



**Escola Politècnica Superior
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TREBALL DE FI DE CARRERA

TÍTOL: Estudi d'estratègies de clipping per a modulacions OFDM

AUTOR: Joan Guinovart Rodríguez

DIRECTOR: Eduard Bertran Albertí

DATA:

Títol: Estudi d'estratègies de clipping per a modulacions OFDM

Autor: Joan Guinovart Rodríguez

Director: Eduard Bertran Albertí

Data:

Resum

En el treball s'analitzen diferents mètodes de clipping (retall del senyal) per a un sistema amb transmissió OFDM (Hiperlan type 2), considerant diferents nivells de soroll al canal. L'objectiu del clipping és disminuir efectes deguts a la no-linealitat de l'amplificador de potencia sense necessitat de treballar en excés a la zona lineal (back-off elevat) i així poder estalviar energia i fer que la bateria dels diferents sistemes que utilitzen la modulació especificada duri més.

Per a cada una de les simulacions esmentades es monitoritzarà la qualitat de l'enllaç, la disminució de la variança i el comportament del ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). Aquests seran els paràmetres de referència per argumentar la utilitat dels sistemes de clipping.

Cada una de les simulacions treballarà amb diferents nivells d'IBO per tal de veure la seva resposta en funció de la zona de treball, ja sigui lineal o de saturació.

Els resultats mostren que els sistemes de clipping permet disminuir el nivell d'IBO fins al límit de la zona lineal i augmentar el nivell d'ACPR de la transmissió. Aquest fet és impossible d'aconseguir sense l'ús d'aquesta eina disposat que si l'amplificador se satura i crea soroll fora de banda, no el podem filtrar.

Títol: Estudi d'estratègies de clipping per a modulacions OFDM

Autor: Joan Guinovart Rodríguez

Director: Eduard Bertran Albertí

Data:

Overview

In this work different methods of signal clipping are assessed, regarding their use in an OFDM modulation based communications system, as it is the case of the standard Hiperlan type 2. Different noise levels in the channel are considered. The main objective of the clipping is to minimize the effects due to the unavoidable power-amplifier's non-linear behavior, without the necessity of working excessively in the linear zone which is characterized for showing low power efficiency (high back-off). In this way, the objective is to save energy and to enlarge the battery's duration.

In all the simulations we'll see the link's quality, the decrease of variance and the evolution of the ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). These will be the key parameters to discuss the utility of the different clipping strategies.

At every simulation the system will work with different IBO levels, aiming to assess their response at different operating zones. This can be either in a linear or in a saturated zone.

The results show an IBO decreasing and an increasing of the ACPR level. Hence, the system will save energy and reduce the out-of-band emission. This objective can't be obtained by another way, because after the PA it is impossible to realistically add any block for filtering at adjacent frequency bands.

ÍNDEX

INTRODUCCIÓ	1
CAPÍTOL 1. MODEL HIPERLAN/2	2
1.1 Introducció	2
1.2 Capa Física.....	2
1.2.1 Comparació del sistema amb l'estandart Hiperlan type 2 de la ETSI.....	3
CAPÍTOL 2. CLIPPING.....	10
2.1 Introducció	10
2.1.1 Definició.....	10
2.1.2 Necessitat.....	11
2.1.3 Amplificador de potència	11
2.2 Principals mètodes de fer Clipping	15
2.2.1 Clipping directe.....	15
2.2.2 Soft-Clipping	16
2.3 Filtre	17
2.4 Implicacions	18
CAPÍTOL 3. SIMULACIÓ.....	19
3.1 Introducció	19
3.2 Descripció del sistema.....	19
3.2.1 To Workspace	19
3.2.2 Clipping.....	20
3.2.3 Compressor/expansor	¡Error! Marcador no definido.
3.2.4 Amplificador de potencia	21
3.2.5 Monitoritzat de potència	25
3.2.6 Amplificador més display.....	25
3.2.7 Canal Complex.....	26
3.2.8 Calcula (fitxer d'extensió *.m).....	27
CAPÍTOL 4. RESULTATS	28
4.1 Introducció	28
4.2 Resultats de les simulacions	29
4.2.1 Sistema original	29
4.2.2 Simulació 1	31
4.2.3 Simulació 2	34
4.2.4 Comparació de resultats simulacio 1 i 2.....	37
4.2.5 Simulació 3	39
4.2.6 Simulació 4	41
4.2.7 Simulació 5	43

4.2.8 Simulació 6	44
CONCLUSIONS	46
ANNEX I	48
ANNEX II	49
ANNEX III	50
ANNEX III	50
ANNEX IV	51
ANNEX V	52
ANNEX VI	53
ANNEX VII	54
ANNEX VIII	56
ANNEX IX	59
ANNEX X	61
ANNEX XI	64

ÍNDIX DE FIGURES

Fig. 1.1	Sistema Hiperlan/2 per la simulació amb Matlab/Simulink.....	2
Fig. 1.2	Constel·lació d'un senyal modulat en 16QAM.....	3
Fig. 1.3	Subbloc generador binari.....	3
Fig. 1.4	Subbloc del codificador convolucional.....	4
Fig. 1.5	Esquema del subblocc de puncturat.....	4
Fig. 1.6	Sistema encarregat de realitzar l'interleaver.....	5
Fig. 1.7	Bloc del convertor de digital a analògic.....	6
Fig. 1.8	Bloc encarregat de normalitzar el senyal.....	6
Fig. 1.9	Esquema del transmissor/modulador.....	7
Fig. 2.1	Sistema de clipping i els seus efectes sobre una senyal aleatòria.....	9
Fig. 2.2	Representació gràfica dels productes d'intermodulació per a una entrada de dos tons fonamentals.....	11
Fig. 2.3	Representació gràfica del filtratge per als productes d'intermodulació d'ordre parell.....	12
Fig. 2.4	Corba AM/AM amb les variables de l'amplificador.....	12
Fig. 2.5	Situació de l'IBO sobre la corba AM/AM.....	13
Fig. 2.6	Relació entrada sortida d'amplituds per al mètode de CD.....	14
Fig. 2.7	Relació entrada/sortida per al mètode de soft-clipping.....	15
Fig. 3.1	Blocs de "to workspace" del model complet.....	20
Fig. 3.2	Bloc de clipping detallat.....	20
Fig. 3.3	Bloc de filtratge després del clipping.....	21
Fig. 3.4	Bloc de l'amplificador de potencia.....	21
Fig. 3.5	Corbes característiques de l'amplificador de potencia Guany i Fase..	22
Fig. 3.6	Bloc de control de potencia amb el display.....	25
Fig. 3.7	Bloc de control de potencia amb el display.....	25
Fig. 3.8	Bloc d'autocontrol per cobrir el marge de SNR 20-0 dB.....	26
Fig. 3.9	Sistema encarregat de simular els diferents nivells de SNR.....	26
Fig. 3.10	Comptador de control per al MUX.....	27
Fig. 4.1	Nivell de BER per al sistema original.....	29
Fig. 4.2	Espectre del senyal rebut.....	30
Fig. 4.3	Nivell de BER per a la simulació 1.....	32
Fig. 4.4	Espectre del senyal al sistema original.....	33
Fig. 4.5	Relació BER/SNR per a la simulació 2.....	35
Fig. 4.6	Espectre del senyal del sistema original.....	36
Fig. 4.7	Comparativa de CD i SC.....	37
Fig. 4.8	Relació BER/SNR a la simulació 3.....	39
Fig. 4.9	Espectre del sistema original per la simulació 3.....	40
Fig. 4.10	Relació BER/SNR per la simulació 4.....	41
Fig. 4.11	Espectre del senyal en el sistema original.....	42
Fig. 4.12	Relació BER/SNR per la simulació 5.....	43
Fig. 4.13	Relació BER/SNR per la simulació 6.....	44

ÍNDIX DE TAULES

Taula 1.1 Paràmetres del sistema Hiperlan/2 en funció de la modulació i el Coding rate.....	3
Taula 1.2 Patró de puncturació en funció del radi de codificació	5
Taula 3.1 Valors dels paràmetres pel model de Saleh.....	23
Taula 3.2 Valors de prova per trobar el punt de compressió del PA.....	23
Taula 3.3 Paràmetres complets per al model de Saleh	24
Taula 3.4 Paràmetres del comptador de control del mux.....	27
Taula 4.1 Paràmetres de les simulacions	29
Taula 4.2 Diferents límits del CD per la simulació 1.....	31
Taula 4.3 Paràmetres del senyal durant la simulació 1.....	31
Taula 4.4 Relació BER/SNR de la simulació 1.....	32
Taula 4.5 Resum dels valors d'ACPR per la simulació 1	34
Taula 4.6 Paràmetres del SC per la simulació 2.....	35
Taula 4.7 Paràmetres del senyal transmès per la simulació 2.....	35
Taula 4.8 Resum d'ACPR per a la simulació 2	36
Taula 4.9 Nivell d'ACPR a la simulació 3.....	40
Taula 4.10 Nivell d'ACPR per la simulació 4.....	42

INTRODUCCIÓ

Una de les tecnologies amb més implantació a nivell mundial és la de les comunicacions sense connexió física, és a dir, comunicacions mòbils. Aquestes van des de la telefonia fins a una xarxa WLAN a casa per a connectar-se a Internet. Per el cas de les comunicacions en que l'instrument (mòbil, PDA, ordinador portàtil) no és pot connectar directament a la xarxa elèctrica s'han de prendre mesures per tal d'estalviar energia i que les bateries dels aparells esmentats duri el màxim. Una alternativa per augmentar la vida de les bateries seria fer-les més grans (implicaria més pes) o amb materials de millor qualitat (repercutiria en el preu del producte final); en qualsevol dels casos les implicacions que comporten els canvis afectarien a la qualitat del producte, cada dia és volen aparells més petits i amb millor relació qualitat preu. Així doncs, haurem de buscar una altre alternativa per a tal de reduir el consum energètic sense alterar costos ni mides.

Si analitzem què fa que les bateries durin més o menys obtenim com a principal consumidor d'energia a l'amplificador de potencia (present en qualsevol comunicació inalàmbrica). Aquest amplificador s'encarrega d'augmentar el nivell de senyal transmesa per tal que el receptor la pugui percebre per damunt del nivell de soroll del canal amb un cert marge. També hi han amplificadors al receptor per quan el senyal rebut és molt petit i és necessita augmentar el seu nivell per poder arribar a la sensibilitat del receptor. Per qualsevol cas aquest consum de potencia és el que marcarà la duració d'una bateria. Segons informes de Nokia, el amplificador de potencia consumeix de l'orde del 70 % de l'energia total del transmissor mòbil.

Per poder augmentar la duració de les bateries haurem de disminuir el consum d'aquests amplificadors. Per fer-ho hem d'entendre com estàn formats i així trobarem una via per a solucionar el problema.

Els principals components electrònics dels amplificadors són els transistors, i el tipus de polarització d'aquestos marca la quantitat de consum energètic. Els transistors, segons com es configurin, poden treballar en zona lineal o en zona no-lineal. Si treballen en zona lineal, no distorsionen la senyal i afavoreixen la qualitat de l'enllaç; per contra, en treballar en la zona lineal el consum energètic es dispara i, per tant, la vida de les bateries és redueix molt. En el cas de treballar en la zona no-lineal trobem que el senyal queda distorsionat i s'empitjora molt la qualitat de l'enllaç; l'aspecte positiu és que en treballar en aquesta zona el consum energètic disminueix en gran quantia.

Com escollir en quin punt treballar? Què convé, qualitat a l'enllaç o duració a les bateries? De cara a fabricar un nou producte i voler treure'l al mercat s'ha d'arribar a un compromès entre ambdós paràmetres.

L'objectiu d'aquest treball és estudiar diferents tècniques que permetin millorar la relació qualitat/duració que s'estableix en qualsevol sistema de comunicacions inalàmbrics que funcioni amb bateries.

CAPÍTOL 1. Model HIPERLAN/2

1.1 Introducció

El sistema Hiperlan/2 és l'equivalent de la ETSI de l'estàndard IEEE 802.11a. Avui dia és un sistema pràcticament en desús però ens permetrà avaluar els efectes del Clipping sobre la modulació OFDM.

Fou dissenyat per transmissions inalàmbriques amb una freqüència portadora a 5 GHz i una velocitat de transmissió que oscil·la de 6 a 54 Mbts/segon (en funció del codi escollit). Permet utilitzar diferents modulacions que canvien automàticament (modulació adaptativa) en funció de l'estat del canal(quantitat de soroll, fading...)

A continuació és descriurà la capa física del sistema que és la simulada amb Matlab.

1.2 Capa Física

El sistema original que s'utilitzarà per la simulació és pot veure a la figura 1. A l'annex I és pot veure el sistema ampliat per facilitar la visió de cada bloc.

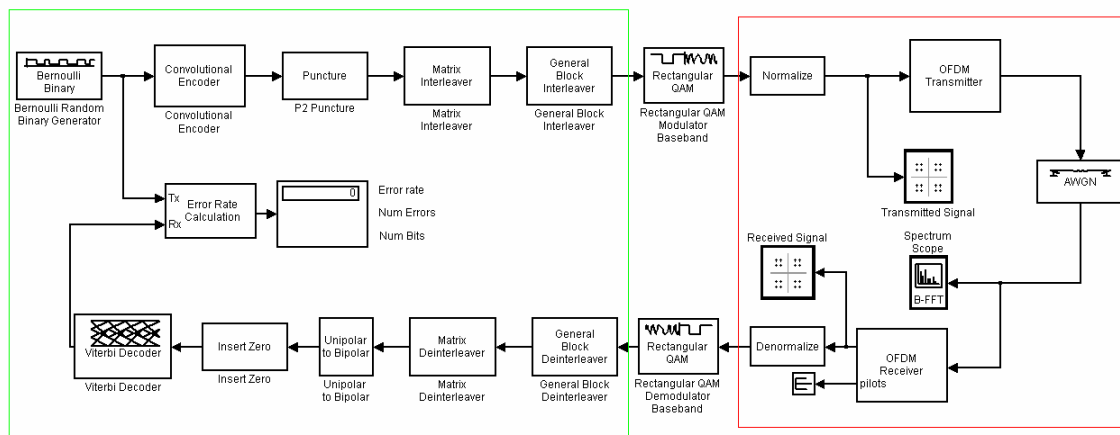


Fig. 1.1 Sistema Hiperlan/2 per la simulació amb Matlab/Simulink

Com es pot apreciar està dividit en dos requadres; el quadre de color verd (a l'esquerra) engloba els subsistemes que treballen en format digital, mentre que dintre del requadre vermell (a la dreta) trobem els subsistemes que treballen analògicament. Les caixes que estan situades entre els requadres són les encarregades de transformar el senyal digital a analògic, i viceversa.

Com les possibilitats que ofereix aquest sistema són múltiples respecte al tipus de modulació (BPSK, 4QAM, 16 QAM, 32 QAM...) s'ha decidit escollir-ne una

plausible per a entorns sorollosos (canal radio) però no amb un elevat nivell de soroll. Així doncs per totes les simulacions utilitzarem el codi 16QAM, amb la següent constel·lació:

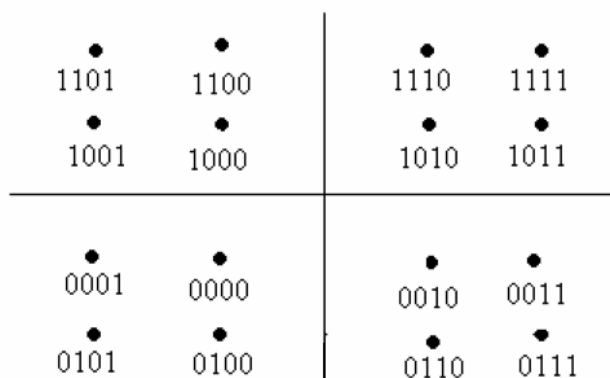


Fig. 1.2 Constel·lació d'un senyal modulat en 16QAM

1.2.1 Comparació del sistema amb l'estandard Hiperlan type 2 de la ETSI

Abans de poder treballar sobre el model de Matlab em d'entendre com funciona cada subbloc i el sistema complet. Per això s'analitzarà cada un dels subblocs en detall amb una breu descripció i una referència, quan calgui, amb l'estandard de la ETSI Hiperlan type 2.

A més de la comparativa del sistema de Matlab i l'estandard a l'Annex II és poden consultar altres dades d'interès relacionades amb l'estandard.

1.2.1.1 Generador binari

Aquest subbloc és l'encarregat de generar seqüències aleatòries de bits. A més s'encarrega de transmetre els bits en trames de 144 bits/trama.

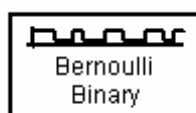


Fig. 1.3 Subbloc generador binari

La longitud de la trama bé especificada a l'estàndard, per una modulació 16QAM, amb una codificació de $\frac{3}{4}$ (posteriorment és veurà d'on surt aquest paràmetre).

Taula 1.1 Paràmetres del sistema Hiperlan/2 en funció de la modulació i el coding rate

Modulation	Coding rate R	Nominal bit rate [Mbit/s]	Coded bits per sub-carrier N_{BPSC}	Coded bits per OFDM symbol N_{CBPS}	Data bits per OFDM symbol N_{DBPS}
BPSK	1/2	6	1	48	24
BPSK	3/4	9	1	48	36
QPSK	1/2	12	2	96	48
QPSK	3/4	18	2	96	72
16QAM	9/16	27	4	192	108
16QAM	3/4	36	4	192	144
64QAM	3/4	54	6	288	216

1.2.1.2 Codificador convolucional

El codificador s'encarrega de transformar el senyal d'entrada amb una sèrie d'operacions lògiques per tal de protegir l'informació transmesa. Com ja s'ha mencionat el codi convolucional té una relació entrada/sortida de $\frac{3}{4}$. Per aquest motiu si a la entrada teníem trames de 144 bits, a la sortida tindrem les trames de 192 bits.

$$\text{Coding Rate} = \frac{\text{Input}}{\text{Output}} = \frac{3}{4}$$

$$\text{Input} = 144 \text{ bits / trama}$$

(1.1)

$$\text{Output} = 144 \frac{4}{3} = 192 \text{ bits / trama}$$

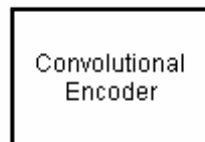


Fig. 1.4 Subbloc del codificador convolucional

1.2.1.3 Puncturador

Aquest bloc s'encarrega de retallar les trames per tal de disminuir la càrrega de bits al sistema.

El puncturador està constituït per un de-multiplexador que s'encarrega de dividir el senyal d'entrada en dos canals paral·lels i un codificador que treballa amb diferents patrons per tal d'obtenir la senyal de sortida adient. Aquests patrons depenen del radi de convolució del codificador. Un cop el senyal passa pels diferents patrons, es torna a serialitzar la informació.

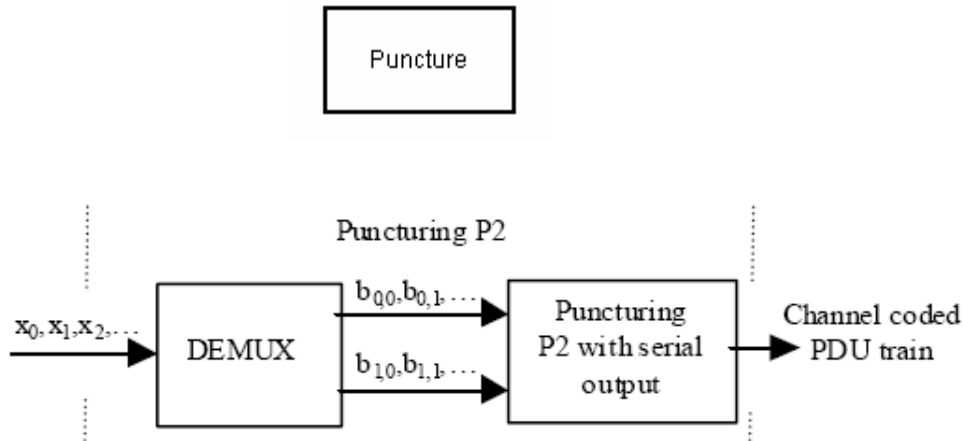


Fig. 1.5 Esquema del subbloc de puncturat

Com es pot veure, se separa la trama a la entrada en dos subtrames en paral·lel, després cada una d'aquestes trames es multiplica per un patró segons el codi de puncturació, específic per cada rang de codificació i , finalment, és torna a serialitzar el senyal.

Taula 1.2 Patró de puncturació en funció del radi de codificació

Code Rates r	Puncturing pattern	Transmitted sequence (after parallel-to-serial conversion)
1/2	$b_{0,do}: 1$ $b_{1,do}: 1$	$b_{0,0} b_{1,0}$
9/16	$b_{0,do}: 1 1 1 1 1 1 1 1 0$ $b_{1,do}: 1 1 1 1 0 1 1 1 1$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{1,1} b_{0,2} b_{1,2} b_{0,3} b_{1,3} b_{0,4} b_{1,4} b_{0,5} b_{1,5} b_{0,6} b_{1,6}$ $b_{0,7} b_{1,7} b_{1,8}$
3/4	$b_{0,do}: 1 1 0$ $b_{1,do}: 1 0 1$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{1,2}$

Segons el nostre patró podem veure que cada 6 bits, dos d'ells, un de cada subtrama, és multiplica per zero. Això implica eliminar el bit i , per tant, reduir la mida de la trama resultant. Com de cada 6 bits d'entrada, en traurem 4, podem concloure que el codi de puncturació té un radi de $6/4$ ó $3/2$.

1.2.1.4 Interleaver (Entrellaçat)

Aquest subsistema està compost per dos blocs.



Fig. 1.6 Sistema encarregat de realitzar l'interleaver

El primer d'ells s'encarrega de transformar les trames (vectors) que arriben en matrius. La mida de les matrius resultants depèn també del radi de codificació. Un cop el primer sistema ha ajuntat suficients trames per formar la matriu corresponent, envia el senyal al bloc encarregat de fer l'interleaver. Aquest segon bloc s'encarrega de barrejar els bits seguint un patró que permeti recuperar els bits en ordre al receptor. Aquesta tècnica és útil en transmissions via radio per distribuir els errors presentats en ràfegues contínues. Així en el cas de que es distorsioni una trama (transmissa) sencera, fent-la irrecuperable, s'aconsegueix que l'error es reparteixi en unes quantes trames originals (abanç del entrellaçat), fent així possible recuperar-les totes.

1.2.1.5 Conversor Digital/Analògic

Aquest bloc (per la simulació no es considera la SNR de quantificació) és el que se situa entre els sistemes digitals i analògics. És l'encarregat de permetre la comunicació entre els dos sistemes amb diferents llenguatges, és a dir, fa de traductor. El senyal que li arriba a l'entrada és digital (uns i ceros) i a la sortida ha de donar valors analògics (qualsevol valor dintre d'un marge dinàmic).



Fig. 1.7 Bloc del conversor de digital a analògic

La seva sortida depèn també de la modulació escollida. Per al cas de la 16QAM, el sistema agafarà 4 bits de la entrada i en donarà un únic valor a la sortida.

$$\left. \begin{array}{l} 16QAM \rightarrow 16 \text{ símbols} \\ \text{bits : 2 possibilitats} \end{array} \right\} 2^n = 16 \rightarrow n = 4 \text{ bits} \quad (1.2)$$

Per tant si a l'entrada agrupem els bits de 4 en 4, la sortida tindrà una longitud inferior.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Entrada : trames de 192 bits} \\ \text{Sortida : agrupem l'entrada en grups de 4} \end{array} \right\} \text{Out} = \frac{192}{4} = 48 \text{ valors} \quad (1.3)$$

1.2.1.6 Normalitzador

El bloc s'encarrega de normalitzar el senyal analògic, és a dir, de limitar la amplitud màxima (i mínima per el senyal bipolar). Així es pot acotar el marge

dinàmic sense por de que el senyal resultant s'ens escapi del marge programat per als següents blocs.

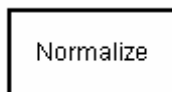


Fig. 1.8 Bloc encarregat de normalitzar el senyal

1.2.1.7 Modulador OFDM

El modulador OFDM és l'encarregat de modular el senyal en OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

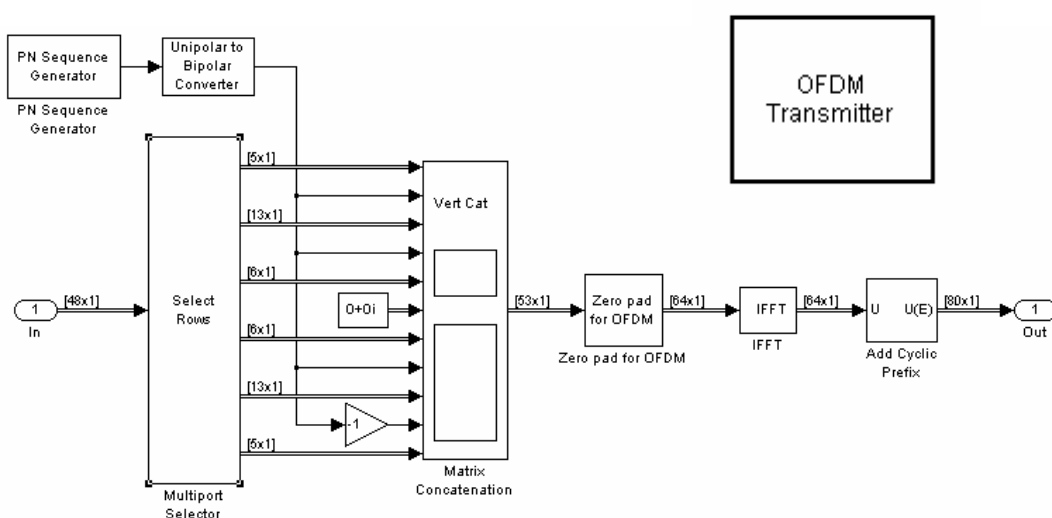


Fig. 1.9 Esquema del transmissor/modulador OFDM

Per poder fer aquesta modulació primer s'han d'ordenar les dades d'origen i afegir-hi dades que seran els canals pilots. Com podem veure primer de tot separa en diferents vectors la trama d'entrada i després els torna a concatenar amb més informació de per mig. Si ens fixem, a cada sortida del bloc Select Rows, ens indica la longitud del vector dividit. Segons la normativa aquesta divisió ha de realitzar-se com indica la fórmula (1.4).

$$C_{l,n} = \begin{cases} D_{l+26,n}, -26 \leq l \leq -22 \\ D_{l+25,n}, -20 \leq l \leq -8 \\ D_{l+24,n}, -6 \leq l \leq -1 \\ D_{l+23,n}, 1 \leq l \leq 6 \\ D_{l+22,n}, 8 \leq l \leq 20 \\ D_{l+21,n}, 22 \leq l \leq 26 \end{cases} \quad C_{l,n} = \begin{cases} +p_n, l = -21 \\ +p_n, l = -7 \\ +p_n, l = 7 \\ -p_n, l = 21 \end{cases} \quad (1.4)$$

Com es pot veure la trama d'entrada és divideix en 6 parts amb mides de 5,13,6,6,13,5. Abans d'ajuntar-les se situen els patrons dels canals pilot en les posicions -21,-7,7 i 21. Després només cal situar informació a la posició 0, que és fa amb la constant complexa $0 + 0j$.

Un cop tenim el vector preparat per modular només cal afegir-li zeros fins a arribar a un número exponencial de 2. Això és necessari per augmentar la eficiència de càlcul de la transformada inversa de Fourier IFFT.

Així doncs, un cop passat el bloc IFFT el senyal serà de la forma:

$$out(t) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{i2\pi n t / T}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.5)$$

La fórmula (1.5) expressa el model del senyal modulat en OFDM en banda base, on:

- N = Numero total de sub-portadores
- n = Sub-portadora actual
- T = Període de símbol
- t = Temps actual

Un cop sabem com és el senyal transmès podem començar a treballar per reduir els inconvenients que provoca. L'exemple més clar és l'ample de banda resultant. En fer una suma de totes les sub-portadores trobarem alguns pics que faran que l'ample de banda del senyal es dispari per un ús reduït. Aquest efecte és el que s'intentarà minimitzar amb la tècnica de clipping.

1.2.1.8 Canal

Un cop el senyal surt del transmissor va a parar al canal de comunicacions. En el sistema bàsic només hi trobem un bloc que s'encarrega d'afegir-hi una quantitat de soroll (AWGN: Addictive White Gaussian Noise) al nostre senyal.

A posteriori ja veurem com incrementa la complexitat d'aquest canal amb la inserció de diferents blocs que compondran la simulació completa.

1.2.1.9 Receptor

El sistema receptor és l'encarregat de recuperar el senyal tal i com ha sigut emès, per aquest motiu està compost per un conjunt de blocs amb la funcionalitat inversa dels descrits al llarg d'aquest apartat. Tots i cada un d'ells son el complementari dels blocs abans esmentats i per aquest motiu no és necessari insistir en ells.

Al final del receptor hi ha un petit sistema que s'encarrega de donar els paràmetres que ens indiquen la qualitat de l'enllaç, com la quantitat de bits erronis i el percentatge que representa aquest valor sobre el total de bits transmesos.

CAPÍTOL 2. Clipping

2.1 Introducció

2.1.1 Definició

El terme clipping s'utilitza per descriure qualsevol sistema encarregat de limitar la tensió del seu senyal d'entrada.

Es pot interpretar com un amplificador de tensió amb una saturació simètrica específica, però que manté la fase del senyal original quan la seva amplitud supera el llindar de saturació.

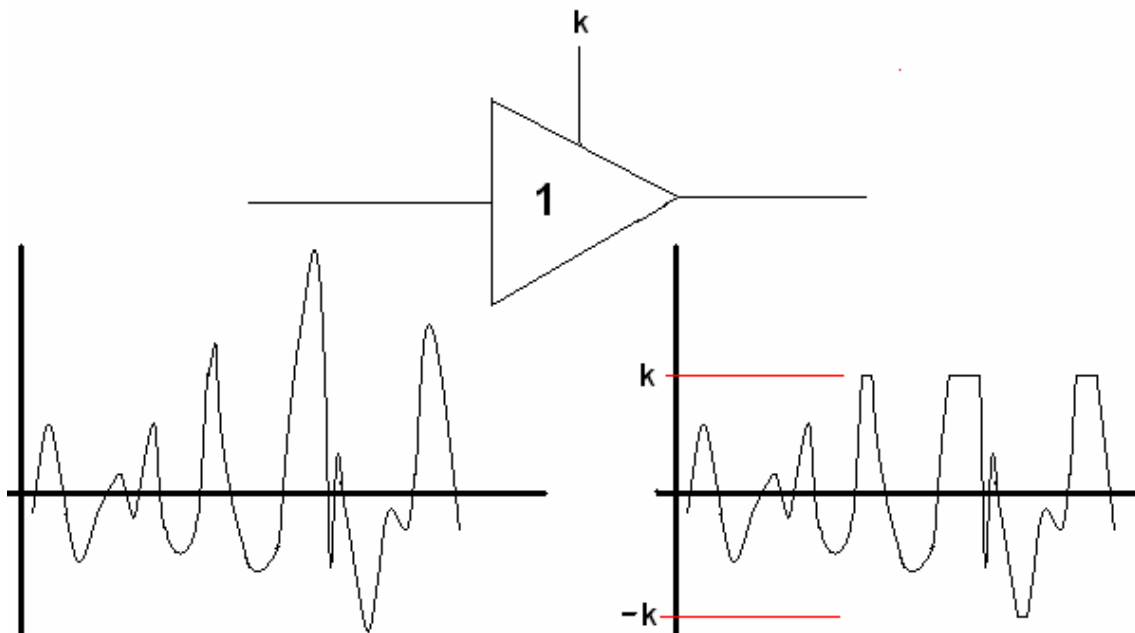


Fig. 2.1 Sistema de clipping i els seus efectes sobre un senyal aleatori

Quan fem clipping sobre el senyal podem representar la quantitat de senyal retallada amb la variable clipping ratio (CR)

$$CR = \frac{A_{\max}}{\sqrt{P_{in}}}$$

$$CR (dB) = 10 \log \left(\frac{A_{\max}}{\sqrt{P_{in}}} \right) \quad (2.1)$$

On A_{\max} és l'amplitud màxima del senyal després de fer clipping i P_{in} és el nivell de potencia mig del senyal a la entrada del sistema de clipping.

El factor de clipping relaciona la potencia mitja i la potencia de pic del senyal. També es pot interpretar com la relació entre amplituds si tenim en compte que la resistència analíticament val 1 Ohm i, per consegüent, la potencia sigui l'amplitud elevada al quadrat directament. En qualsevol cas, com més restrictiu sigui el nivell de retall del senyal més s'aproparà el CR a 0 dB. També implicarà que quan disminuïm el CR la qualitat del senyal empitjori.

2.1.2 Necessitat

Els sistemes de comunicacions mòbils que treballen amb modulació FDM¹ tenen l'inconvenient de suportar un gran marge dinàmic que apareix al sumar totes les subportadores. Els pics de senyal que fan augmentar el marge dinàmic són esporàdics i representen un petit percentatge de la durada del senyal, però tot i així presenten un problema quan forcen la saturació de l'amplificador de potencia.

Per no saturar l'amplificador i evitar l'emissió fora de banda que es produiria en fer-ho s'utilitza el sistema de clipping seguit d'un filtre que elimina l'emissió de fora de banda generada pel propi retall del senyal (clipping). Si no s'utilitza el bloc de clipping i l'amplificador retalla el senyal pel seu compte l'emissió de fora de banda no es podrà eliminar, ja que no es viable filtrar el senyal de potencia amb filtres tan selectius com per separar els canals adjacents. Això faria que el nivell de ACPR empitjorés i fins i tot que el sistema no complís els requisits dels estàndards.

Per mesurar aquest marge dinàmic del senyal s'utilitza la variable PAPR (Peak to Average Power Ratio).

$$PAPR = \frac{|x_{\max}|^2}{|\bar{x}|^2} \tag{2.2}$$

$$PAPR (dB) = 10 \log \left(\frac{|x_{\max}|^2}{|\bar{x}|^2} \right)$$

És a dir, la funció (2.2) és la relació entre la potencia de pic i la potencia mitja. És l'equivalent del CR per un senyal qualsevol; això implica que el PAPR quan el senyal passi pel bloc de clipping prengui el valor del CR fitat al sistema.

2.1.3 Amplificador de potencia

¹ FDM: Frequency Division Multiplexing

Un amplificador, des del punt de vista de la seva linealitat, ve definit per 3 factors principals:

- Guany en zona lineal
- Punt de compressió a 1dB
- Punt d'intercepció de 3r ordre: IP3

Hi han altres variables que es podrien tenir en compte però son menys rellevants per aquest treball i es pot prescindir d'elles.

La funció de transferència d'un amplificador, per una entrada $x(t)$ és:

$$\begin{aligned} x(t) &= a(t) \cdot \cos\{2\pi f_c t + \varphi(t)\} \\ out(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n |a(t)| \cdot \cos\{n2\pi f_c t + \varphi(t) + \phi_n |a(t)|\} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Les funcions individuals $A_n(t)$ i $\phi_n(t)$ representen l'amplificació i el desfasament, ambdós relatius a l'amplitud del senyal d'entrada. Aquests termes es coneixen com corba de distorsió AM/AM (Amplitude to Amplitude) i AM/PM (Amplitude to Phase) respectivament.

El sumatori implica l'aparició d'harmònics que distorsionaran el senyal. Aquests harmònics es situen a freqüències múltiples de la freqüència fonamental (la del senyal d'entrada), això permetrà filtrar-les sense cap problema.

Si a l'entrada tenim 2 tons, o una senyal amb un cert ample de banda, aleshores es produiran els productes d'intermodulació. Aquets apareixen a freqüències especificades per:

$$\begin{aligned} n &= 2, 3, 4, \dots \\ f_{out} &= x f_a \pm y f_b \\ |x + y| &= n \end{aligned} \quad (2.4)$$

A la figura 11 podem veure una representació dels productes d'intermodulació per valors de n : 2,3,4,5

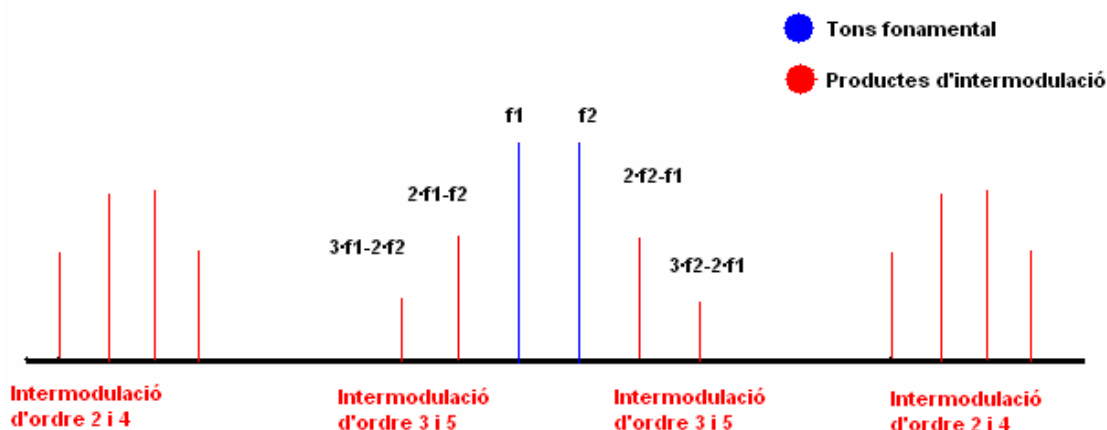


Fig. 2.2 Representació gràfica dels productes d'intermodulació per a una entrada de dos tons fonamentals
 Com veiem a la gràfica per a valors senars de 'n' els productes d'intermodulació estan molt propers als tons fonamentals, per aquest motiu son els més conflictius: no es poden filtrar.

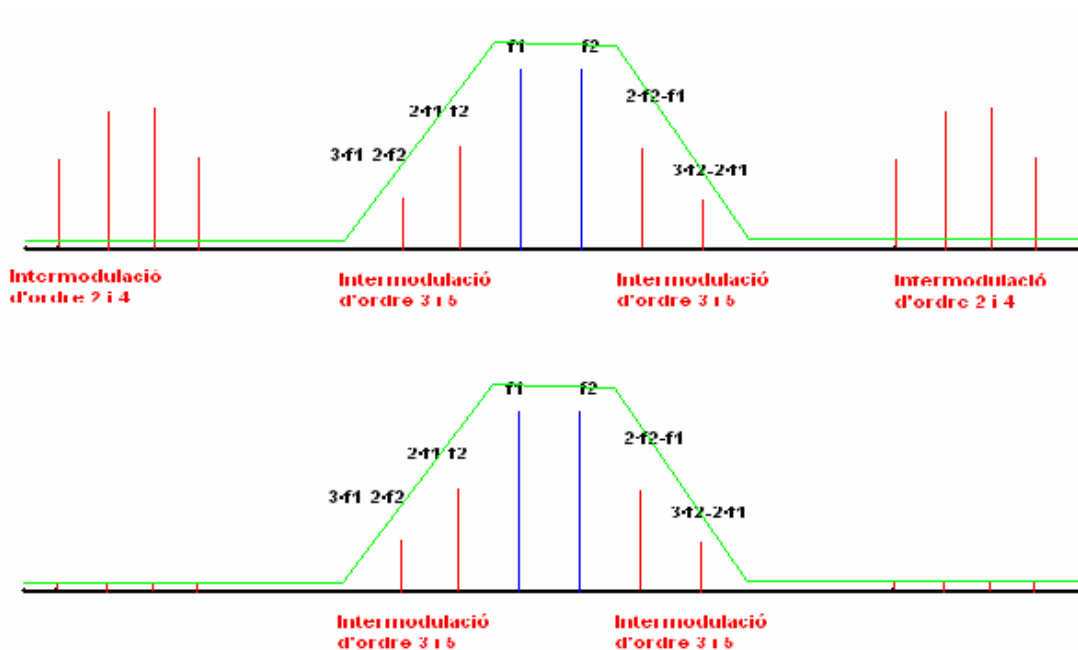


Fig. 2.3 Representació gràfica del filtratge per als productes d'intermodulació d'ordre parell.

Les variables anomenades al principi del tema es poden identificar a la corba AM/AM:

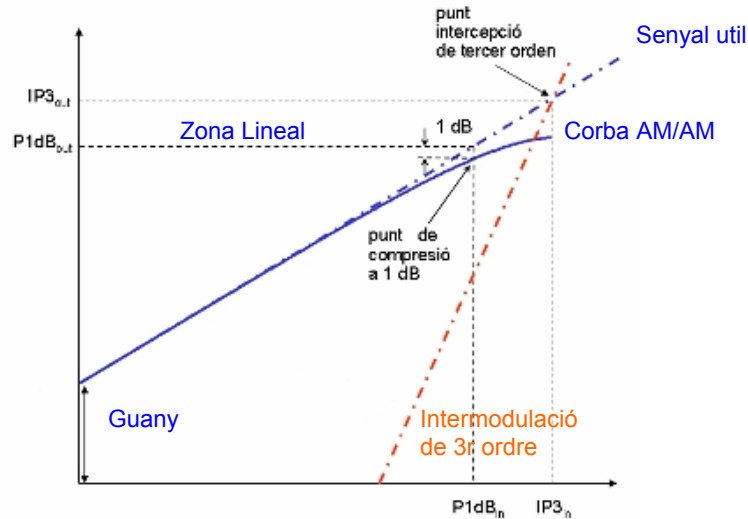


Fig. 2.4 Corba AM/AM amb les variables de l'amplificador

Com es pot veure el guany representa la diferència entre el senyal de sortida i el d'entrada en dB; el punt de compressió a 1 dB és quan la corba AM/AM real se situa 1dB per sota de la corba que resultaria de prolongar la zona lineal fins l'infinit; i el punt d'intermodulació de 3r ordre és el punt on, idealment, es trobarien les corbes d'AM/AM (sempre treballant en zona lineal) i la corba d'intermodulació (la pendent és la mateixa que l'ordre de la intermodulació).

L'altre paràmetre que cal tenir clar és el de backoff. Definim backoff com la diferència que hi ha entre la potència de compressió a 1dB i la potència de treball; si fem referència als paràmetres d'entrada utilitzarem l'IBO (Input Back-Off), si per contra volem referir-nos als paràmetres de sortida direm OBO (Output Back-Off).

Així doncs, si el nostre punt de compressió a l'entrada se situa a 5dBm i nosaltres treballem amb una entrada de 3 dBm, podrem assegurar que la nostre potència equival a un IBO de 2 dB.

$$\begin{aligned}
 IBO &= P_{1dB} - P_{treball} \\
 OBO &= P_{1dB} - P_{treballsortida}
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

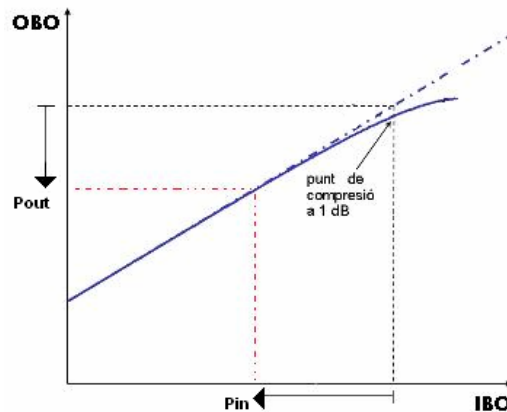


Fig. 2.5 Situació de l'IBO sobre la corba AM/AM

Una característica dels amplificadors és la relació inversa entre eficiència i linealitat. És a dir, si el nostre senyal se situa a la zona lineal de l'amplificador no tindrem distorsió, però la eficiència serà petita i farem un consum de potència innecessari; per l'altre banda si treballem a la zona no lineal el senyal pot sobrepassar el nivell de saturació esporàdicament i produir una distorsió que no compensi l'estalvi energètic.

Per aquest motiu s'ha d'arribar a un compromís qualitat/eficiència determinat pel marge dinàmic del senyal (que reduïrem mitjançant clipping) i el backoff d'entrada².

Si reduïm massa el marge dinàmic perdem senyal, però ens podem permetre un IBO inferior i augmentar l'eficiència. Si en canvi no reduïm el marge haurem d'ampliar l'IBO i el consum energètic augmentarà.

2.2 Principals mètodes de fer Clipping

2.2.1 Clipping directe

Aquest mètode consisteix a retallar el senyal en el moment en que aquesta supera un llindar λ de saturació a l'entrada.

És el model més simple i és pot expressar com una recta de pendent unitari fins arribar al llindar de saturació quan el pendent passarà a valdre zero (no hi haurà amplificació, la sortida serà constant). La corba de la fase, en canvi, si que és una recta de pendent unitari per tot el marge dinàmic, disposat que es manté la fase tot i que el senyal sigui retallat. Això ens ajudarà a disminuir els efectes negatius del retall del senyal.

² L'IBO ens indicarà si treballem en zona lineal o prop de la saturació

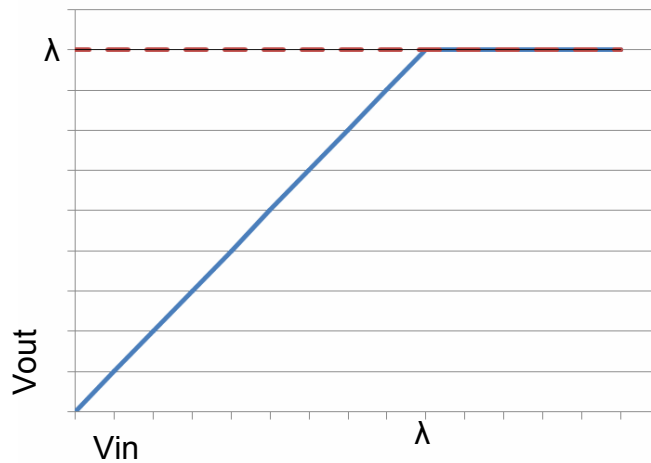


Fig. 2.6 Relació entrada sortida d'amplituds per al mètode de clipping

Analíticament podem descriure la seva funció com:

$$A(t) \rightarrow \text{Clip} \begin{cases} A(t) & |A(t)| < \lambda \\ \lambda \cdot e^{j\phi} & |A(t)| > \lambda \end{cases} \quad (2.6)$$

On λ és l'amplitud límit del senyal i ϕ és la fase original d' $A(t)$. Com ja s'ha mencionat, retallarem el senyal però mantindrem la fase original en tot cas per disminuir la quantitat d'errors ocasionats al retallar el senyal.

2.2.2 Soft-Clipping

Com el nom indica, aquest mètode consisteix a retallar el senyal però d'una manera gradual. Així es disminuiran els canvis freqüencials bruscs i es reduirà l'efecte negatiu de retallar el senyal, és a dir, produirà menys quantitat de clipping noise. Tot i així el nostre sistema es veurà afectat pel soroll que crearà el mètode.

La funció de transferència d'aquest sistema requerirà la definició de 3 variables que anomenarem 'D', 'U' i 'C'. Podem veure el funcionament d'aquestes a la figura 2.7 i de com limiten els marges de la funció de transferència.

Les variables D i U indiquen els nivells de tensió entre els quals el senyal patirà soft-clipping; per sobre d'U és retallarà el senyal igual que en el mètode de clipping directe. La pendent amb la que atenuarem el senyal durant el procés de soft-clipping ve indicada per la variable C.

La funció de transferència aleshores es pot escriure com:

$$Out(t) = \begin{cases} A(t) & A(t) \leq D \\ \left(\frac{C-D}{U-D} (A(t)-D) \right) + D & D \leq A(t) \leq U \\ Ce^{j\phi} & A(t) \geq U \end{cases} \quad (2.7)$$

Com es pot apreciar l'única diferència entre les dues metodologies és que aquesta inclou una zona de treball que atenua el senyal abans de retallar-la, dit d'una altre manera: suavitza els canvis de tensió prop del llindar de saturació.

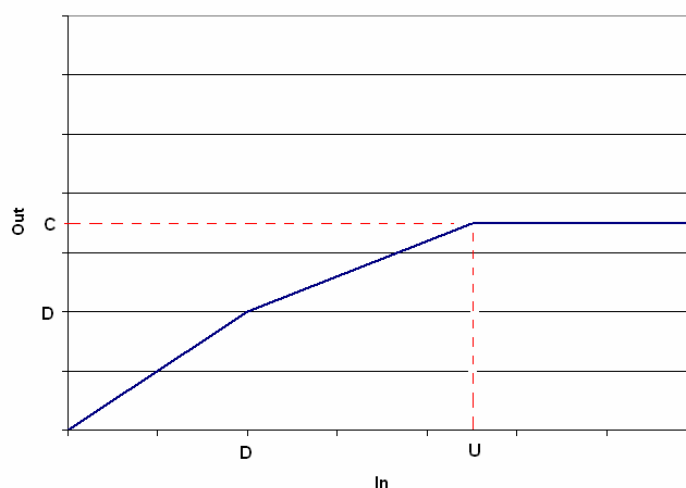


Fig. 2.7 Relació entrada/sortida per al mètode de soft-clipping

2.3 Filtre

Tal com s'ha explicat és necessari afegir un filtre després de fer el clipping sobre el senyal per tal de reduir el nivell d'emissió fora de banda. Així evitarem que el PA n'afegeixi i assegurarem que l'ACPR del sistema és acceptable i respecta la normativa.

Els filtres que hi ha al mercat són innumerables, en tenim de digitals i analògics, en tenim de diferents aproximacions (Butterworth, de Chevyshev, de Bessel,...), i un llarg etcètera. Malauradament com aquest sistema (Hiperlan) treballa a GHz i l'ample de banda que té és d'uns pocs MHz, el filtre hauria de ser molt selectiu, amb un gran factor de qualitat. Amb analògics o digitals IIR filtres convencionals, això comportaria grans riscos d'inestabilitat. I amb filtres FIR, equacions d'ordre molt elevat donada la selectivitat del filtre. Per aquest motiu s'han buscat alternatives més factibles.

Al final s'ha dissenyat un filtre que assegura la eliminació completa del senyal emès fora de banda i té una implementació molt senzilla.

El filtre funciona de la següent manera: Primer es fa la transformada de Fourier del senyal retallat; a continuació tots els valors d'aquesta transformada que cauen fora de banda és multipliquen per 0 (així eliminem l'emissió no desitjada); per acabar només caldrà fer la transformada inversa del senyal obtingut. Un cop hem fet aquests passos podem enviar directament el senyal a l'amplificador de potencia.

2.4 Implicacions

Com ja s'ha mencionat el mètode de clipping retalla el senyal. Això crearà distorsions que repercutiran sobre el senyal i sobre els canals adjacents. Aparentment el sistema genera "clipping noise", que no es més que un soroll a tota la banda. És pot veure l'efecte de la distorsió a l'Annex III.

L'emissió fora de la banda de treball s'ha de limitar perquè sinó empitjoraríem els enllaços d'altres transmissions i, a més, és il·legal. Per sort aquestes emissions és poden filtrar sense cap problema ja que no estan sobre el nostre senyal.

La distorsió sobre la banda de treball si serà una molèstia perquè no la podrem eliminar per filtrat, i farà reduir la qualitat de l'enllaç (augmenta el BER). L'estudi dels efectes sobre el BER es faran al Capítol 4

Capítol 3. Simulació

3.1 Introducció

Per a la simulació utilitzarem el model del sistema HIPERLAN/2 (descriu al primer tema) sobre la plataforma Matlab/Simulink.

Sobre l'arxiu principal s'han afegit diferents blocs, cada un amb una funció particular. Entre aquests blocs trobem funcions per operar sobre el senyal, subblocs que permeten guardar en memòria certa informació, etc. El llistat de blocs nous es presenta a continuació, seguit d'una descripció individual per tal d'entendre el seu funcionament.

- "To Workspace"
- Clipping
- Filtre
- Amplificador de potencia
- 2 x Monitoritzadors de Potència
- Amplificador + Display
- Canal Complex (AWGN, Rayleigh)
- Calcula (fixer extensió m)

3.2 Descripció del sistema

Veiem a continuació una petita descripció de cada un dels blocs afegits al sistema bàsic del que disposa Matlab.

3.2.1 To Workspace

Una de les eines del simulink és aquest bloc, que permet enviar les dades que té a l'entrada a una variable de Matlab.

Així doncs s'utilitzen 3 d'aquests blocs. El primer envia les dades que es transmeten després de passar pel Control de Potència, el segon ens permet veure l'evolució d'una rampa, que es el senyal de control d'un multiplexador. El tercer i últim bloc s'utilitza per poder veure les dades finals:

- BER
- Número total d'errors
- Número de bits transmesos totals

Aquestes últimes dades s'utilitzaran per poder calcular el valor de la BER per cada SNR diferent, donat que la simulació és continua i no es poden apuntar els valors independents dels resultats sense ser processats.

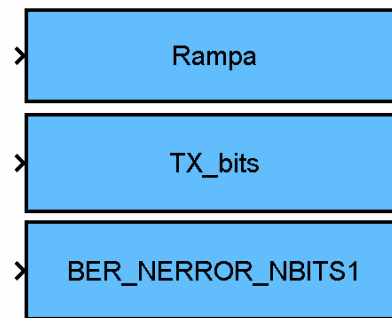


Fig. 3.1 Blocs de “to workspace” del model complet

3.2.2 Clipping

L'objectiu principal del treball gira entorn als efectes d'aquest sistema. Té un port d'entrada i un port de sortida. A l'entrada tenim el senyal directe modulad en OFDM i a la sortida tenim el mateix senyal però retallat.

Està compostat per un multiplexador que permet escollir quin dels mètodes s'utilitzarà dels descrits anteriorment: Clipping directe o Soft-Clipping. Per ambdues eleccions es poden triar els marges de tall. Seleccionarem els marges en funció dels nivells de tensió màxims que ens trobem.

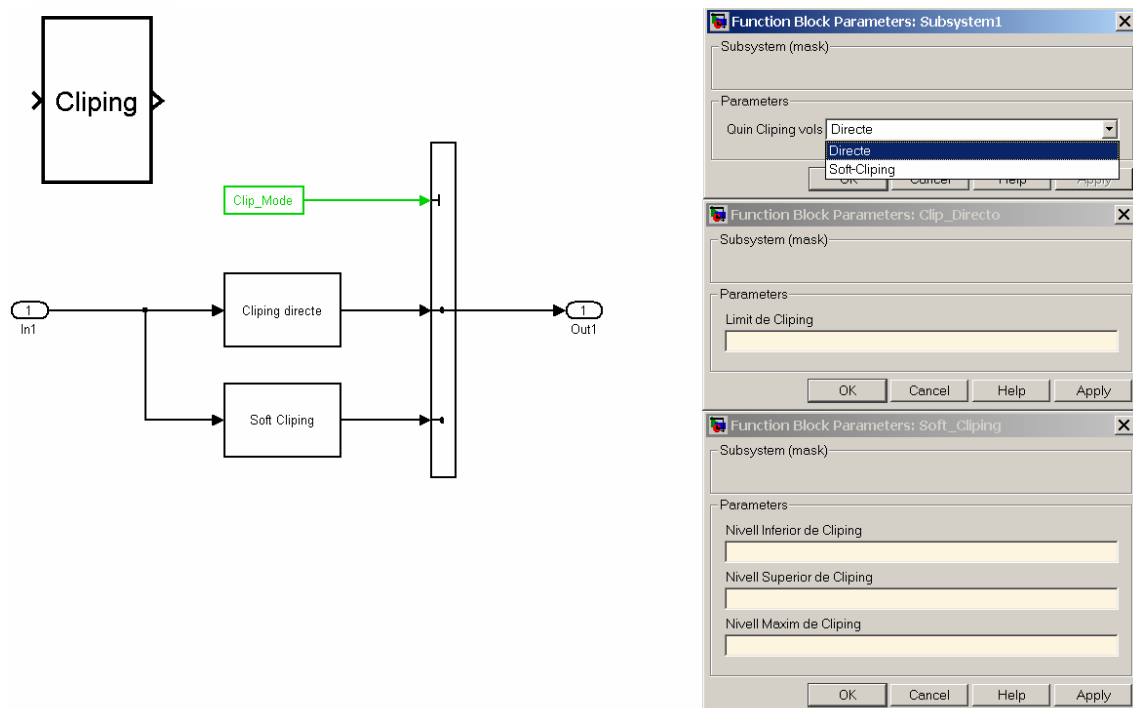


Fig. 3.2 Bloc de clipping detallat

3.2.3 Filtre

Com el nom indica aquest bloc s'encarrega de filtrar el senyal que ha sigut processat pel bloc de clipping per tal de reduir la quantitat de soroll emesa fora de banda.

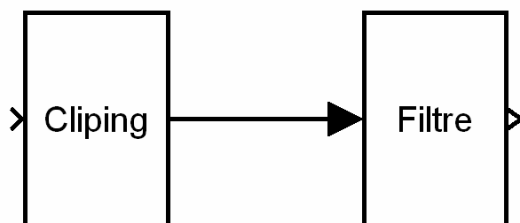


Fig 3.3. Bloc de filtratge després de clipping

El procés de filtratge està compost per 3 fases:

1. FFT del senyal d'entrada
2. Es multiplica l'espectre obtingut per una màscara binària que, per a la senyal de la banda d'interès val 1 i, per fora de banda, val 0.
3. IFFT del senyal

3.2.4 Amplificador de potencia

Com ja s'ha mencionat amb anterioritat l'amplificador és el causant de que sigui necessari fer clipping al senyal.

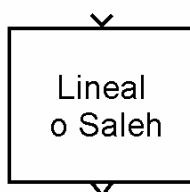


Fig. 3.4 Bloc de l'amplificador de potencia

Per poder fer totes les variacions i apreciar l'efecte del Clipping sobre el senyal és necessari poder afegir o treure l'efecte negatiu de l'amplificador; per aquest motiu l'amplificador 'Lineal o Saleh' permet combinar dos tipus d'amplificadors:

3.2.4.1 Lineal

En aquesta funcionalitat l'amplificador treballa sempre en zona lineal, independentment del senyal d'entrada.

Per tant quan utilitzem aquesta varietat no s'introduiran els efectes de l'amplificador real: no-linealitat, saturació...

L'ús d'aquest amplificador a la vida real comporta un consum excessiu d'energia, i una reducció notable de la duració de les bateries.

3.2.4.2 Saleh

Quan vulguem veure tots els efectes en comú utilitzarem l'aproximació de Saleh. Aquesta aproximació són dos fórmules que descriuen amb 4 variables les corbes AM/AM i AM/PM d'un amplificador real.

$$\begin{aligned} AM / AM &= \frac{\alpha|_{AM / AM} \cdot A}{1 + \beta|_{AM / AM} \cdot A^2} \\ AM / PM &= \frac{\alpha|_{AM / PM} \cdot A}{1 + \beta|_{AM / PM} \cdot A^2} \end{aligned} \quad (3.1)$$

A l'Annex V és poden veure els blocs que formen aquest sistema.

Aquest mètode és molt útil perquè permet estalviar memòria a l'hora de guardar el model d'amplificador; és a dir, enlloc de necessitar una taula amb tots els valors de les corbes, el sistema es capaç de dissenyar per si mateix en cada moment quin és el valor.

En aquesta simulació, per tal de ser estrictes amb la realitat, s'ha utilitzat un amplificador ATR3515 (ATMEL) amb mesures reals. Les mesures de l'amplificador són cortesia de D. Schreurs, de la universitat *Katholieke Universiteit Leuven*. Podem veure els seus resultats a continuació :

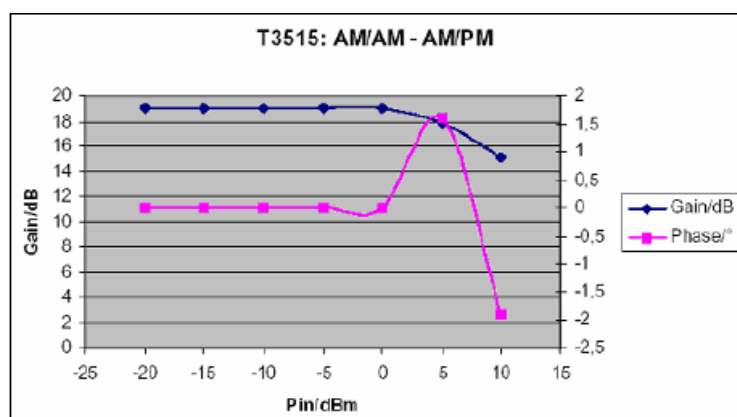


Fig. 3.5 Corbes característiques de l'amplificador de potència: Guany i Fase

La corba AM/AM està representada per la línia superior, mentre que la corba AM/PM està situada per sota.

Els paràmetres que ens importen d'aquest amplificador són:

- Guany: 19 dB
- Punt de compressió a 1 dB a l'entrada: 5 dBm

Avanç de començar la simulació haurem de trobar els valors adients dels paràmetres α i β pel model de Saleh.

Per trobar les variables adients s'utilitza una implementació en Matlab que representa gràficament les corbes a partir d' α i β . Haurem d'anar canviant els valors fins que trobem una combinació que representi correctament el nostre amplificador.

Com s'ha utilitzat el mateix amplificador que en el treball "Avaluació d'Amplificadors per a WLAN ", agafaré els mateixos valors per les variables:

Taula 3.1 Valors dels paràmetres pel model de Saleh

	AM/AM	AM/PM
α	11.25	4.0330
β	0.98	9.1040

El bloc utilitzat, a més, permet tractar amb dos variables més, que permeten atenuar/ampliar el senyal d'entrada i sortida de l'amplificador linealment. Les variables són: Input Scaling i Output Scaling respectivament. Aquestes variables ens ajudaran a fer desaparèixer el guany original de l'amplificador, doncs no volem que el senyal arribi amplificada, sinó que el senyal és distorsioni per culpa del amplificador (en un sistema real, aquests valors d'atenuació els ocasiona el medi de comunicació, ja sigui radio o cable, ocasiona una pèrdua de potencia).

Per poder fixar els valors de les variables Input/Output Scaling fem diferents simulacions per veure la resposta de l'amplificador en funció de la potència d'entrada:

Taula 3.2. Valors de prova per trobar el punt de compressió del PA

In PA	Out PA	Guany
-1.32	19.69	21.01
1.59	22.59	21
3.8	24.78	20.98
4.7	25.67	20.97
8.24	29.15	20.91
10.75	31.58	20.83

12.68	33.39	20.71
14.26	34.86	20.6
15.583	36.04	20.457
16.75	37.05	20.3
17.75	37.89	20.14
18.7	38.64	19.94

Com és veu a la taula el punt de compressió a 1dB es troba per una entrada de 18.66 dBm. Per tant haurem de configurar les variables Input/Output Scaling en funció de la zona de treball que desitgem, ja sigui lineal o saturació.

$$P_{tx} + \text{Variança} + \text{Input Scaling} = P_{in_MAX} (\text{Amplificador})$$

$$\text{Lineal} : P_{tx} + \text{Variança} + \text{Input Scaling} = P_{in_MAX} < P_{compressio(entrada)} \quad (3.2)$$

$$\text{Saturació} : P_{tx} + \text{Variança} + \text{Input Scaling} = P_{in_MAX} > P_{compressio(entrada)}$$

$$\text{Frontera} : P_{tx} + \text{Variança} + \text{Input Scaling} = P_{in_MAX} = P_{compressio(entrada)}$$

Al ficar un Input Scaling obtenim una amplificació superior donada per la suma d'aquest valor i l'amplificació original (aproximadament 20).

$$\text{Amplificació Total} = \text{Input Scaling} + \text{Guany} + \text{Output Scaling} \quad (3.3)$$

Com volem que l'amplificador no amplifiqui el senyal l'amplificació total haurà de valdre 0. Ara ja podem extreure el valor de l'Output Scaling.

$$\text{Amplificació Total} = \text{Input Scaling} + \text{Guany} + \text{Output Scaling}$$

$$\text{Output Scaling} = \text{Amplificació Total} - \text{Input Scaling} - \text{Guany} \quad (3.5)$$

$$\text{Output Scaling} = 0 - 20.3 - \text{Input Scaling} = -20.3 - \text{Input Scaling dB}$$

Fent diferents probes s'ha decidit utilitzar el valor mig de guany com 20.3 dB. En funció de la zona de treball que desitgem tindrem els següents valors de Input/Output Scaling. Ara ja tenim totes les variables de l'amplificador escollides:

Taula 3.3 Paràmetres complets per al model de Saleh

Zona lineal	Input Scaling	<0.66 dB
	Output Scaling	>-20.96 dB
Zona Frontera	Input Scaling	0.66 dB
	Output Scaling	-20.96 dB
Zona Saturació	Input Scaling	5.66 dB
	Output Scaling	-25.96 dB

	AM/AM	AM/PM
α	11.25	4.0330
β	0.98	9.1040

3.2.5 Monitoritzat de potència

Aquest bloc permet atenuar/ampliar el senyal, tal i com ho fa "l'amplificador més display"; la única diferència és que aquest bloc mostra la variança del senyal al display. Així podrem veure en quina quantia podrem reduir l'IBO sense por de distorsionar el senyal.

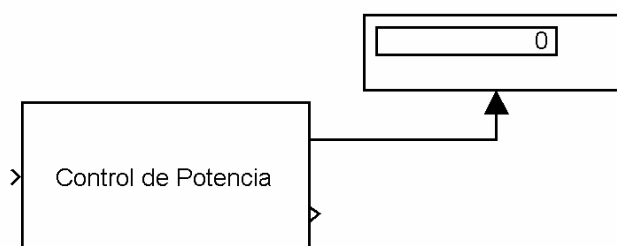


Fig. 3.6 Bloc de control de potència amb el display

Hem de tenir en compte que quan més petita sigui la variança més podrem reduir l'IBO sense por d'una distorsió. El cas ideal, amb una variança de 0 dB podríem treballar amb un nivell d'IBO idèntic a l'amplitud del senyal, i sense cap possibilitat de que el senyal quedi retallada.

3.2.6 Amplificador més display

A l'igual que el bloc anterior aquest s'encarrega d'amplificar/atenuar el senyal. La diferència és que aquest mostra al display el nivell de potència del senyal, podent calcular amb una senzilla resta el valor de l'IBO de treball.

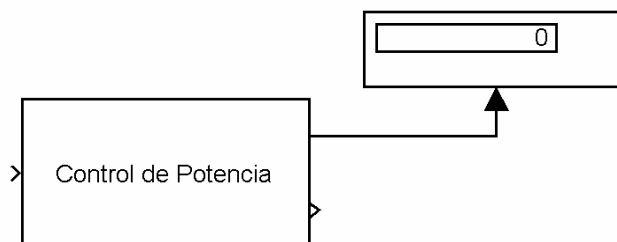


Fig. 3.7 Bloc de control de potència amb el display

Aplicant (2.5) i sabent que el punt de compressió a la entrada del nostre amplificador és de 5 dBm podrem extreure el valor d'IBO durant la simulació.

3.2.7 Canal Complex

Com la paraula indica aquest subbloc representarà un canal amb una distribució gaussiana de soroll blanc (Additive White Gaussian Noise). Tal com està dissenyat aquest subsistema podrem fer un barrut per tot el marge desitjat de nivells de SNR d'una sola simulació.

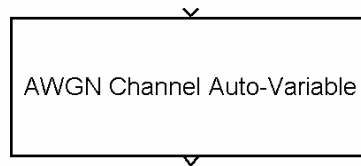


Fig. 3.8 Bloc d'autocontrol per cobrir el marge de SNR 20-0 dB

Aquest bloc està constituït per un multiplexador, els diferents canals possibles (amb les diferents SNRs) i un subbloc per controlar el multiplexador.

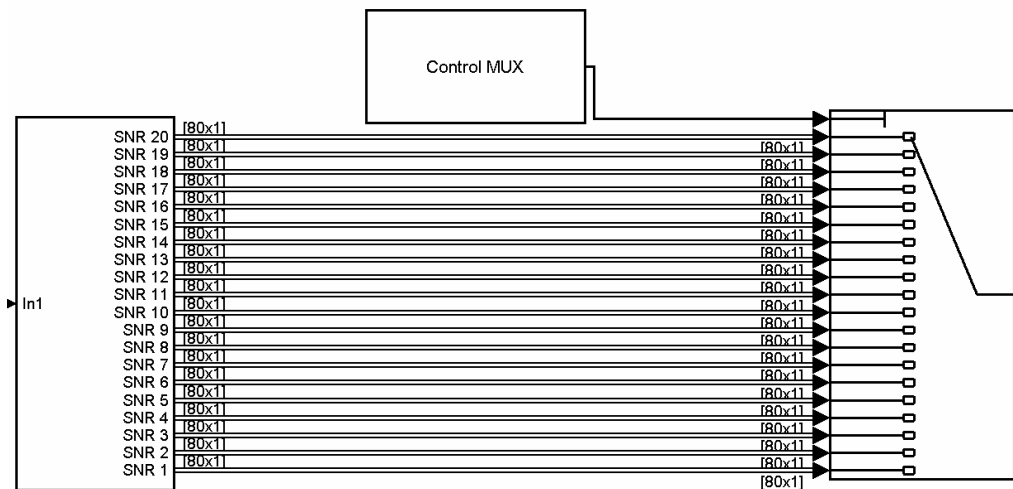


Fig. 3.9 Sistema encarregat de simular els diferents nivells de SNR

El Control MUX és un comptador limitat per: Nombre de nivells i Interval entre nivells. El número de nivells indicarà la quantitat de canvis que executarà; per cada canvi el MUX canviarà la seva configuració entrada/sortida. L'interval de canvi indicarà el temps que triga a canviar d'estat; s'ha de buscar un valor que permeti al sistema computar suficients bits entre cada nivell. El sumador amb la constata '1' és necessari perquè el comptador comença a partir de '0' i així el MUX no ho sap interpretar, per tant començarem amb 1 i arribarem fins el número de nivells més 1.

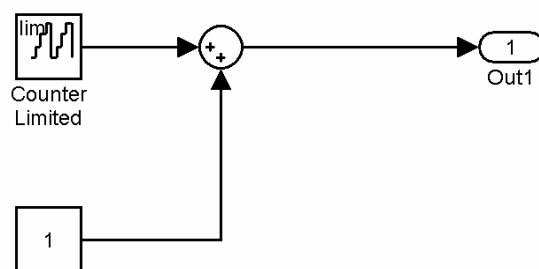


Fig. 3.10 Comptador de control per al MUX

Així doncs les variables de control seran:

Taula 3.4 Paràmetres del comptador de control del mux

	Valor	Comentaris
Nombre de nivells	19	Així podrem fer el canvi per tots els SNR, des de 20 a 1
Interval de canvi	0.00275	Permet enviar/rebre 10^5 bits entre cada nivell. Aquesta quantitat és suficient per homogeneïtzar els resultats.

3.2.8 Calcula (fitxer d'extensió *.m)

Per tal d'operar automàticament amb les variables de Matlab que és guarden mitjançant els "to workspace" s'ha dissenyat un fitxer *.m que s'encarrega de tractar aquestes variables i mostrar per pantalla directament els valors de BER, la potència mitja (en lineal i logarítmica), la potència màxima (en lineal i logarítmica) i la variances del senyal. D'aquesta podrem calcular tots aquests paràmetres automàticament i sense necessitat de mirar per pantalla els displays, que tenen un us orientatiu durant les simulacions.

Capítol 4. Resultats

4.1 Introducció

Al llarg del projecte s'executen diferents simulacions per tal de veure els efectes dels diferents mètodes de clipping i filtratge sobre el sistema quan treballem amb diferents nivells d'IBO.

Els nivells d'IBO escollits ens permetran treballar en zona lineal, en la frontera entre la zona lineal i la zona de saturació i, finalment, en la zona de saturació. Per poder treballar en cada una d'aquestes situacions haurem de fer un control exhaustiu del nivell de potencia del senyal, la seva variança o potencia màxima i del input scaling (paràmetre de regulació situat al bloc del PA).

Per fer-ho podem utilitzar el fitxer 'Calcula.m' descrit anteriorment, i així ens estalviem feina; el paràmetre input scaling es pot configurar manualment sobre les variables de control del PA (Saleh).

$$\begin{aligned}
 P_{mitja} + \text{Variança} &= P_{\max} \\
 P_{\max} + \text{Input Scaling} &= P_{in}(\text{Amplificador}) \\
 P_{\text{compressió}} &= 18.66 \text{ dBm} \rightarrow \text{Entrada} \\
 P_{\text{comp}} &= 18.66 \text{ dBm} \\
 P_{in} &= P_{\max} + \text{InputScaling dBm}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

Si tenim en compte 4.1 podem veure que per treballar a la zona lineal haurem de respectar 4.2

$$P_{\max} + \text{InputScaling} < 18.66 \text{ dBm} \tag{4.2}$$

Si per contra volem treballar a la zona frontera (zona lineal amb mínim IBO) haurem d'igualar la desigualtat de 4.2.

I per últim, per treballar a la zona de saturació hem de fer que no es compleixi 4.2, així treballarem en saturació i, en funció, del nivell d'input scaling, tindrem més o menys saturació (com més gran sigui l'input scaling més ens passem del punt de compressió i més percentatge del senyal estarà a la zona de saturació).

A la taula 4.1 trobem un resum de les simulacions executades i com s'organitzen a partir d'ara.

Taula 4.1 Paràmetres de les simulacions

Simulació	AWGN	Amplificador zona lineal	Amplificador frontera	Amplificador saturat	CD	SC
1	Sí	Sí	No	No	Sí	No
2	Sí	Sí	No	No	No	Sí
3	Sí	No	Sí	No	Sí	No
4	Sí	No	Sí	No	No	Sí
5	Sí	No	No	Sí	Sí	No
6	Sí	No	No	Sí	No	Sí

4.2 Resultats de les simulacions

4.2.1 Sistema original

Primer de tot haurem de veure les característiques que ofereix el sistema sense cap eina de millora, per tal de poder comparar els avantatges e inconvenients de cada un dels mecanismes sota anàlisi.

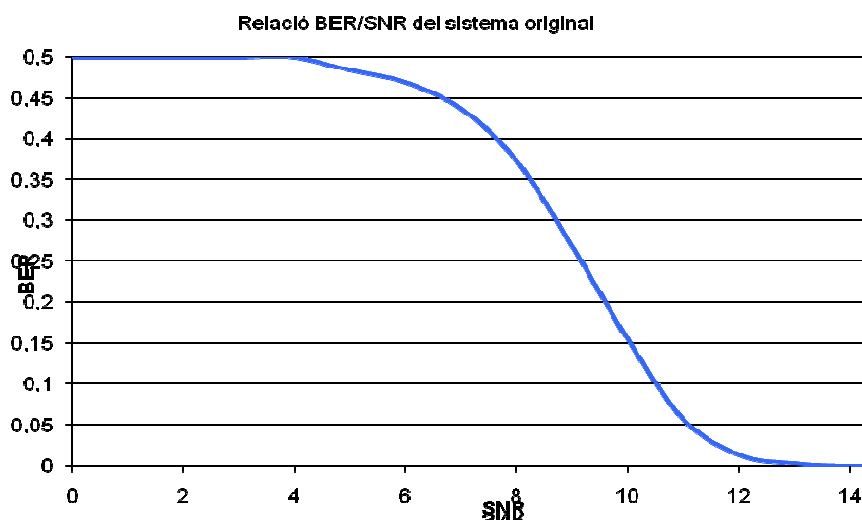


Fig 4.1 Nivell de BER per al sistema original

A la figura 4.1 podem veure l'evolució del BER en funció del nivell de soroll del canal. Si ens fixem podem veure que per a una SNR al canal superior a 10 dB el nivell de BER és negligible (massa petit) i per a valors de la SNR inferiors a 6 dB el nivell de BER serà massa elevat com per tindre un enllaç viable. Així doncs ens centrarem en l'estudi del marge entre 6 i 10 dB.

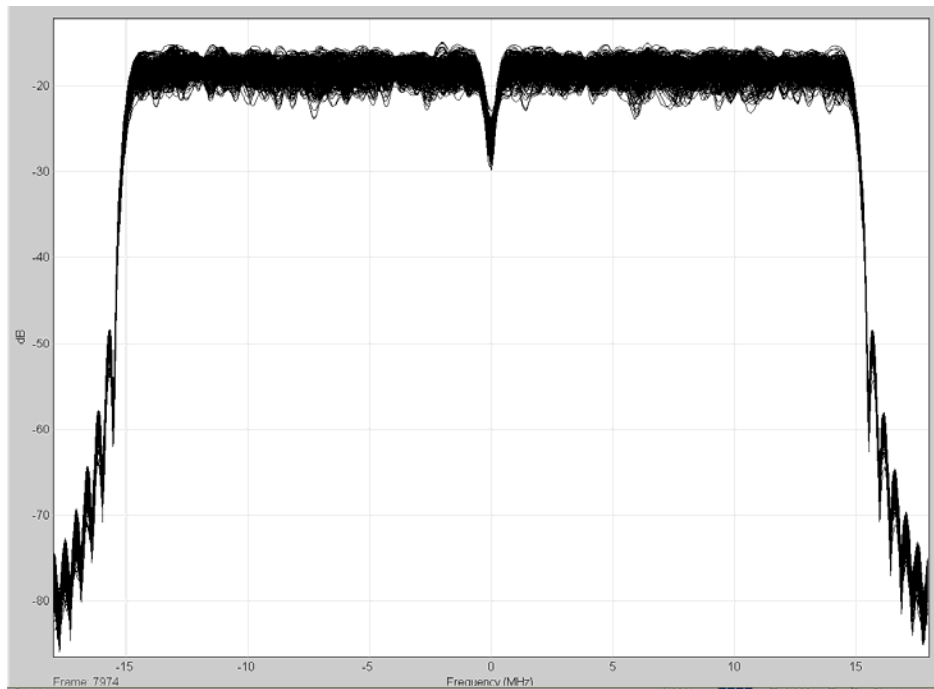


Fig. 4.2 Espectre de la senyal rebut

Com veiem a la figura 4.2 l'espectre del senyal presenta la forma esperada segons l'estàndard, visible a l'Annex II. Com podem veure, a partir del límit de senyal útil, on acaba el canal propi, sobre els 15 MHz l'espectre disminueix fins a -80 dB. D'aquesta manera podem veure l'ACPR de la transmissió.

Definim ACPR com la relació entre el nivell de potència emès al canal adjacent i la del canal adjacent, suposant que aquest fos de les mateixes característiques que el nostre canal. Per tant, en aquest cas, podem veure que el nivell d'ACPR del sistema és de 60dBc segons la fórmula 4.1

$$\begin{aligned}
 ACPR &= P_{senyal}(dBm) - P_{forabanda}(dBm) = ACPR(dBc) \\
 ACPR &= -18dBm - (-80)dBm = 62dBc
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

La unitat dBc és refereix a una diferencia en dB's sobre una portadora (o canal portador). El subíndex 'c' fa referència a "dB to carrier".

4.2.2 Simulació 1

Simulació	AWGN	Amplificador zona lineal	Amplificador frontera	Amplificador saturat	CD	SC
1	Sí	Sí	No	No	Sí	No

El sistema complet és pot veure a l'Annex IV.

Per aquesta primera simulació utilitzarem el bloc de soroll auto-variable, l'amplificador el configurarem com a lineal i farem Clipping directe amb diferents nivells de tall.

Com treballem a la zona lineal de l'amplificador no cal especificar un Input Scaling, així que de moment aquesta variable no ens importa.

Per veure els resultats farem una tirada amb els següents valors:

Taula 4.2 Diferents límits del CD per la simulació 1

Simulació	Limits	CR dB
1.1	0.25	8.5
1.2	0.2	7.3
1.3	0.15	6.2

Aquests valors s'han escollit per tal de retallar el senyal només als pics, conforme el nivell de CR disminueix retallarem més pics i, alhora, crearem més distorsió. Per poder comprovar els valors és pot observar a l'Annex VI una gràfica del senyal transmès abans d'arribar al subbloc de clipping.

Per a cada un dels límits escollits els paràmetres del senyal variaran. A la taula 4.3 es pot veure un resum de les variables que defineixen el senyal per a cada cas.

Taula 4.3 Paràmetres del senyal durant la simulació 1

Simulació	Potència mitja (dBm)	Potència màxima (dBm)	Variança (dB)	CR (dB)
1.1	10.9	19.4	8.5	8.5
1.2	10.7	18.1	7.4	7.35
1.3	10.1	16.4	6.3	6.3

Com podem veure el nivell de variança i de CR coincideixen, això és així perquè representen el mateix paràmetre tot i que es calculi de maneres diferents (una opera amb la potència i l'altre amb la amplitud, però ambdós paràmetres estan relacionats). Per tant, com més retallem el senyal menys variança tindrem, així podrem reduir el nivell d'IBO sense por a saturar l'amplificador.

A la següent taula podrem veure la relació BER/(SNR+CR):

Taula 4.4 Relació BER/SNR de la simulació 1

SNR	BER			
	CR=8,6	CR=7,3	CR=6,2	Channel
20	1,01E-05	0,00E+00	8,41E-03	0,00E+00
19	0,00E+00	0,00E+00	8,67E-03	0,00E+00
18	4,04E-05	3,03E-05	1,23E-02	0,00E+00
17	7,07E-05	1,61E-04	1,33E-02	0,00E+00
16	1,01E-05	3,03E-05	1,78E-02	0,00E+00
15	5,05E-05	8,07E-05	2,03E-02	0,00E+00
14	8,07E-05	4,54E-04	3,22E-02	0,00E+00
13	2,12E-04	1,01E-03	3,98E-02	0,00E+00
12	8,68E-04	2,11E-03	6,15E-02	0,00E+00
11	2,63E-03	6,28E-03	9,09E-02	1,31E-04
10	7,75E-03	1,71E-02	1,31E-01	4,74E-04
9	2,33E-02	4,12E-02	2,03E-01	5,05E-03
8	6,16E-02	9,18E-02	2,76E-01	3,17E-02
7	1,55E-01	2,01E-01	3,65E-01	9,75E-02
6	2,62E-01	2,95E-01	4,07E-01	2,08E-01
5	3,61E-01	3,81E-01	4,50E-01	3,31E-01
4	4,22E-01	4,33E-01	4,64E-01	4,06E-01
3	4,61E-01	4,69E-01	4,82E-01	4,54E-01
2	4,77E-01	4,81E-01	4,94E-01	4,75E-01
1	4,88E-01	4,94E-01	4,95E-01	4,87E-01

Com és poden comprovar a les dades de la taula com més disminueix el valor de CR (més retallem el senyal) empitjora el nivell del BER. Podem veure l'evolució a la següent gràfica:

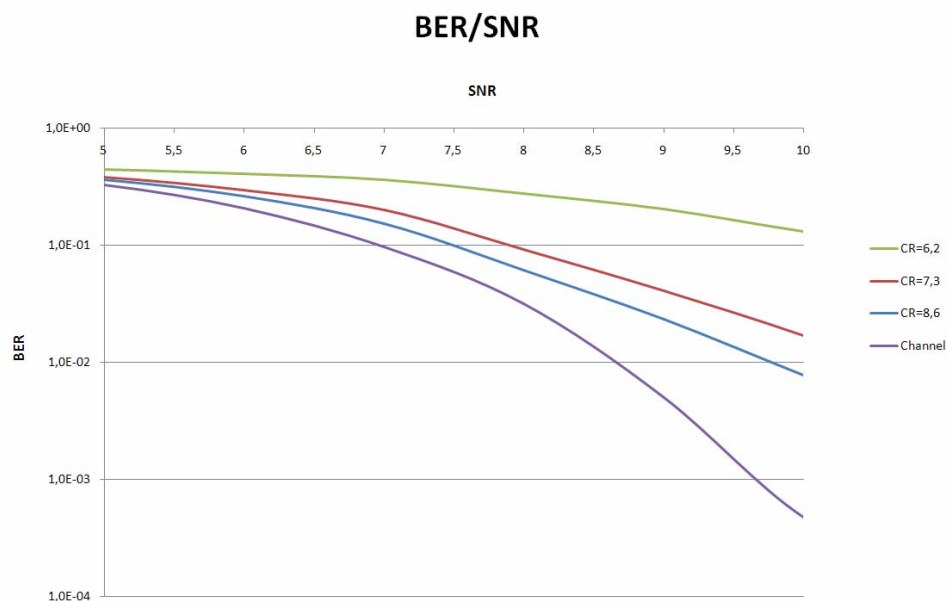


Fig. 4.3 Nivell de BER per a la simulació 1

Per facilitar la lectura de les gràfiques les llegendes estan ordenades tal com apareixen a la gràfica en ordre descendent.

A la figura (4.3) la corba inferior representa la resposta del sistema quan el canal AWGN és l'únic distorsionador (la mateixa representada a la figura 4.1). Com podem veure per a valors de CR grans (8.6 o 7.3 dB) el nivell de senyal retallat és tan petit que les diferències entre la qualitat de l'enllaç (BER/SNR) quan retallem i deixem el senyal original són tan petites que és poden menysprear.

Si per contra retallem el senyal més, com és el cas de la simulació 1.3 amb un CR de 6 dB, les diferències si són notables i comporten una pèrdua quantitativa de qualitat a l'enllaç.

El nivell d'ACPR resultant de cada una de les simulacions també varia.

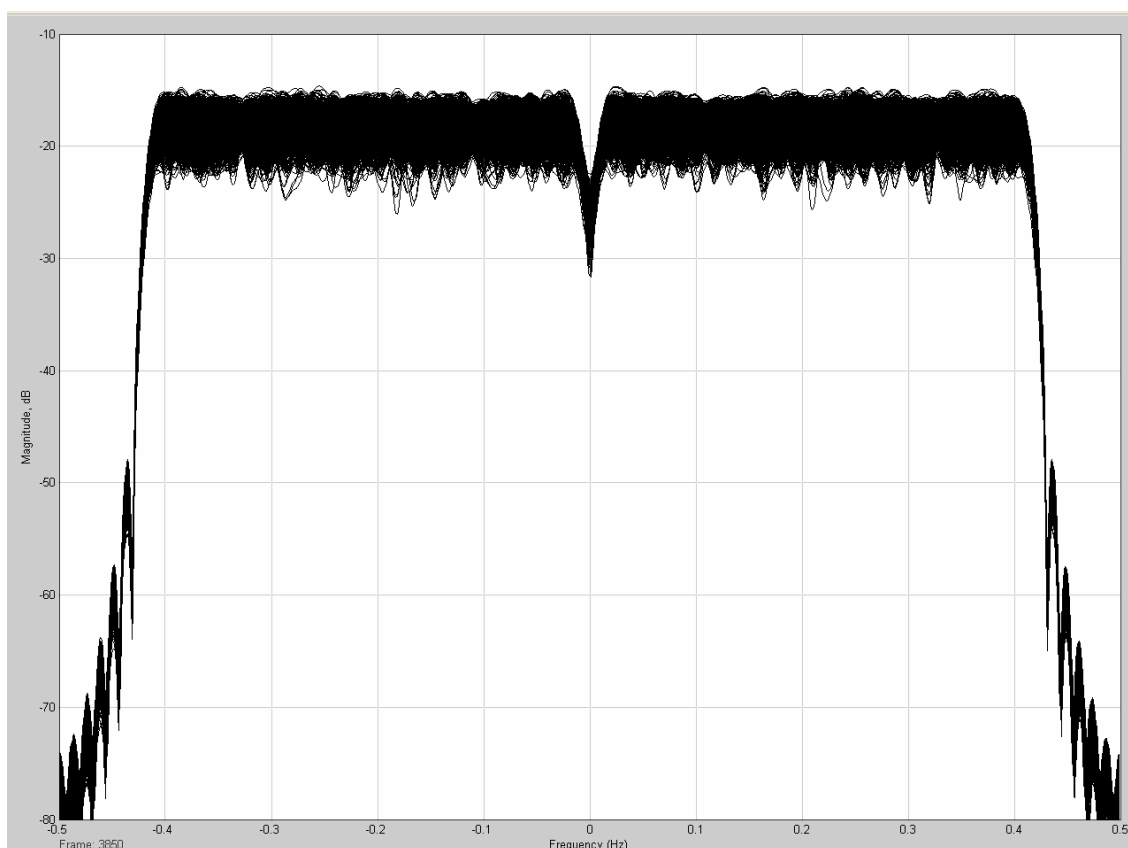


Fig. 4.4 Espectre del senyal al sistema original

De la figura 4.4 i aplicant (4.1) podem calcular els valors d'ACPR. A l'Annex VII es presenten els espectres de la resta de simulacions per tal d'estalviar espai. Un cop tenim totes les gràfiques dels espectres es poden calcular els valors d'ACPR i comparar-los entre ells.

Taula 4.5 Resum dels valors d'ACPR per la simulació 1

Simulació	Potència senyal dBm	Potència emesa dBm	ACPR dBc
Sistema original	-18	-80	62
1.1	-18	-80	62
1.2	-19	-80	61
1.3	-20	-80	60

Com podem veure la potència emesa és idèntica per tots els casos. Això es degut a que el filtre elimina la potència emesa fora de banda al retallar el senyal i l'amplificador, al treballar en zona lineal, no distorsiona el senyal ni empitjora el nivell d'ACPR.

La potència del senyal disminueix perquè al retallar el senyal estem fent que part d'aquesta potència es dissipi. No veiem els efectes d'aquesta dispersió de potència perquè, com s'ha explicat abans, el filtre elimina els efectes de fora de banda que crea el clipping.

4.2.3 Simulació 2

Simulació	AWGN	Amplificador zona lineal	Amplificador frontera	Amplificador saturat	CD	SC
2	Sí	Sí	No	No	No	Sí

Per poder comparar els dos mètodes entre ells s'han fet les mesures en les mateixes condicions, tant el nivell màxim del senyal com els marges de retall.

Com podem veure a (2.7) podem definir les simulacions del sistema mitjançant tres variables, els dos marges de tall i una tercera variable que indicarà el pendent de la zona 'Soft'.

Les variables són:

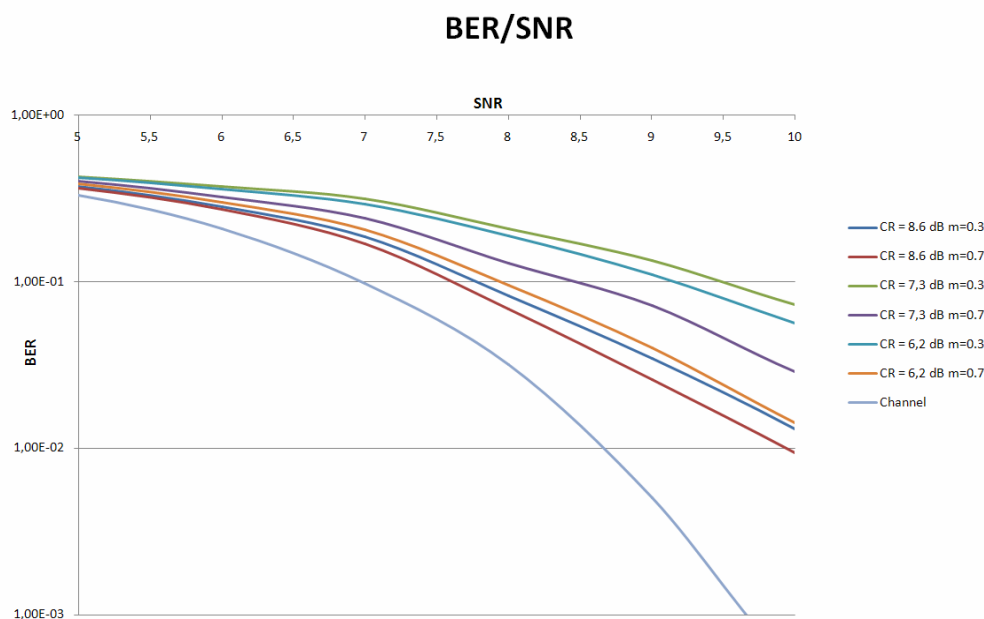
- C → Marge superior de tall
- D → Marge inferior de tall
- U → Variable que controla el pendent

$$m = \frac{U - D}{C - D} \rightarrow \text{Pendent} \quad (4.4)$$

Així doncs la simulació tindrà les següents variables:

Taula 4.6 Paràmetres del SC per la simulació 2

Simulació	C	D	m	CR
2.1	0,25	0,2	0,3	8.5
2.2	0,25	0,2	0,7	8.5
2.3	0,2	0,15	0,3	7.3
2.4	0,2	0,15	0,7	7.3
2.5	0,25	0,15	0,3	6,2
2.6	0,25	0,15	0,7	6,2

**Fig. 4.5** Relació BER/SNR per a la simulació 2

Com veiem, igual que passava a la simulació 1 quan el CR és prou elevat la qualitat de l'enllaç és prou pròxima a la del sistema original com per no ocasionar cap error perceptible durant una transmissió. Per al cas del CR més petit si podríem tenir algun error, si ens fixem la diferència a la gràfica ja representa tota una dècada.

Veiem com evolucionen els paràmetres del senyal per a aquesta estratègia de reducció del PAPR.

Taula 4.7 Paràmetres del senyal transmès per la simulació 2

Simulació	Potència mitja (dBm)	Potència màxima (dBm)	Variància (dB)	CR (dB)
2.1	10.8	18.5	7.7	7.7
2.2	10.9	19.1	8.2	8.2
2.3	10.3	16.9	6.6	6.6
2.4	10.6	17.6	7	7
2.5	10.4	17.4	7	7
2.6	10.7	18.6	7.9	7.9

Com podem veure els nivells de potencia mitja és mantenen aproximadament iguals. La diferencia s'aprecia a la potencia màxima i, per tant, a la variança. Si entenem que retallem el senyal de manera bipolar, i aquest senyal té una distribució aproximadament gaussiana, doncs el retall no alterarà el valor de la mitjana (potencia mitja). En canvi retallar el senyal implica limitar la potencia màxima del sistema i en conseqüència es veurà alterat el paràmetre.

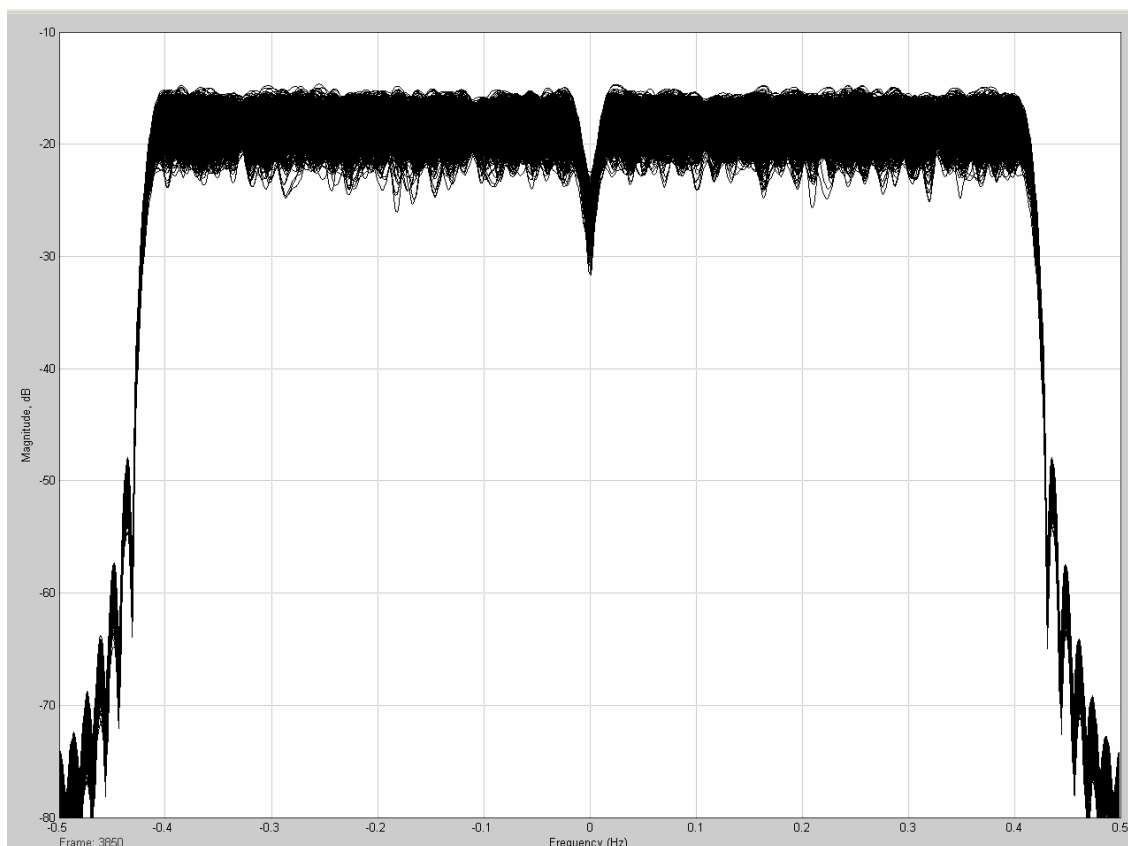


Fig. 4.6 Espectre del senyal del sistema original

La resta d'espectres obtinguts durant les simulacions es poden veure a l'annex VIII.

Taula 4.8 Resum d'ACPR per a la simulació 2

Simulació	Potencia senyal dBm	Potencia emessa dBm	ACPR dBc
Sistema original	-18	-80	62
2.1	-18	-80	62
2.2	-18	-80	62
2.3	-20	-80	60
2.4	-20	-80	60
2.5	-20	-80	60
2.6	-20	-80	60

Com es pot veure el nivell d'ACPR no varia gaire respecte als nivells de CR, i és manté constant per als diferents pendents de tall. Si realitzem el soft-clipping en part és perquè, gracies a que retalla el senyal amb suavitat, minimitza el nivell de distorsió que emet fora de banda. En tot cas no veiem una diferencia notable en comparació amb el CD perquè el filtre que ve darrera del clipping s'encarrega de reduir aquest efecte, sigui més gran o més petit.

4.2.4 Comparació de resultats simulacio 1 i 2

Si fem les simulacions d'ambdues metodologies podem comprovar que la diferencia entre una i l'altre són tan petites que pràcticament no es veuen. Les gràfiques resultants son tan pròximes que no comporten diferencies especialment recalcales:

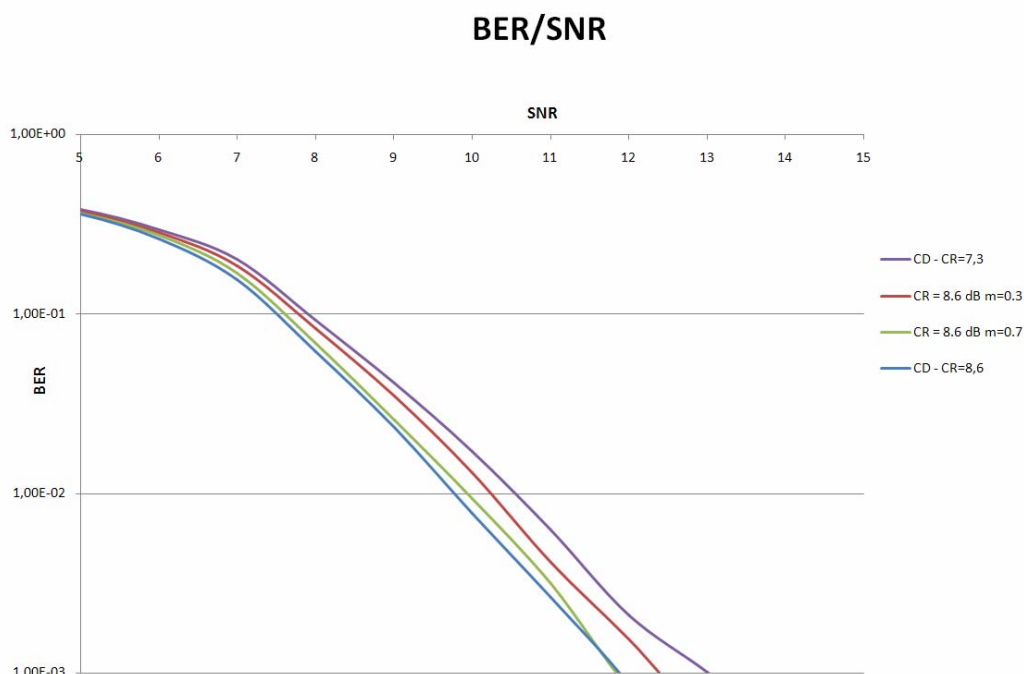


Fig. 4.7 Comparativa de CD i SC

Podem veure que els resultats de Soft-Clipping amb un interval de clipping sempre estan entre les corbes que dona el mètode de Clipping Directe per als dos valors utilitzats com a marge. També podem apreciar que quan augmenta la pendent els resultats de SC s'apropen als resultats del CD per al marge superior, i a la inversa, si reduïm la pendent, els resultats s'apropen a la corba de marge inferior.

Si fem balanç teòric sobre les fórmules dels dos sistemes veurem perquè és produeix aquest fet.

Quan forcem la fórmula (2.7) a tindre un pendent de valor unitat, veiem que es transforma directament al mètode de CD, amb el marge de tall marcat per la variable de tall superior.

$$\begin{aligned}
 Out(t) &= \begin{cases} A(t) & A(t) < D \\ \left(\frac{C-D}{U-D}(A(t)-D)\right) + D & D \leq A(t) \leq U \\ C \cdot e^{j\phi} & U < A(t) \end{cases} \\
 \frac{C-D}{U-D} = 1 \rightarrow Out(t) &= \begin{cases} A(t) & A(t) < D \\ ((A(t)-D)) + D & D \leq A(t) \leq U \\ C \cdot e^{j\phi} & U < A(t) \end{cases} \quad (4.5) \\
 Out(t) &= \begin{cases} A(t) & A(t) \leq U \\ C \cdot e^{j\phi} & U < A(t) \end{cases}
 \end{aligned}$$

Si per contra forcem un pendent de valor zero, la fórmula és torna a transformar amb la de CD, però aquest cop amb el marge de tall inferior com a límit de tensió.

$$\begin{aligned}
 Out(t) &= \begin{cases} A(t) & A(t) < D \\ \left(\frac{C-D}{U-D}(A(t)-D)\right) + D & D \leq A(t) \leq U \\ C \cdot e^{j\phi} & U < A(t) \end{cases} \\
 \frac{C-D}{U-D} = 0 \rightarrow Out(t) &= \begin{cases} A(t) & A(t) < D \\ D \cdot e^{j\phi} & D \leq A(t) \leq U \\ C \cdot e^{j\phi} & U < A(t) \end{cases} \quad (4.6) \\
 Out(t) &= \begin{cases} A(t) & A(t) \leq U \\ D \cdot e^{j\phi} & D < A(t) \end{cases}
 \end{aligned}$$

L'avantatge principal d'aquest mètode (SC) és que amb un nivell de qualitat mig (suposem entre dos nivells diferents de tall comparats amb CD) aconseguim reduir el marge dinàmic del senyal (reduirà la PAPR) més del que s'aconsegueix amb l'altre mètode.

Si ens fixem amb les variàncies, també observem una millora qualitativa per al mètode SC, no obstant, aquesta millora es veu reflectida al nivell de la BER.

4.2.5 Simulació 3

Simulació	AWGN	Amplificador zona lineal	Amplificador frontera	Amplificador saturat	CD	SC
3	Sí	No	Sí	No	Sí	No

Al igual que a les simulacions anteriors mantindrem els marges de tall i veurem els diferents efectes del mètode de CD sobre l'amplificador no-lineal, quan treballem situats sobre la zona límit on comença la saturació (abans anomenada com zona frontera).

Els paràmetres del senyal seran els mateixos disposat que és el subsistema "clipping + filtre" el que s'encarrega de tractar el senyal abans d'entrar a l'amplificador.

Per treballar a la zona frontera haurem d'utilitzar (4.2) i trobar el nivell del Input Scaling. Per trobar un valor en comú s'ha escollit com a potencia d'entrada el nivell mig de les 3 simulacions que s'inclouen dintre d'aquest tema.

$$\left. \begin{array}{l} P_{\max} + \text{InputScaling} = 18.66 \text{ dBm} \\ P_{\max} \cong 18 \text{ dBm} \end{array} \right\} \text{InputScaling} = 0.66 \text{ dB} \quad (4.7)$$

Un cop tenim el sistema configurat podem començar a veure els efectes sobre la qualitat de l'enllaç mitjançant la relació BER/SNR.

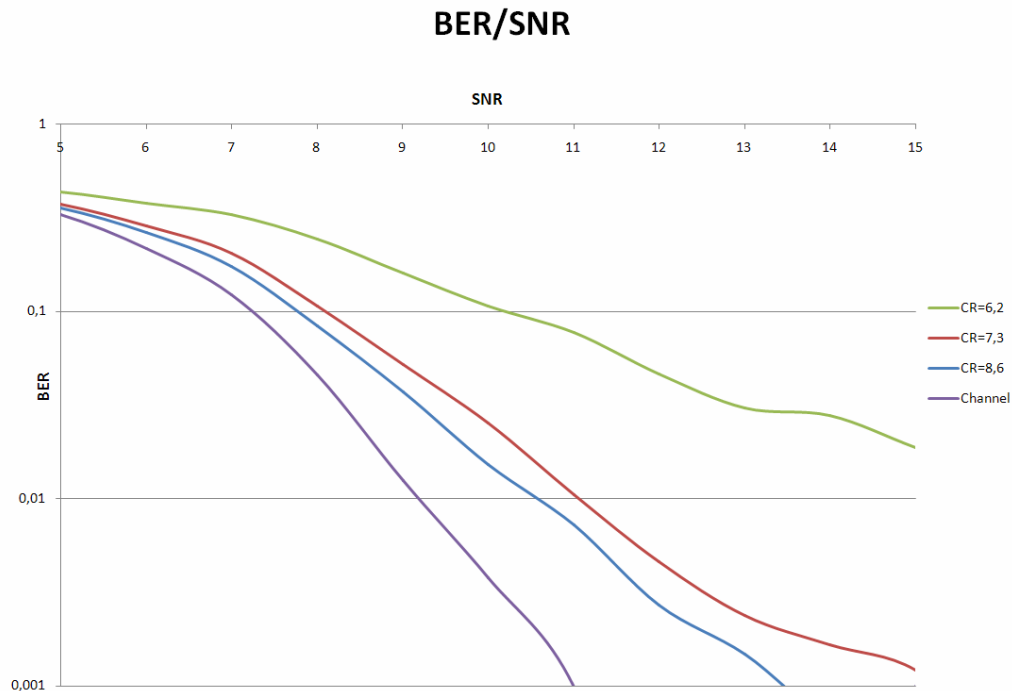


Fig. 4.8 Relació BER/SNR a la simulació 3

Com ens ha passat a les altres simulacions l'efecte de fer clipping és la perdú de qualitat a l'enllaç. La quantitat de pèrdua ve determinada pel nivell de CR. També en aquest cas el nivell de BER per als dos CR inferiors és acceptable, però per al nivell inferior de CR la corba BER/SNR ja està una dècada per sobre de la corba del sistema original, es considera que quan passa això el nivell d'empitjorament és crític.

A partir d'aquest punt és on podem apreciar el propòsit pel qual fem clipping. Com que ara el PA si distorsionarà, encara que sigui poc, el senyal això implicarà l'emissió de potencia fora de banda, reduint el nivell d'ACPR.

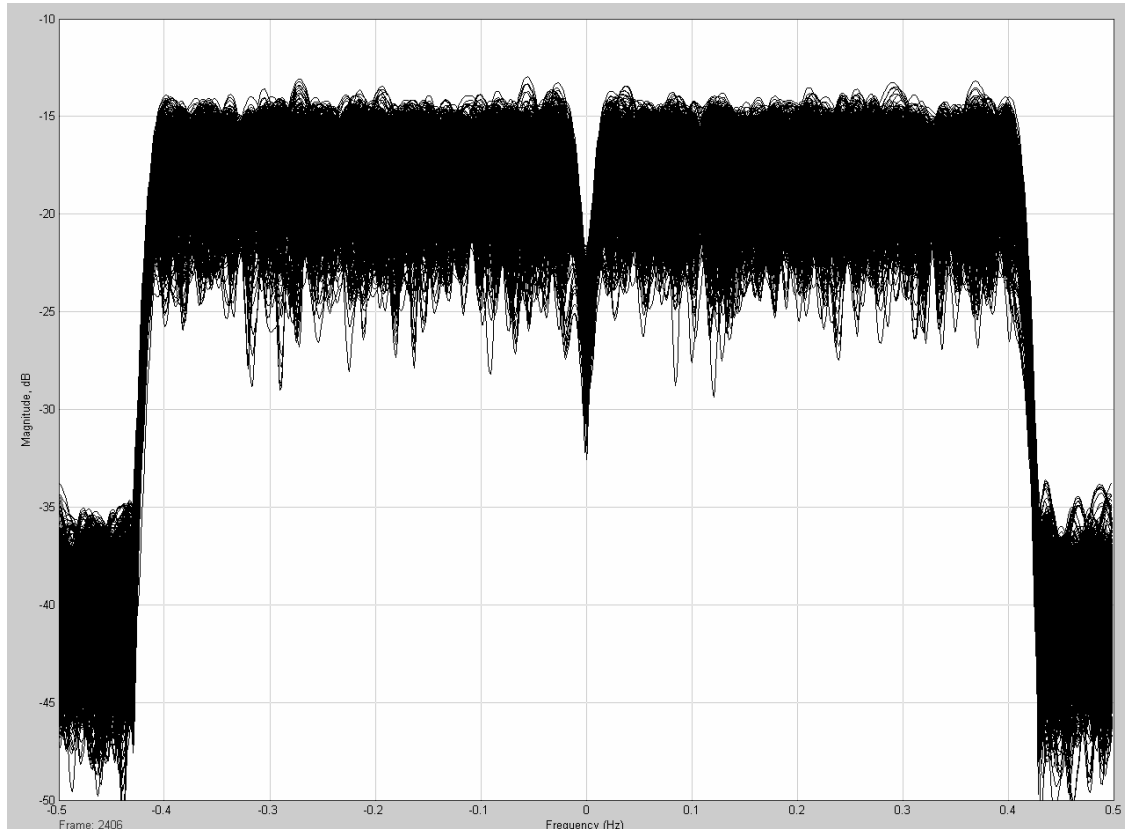


Fig. 4.9 Espectre del sistema original per la simulació 3

Com podem veure ara el nivell d'ACPR del sistema original quan treballa a la zona frontera és molt més baix. En aquest cas val uns 22 dBc. Si consultem l'estàndard a l'annex II podem veure que hauria de valdre sobre uns 28 dBc.

Taula 4.9 Nivell d'ACPR a la simulació 3

Simulacio	Potencia senyal dBm	Potencia emessa dBm	ACPR dBc
Sistema original	-17	-41	24
3.1	-17	-47	30
3.2	-18	-47	29
3.3	-19	-52	33

Els espectres de la resta de simulacions es poden consultar a l'annex IX.

El resultat d'utilitzar clipping + filtre ha donat el resultat esperat, ha aconseguit augmentar el nivell d'ACPR fins al punt d'estar per sobre del que demana la normativa.

4.2.6 Simulació 4

Simulació	AWGN	Amplificador zona lineal	Amplificador frontera	Amplificador saturat	CD	SC
4	Sí	No	Sí	No	No	Sí

Per a aquesta simulació utilitzarem els mateixos marges que a la simulació número 2 (veure taula 4.6).

A l'igual que abans els paràmetres del senyal són idèntics als de la simulació 2, es poden comprovar els valors a la taula 4.7.

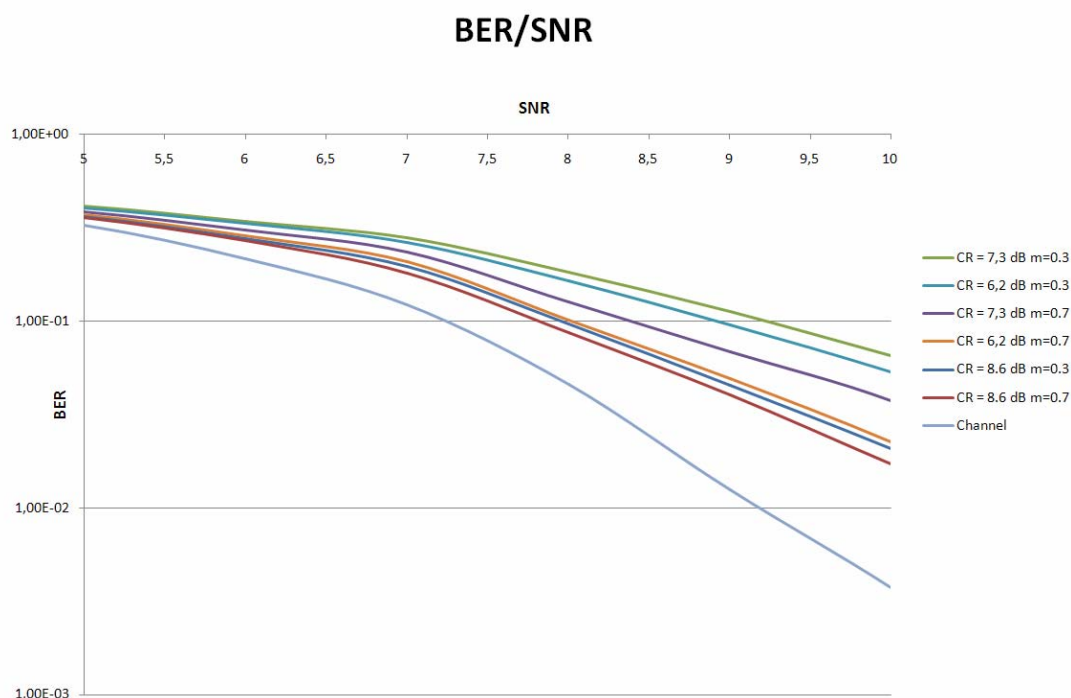


Fig. 4.10 Relació BER/SNR per la simulació 4

Tal com s'havia predit a les simulacions 1 i 2 per a nivells de CR elevats la qualitat que ofereix el sistema és pràcticament idèntica a la del sistema original. Per al cas de SC en que el pendent és petit, passa que el senyal es distorsiona més i si el CR està en un nivell mig, això farà que el sistema resultant no sigui òptim ni eficient. Si per contra el pendent és elevat, però el CR és baix, tampoc aconseguim un sistema eficaç. En el cas que el CR tingui un nivell mig, i un pendent elevat, aleshores aconseguirem que el sistema funcioni com un equivalent amb un CR elevat. Podem veure per a aquest cas com amb un CR de 6.2 dB i un pendent de 0.7 la corba BER/SNR se situa més pròxima a la del

sistema original que no pas la corba corresponent al CR de 7.3 amb un pendent de 0.3.

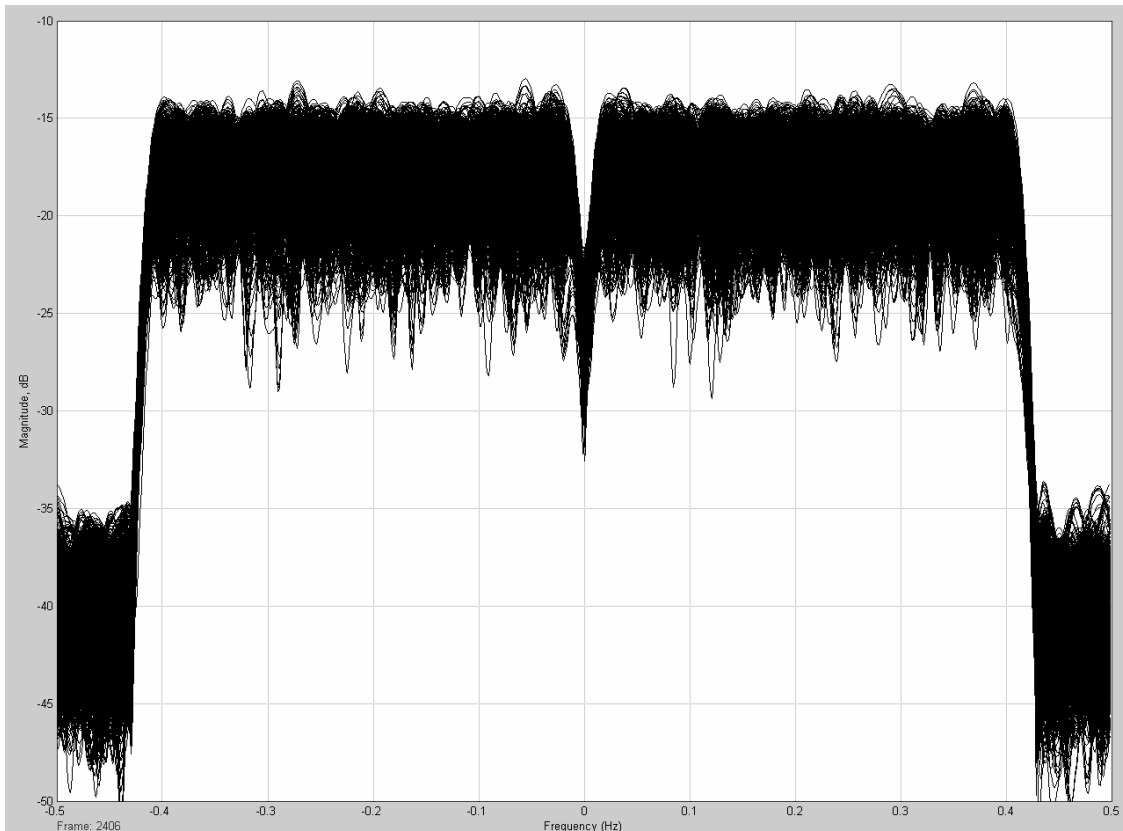


Fig. 4.11 Espectre del senyal en el sistema original

Tal com s'ha explicat es d'esperar que aquest mètode incrementi el nivell d'ACPR inclús per sobre del valor que ofereix el mètode de CD.

Taula 4.10 Nivell d'ACPR per la simulació 4

Simulació	Potència senyal dBm	Potència emessa dBm	ACPR dBc
Sistema original	-17	-41	24
4.1	-18	-47	29
4.2	-18	-46	28
4.3	-18	-50	32
4.4	-18	-48	30
4.5	-18	-48	30
4.6	-18	-47	29

Es pot apreciar com també s'aconsegueix el propòsit original d'augmentar el nivell de l'ACPR per sobre dels 28 dBc que exigeix l'estàndard. Tot i així aquest

sistema no ofereix cap millora respecte al CD tot i ser d'una complexitat més elevada. Això es degut a que el filtre que hem utilitzat elimina completament l'emissió fora de banda produïda pel sistema de clipping, i en fer això eliminem la millora que ofereix aquest sistema. En cas d'utilitzar un filtre digital o analògic normal, com pot ser un Butterworth, Bessel, Chevyshev... no es podria eliminar completament l'emissió de fora de banda i si podríem veure la millora que ofereix aquest sistema.

Per veure aquesta diferència entre un sistema i l'altre a l'annex XI s'han afegit els espectres del senyal abans de passar pel filtre, i comprovar que, efectivament, amb el mètode de SC l'ACPR és superior a priori.

4.2.7 Simulació 5

Simulació	AWGN	Amplificador zona lineal	Amplificador frontera	Amplificador saturat	CD	SC
5	Sí	No	No	Sí	Sí	No

En aquesta simulació i la següent treballarem amb un nivell d'IBO per tal que el senyal es distorsioni a causa del PA.

A l'igual que a les altres simulacions hem de trobar el valor d'Input Scaling per tal de situar el senyal amb l'IBO adequat, és a dir, a la zona de saturació. Podem consultar la taula 3.3 i veurem que hem de treballar amb un Input Scaling de 5.66 dB i el seu respectiu Output Scaling de -25.96.

Es pot suposar que ara l'efecte del clipping+filtre passarà desapercbut disposat que, encara que retallem i ocultem l'emissió corresponent, quan el senyal arribi al PA es tornarà a retallar i crearà les distorsions habituals.

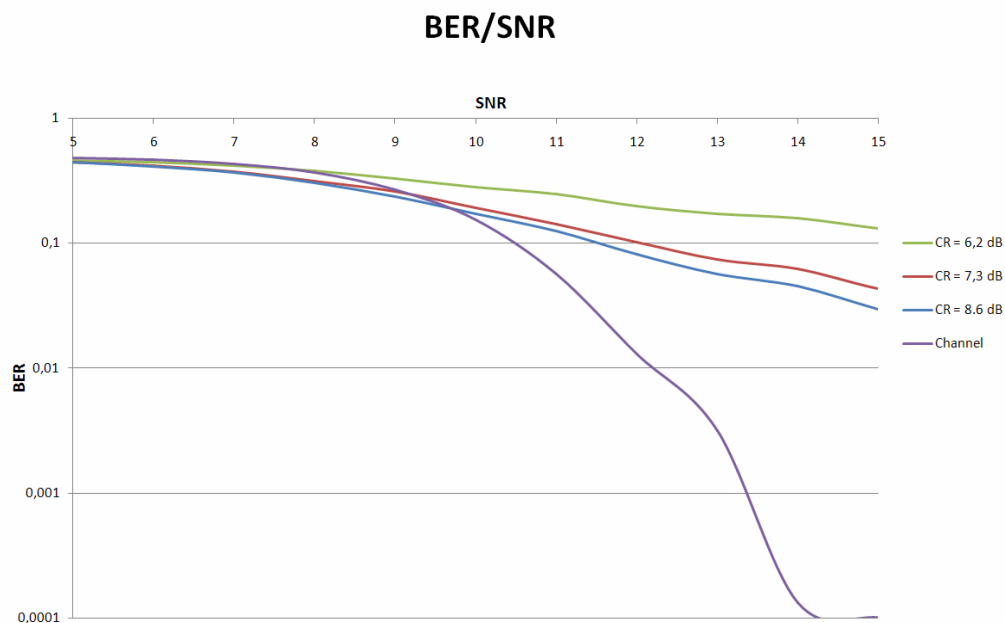


Fig. 4.12 Relació BER/SNR per la simulació 5

Com es pot veure la diferencia entre la resposta del canal i la que ocasionen els diferents límits sobre el procediment de clipping és immensa. Supera en qualsevol cas el llindar d'una dècada que s'ha utilitzat abans per discernir entre els nivells útils i els que no ho eren. Per a aquesta simulació el nivell de BER/SNR (qualitat de l'enllaç) impedirà que, tot i presentar una millora qualitativa al nivell del ACPR, s'utilitzi aquest sistema que farà impossible la recepció del senyal emès. Per aquest motiu no cal presentar els resultats obtinguts per al nivell d'ACPR.

4.2.8 Simulació 6

Simulació	AWGN	Amplificador zona lineal	Amplificador frontera	Amplificador saturat	CD	SC
6	Sí	No	No	Sí	No	Sí

S'utilitzarà el mateix nivell d'Input/Output Scaling que per al cas anterior. I els nivells de tall especificats a la simulació 2 i 4, quan s'ha utilitzat el mètode de SC per fer l'anàlisi.

A l'igual que abans no cap esperar una millora qualitativa en cap aspecte, perquè tot i aplicar aquest mètode estem saturant l'amplificador, creant així un nivell d'interferències prou elevat a posteriori del sistema de clipping.

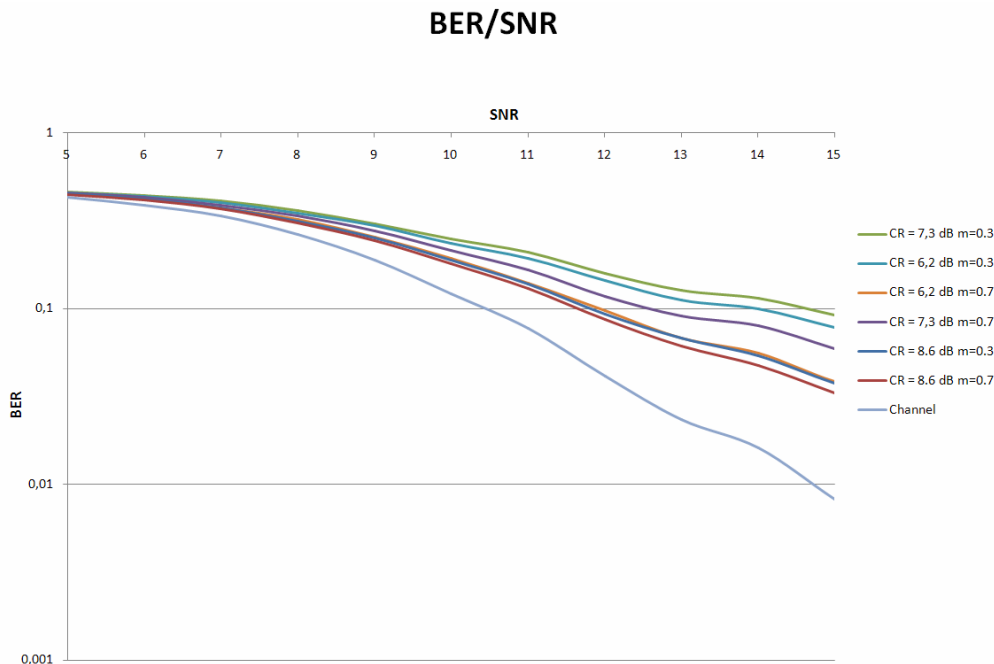


Fig. 4.13 Relació BER/SNR per la simulació 6

Tot i que ara el nivell de BER de les corbes corresponents a les diferents simulacions amb SC no estan una dècada per sobre de la resposta original del sistema s'ha d'afegir que el nivell que prenen, sense comparar amb la resposta

original, és massa elevat. Si interpretem la gràfica podem veure que per una SNR de 12 dB el nivell de BER, linealment, corresponent al 10%, es a dir, que un de cada deu bits transmesos arribarà malmès. Aquesta xifra fa que el sistema no sigui viable, perquè caldrien uns codis de protecció que carregarien massa el sistema, disminuint la velocitat de transmissió.

Per tant aquesta simulació també queda tancada en aquest punt, ha deixat de ser viable.

Conclusions

Durant el projecte s'han analitzat dos mètodes de reducció de PAPR per tal de reduir, en un sistema amb amplificador de potencia, les distorsions que aquest produeix en tractar senyals amb un marge dinàmic que el sobrecarreguen i saturen.

Els dos mètodes, clipping directe i soft-clipping, tenen una relació molt pròxima. A dir veritat, són pràcticament el mateix. Com ja s'ha demostrat és fàcil configurar el segon perquè funcioni com ho fa el primer. La qüestió és escollir com volem aprofitar el nostre sistema, si en reduir la variança del senyal (cosa que ens permetrà treballar més a prop del punt de compressió del PA) o mantindre el nivell de BER respecte la relació SNR. Aquests són els paràmetres que haurem de tenir en compte quan fem el disseny d'un circuit com aquest a la vida real.

Els resultats s'han d'estructurar segons les 3 zones de treball que hem tractat al llarg del projecte.

Zona lineal: Com s'ha vist en aquesta zona de treball l'ús de clipping més filtre no fa sinó empitjorar la qualitat de l'enllaç sense oferir cap millora qualitativa al nivell del ACPR.

Això es degut a que en treballar a la zona lineal el sistema original no distorsionará el senyal i no introduirà cap tipus de soroll, ni dintre ni fora de banda. Per aquest motiu, en fer clipping i retallar el senyal, tot i que s'elimini l'emissió fora de banda, s'haurà creat un nivell de soroll dintre de banda que no es podrà eliminar i que farà empitjorar la qualitat de l'enllaç.

Zona frontera: Aquest es el punt de treball que s'obté gracies al mètode de clipping i que permet reduir en la major mesura el nivell d'IBO i el consum de bateria. Per aquest punt de treball els mètodes de clipping aconseguixen augmentar el nivell d'ACPR perquè el sistema funcioni segons els requisits de l'estàndard. És aquí on es veu el potencial d'aquestes estratègies envers la relació qualitat/eficiència esmentada a la introducció. Aconseguim augmentar l'eficiència sense alterar la qualitat del sistema.

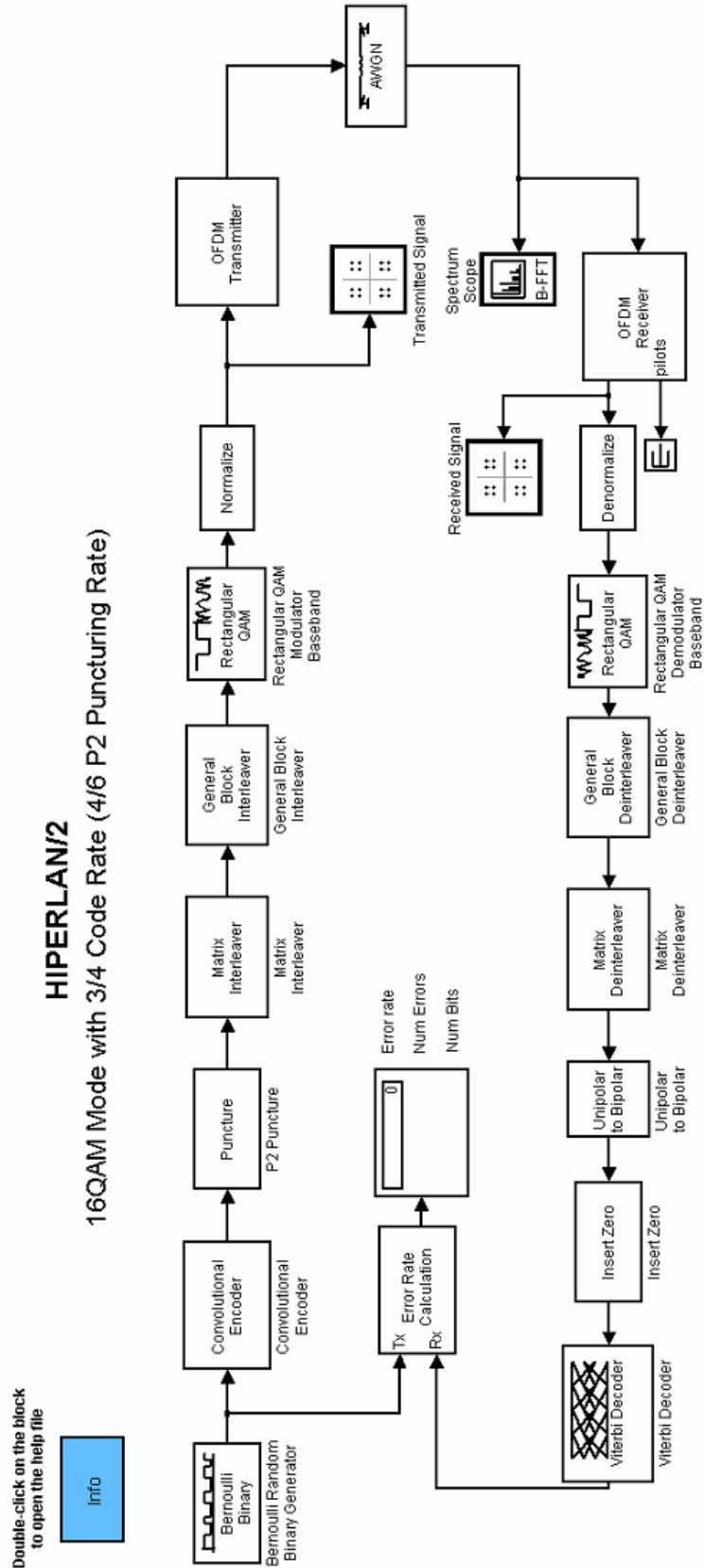
Zona de saturació: Si l'amplificador entra en saturació les estratègies de clipping no poden fer res per millorar la qualitat/eficiència del sistema. Es podria retallar el senyal fins a aconseguir que el amplificador no es satures, però en aquest cas entrariem en la zona frontera, i no s'aplicarien les condicions de la zona de saturació. En resum, per a aquest cas el sistema no es viable amb o sense els mètodes de clipping.

També cal tenir en compte els diferents sistemes de filtrat que es poden dur a terme. Per al nostre cas, que hem utilitzat un filtre ideal, s'han obtingut molt bons resultats. S'hauria d'analitzar també si per al cas dels diferents tipus de filtres que es troben al mercat aquest sistema de millora també es tan eficient. Per altre banda segons el filtre escollit, i tenint en compte els requeriments de

treball, podria ser un ús innecessari de diners alhora de fer el disseny. Si treballem amb filtres digitals no hi ha cap problema perquè es poden implementar sobre la DSP i no hi ha cap despesa addicional. Si per contra el disseny exigeix l'ús d'un filtre analògic si podria representar una despesa important en producció massiva d'articles, i a vegades no convé guanyar un petit marge de eficiència si s'ha d'incrementar el preu del producte.

Annex I

Model original en Matlab/Simulink d'Hiperlan/2



Annex II

Informació d'interès addicional de l'estàndard Hiperlan type 2.

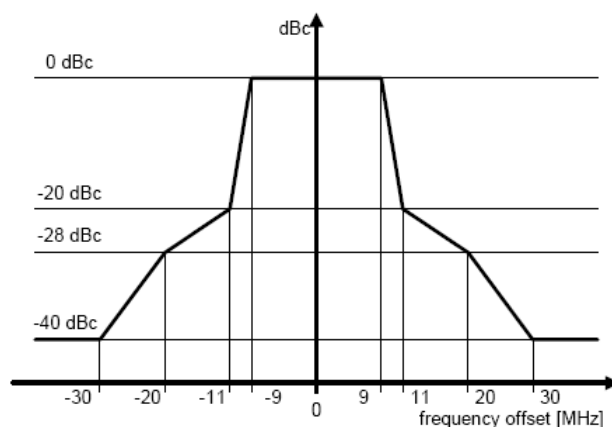
Taula amb la freqüència de mostreig, la duració de trama i símbol, separació freqüencial, etc.

Parameter	Value	
Sampling rate $f_s = 1/T$	20 MHz	
Useful symbol part duration T_U	64 × T 3,2 μs	
Cyclic prefix duration T_{CP}	16 × T 0,8 μs (mandatory)	8 × T 0,4 μs (optional)
Symbol interval T_S	80 × T 4,0 μs ($T_U + T_{CP}$)	72 × T 3,6 μs ($T_U + T_{CP}$)
Number of data sub-carriers N_{SD}	48	
Number of pilot sub-carriers N_{SP}	4	
Total number of sub-carriers N_{ST}	52 ($N_{SD} + N_{SP}$)	
Sub-carrier spacing Δ_f	0,3125 MHz ($1/T_U$)	
Spacing between the two outmost sub-carriers	16,25 MHz ($N_{ST} \times \Delta_f$)	

Número de portadores i freqüència a la que corresponen.

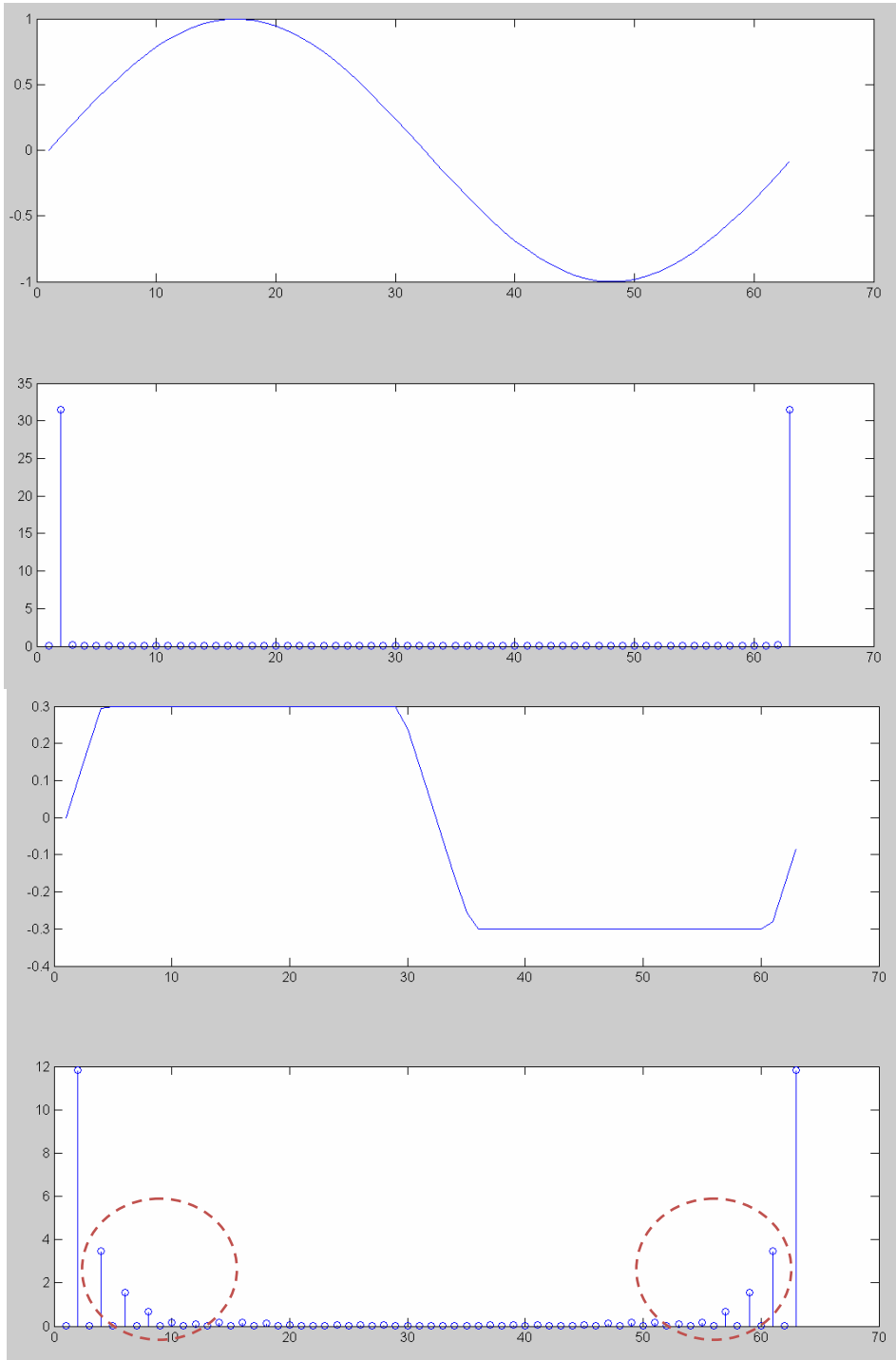
n_{carrier}	Band	f_c [MHz]	mean EIRP [dBm]
36	lower	5 180	23
40	lower	5 200	23
44	lower	5 220	23
48	lower	5 240	23
52	lower	5 260	23
56	lower	5 280	23
60	lower	5 300	23
64	lower	5 320	23
100	upper	5 500	30
104	upper	5 520	30
108	upper	5 540	30
112	upper	5 560	30
116	upper	5 580	30
120	upper	5 600	30
124	upper	5 620	30
128	upper	5 640	30
132	upper	5 660	30
136	upper	5 680	30
140	upper	5 700	23

Patró espectral per a la modulació corresponent.



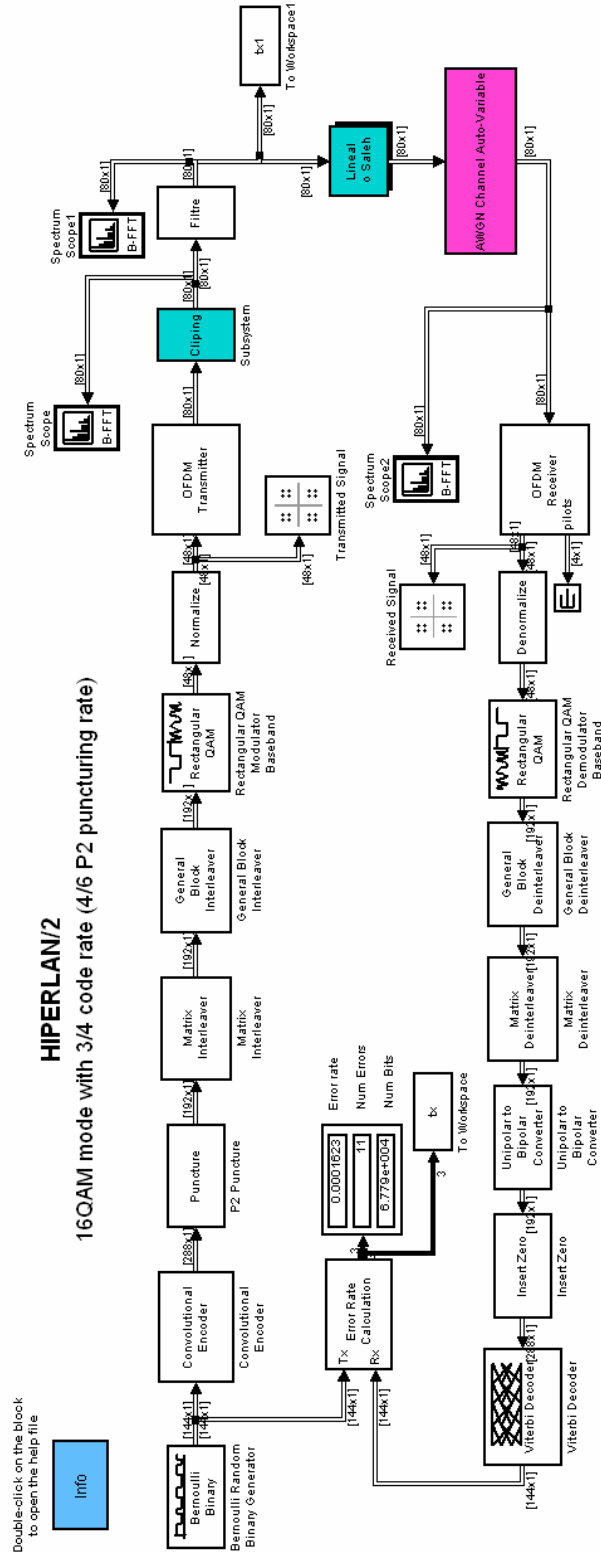
Annex III

Efectes en l'espectre d'un senyal quan es retalla.



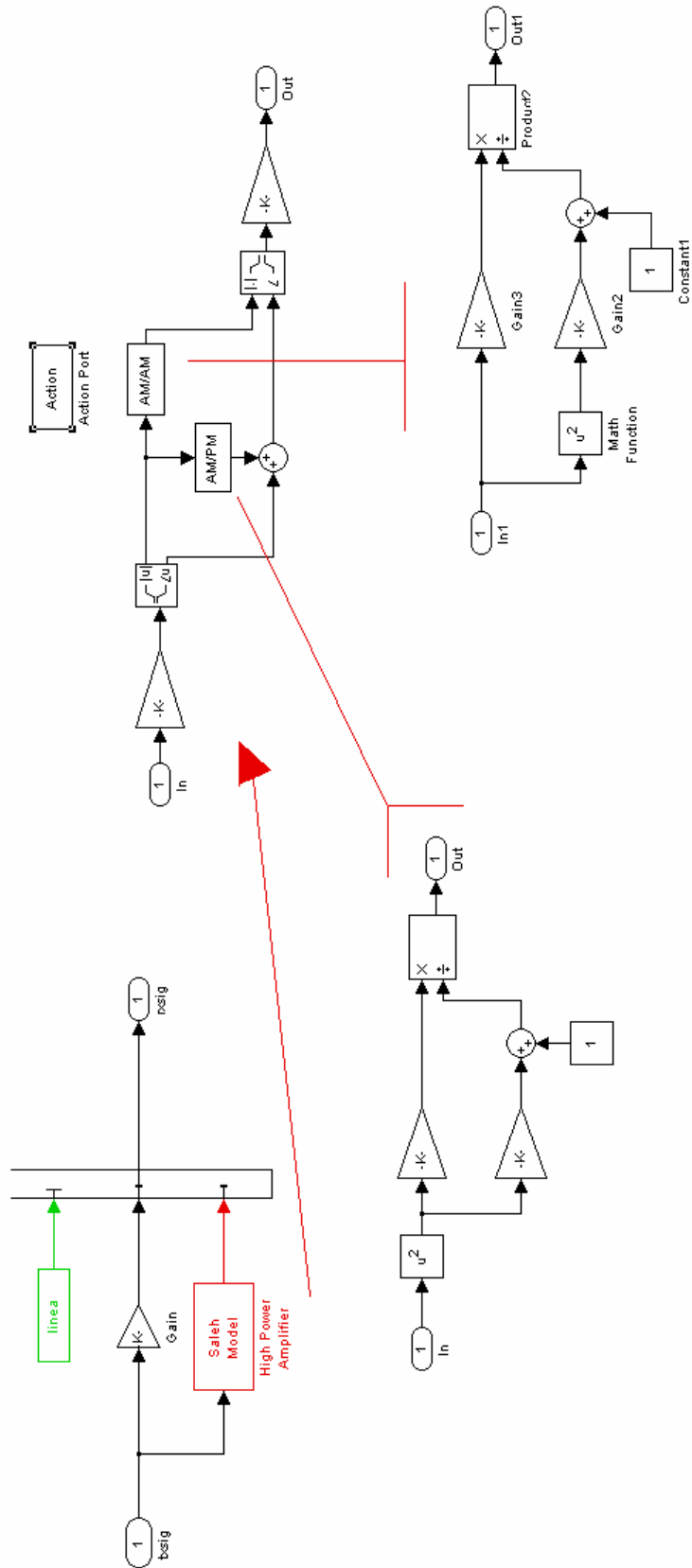
Annex IV

Sistema complet amb el sistema de clipping i filtratge.



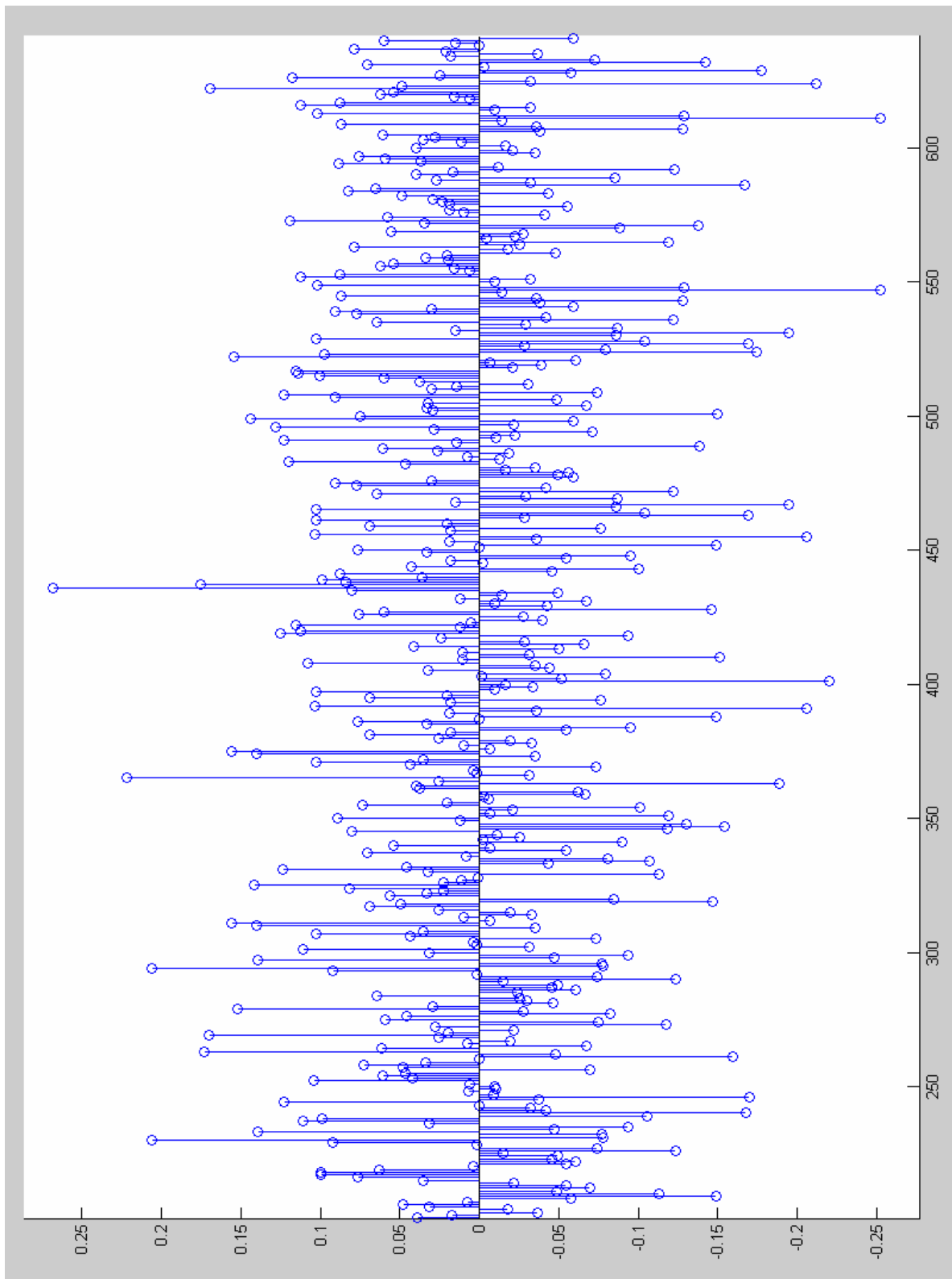
Annex V

Sistema complet del Model de Saleh.



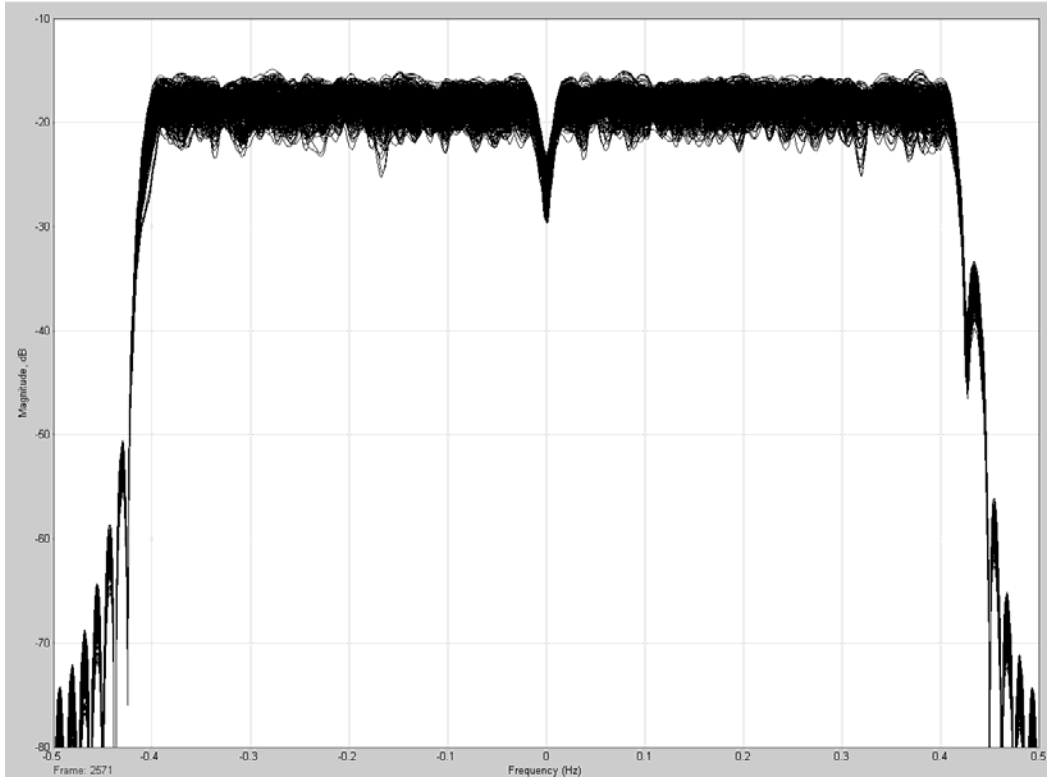
Annex VI

Monitorització de la senyal transmesa.

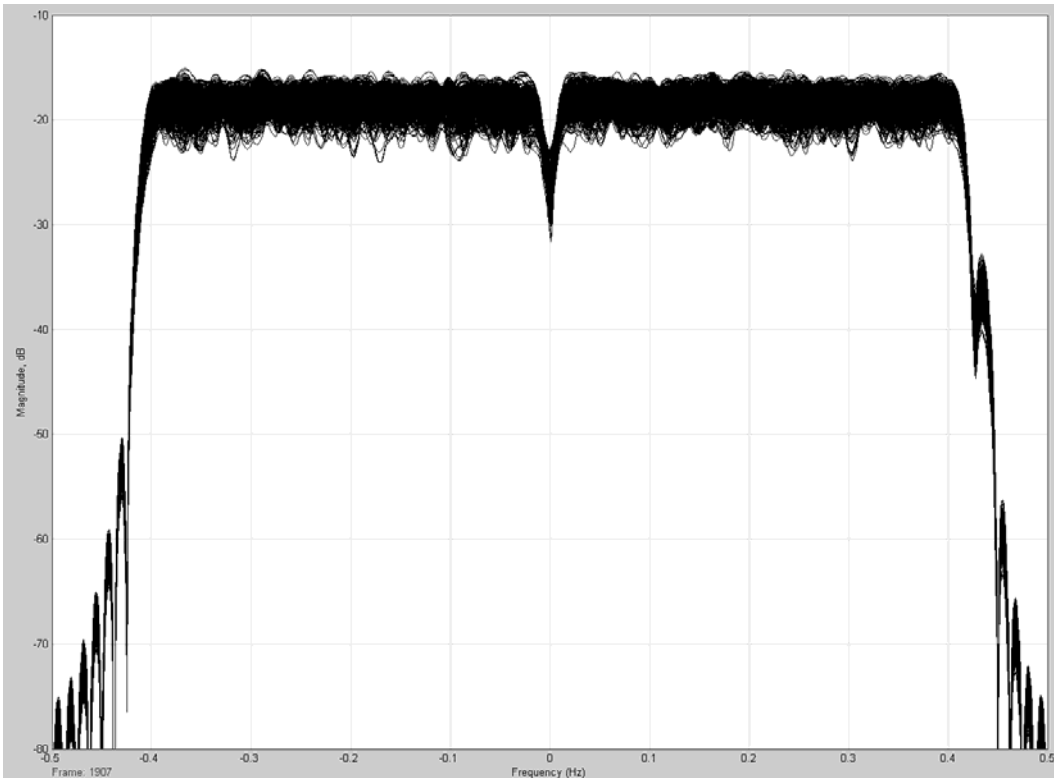


Annex VII

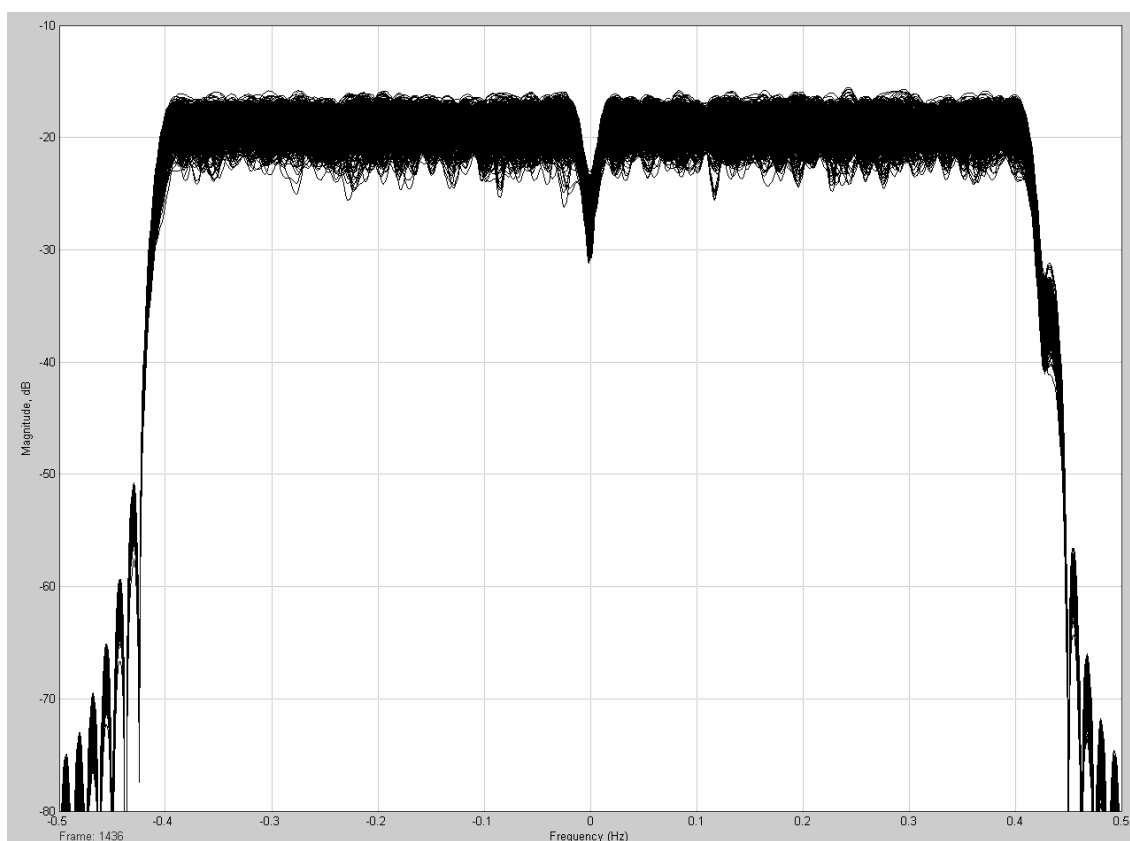
Espectre resultant de la simulació 1.1



Espectre resultant de la simulació 1.2

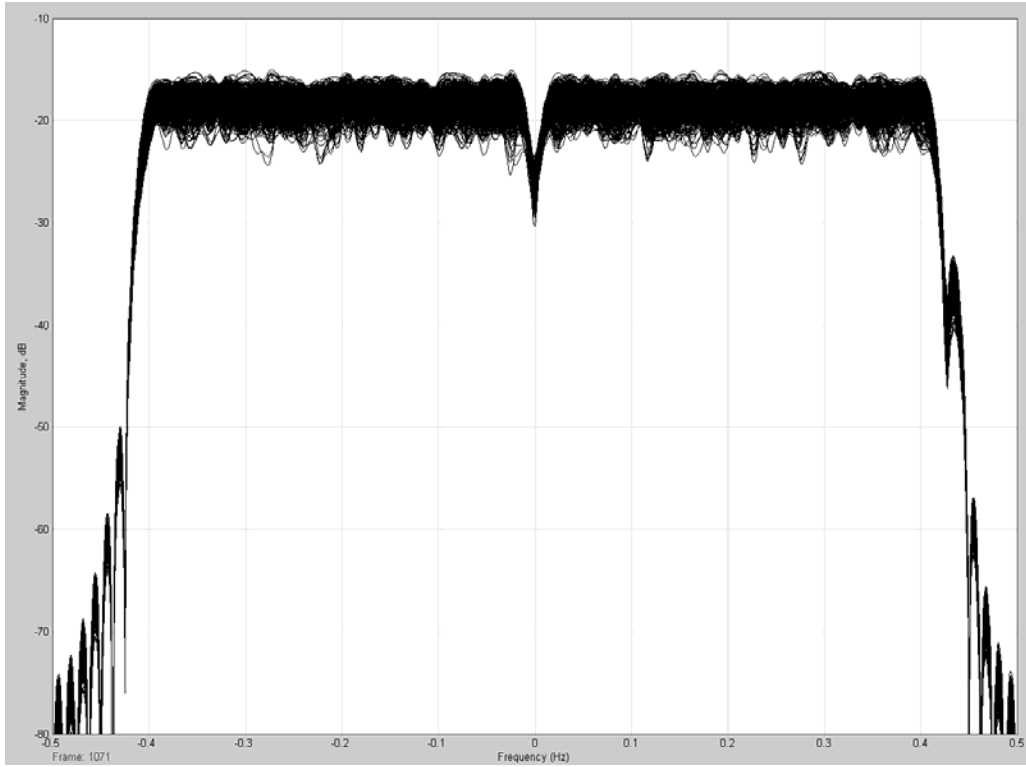


Espectre resultant de la simulació 1.3

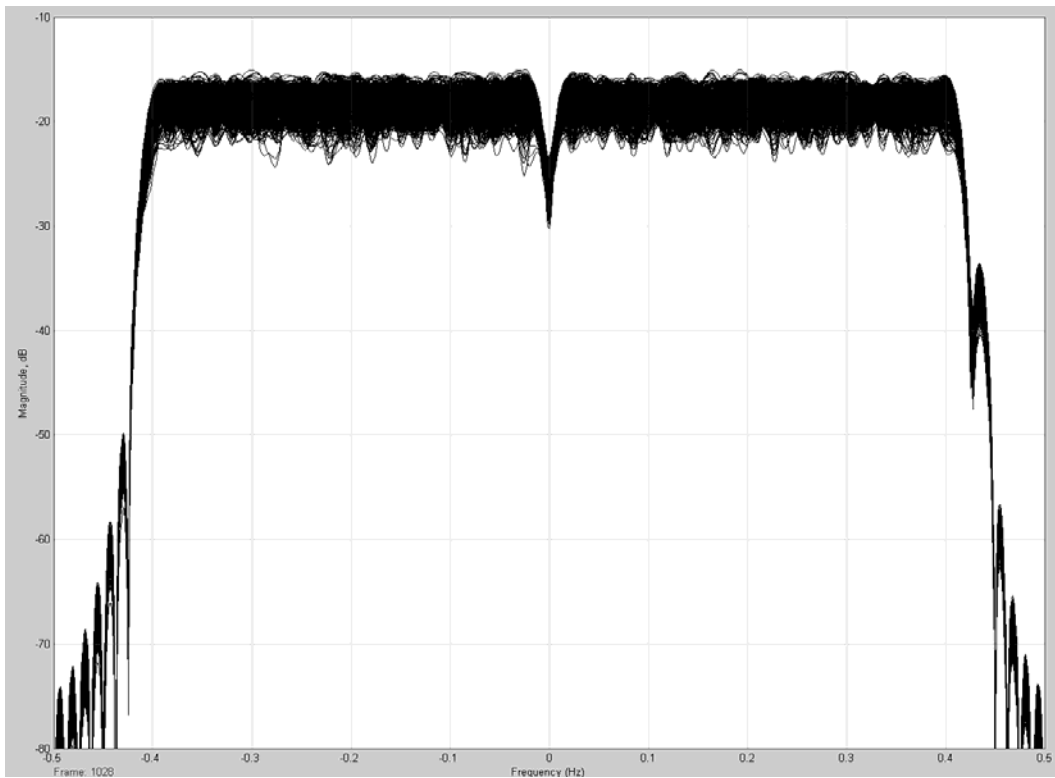


Annex VIII

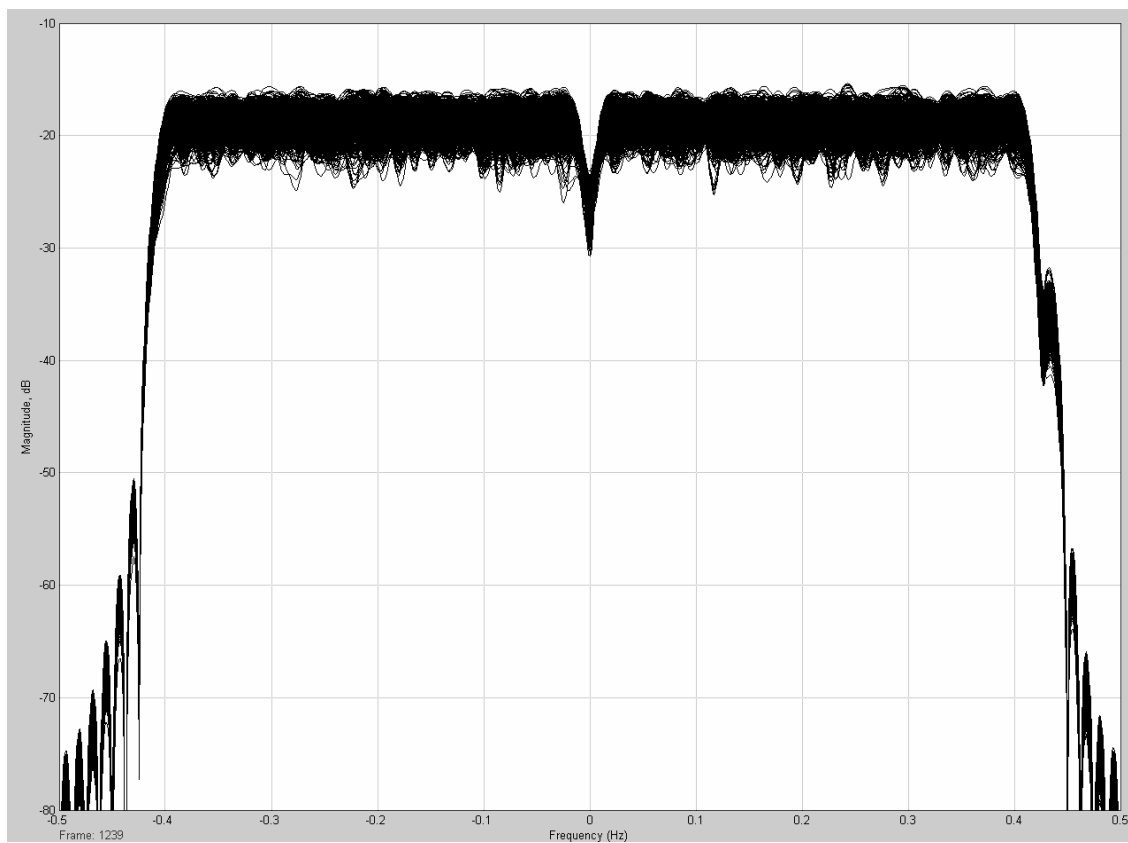
Espectre resultant de la simulació 2.1



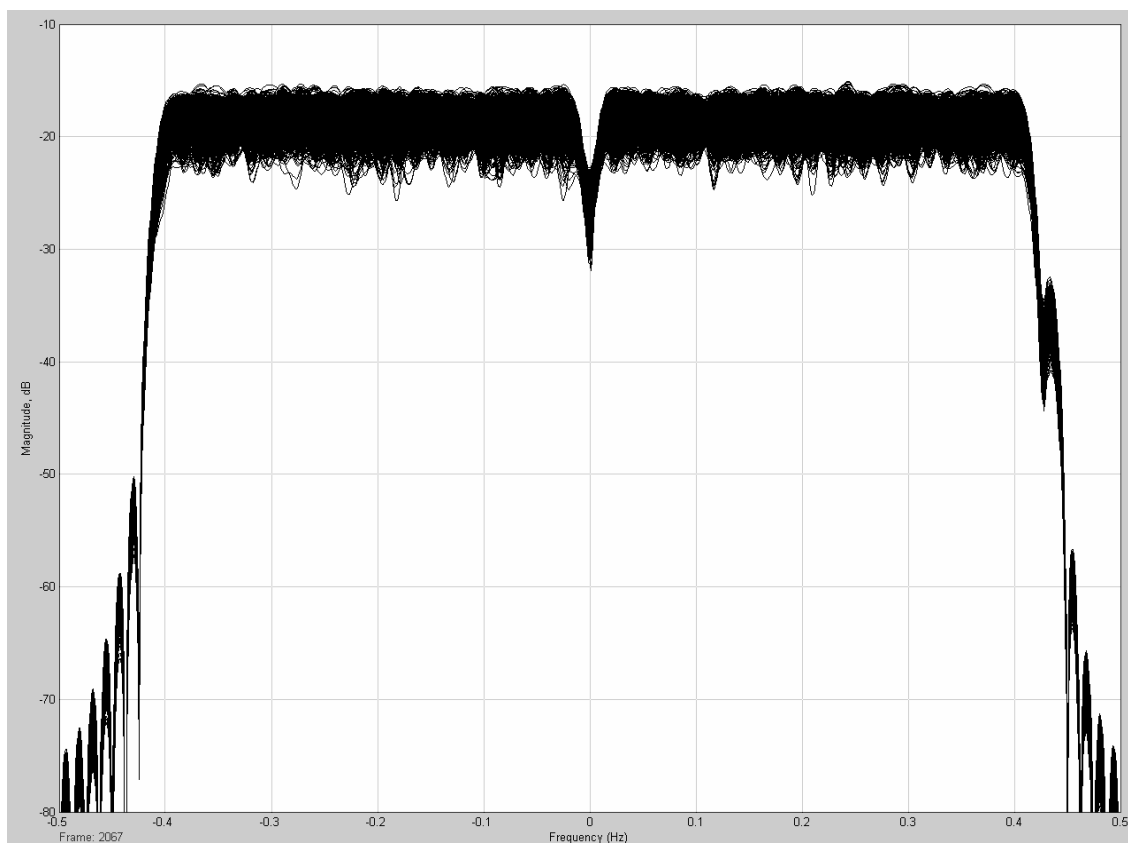
Espectre resultant de la simulació 2.2



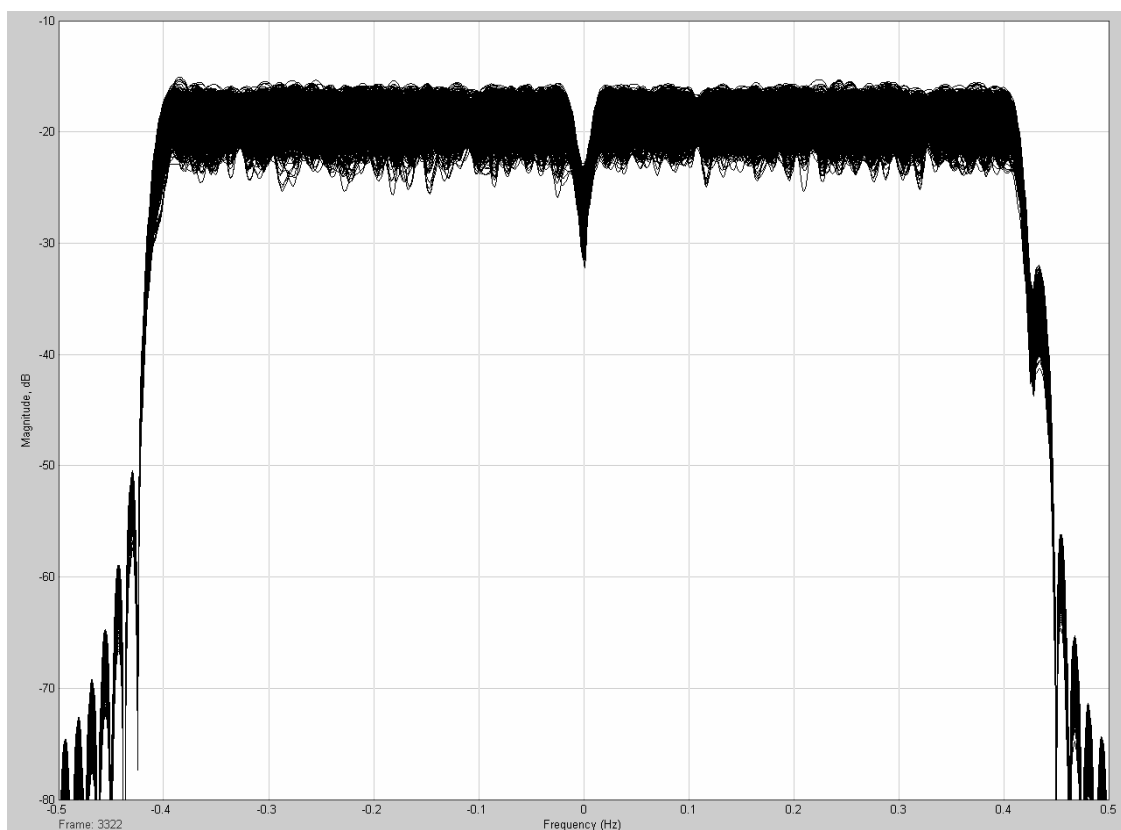
Espectre resultant de la simulació 2.3



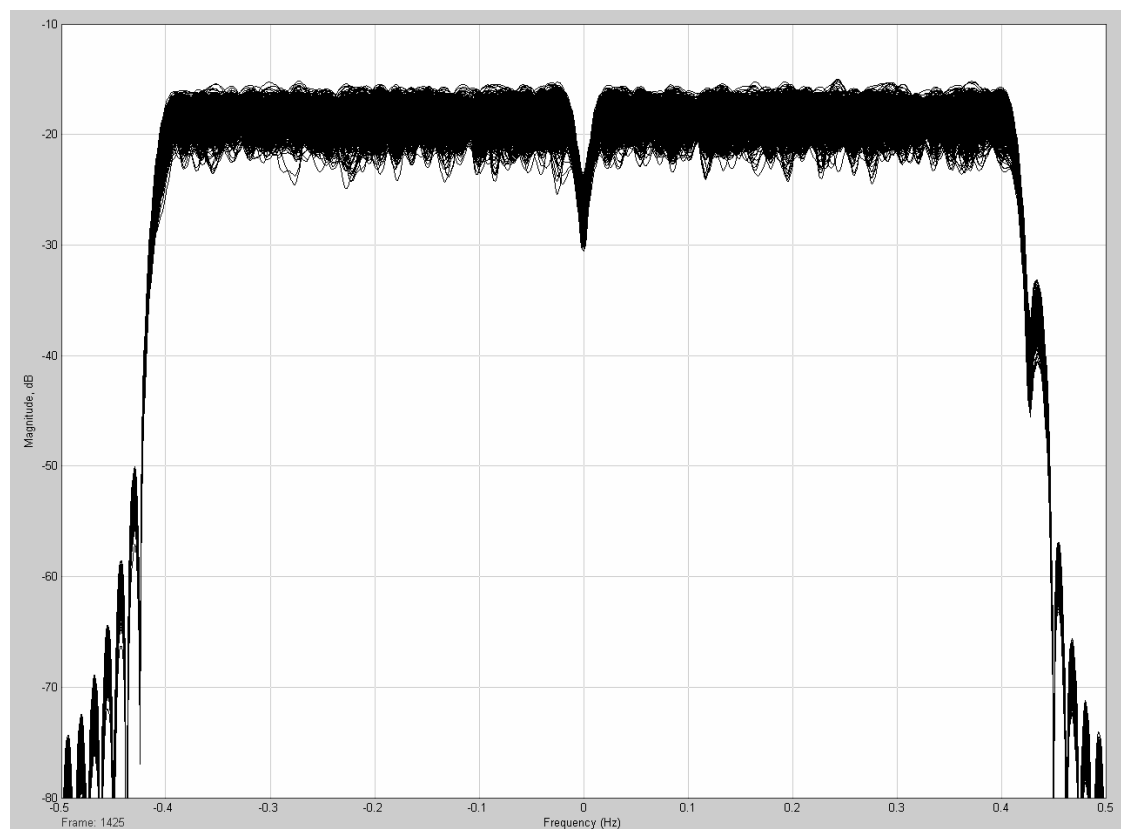
Espectre resultant de la simulació 2.4



Espectre resultant de la simulació 2.5

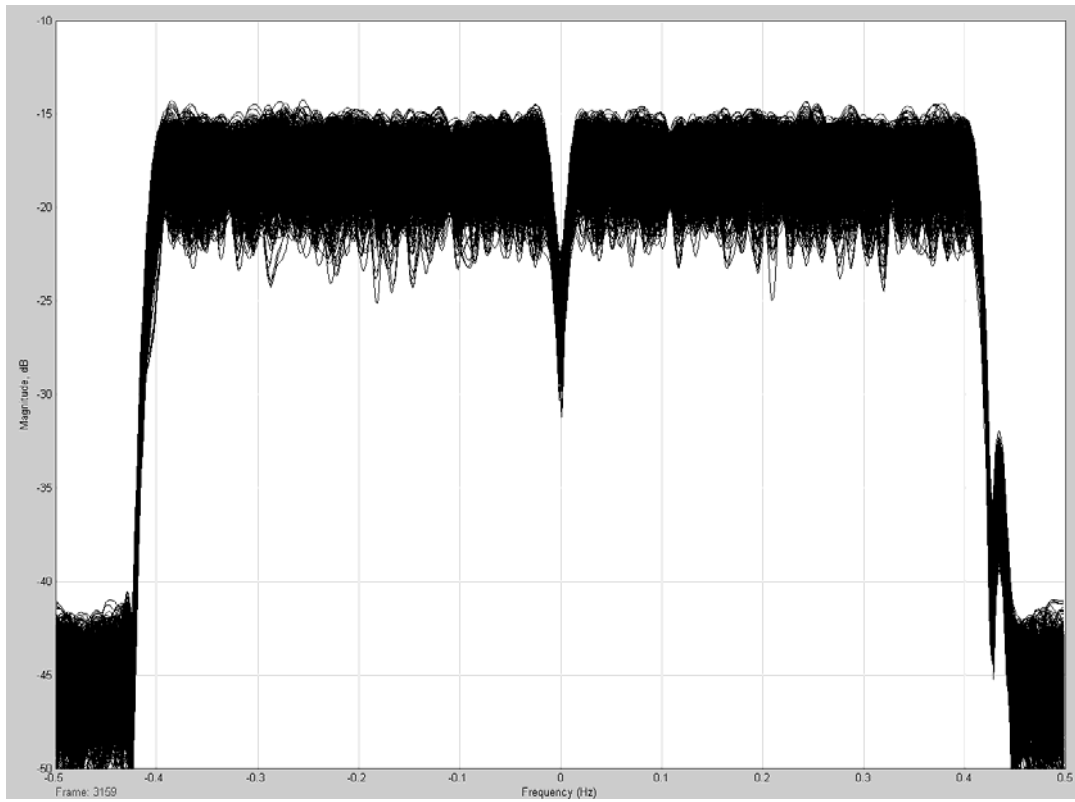


Espectre resultant de la simulació 2.6

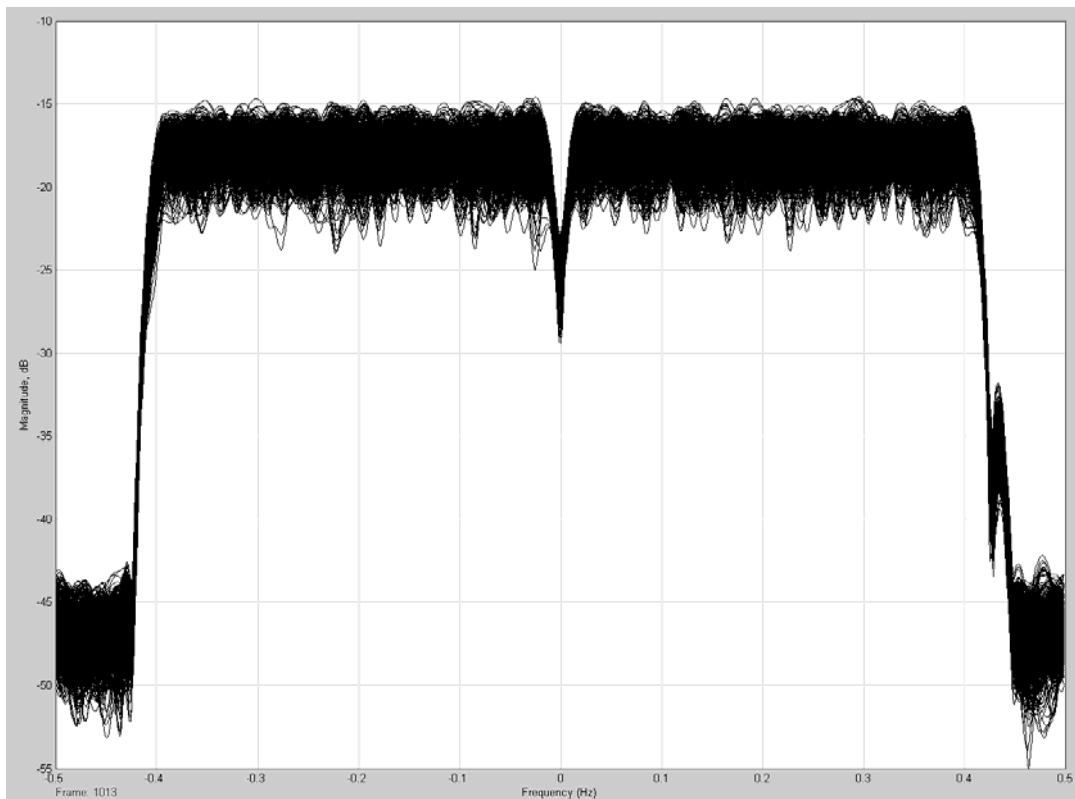


Annex IX

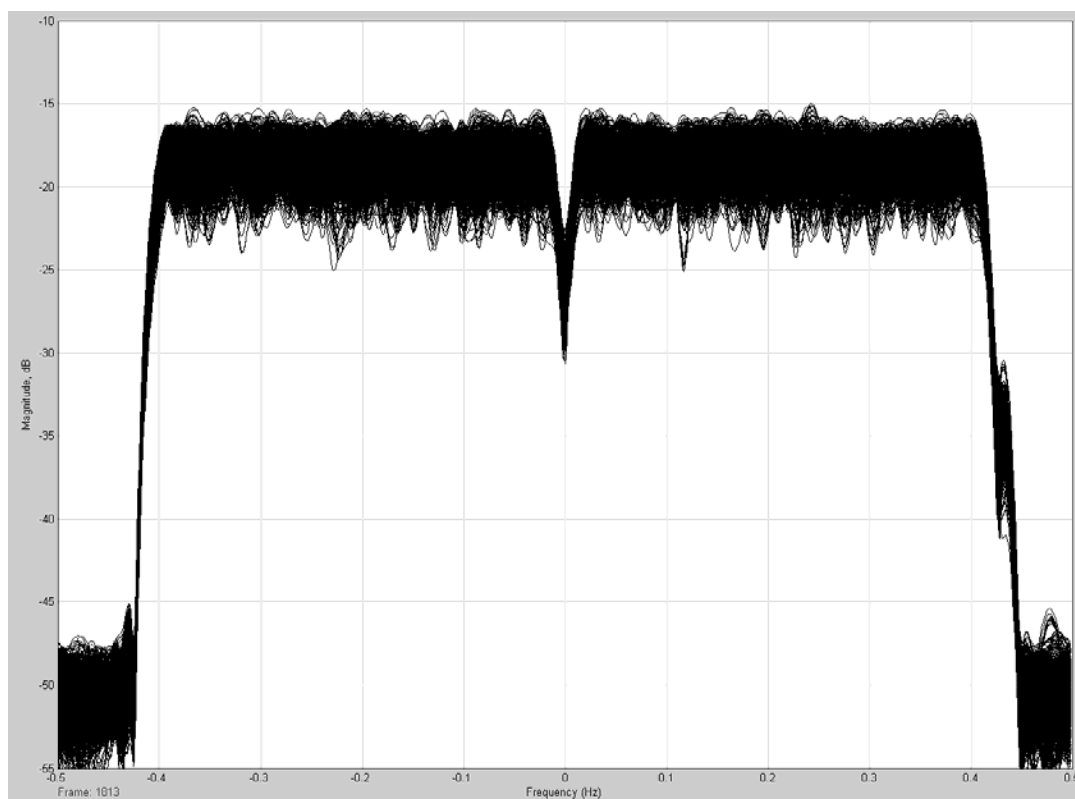
Espectre resultant de la simulació 3.1



Espectre resultant de la simulació 3.2

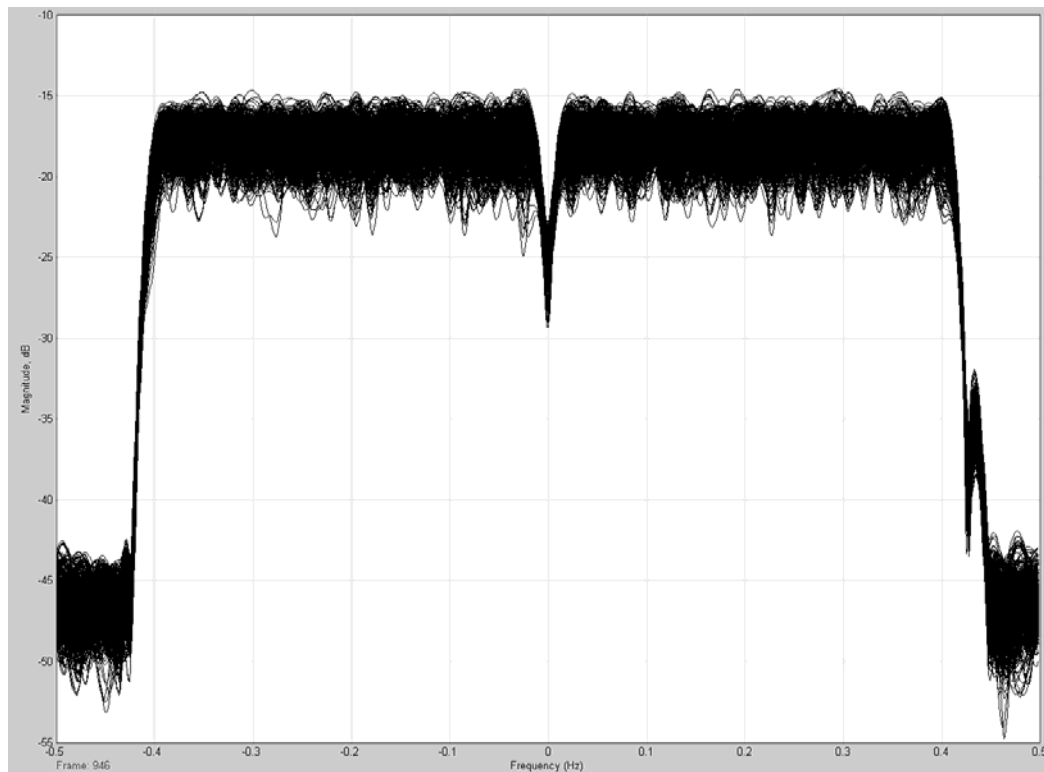


Espectre resultant de la simulació 3.3

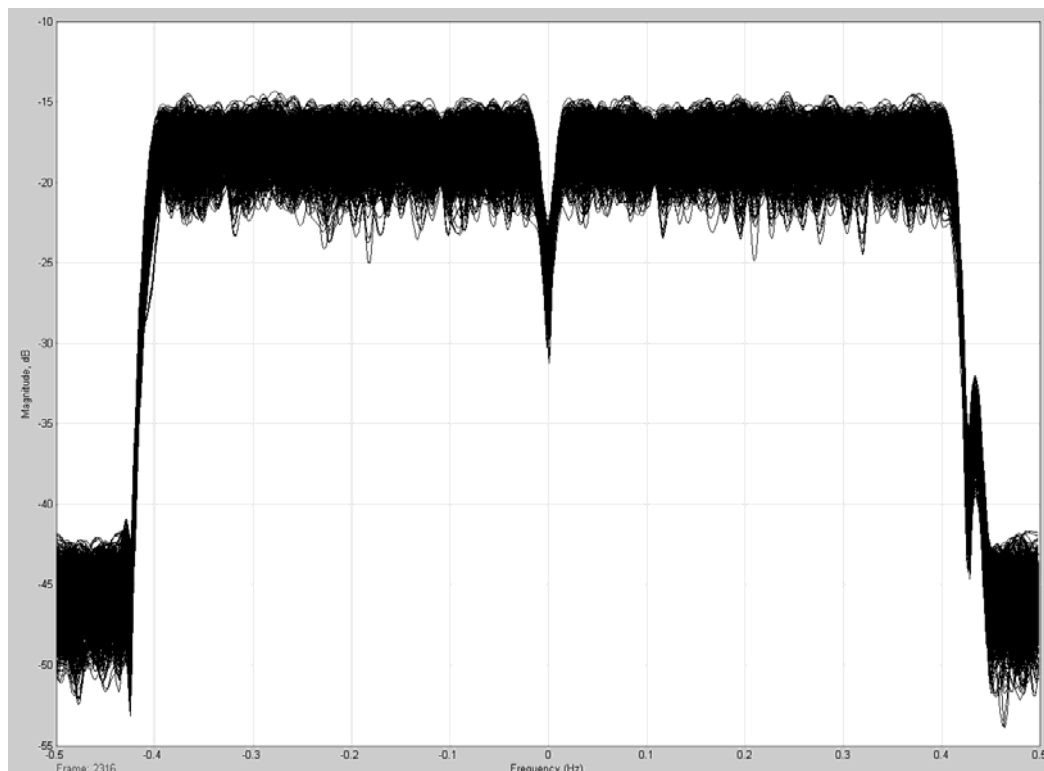


Annex X

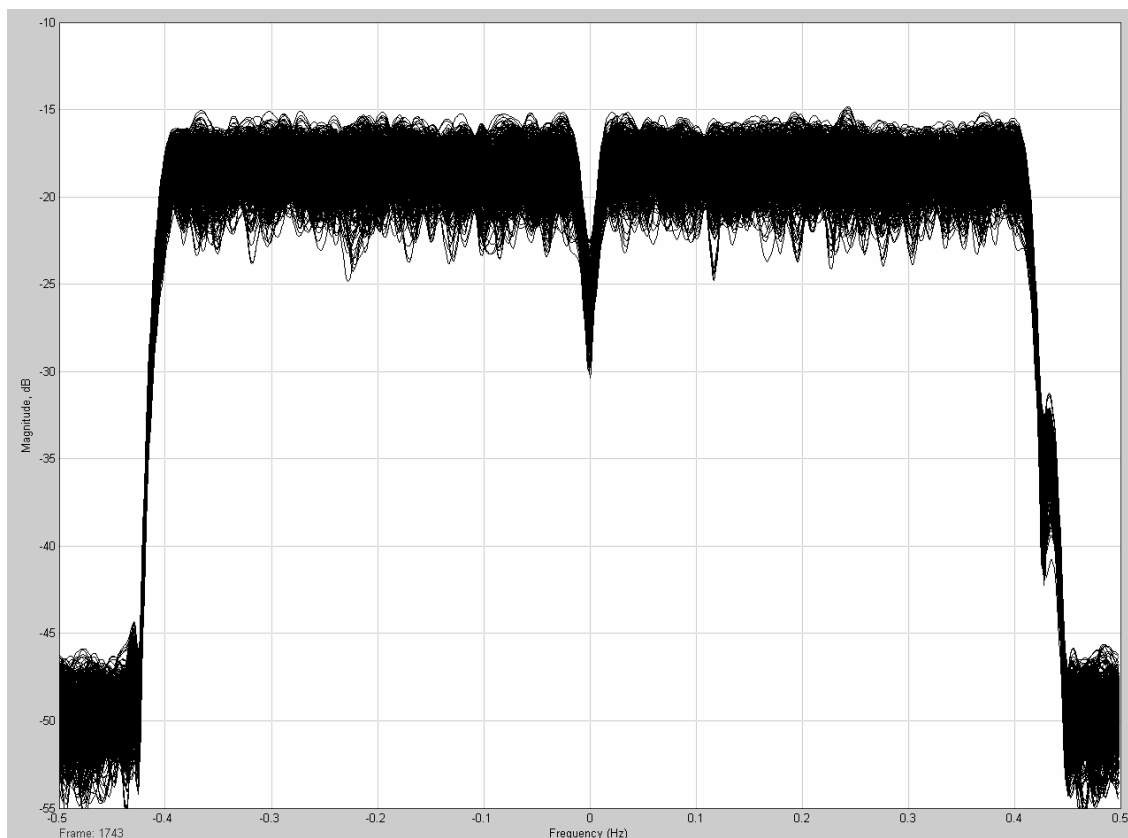
Espectre resultant de la simulació 4.1



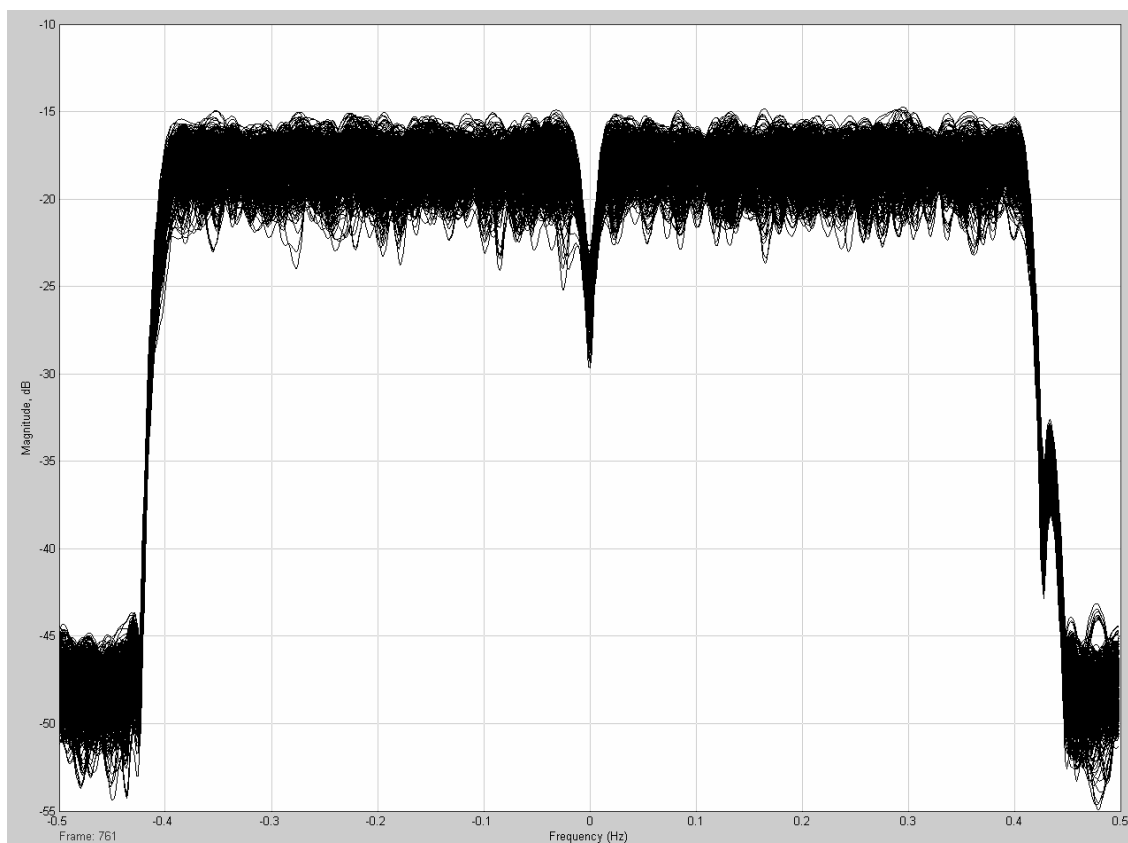
Espectre resultant de la simulació 4.2



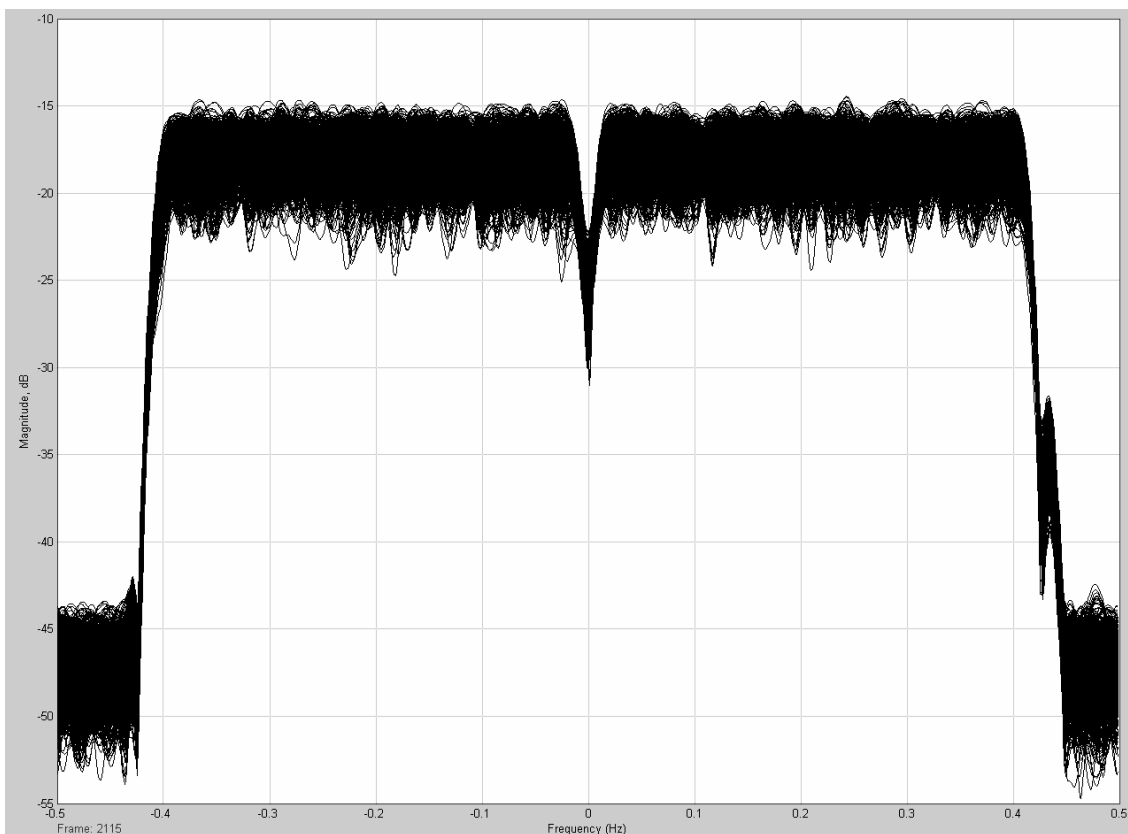
Espectre resultant de la simulació 4.3



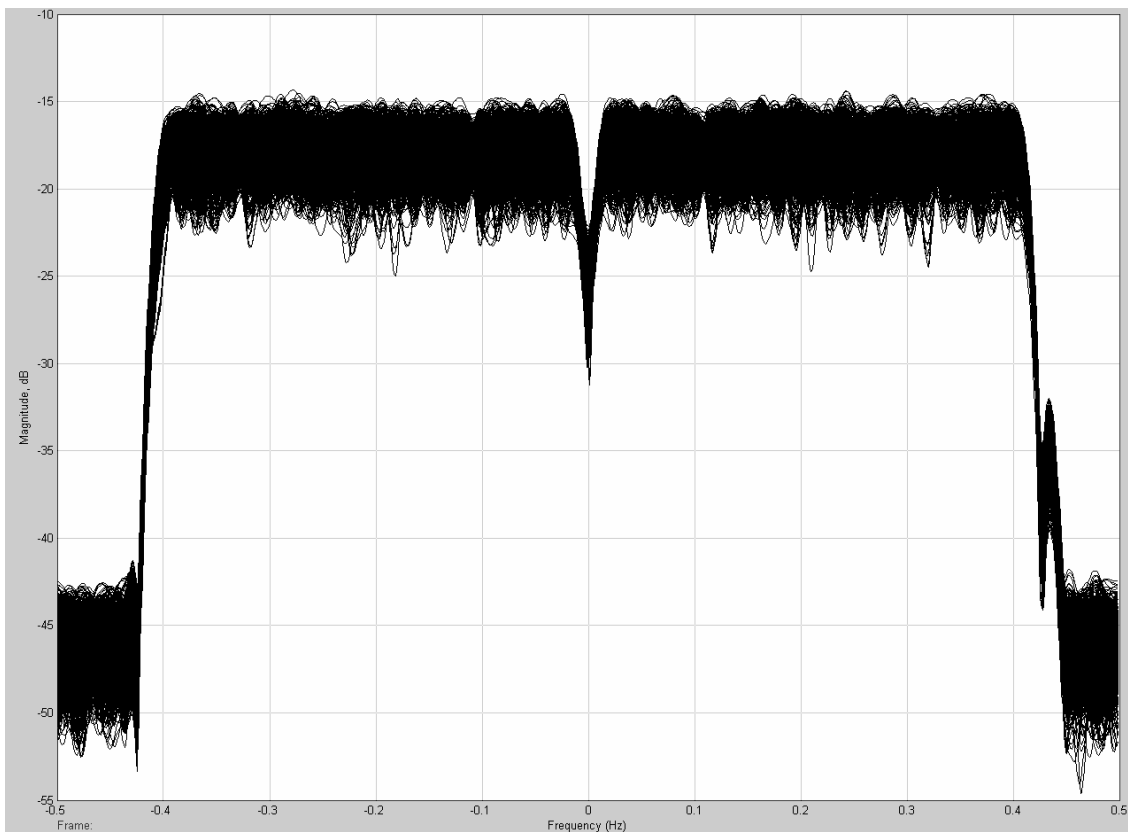
Espectre resultant de la simulació 4.4



Espectre resultant de la simulació 4.5

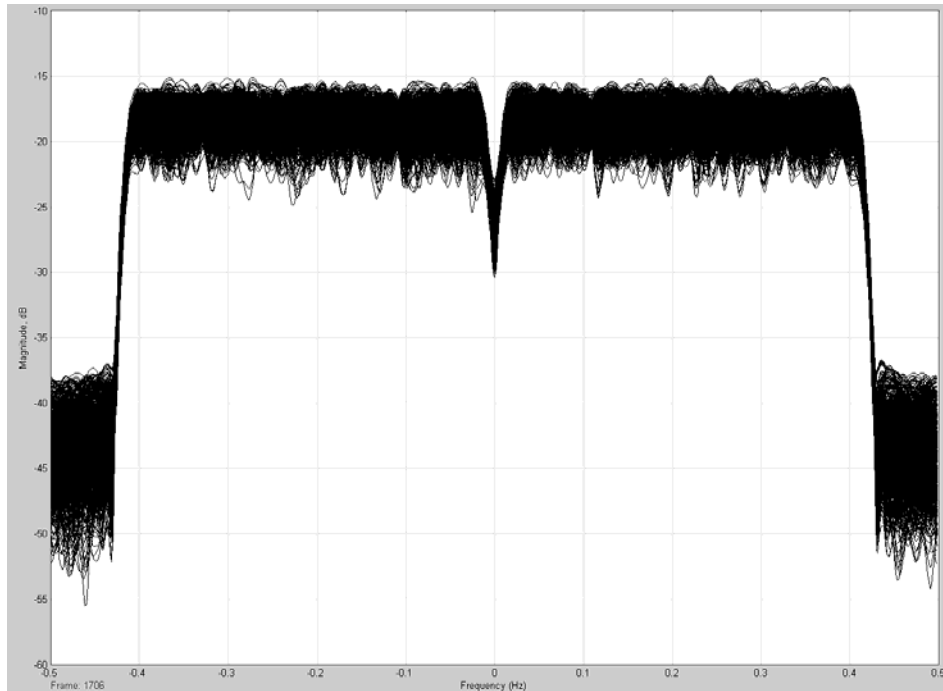


Espectre resultant de la simulació 4.6

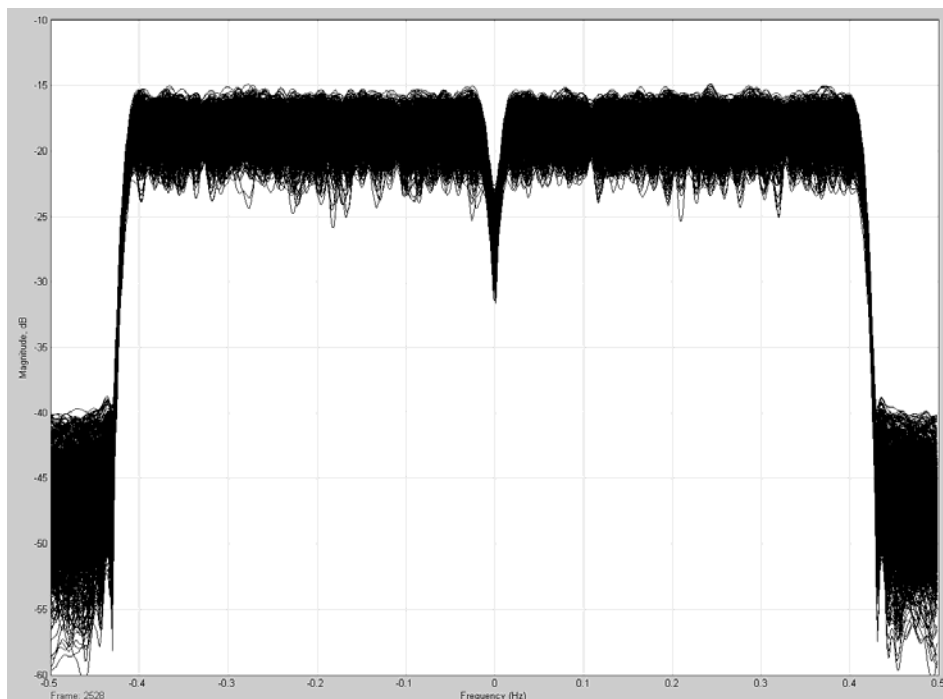


Annex XI

Espectre resultant del senyal en passar pel sistema de clipping directe



Espectre resultant del senyal en passar pel sistema de Soft-Clipping



Com veiem el sistema de CD ofereix un ACPR de 26 dBc, mentre que el sistema de SC treballa amb un ACPR de 29 dBc. Aquests 3 dB poden ser crucials alhora de treballar amb un filtre real, sobretot si tenim en compte que

aquest filtre haurà de treballar a freqüències de GHz i tenir un ample de banda de pocs MHz, això exigirà que el filtre sigui de molt bona qualitat (molt selectiu en freqüència).