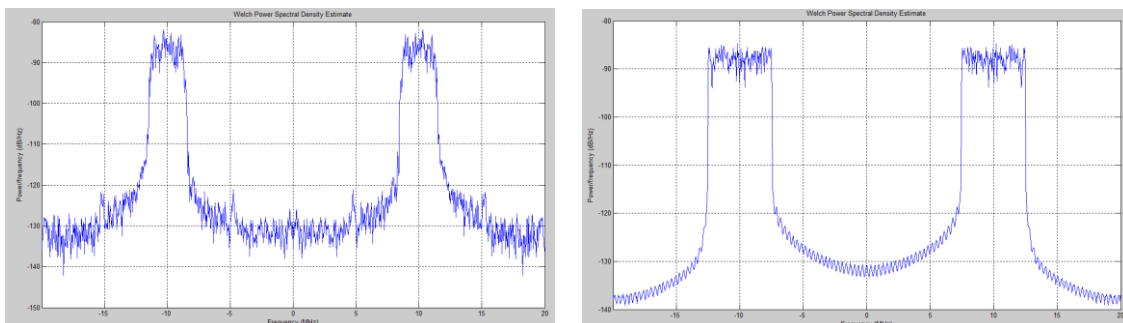


Fig. 4.4. Espectres del senyal a IF de les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

4.1.1.3. Senyals d'amplitud constant

A la **Fig. 4.5** podem veure com els dos senyals d'amplitud constant (vermell i verd) donen, al sumar-se, el senyal d'amplitud variable original (blau).

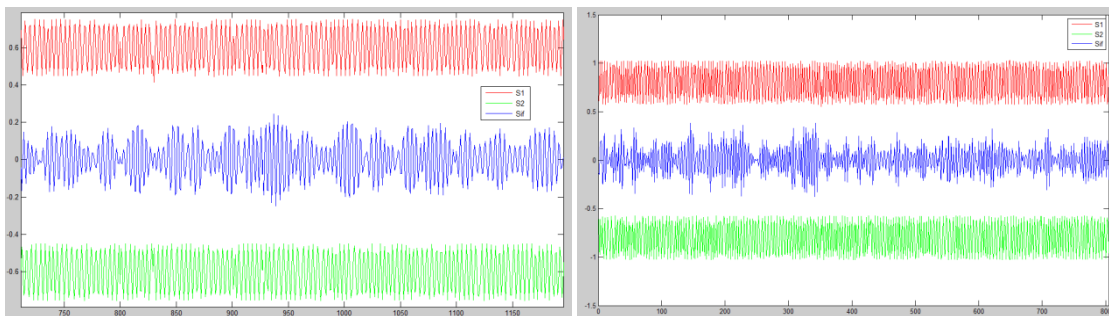


Fig. 4.5. Senyals d'amplitud constant i la seva recombinació per les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

Amb la **Fig. 4.6** verifiquem l'increment d'amplada de banda dels senyals d'amplitud constant (vermell i verd) respecte l'original (blau) que ja avançàvem a l'apartat 3.1. S'aprecia també un recreixement espectral no previst que tractarem a les conclusions del treball.

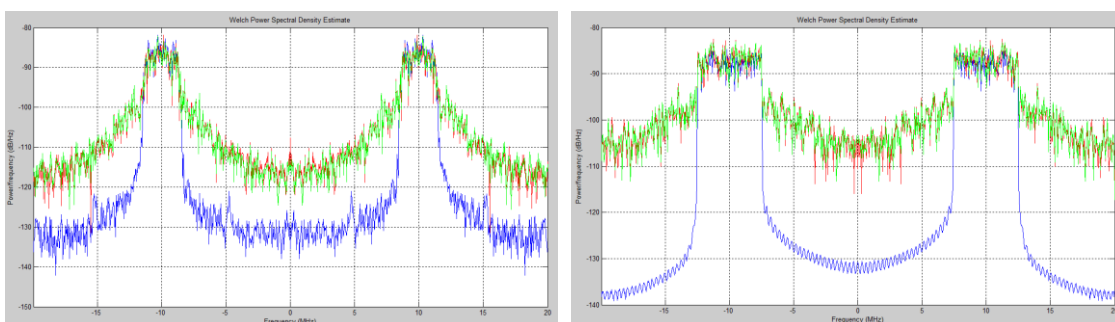


Fig. 4.6. Espectres dels senyals d'amplitud constant i del senyal original de les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

4.1.2. FPGA

Fent sortir els senyals d'amplitud constant per sengles DACs podem verificar, amb l'oscil·loscopi, algunes de les gràfiques obtingudes en simulació.

A la **Fig. 4.7** trobem, per a la modulació OFDM, els senyals en el domini temporal i freqüencial obtinguts sumant els senyals provinents dels DACs amb la funció "Math" de l'oscil·loscopi.

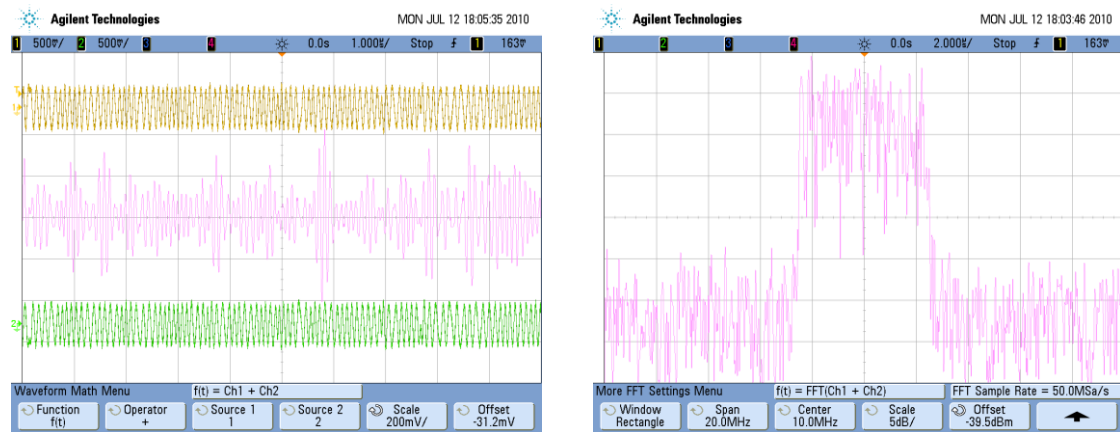


Fig. 4.7. Senyal OFDM en el domini temporal i freqüencial obtingut amb la funció “Math” de l’oscil·loscopi.

La **Fig. 4.8** correspon al mateix senyal present a la **Fig. 4.7** però recombinat amb un *splitter* ZFRSC-42.



Fig. 4.8. Senyal OFDM en el domini temporal i freqüencial obtingut amb un *splitter* ZFRSC-42.

4.2. Verificació del receptor

Tot seguit mostrarem i analitzarem els resultats obtinguts en el receptor presentat a l’apartat 3.3.6. Com en l’apartat 4.1, distingirem entre els resultats obtinguts en simulació i amb l’FPGA.

4.2.1. Simulació

4.2.1.1. Senyal rebut

A la **Fig. 4.9** comparem l'espectre present a l'entrada del desmodulador (vermell) amb el que hauríem de tenir idealment (blau). Observem, de nou, el recreixement del que parlàvem a l'apartat 4.1.1.3. Arrossegarem aquest recreixement al llarg del receptor i, per tant, la seva presència no es deu al mal funcionament d'aquest. Com ja hem dit, a les conclusions tractarem d'exposar-ne el motiu.

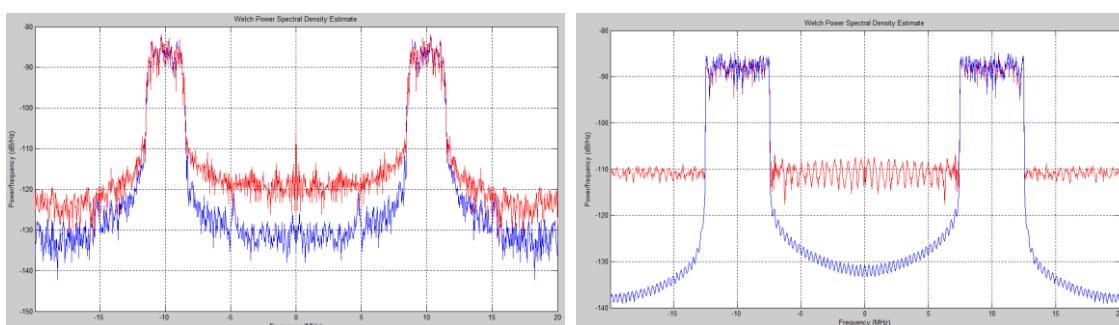


Fig. 4.9. Espectres del senyals rebut i original per les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

4.2.1.2. Senyal en banda base amb component a $2 \cdot F_{IF}$

A la **Fig. 4.10** verifiquem el que preveien les equacions 3.31 i 3.32: la presència d'una component a $2 \cdot F_{IF}$ (20 MHz) que haurem de filtrar.

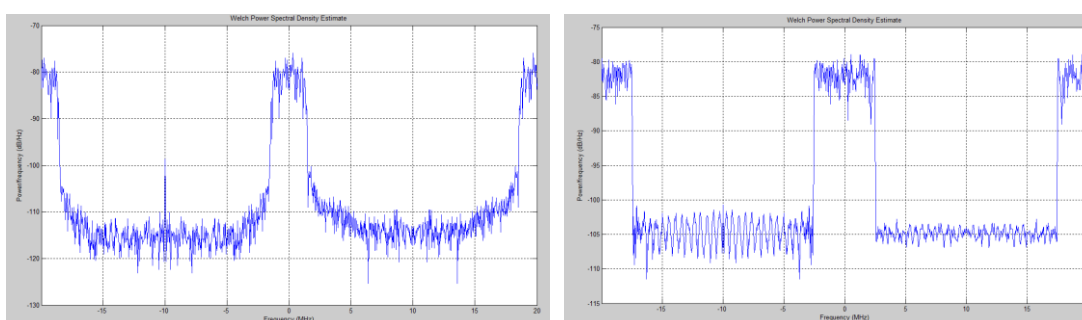


Fig. 4.10. Espectres del senyals amb component a $2 \cdot F_{IF}$ per les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

4.2.1.3. Senyal en banda base recuperat

Hem utilitzat un filtre FIR passa baixes dissenyat amb l'eina "fdatool" de Matlab® amb una banda de pas fins als 10 MHz i amb una atenuació de 80 dB

als 17 MHz. L'espectre del senyal filtrat (vermell) és el que es mostra a la **Fig. 4.11** comparat amb el del transmissor (blau) que hem vist a la **Fig. 4.2**.

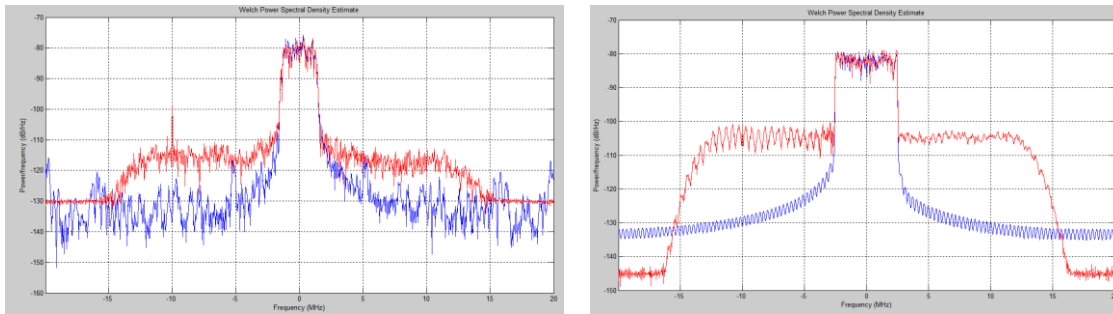


Fig. 4.11. Espectres dels senyals original i recuperat per les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

Per obtenir els espectres anteriors abans hem sincronitzat els senyals. Aquest és un procés d'equalització habitual en les telecomunicacions. A continuació detallem l'equalització per l'OFDM però el procés és idèntic per la 16-QAM. La representació dels dos senyals sense sincronitzar al pla I-Q denota el primer problema: l'escalat. Les equacions 3.31 i 3.32 indiquen que la component en banda base del senyal està escalada per un factor $\frac{1}{2}$. Per tant, hem de multiplicar per dos el senyal recuperat (**Fig. 4.12**).

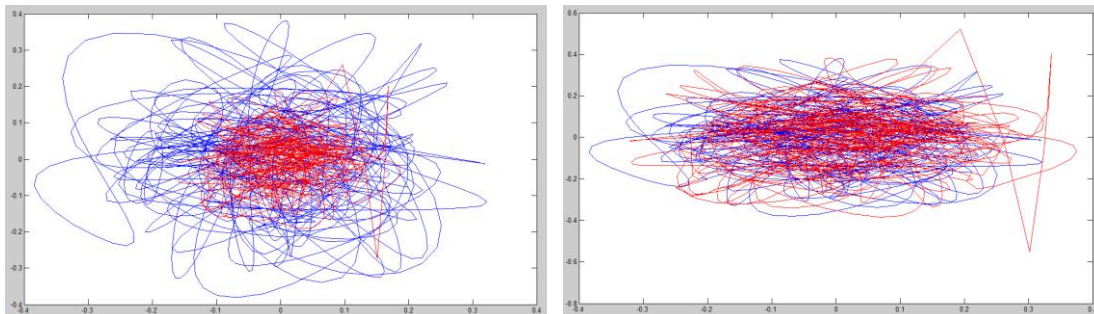


Fig. 4.12. Representació al pla I-Q dels senyals abans i després de l'escalat.

Com podem veure, els senyals encara no estan ben sincronitzats. Per aconseguir-ho tenim diverses opcions. La que hem aplicat nosaltres, a partir de la observació de la **Fig. 4.12**, és intercanviar la component I per la Q i aplicar un gir de 90° al senyal recuperat. A la **Fig. 4.13** s'il·lustra aquest procés en el que, finalment, obtenim els senyals sincronitzats.

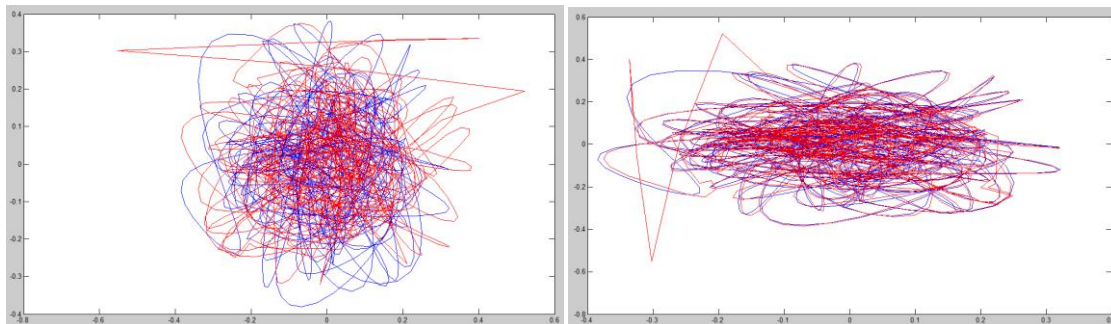


Fig. 4.13. Representació al pla I-Q dels senyals abans i després del gir.

Utilitzant la funció “*Sincronitzar.m*”, podem representar els senyals anteriors en el domini temporal. A la **Fig. 4.14** observem com les components I-Q del senyal recuperat (vermell i negre, respectivament) segueixen amb fidelitat les del senyal generat (blau i verd, respectivament).

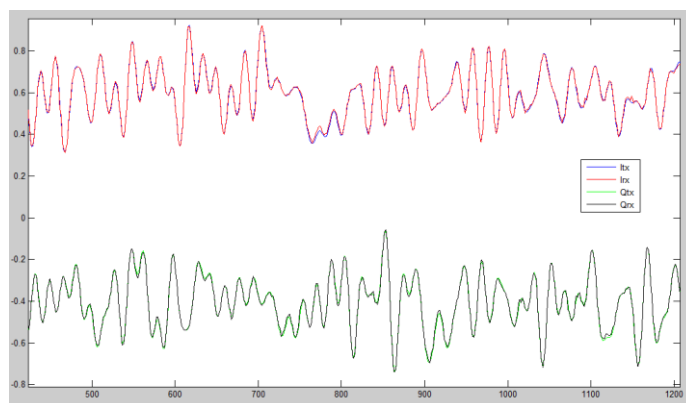


Fig. 4.14. Components I-Q en el domini temporal dels senyals sincronitzats.

Per últim, la part final de la desmodulació presentada als apartats 3.3.6.1 (per la 16-QAM) i 3.3.6.3 (per la OFDM) ens permet veure la constel·lació recuperada (**Fig. 4.15**).

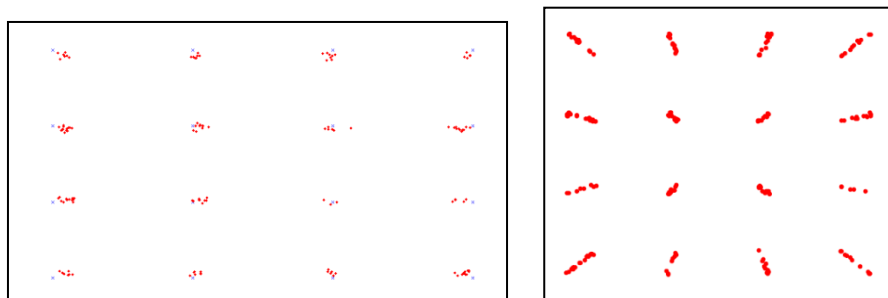


Fig. 4.15. Constel·lacions recuperades de les modulacions 16-QAM i OFDM respectivament.

4.2.2. FPGA

Per a provar el receptor hem de recuperar el senyal amplificat i recombinat amb un dels ADC (*Analog-to-Digital Converter*) de l'FPGA. Per fer-ho hem realitzat dos muntatges: un treballant a la freqüència intermitja de 10 MHz (a la que surten els senyals pels DACs) i un a radiofreqüència (a 700 MHz) utilitzant *mixers*. En ambdós casos vam afegir dos blocs canceladors d'offset abans del desmodulador.

4.2.2.1. A freqüència intermitja

Utilitzant dos amplificadors comercials de banda ampla ZHL-2 de Mini-circuits vam obtenir, amb la modulació OFDM, un EVM mínim del 7,6289% (el de la **Fig. 4.15** era d'un 3,621%). La **Fig. 4.16** mostra la constel·lació i l'espectre del senyal recuperat (vermell) i el del transmès (blau) per la modulació 16-QAM.

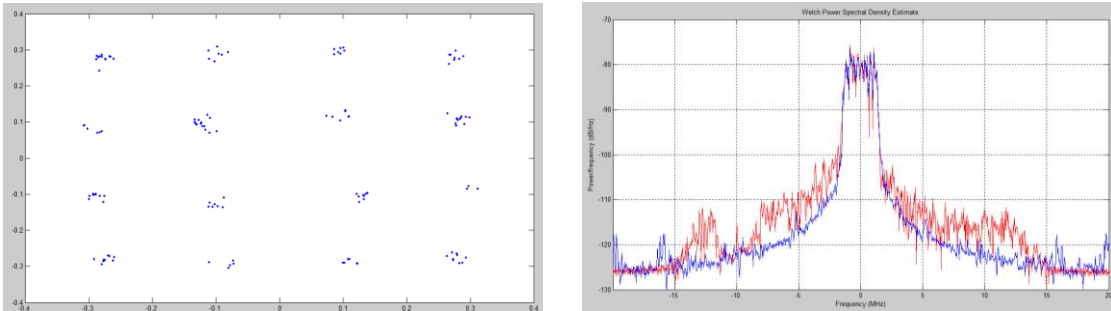


Fig. 4.16. Constel·lació i espectres dels senyals transmès i recuperat recombinat a IF.

4.2.2.2. A radiofreqüència

La **Fig. 4.17** mostra l'esquema del muntatge realitzat. Els mixers eren ZX05-25MH de Mini-Circuits i els AP eren dos classe E realitzats al TFC [13].

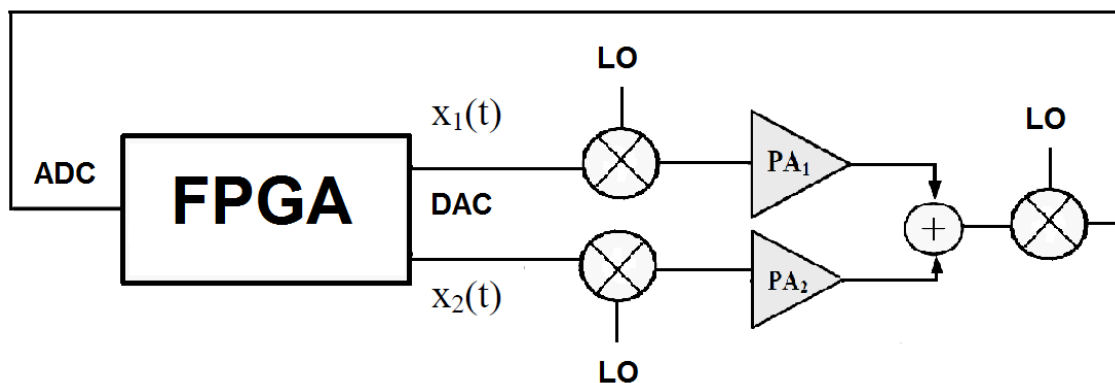


Fig. 4.17. Esquema del muntatge per RF.

Amb una freqüència d'oscil·lador local de 690 MHz per pujar el senyal fins als 700 MHz, vam recuperar la constel·lació i els espectres de la **Fig. 4.18**.

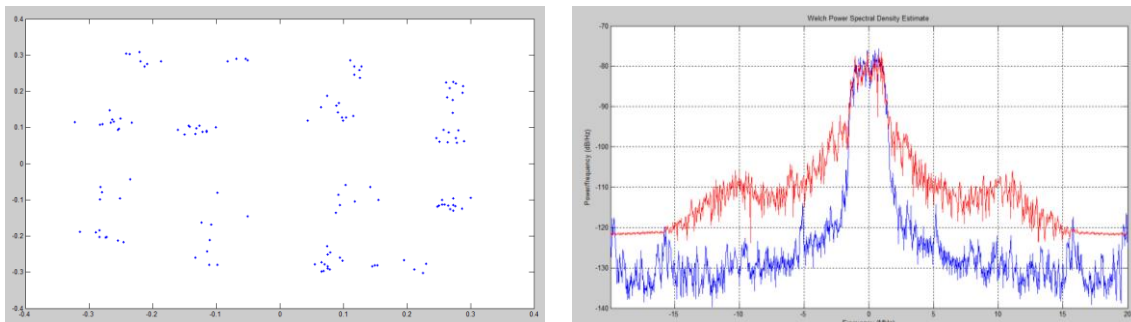


Fig. 4.18. Constel·lació i espectres dels senyals transmès i recuperat recombinat a RF.

En aquest cas, per la modulació OFDM, l'EVM va ser del 16,2595%.

4.3. Compensació de desequilibris

Com ja hem mencionat a l'apartat 3.1, un dels principals *handicaps* del LINC és el possible desequilibri entre les dues branques. A continuació farem un anàlisi quantitatiu de l'impacte d'aquest desequilibri i mostrarem els resultats de les compensacions realitzades amb l'esquema proposat a l'apartat 3.3.8.

4.3.1. Impacte dels desequilibris

En aquest apartat tractarem de quantificar el perjudici dels desequilibris amb les dues figures de mèrit exposades a l'apartat 1.2: l'EVM i l'ACPR. Provocant descompensacions conegudes de guany i de fase en una de les branques, realitzarem gràfiques amb els valors de EVM i ACPR resultants. Les mesures d'EVM les hem obtingut amb la funció “*EVM.m*” i les d'ACPR amb un analitzador d'espectres configurat amb un Channel Integration Bandwidth i un Reference Bandwidth de 2,9 MHz i un Offset Frequency de 3,1 MHz. Per totes les mesures hem utilitzat la modulació OFDM amb els paràmetres següents: PWRFACTOR=20; R=8; order=4; Nsymb=2^8.

4.3.1.1. Desequilibris de guany

La Fig. 4.19 mostra els valors d'ACPR (inferior i superior) i d'EVM en funció de l'increment de guany entre la branca superior i la inferior. Si prenem en consideració l'estàndard IEEE 802.16, amb un desequilibri de 1,13 ja superaríem el 6% d'EVM permès.

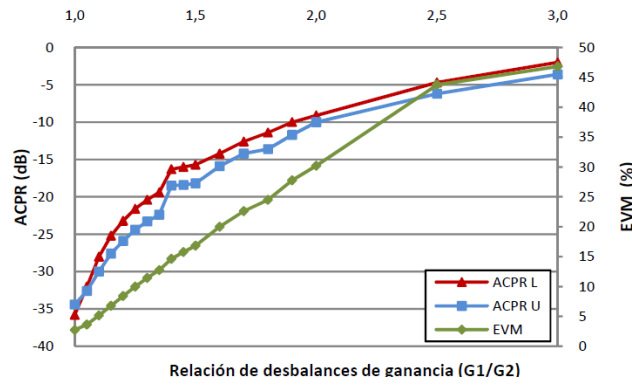


Fig. 4.19. ACPR i EVM en funció del desajustament del guany entre branques.

4.3.1.2. Desequilibris de fase

La **Fig. 4.20** mostra els valors d'ACPR (inferior i superior) i d'EVM en funció del retard de la branca superior respecte la inferior en termes de T_s . Com podem veure, un retard de només $1 \cdot T_s$ ja distorsiona per complet el senyal.

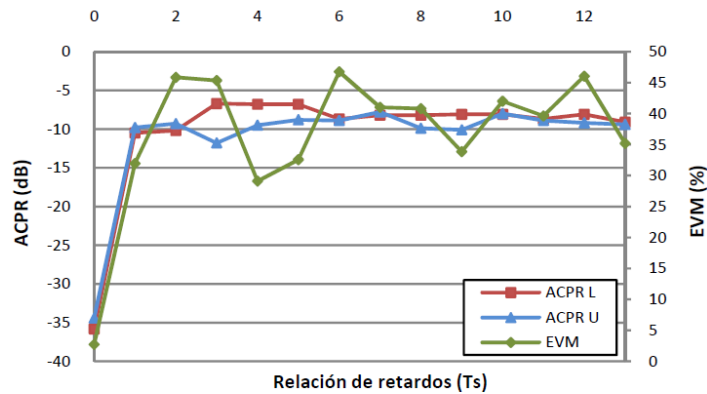


Fig. 4.20. ACPR i EVM en funció del retard entre branques.

A la **Fig. 4.21** es mostren les captures de l'analitzadors d'espectres amb el senyal ben i mal alineat en el que l'increment d'ACPR és evident.

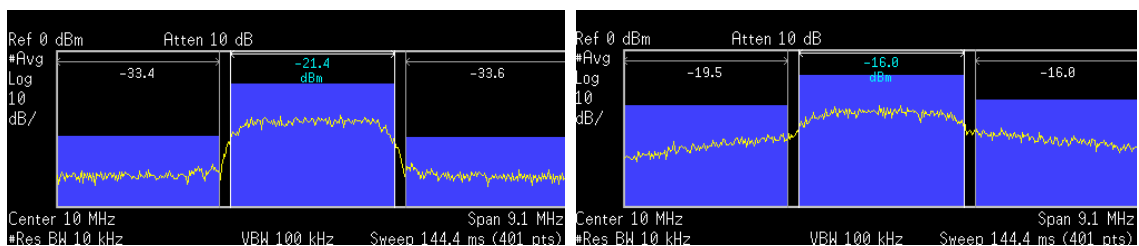


Fig. 4.21. Increment d'ACPR degut a desequilibris de fase.

4.3.2. Compensació en simulació

Per verificar que l'esquema proposat a l'apartat 3.3.8 funciona degudament, hem provocat un retard d' $1 \cdot T_s$ en la branca inferior i l'hem compensat retardant el mateix la branca superior.

4.3.3. Compensació real

En primer lloc hem capturat l'espectre del senyal recombinat amb l'*splitter* amb cables de la mateixa longitud per ambdues branques (**Fig 4.22**).

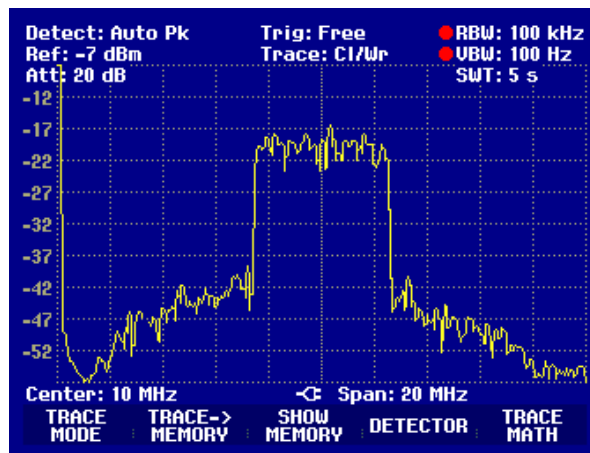


Fig. 4.22. Espectre del senyal recombinat amb l'*splitter* sense desequilibris.

Per provocar el desajustament hem allargat una de les branques més que l'altra amb un cable d'un metre. A la **Fig. 4.23** podem observar la degradació que pateix l'espectre si no s'aplica cap compensació.



Fig. 4.23. Degradació de l'espectre per una branca un metre més llarga que l'altra.

El full d'especificacions del cable estableix un retard nominal de 5 nanosegons per metre. Això, pel nostre cas, equival a $0,2 \cdot T_s$. Sense un filtre amb retard fraccionari només podríem ajustar el desequilibri de guany amb múltiples sencers de T_s . La Fig. 4.24 mostra l'ajustament amb un retard d' $1 \cdot T_s$.

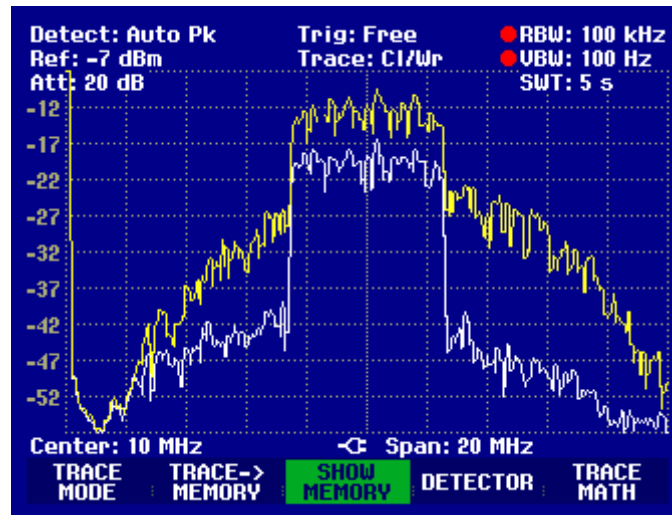


Fig. 4.24. Compensació del desequilibri amb un retard d' $1 \cdot T_s$.

Gràcies a l'ús del filtre FIR de retard fraccionari proposat a [12] podem fer correccions més fines. Partint del retard teòric de $0,2 \cdot T_s$ vam trobar, amb petits ajustaments, que la correcció òptima l'obteníem amb $0,12 \cdot T_s$ (Fig. 4.25).

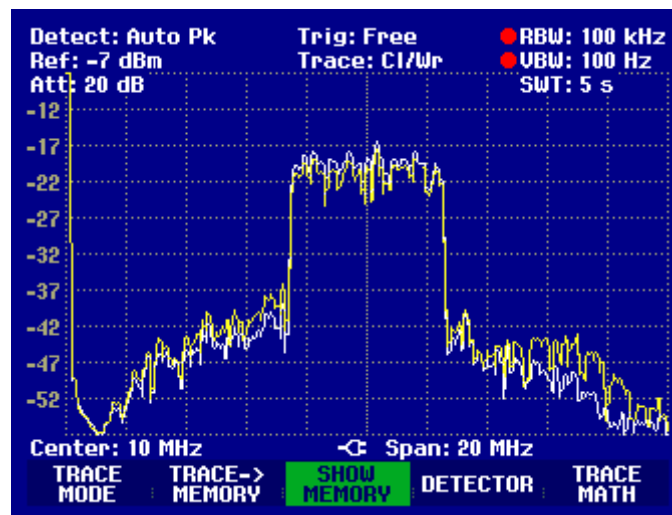


Fig. 4.25. Compensació del desequilibri amb un retard de $0,12 \cdot T_s$.

Amb la compensació de guany no vam aconseguir millorar l'espectre de forma significativa.

CONCLUSIONS

Amb aquest TFC preteníem implementar una versió bàsica d'una arquitectura LINC en una FPGA. Per fer-ho hem seguit els següents passos:

- En primer lloc hem posat de manifest la necessitat d'aplicar tècniques de linealització per utilitzar amplificadors de potència altament eficients però molt no-lineals. D'entre totes les tècniques presentades hem implementat la coneguda com a LINC (Linear amplification using Nonlinear Components).
- En segon lloc hem introduït tota la teoria que fonamenta la tècnica LINC; clau per a la posterior implementació. El fet de disposar només de dos DACs a la nostra FPGA, ens ha forçat a implementar una versió que treballés a freqüència intermitja (IF).
- En tercer lloc hem desenvolupat la implementació tant del modulador, el desmodulador, de l'arquitectura LINC pròpiament dita i d'un mètode per la compensació de desequilibris de guany i fase entre branques. La verificació dels resultats, tot i presentar-se en un capítol apart, s'ha dut a terme simultàniament amb la implementació. De no haver estat així, hagués estat impossible la detecció i correcció dels errors que han sorgit.

És en aquest últim punt on hem de fer especial èmfasi. Tant el generador en banda base, com el modulador a IF i el desmodulador funcionen segons el que esperàvem. Tanmateix, la recombinació dels senyals d'amplitud constant, que en el domini temporal sembla correcta, presenta un recreixement espectral inesperat en el domini freqüencial. Hem provat diferents esquemes alternatius incidint al punt més crític (la divisió entre el mòdul) però cap d'ells ha solucionat aquest recreixement.

És per això que, tot i que donem la versió proposada per bona com una primera aproximació, deixem pendents moltes possibilitats de millora per un treball futur:

- Millora de la separació del senyal per una recombinació més precisa del mateix.
- Anàlisi en profunditat de les limitacions que imposa l'amplada de banda del senyal d'entrada.
- Optimitzar el sistema per amplificadors de potència altament eficients tot afegint altres tècniques com la predistorsió.

- Crear mecanismes per automatitzar la compensació de desequilibris de guany i de fase.
- Introduir altres millores per millorar l'eficiència introduïnt diferents modes d'operació com proposa [14] i implementar altres mètodes per compensar els desequilibris entre branques com la proposada a [15].
- Tractar d'aportar millores novedoses. Aquestes poden anar des de l'optimització, amb dissenys alternatius, dels subsistemes proposats fins a la creació de nous blocs amb llenguatge VHDL o l'aportació de nous mètodes per la compensació de desajustaments.

ESTUDI D'AMBIENTALITZACIÓ

L'arquitectura LINC no té cap mena d'impacte perjudicial sobre el mediambient. Ans al contrari, el fet de que la tècnica estigui orientada a permetre l'ús d'amplificadors de potència altament eficients es tradueix en estalvi energètic.

REFERÈNCIES

- [1] O'Droma, M. S., Portilla, J., Bertran, E., Donati, S., Brazil, T. J., Rupp, M. and Quay, R., "Linearisation Issues in Microwave Amplifiers", *Proc. European Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GAAS '04 – EUMW)*, Amsterdam, Octubre 2004.
- [2] Vuolevi, J. and Rahkonen, T., *Distortion in RF Power Amplifiers*, Artech House, Inc., Norwood, 2003.
- [3] Bertran, E., *Procesado digital de señales. Fundamentos para Comunicaciones y Control - I*, Edicions UPC, Barcelona, 2006.
- [4] Gilabert, P. L., *Multi Look-up Table Digital Predistortion for RF Power Amplifier Linearization*, Ph. D. Thesis, Barcelona, Desembre 2007.
- [5] Pedro, J. C. and Carvalho, N. B., *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, Artech House, Inc., Norwood, 2003.
- [6] Kenington, P. B., *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, Inc., Norwood, 2000.
- [7] López, A., *Overview on Crest Factor Reduction Techniques to Reduce Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Signals*, TFC, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Juny 2009.
- [8] Krauss, H.L., Bostian, C. W. And Raab, F.H., *Solid state radio engineering*, John Wiley and Sons, New York, 1980.
- [9] Zozaya, A. J., *Aportación a la Linealización de Amplificadores de Potencia Mediante la Teoría de la Hiperestabilidad*, Ph. D. Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Juny 2002.
- [10] Hetzel, S.A., Bateman A. and McGeehan, J.P., "A LINC Transmitter", *IEEE*, pp. 133-137, Bristol, 1991.
- [11] Pulido, E., *Implementación en una FPGA de un generador de señales moduladas M-QAM*, TFC, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Abril 2009.
- [12] Bisbe, S, *Desenvolupament d'una plataforma digital basada en FPGA per la correcció de anomalies en transmissors amb alimentació dinàmica*, TFC, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Juny 2010.
- [13] García E. And Patón J, *Disseny d'un amplificador RF classe E per una aplicació tipus LINC*, TFC, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Setembre 2010.

- [14] Helaoui, M. and Ghannouchi, F. M., "Linearization of Power Amplifiers using the Reverse MM-LINC technique", *IEEE Transactions on Circuits and systems-II: Express briefs*, vol. 57, núm 1, Gener 2010.
- [15] Hur, J., Kim, K., Lim, K., and Laskar, J., "A Novel Unbalanced Phase Calibration Technique for the LINC Transmitter", *IEEE*, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 2010.