

Pràctica 3: Aplicació de la Codificació de Canal a la Televisió Digital

Segona part: Codificació Interna

Introducció

En aquesta segona part simularem amb Simulink el bloc de codificació interna d'un sistema de televisió digital satèl·lit (DVB-S). Si us enrecordeu (figura 1), la part de codificació interna en genèric consta d'un codificació convolucional i d'un entrellaçat intern. Quan la transmissió és cable, no es fa cap codificació interna; quan és satèl·lit es fa només la codificació convolucional; i quan és terrestre es fa el bloc sencer. Nosaltres, per tant, només implementarem el bloc de codificació convolucional.

Igual que a la primera part, es recomana estudiar bé la lectura prèvia abans de començar a realitzar la pràctica.

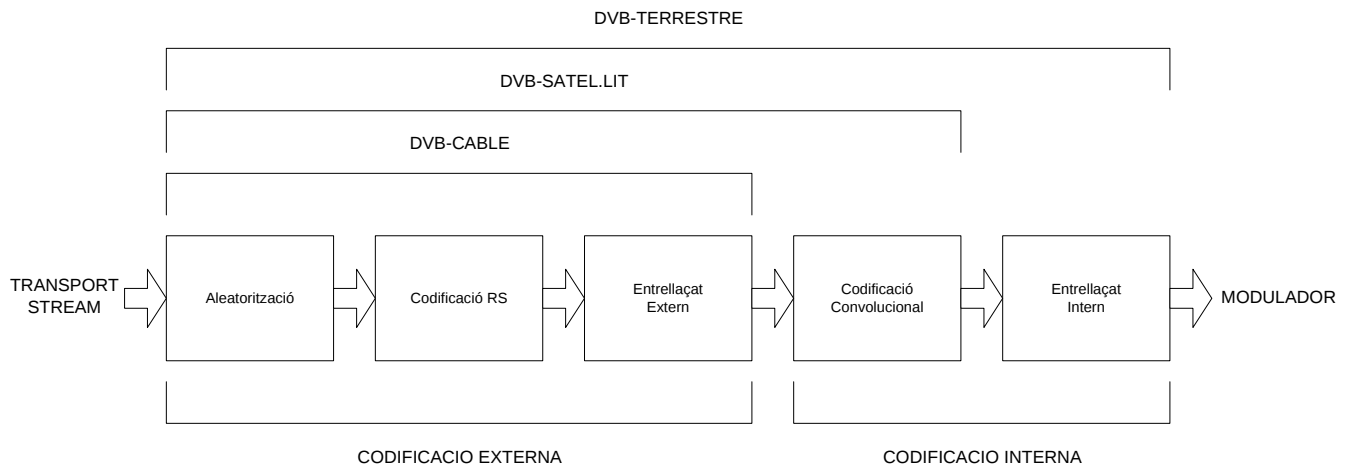


Figura 1 - Codificació de canal en un sistema de televisió digital

Codificació convolucional

La codificació convolucional, com ja sabeu, es caracteritza per quatre paràmetres:

R_c : és l'índex d'emissió, o *code rate*, i és la relació entre el nombre de bits d'entrada i de sortida.

K : és la longitud obligatòria, o *constraint length*, que és el nombre de preses utilitzables, i que està relacionada amb el nombre de registres a fer servir

G_1 : és la suma generatriu de la sortida 1 (X)

G_2 : és la suma generatriu de la sortida 2 (Y)

Es pot realitzar un diagrama de *trellis* per cada codi, però això acostuma a resultar bastant complicat. La solució que es pren normalment (figura 2) és implementar primer un codificador convolucional de $R_c=1/2$, i aplicar després un foradament (*puncturing*)

per aconseguir el *code rate* que volem. Les sortides I i Q entren directament al modulador QPSK.

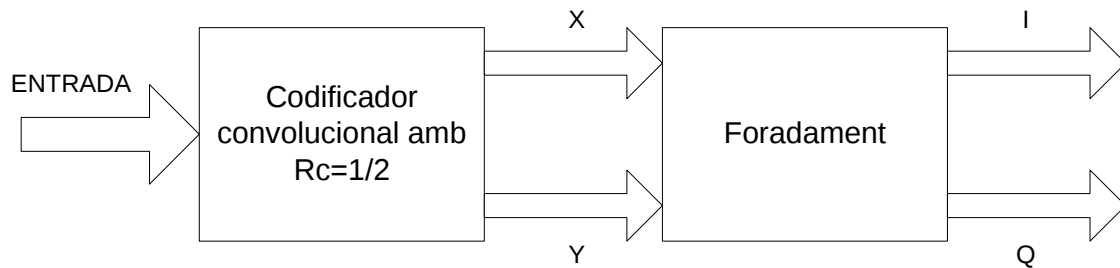


Figura 2 - Implementació per blocs d'un codificador convolucional

En el cas de la televisió digital, aquest codificador convolucional amb $R_c=1/2$ serà fixe, amb els següents paràmetres:

$$K = 7$$

$$G_1 = 171_{\text{octal}}$$

$$G_2 = 133_{\text{octal}}$$

Que correspon al sistema de la figura 3.

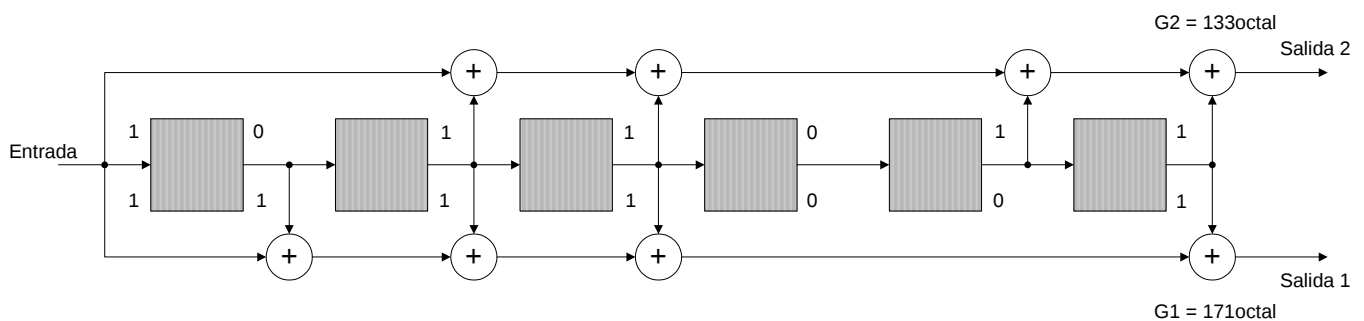


Figura 3 - Diagrama de blocs del codificador convolucional base de DVB

Aquest sistema té una redundància d'un 100%, per la qual cosa la seva capacitat de correcció d'errors és molt gran. La capacitat de correcció en aquests codis s'anomena distància límit (d_{free}), que és el nombre d'errors que pot corregir el codi. En particular, per aquest codi $d_{\text{free}}=10$.

Implementem primer de tot aquest codificador amb $R_c=1/2$, que no necessita el bloc de foradament, i després ja afegirem el bloc de foradament per implementar la resta de R_c possibles.

Codificació Convolucional 1/2

Continuem amb el model de Simulink que vam començar a la primera part de la pràctica. Obrim el MATLAB, obrim el Simulink, i obrim el model.

El bloc decodificador que correspon al codificador convolucional és el decodificador de Viterbi. Busqueu els dos blocs i poseu-los al model. Coses a tenir en compte:

- l'entrada del codificador convolucional vol bits, no sencers. Fixeu-vos que la codificació externa es fa sobre bytes, i la interna sobre bits.
- per defecte, el bloc de codificador convolucional de Simulink ja té els paràmetres que volem
- la sortida del bloc demodulador de QPSK és amb bits, per tant l'algorisme de Viterbi farà un "Hard decision". A més a més, volem que sigui continu entre trames.
- s'ha d'ajustar tant el període de símbol del canal com el delay del buffer

Afegim ara el nostre amic el calculador de BER, per calcular el rendiment d'aquest bloc, tenint es compte que el retard que introdueix el bloc de decodificació de Viterbi és igual a la profunditat de la trellis.

Es facil fer que funcioni bé el càlcul per la codificació convolucional, però tenim dos problemes a l'hora de calcular el retard pels blocs d'entrellaçat i de RS:

El primer problema és que el retard s'ha d'indicar com a un nombre sencer de mostres. Això implica que si passem per un bloc conversor de bit a sencer, perquè el retard sigui un nombre sencer de mostres, el retard ha de ser un múltiple del període de byte. Si el retard és de 34 bits, no és un múltiple del període de byte, perquè un byte són 8 bits, i 34 no és divisible per 8. Per tant haurem d'afegir un retard que faci que el retard total quan arribi al bloc de desentrellaçat sigui un nombre de bits divisible per 8.

El segon problema és que el desentrellaçador treballa amb trames senceres. Això vol dir que les mostres sobre les que treballa aquest bloc no estaran ben sincronitzades si no porten un retard respecte al bloc entrellaçador que sigui múltiple del període de trama.

Exercici 1: Quin és el valor del bloc de retard que hem d'afegir? Calculeu el retard que ha de tenir el càlcul de BER a l'entrellaçador i al codificador RS, en mostres i en temps.

Exercici 2: Quin és el període de símbol de canal ara? Amb quin SNR de canal tenim un senyal QEF ($BER=2e-4$)?

Foradament i *Soft decision*

Recapitem una miqueta. Hem vist que afegint un Codificador Convolucional hem millorat la resposta del sistema. De fet, el Codificador Convolucional és el codificador òptim per un canal AWGN, i la combinació RS+Entrellaçat, encara que millora una miqueta el comportament del Codificador Convolucional respecte al soroll blanc, serveix bàsicament per corregir els errors de ràfega, com ja havíem comentat.

El problema és que el Codificador Convolutional que hem fet servir, amb $R_c=1/2$, duplica el nombre de mostres a transmetre, y per tant redueix per la meitat el *bit rate* màxim que podem transmetre al nostre canal (més sobre això a la darrera part de la pràctica). Ens interessa d'alguna manera reduir el nombre de mostres a transmetre. I això ho farem eliminant part de les mostres del codi $R_c=1/2$, i fent que aquestes mostres les reconstrueixi el decodificador de Viterbi, al receptor.

Això fa que de manera efectiva el nivell de soroll al receptor augmenti, degut a que podem considerar que la manca d'aquestes mostres és equivalent a un soroll que s'hagués afegit al senyal original, que les hagués esborrades. I donat que el decodificador de Viterbi ha de corregir un nombre més gran d'errors, l'haurem de reforçar de dues maneres:

- augmentant la profunditat de cerca
- utilitzant un algorisme de *soft decision* en comptes de *hard decision*. Això inclou: primer, fent que l'entrada de cada símbol sigui bipolar en comptes d'unipolar, reforçant cada símbol amb la seva distància a l'origen; i segon, fent que els bits desconeguts siguin zeros, es a dir, equidistants als símbols que representen "1" i "0", i per tant recalçant el seu caràcter de "desconegut", en front als valors que adopten els bits coneguts.

Implementem per tant una codificació convolutional amb $R_c=3/4$.

Teniu el diagrama de blocs a la figura 4 (pàgina següent). Coses a tenir en compte:

- La sortida del bloc de Codificació Convolutional no és doble, si no que està serialitzada. O sigui, les mostres que entren al bloc de foradament, seguint la notació de la figura 2, venen de la següent manera:

$$[X_1 \ Y_1 \ X_2 \ Y_2 \ X_3 \ Y_3 \ ... \ X_N \ Y_N]$$

i per tant la sortida serà de la forma

$$[I_1 \ Q_1 \ I_2 \ Q_2 \ I_3 \ Q_3 \ ... \ I_M \ Q_M]$$

El vector dels blocs de foradament i d'inserció de zeros haurà de tenir en compte això. Teniu la descripció de quines mostres queden i quines s'eliminen a la taula 6.1 de la lectura preliminar.

- La polaritat del bloc que passa d'unipolar a bipolar és negativa, i recordeu que les mostres que entren van de 0 a 1.
- La profunditat del decodificador de Viterbi serà de 96.
- A l'hora d'ajustar el retard dels blocs teniu en compte la nova profunditat del decodificador. Els blocs de foradament i d'inserció de zeros no introdueixen cap retard.
- Ajusteu el període de símbol del canal.

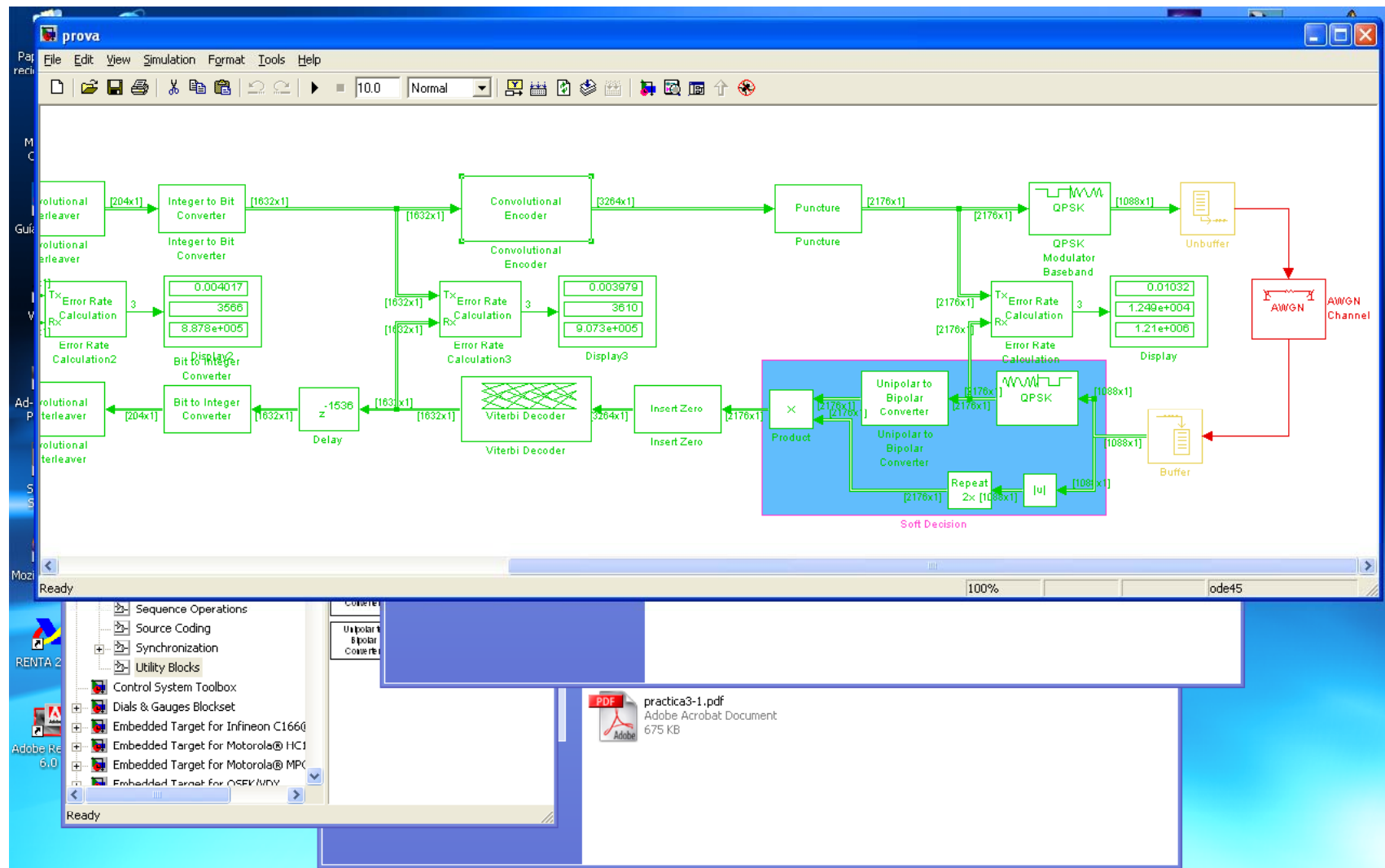


Figura 4 - Codificació Convolucional amb Soft Decision

Exercici 3: Determina quin SNR de canal ens dóna un senyal QEF. Indica els retards a cada bloc de càlcul de BER i el període de símbol, i com has arribat a aquests valors.

Exercici 4: Fes el mateix per la resta de valors de R_c (2/3, 5/6 i 7/8)

Càlcul de l'eficàcia espectral

La banda de pas ocupada per un senyal modulad en amplada es el doble de la del senyal modulador, degut a les dues bandes laterals que genera. En el cas d'un senyal digital amb un període de símbol $1/T$ que hagi sofert un filtrat de Nyquist amb un factor de roll-off α , serà, per tant:

$$BW = (1+\alpha) \times 1/T$$

Exercici 5. L'ample de banda en transmissió satèl·lit és $BW = 33$ MHz. Per un factor de roll-off $\alpha=0.35$, calcula la freqüència de símbol màxima teòrica que suporta el canal.

Exercici 6. Per una modulació QPSK (2 bits / símbol), sense codificacions Reed-Solomon ni convolutiva, calcula el flux brut màxim.

A la pràctica, aquesta capacitat pot ser significativament superior, una relació BW/F_s de 1.20 entre la banda de pas (a -1 dB) i la freqüència de símbol no comporta més que una degradació menor a l'índex d'errors.

En aquestes condicions, la freqüència de símbol màxima resulta $22/1.20 = 27.5$ MHz, es a dir, un flux brut $F_b = 55$ Mbits/s i una eficàcia espectral bruta de $55/33 = 1.66$ bits/s per Hz.

El flux útil depèn del *code rate* R_c escollit pel codi convolutiu; és igual al producte del flux brut F_b per R_c i el factor r_{RS} del codi Reed-Solomon (o sigui, 188/204)

Exercici 7. Calcula, fent servir $F_b = 55$ Mbits/s, el flux útil i l'eficiència espectral per tots els valors de *code rate* suportats per l'estàndard DVB: $R_c = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6$ i $7/8$. Quin faràs servir per les condicions de canal més desfavorables (C/N mínima)? I quin per les condicions més favorables?

Exercici 8. Recordeu que durant tota aquesta pràctica hem estat fent servir un flux útil de 24 Mbits/s, que era la freqüència de símbol del primer bloc, del generador aleatori. Quin ample de banda necessitariem per transmetre aquest flux amb cadascun dels *code rates*?

Com veieu, hi ha un compromís entre ample de banda del canal (= nombre de canals que podem transmetre) i el *code rate*, que ens determinarà el flux dades i la robustesa del nostre sistema (= la màxima SNR que podrà suportar).

A la pràctica, excepte algunes emissions anomenades SCPC (*Single Channel Per Carrier*), la major part de les emissions DVB "normals" (també anomenades MCPC, per *Multiple Channel Per Carrier*) sobre l'ASTRA i EUTELSAT utilitzen actualment

una freqüència de símbol del canal de 27,5 MHz (canals de 33 MHz) o de 22 MHz (canals de 26 MHz) amb un *code rate* $R_c = 3/4$.

Exercici 9. Calculeu el flux útil i l'eficàcia espectral en el primer cas (canal de 33MHz).

En aquest primer cas, el flux útil ens permet una redistribució “transparent” sobre la xarxa cablejada (es a dir, sense modificació del contigut) en canals de 8 MHz, amb una modulació 64-QAM i una freqüència de símbol de 6,875 MHz.