



MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

## SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE PROCESSAMENTO DE SINAL

### Desenvolvimento de um Modulador BPSK com uso de *Costas Loop*

Grupo n.º 3

André Filipe Barroso Cerqueira	n.º 65144
Guilherme Branco Teixeira	n.º 70214
João André Catarino Pereira	n.º 73527

segunda-feira 15h30 - 18h30, LE1

Lisboa, 1 de Junho de 2015

## Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Projecto</b>	<b>1</b>
2.1	Projectos de Demonstração . . . . .	1
2.1.1	sine8_buf . . . . .	1
2.1.2	loop_intr . . . . .	2
2.2	BPSK Modem . . . . .	2
2.2.1	P1. Oscilador controlado numericamente . . . . .	2
2.2.2	P2. Transmissor BPSK . . . . .	10
2.2.3	Receptor <i>Costas Loop</i> . . . . .	15
<b>3</b>	<b>Conclusão</b>	<b>24</b>
<b>4</b>	<b>Anexos</b>	<b>25</b>
4.1	Anexo A . . . . .	25
4.2	Anexo B . . . . .	27

---

<sup>1</sup>As linhas de código apresentadas durante o relatório têm como objectivo demonstrar a maneira de raciocinar na resolução de problemas, não representando uma cópia exata do código usado em laboratório, podendo até, serem consideradas *pseudo-código*

# 1 Introdução

O presente trabalho trata-se do projeto de laboratório da cadeira: desenvolvimento de um modem de *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) usando um *Costas Loop*.

Teve como objectivo a familiarização com o ambiente de desenvolvimento integrado de DSP que consiste nas placas de desenvolvimento DSK TMS320C6416 e DSK TMS320C6713 da *Texas Instruments* e no software de desenvolvimento *CodeComposerStudio v5.5*, e na implementação de alguns dos blocos de um modem BPSK, nomeadamente o *Scrambler*, *Differential coder and mapper*, *Modulator* e *Demodulator(Costas Loop)*.

No projeto foi utilizada a placa DSK TMS320C6713. Inicialmente, na primeira parte do projeto, foram estudados dois projetos exemplo (sine8\_buf e loop\_intr) e, usando as ferramentas de debug, alteraram-se certos parâmetros de forma a observar os efeitos nos sinais resultantes. Também se consolidaram os conhecimentos adquiridos desenvolvendo dois projetos: um oscilador sinusoidal controlado numericamente e um transmissor BPSK.

Na segunda parte do projeto foram incluídos os dois blocos mencionados no desenvolvimento dos restantes, dimensionaram-se filtros e testou-se e analisou-se o dispositivo desenvolvido. Os projetos desenvolvidos foram incorporados nos anexos A, B e C podendo analisar os mesmos com maior detalhe.

# 2 Projecto

## 2.1 Projectos de Demonstração

Foram analisados dois projetos de demonstração com o intuito de familiarizar com os equipamentos e as principais rotinas do projeto.

### 2.1.1 sine8\_buf

O objectivo deste projeto é representar a função sinusoidal, multiplicada por um determinado ganho, através de um conjunto de amostras que equivalem a um período da mesma, repetindo nos períodos seguintes esse mesmo conjunto. Este procedimento é realizado através da rotina de interrupção presente no programa.

Ao analisar o código deste projeto, à primeira vista podemos concluir logo que este usa uma frequência de amostragem de 8 kHz, tem um ganho  $G = 10$  predefinido e usa 8 amostras para representar a sinusoide. Depois de observar a sinusoide no osciloscópio variou-se o ganho a fim de perceber a sua influência e também o seu limite.

Para compreender o limite desta sinusoide é necessário ter em conta que se usa o formato de vírgula fixa Q15 para as suas amostras. Este formato tem como limite o valor  $(2^{15} - 1) = 32767$ . Considerando o valor máximo da sinusoide, se multiplicarmos a mesma por um ganho  $G = 33$

obtemos um valor superior ao permitido pelo formato Q15 (*overflow*), fazendo com que nesses pontos o valor da sinusoide seja o inverso do que deveria ser, ou seja ocorre *wraparound* na variável da sinusóide (como se poderia esperar dado que se programa em C).

### 2.1.2 loop\_intr

Este projeto fornece-nos um template para os próximos projetos, em termos de comunicação com a placa e rotina de interrupção. Pode-se observar nas últimas linhas de código como se liga os sinais de entrada e saída aos canais da placa.

No projeto anterior observou-se os efeitos de *overflow* de uma variável. Neste observam-se os efeitos de aliasing devido ao sinal de line-in ter a mesma frequência que a frequência de amostragem. A partir dos 4kHz deixamos de ver uma sinusoide com os 3.3V. Não foi feita a experiência de mudar para sinal quadrado e variar a frequência, mas provavelmente não se iria ver um sinal quadrado porque o espectro (infinito) deste teria que ser filtrado pelo anti-aliasing filter.

## 2.2 BPSK Modem

Este projeto é constituído por duas partes, a primeira é um oscilador controlado numericamente e a segunda é um transmissor BPSK. Devido à existência de um inversor na placa utilizada deu-se, ao longo deste projeto, atenção ao efeito do inversor nos sinais, como se poderá observar nas próximas secções.

### 2.2.1 P1. Oscilador controlado numericamente

Usou-se o projeto descrito na secção 2.1.2 como base para a construção de um oscilador controlado numericamente (*NCO*). Um *NCO* é um gerador de sinal digital que cria uma forma de onda discretamente representada no tempo e na amplitude. O *NCO* tem as seguintes características:

Tabela 1: Características do *NCO* a construir.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de amostragem	$f_s$	16kHz
Frequência mínima	$f_{min}$	2kHz
Frequência máxima	$f_{max}$	6kHz

O projeto de construir o *NCO* seguiu os seguintes passos que estão posteriormente explicados:

1. Oscilador de Relaxação (Integrador de Rampa).
2. Look-up-table (LUT).
3. Obtenção de um sinal sinusoidal através da LUT.

4. Criação de variáveis para controlo da frequência e amplitude do sinal sinusoidal.
5. Utilização do sinal de entrada para controlar a frequência do sinal.
6. Teste do oscilador com uma onda sinusoidal à entrada.
7. Melhoria da qualidade do oscilador com interpolação linear.
8. Comparação dos espectros com e sem interpolação.

## 1.Oscilador de Relaxação

Para construir um Oscilador de Relaxação foi criada uma rotina que, em cada ciclo, incrementa a variável de amplitude do sinal de saída de modo a que este tenha o comportamento de uma rampa. Para que esta tenha precisão máxima e amplitude máxima de 1 V foi usado o formato Q15 para representar o sinal de saída, pois este formato tem amplitude máxima de  $2^{15} - 1 = 32767$ .

Tendo em conta as frequências da tabela 1, podemos chegar aos seguintes valores de incremento com as suas frequências correspondentes.

Tabela 2: Valores a atribuir ao incremento do sinal na saída.

Frequência de saída( $f_0$ )	Incremento( $\Delta$ )
$2kHz$ ( $f_{min}$ )	8192
$4kHz$	16384
$6kHz$ ( $f_{max}$ )	24576

Os valores na tabela 2 foram calculados através da seguinte fórmula:

$$f_0 = \frac{\Delta}{2A} f_s \Leftrightarrow \Delta = 2A \frac{f_0}{f_s}, A = 32767 \quad (2.1)$$

Esta equação trata-se de determinar quantos incrementos se faz de -32767 a 32767 ( $2A$ ), de modo a que ocorra *wraparound*, sabendo que em cada ciclo da frequência de amostragem  $T_s = \frac{1}{f_s}$  se faz um incremento  $\Delta$  para se ter um período de rampa  $T_0 = \frac{1}{f_0}$ .

Foi então possível obter as seguintes rampas com diferentes frequências:

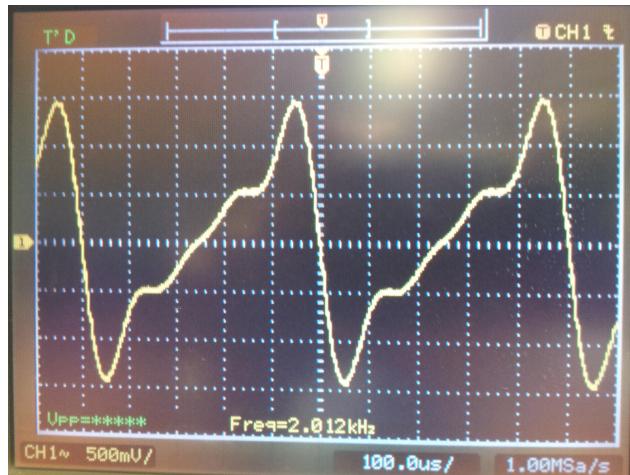


Figura 1: Rampa com frequência de  $2kHz$

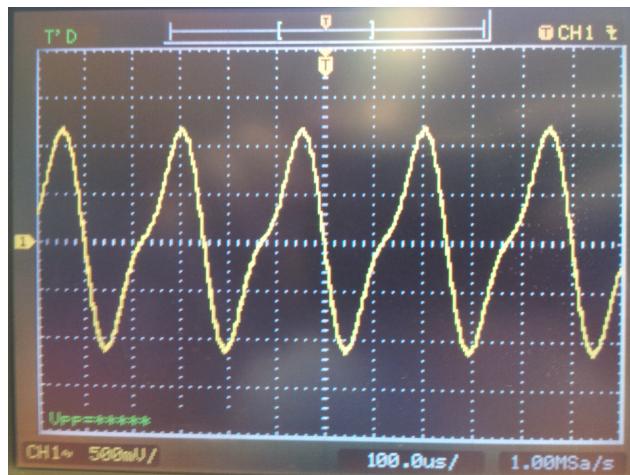


Figura 2: Rampa com frequência de  $4kHz$

Ao observar as duas rampas pode-se constatar que para uma frequência mais baixa, ou seja, um incremento menor, a rampa apresenta mais "degraus" e um menor declive. Um incremento menor na rampa significa um maior número de amostras da mesma dentro do intervalo possível, o que reduz o declive da rampa. É de salientar que devido à presença do inversor da placa foi introduzido o simétrico da rampa calculada no canal de modo a observar esta no sentido correto.

## 2. Look-up-table

Foi criada uma tabela (LUT) com os valores em Q15 de meio ciclo de um seno de modo a que seja possível retirar os seus valores para criar um sinal sinusoidal. Esta tabela tem 32 valores e foi construída com a seguinte equação:

$$\text{round} \left( 32767 * \sin \frac{n\pi}{32} \right), \quad n = 0, 1, 2, \dots, 31 \quad (2.2)$$

Para calcular apenas meio ciclo do seno, é necessário ter 32 valores pertencentes ao intervalo  $[0, \pi]$  na fase. Assim, é necessário restringir a fase a esse intervalo através da divisão observada na expressão,  $\frac{n\pi}{32}$ . O produto do seno pelo valor 32767 é a conversão do seno para Q15.

Não se multiplica por  $2^{15} = 32768$  pois os sinais estão em complemento para dois, o que significa que, para o máximo do seno, esta LUT ultrapassaria o limite do formato, o que causaria *overflow* nessa amostra do sinal resultando num sinal incorreto.

Como a tabela LUT inclui apenas meio ciclo de seno, ao criar a sinusoide é necessário negar os valores adquiridos ao criar o segundo meio ciclo do seno.

### 3. Obtenção de um sinal sinusoidal através da LUT

Usando como base a rampa criada na secção P1-1 para indexação da LUT criada na secção 2.2.1, foi possível criar um sinal sinusoidal.

De acordo com o projeto, a rampa é representada num formato Q10, com 1 bit sinal, 5 bits inteiros e 10 bits fraccionários. Para a indexação são usados os 5 bits inteiros, ou seja, os 5 mais significativos (excluindo o bit de sinal) do sinal da rampa. Esses 5 bits irão apontar para o valor da tabela de LUT a usar para criar a sinusoide. Este processo foi efetuado com o seguinte pedaço de código dentro do ciclo:

```
rampa=rampa+delta;           // Criar a rampa
index=rampa>>10;
index=31 & index;            // Usar apenas 5 bits
sinusoid=LUT[ index ];
```

Como se pode ver, para isolar os 5 bits inteiros fez-se dez *shifts* para a direita de maneira a ter um sinal apenas com zeros, o bit sinal e esses 5 bits encostados à direita. A seguir aplicou-se uma máscara constituída por uma AND com 31 bits, de maneira a retirar o bit sinal e finalmente isolar num sinal o índice pretendido da LUT. Com o índice é uma questão de aceder à tabela e obter  $y_1$ , neste caso representado pelo sinal *sinusoid* (Figura 3).

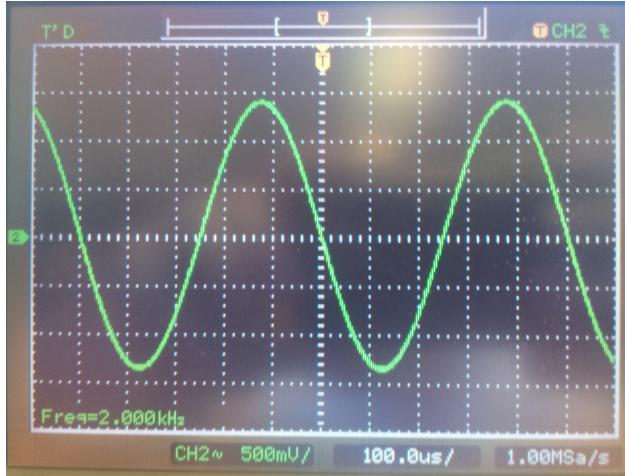


Figura 3: Sinal sinusoidal criado de 2kHz.

Como se pode observar na figura foi possível criar um sinal aproximadamente sinusoidal através de uma LUT indexada por uma rampa. Nesta figura não é possível notar mas quando se aproxima mais o sinal no osciloscópio verifica-se pequenos degraus ao longo do sinal, que simbolizam a aproximação obtida através das amostras.

#### 4.Criação de variáveis para controlo da frequência e amplitude do sinal sinusoidal

Foram criadas duas variáveis para que fosse possível controlar a frequência e a amplitude do sinal à saída, *delta* e *ampl*, respectivamente.

A primeira variável foi já antes referida, nas secções 2.2.1 e 2.2.1. Esta variável, caso alterada iria alterar a frequência da rampa, e por consequência, a frequência do sinal de saída. Como se pode observar na tabela 2, esta variável terá como limite máximo o valor 24576 e como limite mínimo 8192 devido às frequências mínima e máxima. Podemos também concluir que quanto maior for esta variável, maior a frequência do sinal de saída e também se o seu valor diminuir, a frequência de saída irá diminuir.

A segunda variável (*ampl*) foi criada com o propósito de modelar a amplitude do sinal de saída. Esta causou mudanças mais significativas no código, tal como se pode verificar:

```
rampa=rampa+delta ;
index=rampa>>10;
index=31 & index ;
aux=ampl*LUT[ index ];
aux=aux<<1;           // Retirar bit de sinal extra
sinusoide=aux>>16;    // Colocar o sinal com 16 bits em Q15
```

Esta variável tem como valor máximo 32767, pois os valores afixados na tabela LUT já apresentam um valor com a amplitude máxima de Q15 de maneira a não ter problemas com o formato de

representação nem com a amplitude do sinal transmitido à placa. Como se pode ver no código a variável *ampl* multiplica diretamente pela LUT.

Quando se multiplica dois sinais, o sinal resultante fica com um bit sinal replicado que é eliminado através de um *shift* esquerdo. Mas depois ainda é necessário ir buscar os 16 bits mais significativos através de 16 *shifts* para a direita pois pretende-se um sinal com 16 bits em Q15.

Na equação seguinte pode-se observar como obter o formato resultante num produto:

$$Q_m * Q_k = Q_{m+k-n+1} \quad (2.3)$$

Neste caso como se multiplica dois sinais Q15 e  $n=16$  bits representa-se o resultado com formato Q15 como foi dito anteriormente. Com a criação destas variáveis passou-se a ter um oscilador numericamente controlado.

## 5.Utilização do sinal de entrada para controlar a frequência do sinal

Para que a frequência do sinal de saída seja modulada através da amplitude do sinal de entrada, é necessário criar uma relação linear entre o sinal de entrada *inbuf* e o incremento da rampa *delta*, pois este é que define a frequência do sinal sinusoidal com a rampa. Como tal a relação entre o *inbuf* e o *delta* é ilustrada pela seguinte equação:

$$\Delta = \Delta_0 + (K * \text{inbuf}) \quad \Delta_0 = 16384, K = \frac{1}{4} \quad (2.4)$$

Tendo em conta a tabela 2, delta varia entre 8192 e 24576 com  $\Delta_0$  correspondente à frequência central, 4 kHz. Para restringir delta a esse intervalo foi necessário introduzir  $K = \frac{1}{4}$ . Assim, obtém-se uma relação proporcionalmente direta entre delta e o sinal de entrada, o que significa que se aumentar ou diminuir a amplitude do sinal de entrada também aumenta ou diminui o delta.

Pode-se observar a implementação da equação explicada anteriormente, no código seguinte:

```
delta=16384-(inbuf>>2);
rampa=rampa+delta ; // rampa
```

O duplo *shift* para a direita é equivalente a dividir por 4 e mais eficiente pois, uma vez que o DSP não possui divisor, evita uma passagem do programa pela ALU, também representando o efeito de K. Embora na equação 2.4 se some o valor do *inbuf*, no programa tem que se ter em conta o efeito do inversor na placa e por isso efectua-se uma subtração.

## 6.Teste do oscilador com uma onda sinusoidal à entrada

Para testar o funcionamento do NCO, pôs-se na entrada do DSP um sinal sinusoidal com frequência igual a 2 Hz, como sinal modulante, em vez da onda quadrada pedida no enunciado pois seria mais fácil observar a variação de frequência do sinal de saída se a variação de amplitude do sinal de entrada fosse gradual em vez de ser constante com descontinuidades.

Esperou-se que, no máximo e mínimo de amplitude da sinusoide de entrada, a onda modulada tivesse máxima e mínima frequência respetivamente, e que uma variação na amplitude do sinal modulante provocasse um efeito linear na frequência do sinal modulado. Tal observou-se no osciloscópio, contudo não é possível representar numa figura para referência uma vez que seria necessário uma gravação de vídeo do processo para poder observar a variação pretendida. Para isso ser possível era necessário usar a tal onda quadrada como sinal de entrada.

## 7. Melhoria da qualidade do oscilador com interpolação linear

Com o objectivo de melhorar a qualidade do sinal criado vai ser usado o método de interpolação linear descrito na seguinte equação:

$$y = y_1 + (y_2 - y_1) * \Delta_x \quad (2.5)$$

Sendo que  $\Delta_x$  refere-se aos 10 bits menos significativos ignorados na altura em que se retirou da rampa o índice da LUT. O processo de recolher o valor de  $\Delta_x$  e do cálculo da interpolação estão descritos nas seguintes linhas de código:

```
rampa=rampa+delta ;
deltaX=1023 & rampa;      // Retirar os 10 bits menos significativos
deltaX=deltaX<<5;        // Converter deltax em Q15

( . . . )
Y1=-((amplitude*LUT[index])<<1)>>16;
// Y1=LUT(i) convertido para Q15
Y2=-((amplitude*LUT[(index+1) & 31])<<1)>>16;
// Y2=LUT(i+1) convertido para Q15
aux=(Y2-Y1)*deltaX ;
aux=aux<<1;                // Retirar bit de sinal extra
Y=Y1+(aux>>16);           // interpolacao
```

Como se pode observar nas linhas de código, a interpolação é realizada com dois valores que são retirados da tabela LUT, usando como índice  $index$  e  $(index + 1)$  respectivamente. Neste método com interpolação estaremos a usar 10 bits, que no método anterior (sem interpolação) foram descartados fazendo um sacrifício na precisão, estes bits constituem a variável  $\Delta_x$  que será usada na equação da interpolação. Para isolar a mesma foi usada uma máscara primeiro para retirar os 10 bits que interessam e depois efetuaram-se 5 shifts para a esquerda de modo a converter para Q15. De seguida multiplica-se  $\Delta_x$  com a subtração de dois valores em Q15, que resultam em Q15, pois não ultrapassam 1. Feito isto faz-se um shift para a esquerda para retirar o sinal duplicado e shift 16 para a direita para converter o resultado do multiplicador, variável  $aux$ , no formato Q31 para

completei  
este pa-  
ragrafo a  
explicar  
a arit-  
metica,  
acho...

Q15 para se somar de seguida com a variável  $y1$  também em Q15 e guardar na variável  $y$  que será o sinal de interpolação, também em Q15 pois a soma não excede 1.

Ambos os sinais (com e sem interpolação) podem ser observados na Figura 4, embora a sua comparação não possa ser efetuada por mera observação. Para estes sinais utilizou-se  $\Delta_0 = 20479$  correspondente a  $f_0 = 5kHz$ .

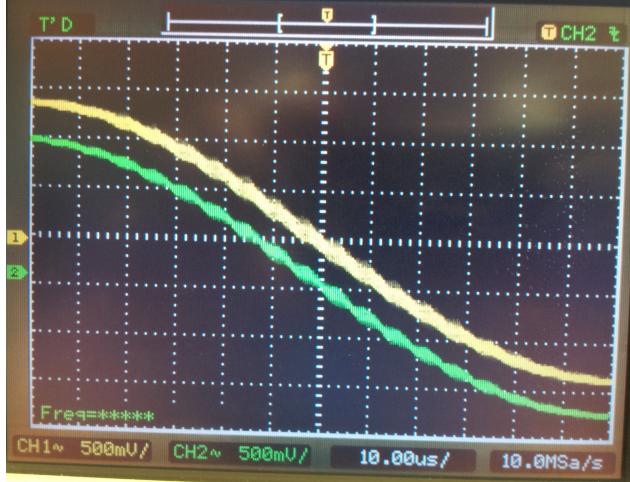


Figura 4: Sinal sinusóide com interpolação(amarelo) e sem interpolação(verde).

Nesta figura é possível observar os "degraus" mencionados anteriormente, tanto na onda interpolada como na onda não interpolada.

## 8.Comparação dos espectros com e sem interpolação

Não sendo possível estabelecer uma diferença entre os sinais com interpolação e sem interpolação foi necessário recorrer à observação dos espectros deles mesmos (Figuras 5 e 6). Para estes sinais utilizou-se  $\Delta_0 = 20479$  correspondente a  $f_0 = 5kHz$ .

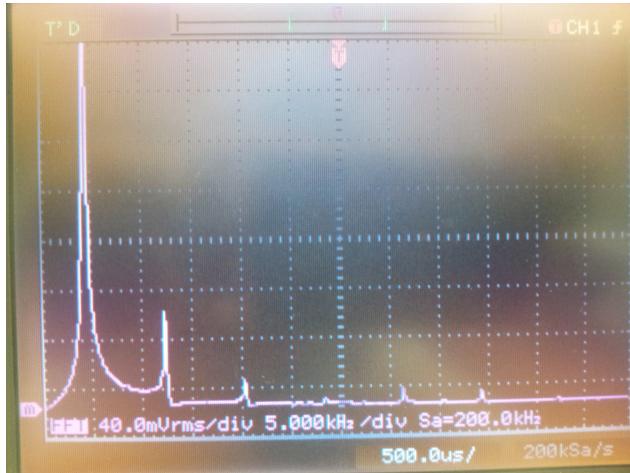


Figura 5: Espectro do sinal sinusóide sem interpolação.

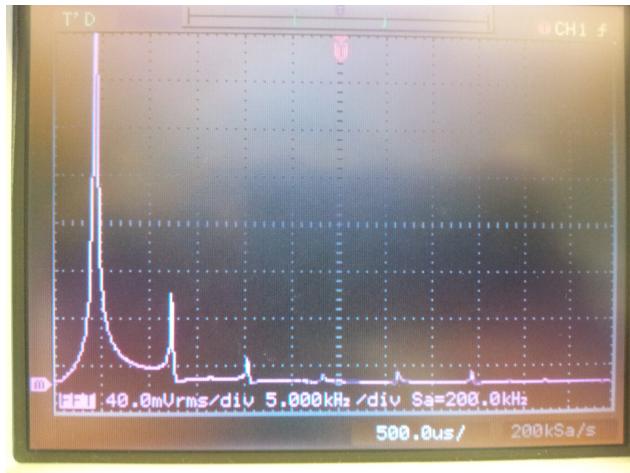


Figura 6: Espectro do sinal sinusoide com interpolação.

De novo não foi possível observar nas figuras diferenças visíveis entre os dois sinais, desta vez entre os seus espectros. Apresentam aparentemente a mesma amplitude para cada frequência entre eles mesmos. A conclusão que se pode tirar com estas observações é que o método de interpolação, embora apresente uma melhor precisão dos valores, não apresenta uma melhoria nos resultados, sendo assim um método que apenas irá exaustar mais os recursos do processador sem obter qualquer tipo de retorno notável. Podemos então concluir que caso seja preciso usar um sinal digital de uma sinusoide podemos usar apenas o método que não usa interpolação.

É importante referir que não se está a excluir a hipótese da interpolação melhorar o sinal. É afirmado que os pontos têm uma melhor precisão, mas as melhorias não são observáveis pelos métodos e equipamentos usados.

### 2.2.2 P2. Transmissor BPSK

O objectivo deste projeto é criar um transmissor BPSK com recurso a três elementos principais, uma fonte de bits, um codificador diferencial e mapeador, e um modulador. Neste projeto foi utilizada uma frequência de amostragem  $f_s = 16$  kHz e uma frequência da portadora  $f_0 = 4$  kHz.

#### 1. Fonte de Bits

Para ter uma fonte de bits no transmissor usa-se um "bit-rate clock" cuja função vai ser criar uma sequência de bits  $b_n$  com  $f_b = 1$  kbps. Isto significa que, considerando  $f_s$ , a cada 16 ciclos é gerado um novo bit, alternado em relação ao anterior. Assim, implementou-se um contador que é incrementado em cada ciclo e que tem uma condição para verificar quando chegar ao valor 16. Ao entrar nessa condição é implementada a lógica para cálculo do novo bit da sequência e o contador é reiniciado.

Para calcular o novo bit basta negar o bit anteriormente obtido de modo a obter uma sequência

conclusao  
errada,  
sem in-  
terp. é  
pior mas  
nao se  
consegue  
observar

de bits alternada, tendo sido concretizado este raciocínio com recurso uma simples XOR:

$$b_n = b_{n-1} \oplus 1 \quad (2.6)$$

Com esta operação, o bit resultante será sempre alternado em relação ao anterior. Assim, obtém-se uma onda quadrada, observada no osciloscópio, que varia entre "0"e "1"e representa  $b_n$  com uma frequência de 500 Hz(Figura 7). Esta frequência deve-se ao fato de se dividir  $f_b$  por dois pois cada meio ciclo da onda quadrada corresponde a um bit.

## 2.Codificador Diferencial

Após obter a fonte de bits passou-se ao segundo elemento do transmissor: o codificador diferencial e mapeador. Começando pelo codificador diferencial, este serve para evitar ambiguidades na fase de maneira a poder sempre recuperar uma sequência de bits num canal que tenha sofrido uma variação na fase. A codificação de  $b_n$  resulta também de uma operação lógica XOR, como se pode observar:

$$c_n = c_{n-1} \oplus b_n \quad , c_0 = 0 \quad (2.7)$$

Como um bit novo só é calculado quando o contador chega ao valor 16, o mesmo também só é codificado nessa condição, ou seja, a cada 16 ciclos é codificado um bit.

Tal como em  $b_n$  também  $c_n$  é representado por uma onda quadrada que varia entre "0"e "1"só que com o dobro do período, devido a só ter dois resultados para os quatro casos possíveis da XOR que realiza a codificação(Figura 7).



Figura 7:  $b_n$ (verde) e  $c_n$ (amarelo)

## 3.Mapeador

Depois de obter  $c_n$  passa-se ao mapeamento do mesmo. O mapeamento baseia-se em duas condições:

$$c_n = '1' \rightarrow d_n = +1 \quad c_n = '0' \rightarrow d_n = -1 \quad (2.8)$$

Esta lógica podia ser facilmente implementada com recurso a duas condições "if", mas optou-se por evitar essa lógica para tornar o programa mais eficiente. Assim recorreu-se a um *shift* e a uma subtração. Atenção que esta não é a maneira mais eficiente pois a subtração faz com que o programa tenha de passar pela ALU. Pode-se observar então o mapeamento efetuado através da seguinte expressão:

$$d_n = 32767 * ((c_n << 1) - 1) \quad (2.9)$$

Antes de mais, o ganho que está a ser multiplicado é utilizado para converter o resultado em Q15, como já foi feito anteriormente. Considerando a expressão sem esse ganho, vê-se que para  $c_n = 0$ , como o *shift* não influencia o resultado, o mesmo só depende da subtração e é sempre o pretendido,  $d_n = -1$ . Se  $c_n = 1$ , o *shift* duplica esse valor, e depois ao subtrair obtém-se  $d_n = 1$ .

Tal como em  $b_n$  e  $c_n$  esta operação só é executada a cada 16 ciclos pois depende diretamente de  $c_n$  e só se mapeia um novo bit depois de ele ser codificado. Concluído o mapeamento obtém-se mais uma vez uma onda quadrada mas desta vez varia entre -1"e "1"(figura 8).

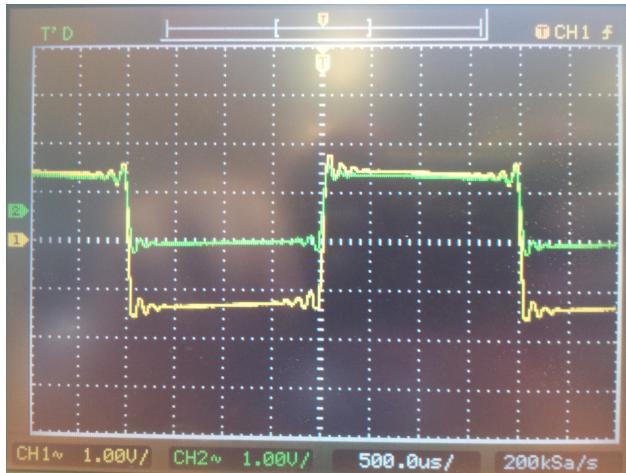


Figura 8: Formas de onda de  $d_n$  (amarelo) e  $c_n$  (verde).

#### 4.Implementação do Modulador

Falta agora gerar a onda portadora a modular. Esta foi implementada de forma mais simples face ao projeto anterior uma vez que a frequência é constante (4 kHz) e este valor consiste numa fração inteira da frequência de amostragem (16kHz). Em primeiro lugar criou-se uma tabela com quatro valores dum período da sinusóide, sendo esta:

Tabela 3: Amostras da onda portadora

contador	seno
0	0
1	32767
2	0
3	-32767

Escolheram-se estes valores uma vez que o período de amostragem coincide com os instantes de máximo, mínimo e *zero-crossing* da portadora. Para gerar a portadora (Figura 9) recorreu-se a um contador que, em cada interrupção (ocorrendo em cada instante de amostragem, como explicado no enunciado), aponta para cada entrada da tabela e põe a amostra numa variável que, após se incrementar o contador, irá ser multiplicada por  $d_n$ . Esta tabela não gera uma onda triangular pois das harmónicas destas, abaixo da frequência de amostragem ( $f_0=4\text{kHz}$  e  $3f_0=12\text{kHz}$ ) apenas a primeira harmónica se encontra na banda de passagem do filtro de reconstrução do DAC, que terá frequência de corte  $F_s/2$ .

A onda modulada é então representada pela seguinte expressão:

$$s_n = d_n \sin(2\pi f_0 T_s n) \quad (2.10)$$

Neste caso os valores do seno são os valores das amostras discutidas anteriormente.

## 5. Teste do Modulador BPSK

Após implementar o modulador, tem-se o transmissor BPSK completo e para testá-lo, pôs-se nos dois canais do osciloscópio a onda portadora e a onda modulada (Figura 9).

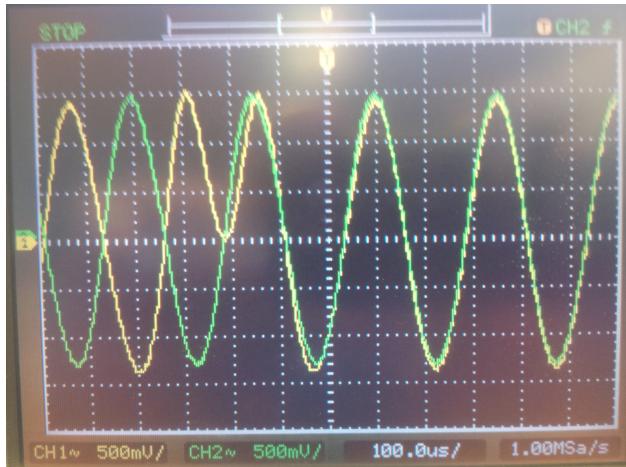


Figura 9: Onda portadora (verde) e onda modulada (amarelo)

Como se pode observar pela imagem e considerando a expressão (8), a onda portadora começa em oposição de fase com a onda modulada. Isto ocorre quando  $d_n = -1$ , o que significa que quando  $d_n = 1$  a onda modulada é igual à portadora. É possível observar quando  $d_n$  muda de valor pois é exatamente quando a onda modulada inverte a sua fase (Figura 10).

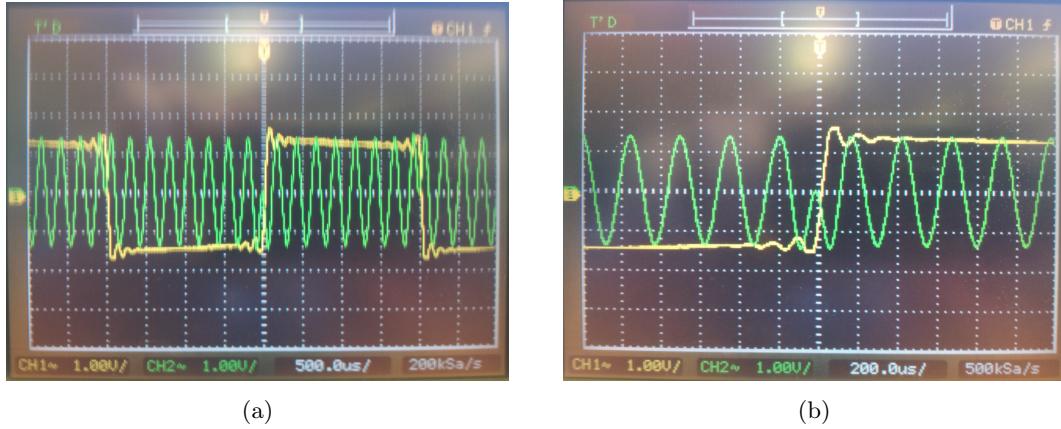


Figura 10: Formas de onda de  $d_n$  (amarelo) e  $s_n$  (verde), zoom em (b)

Este fenômeno acontece a cada 8 ciclos pois, como já foi explicado anteriormente, a frequência da onda correspondente à fonte de bits é o bit-rate dividido por dois e uma vez que a codificação divide esta frequência por dois, ou seja, a frequência de  $d_n$  é 250 Hz e por isso cabem oito ciclos da portadora num meio ciclo de  $d_n$ .

## 6. Espectro do Sinal Modulado

Para compreender melhor o sinal modulado, observou-se o espetro do mesmo (Figura 19).

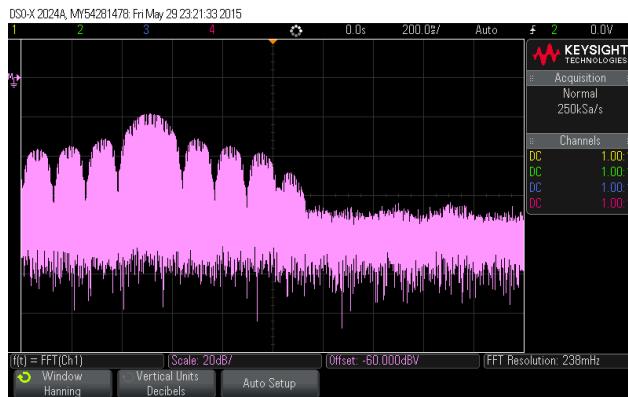


Figura 11: Espectro do sinal  $s_n$ .

A onda modulada no tempo consiste na multiplicação de uma onda quadrada com uma onda sinusoidal, na frequência isto consiste na convolução do espetro da primeira, um *sinc*, com o espetro

da segunda, um impulso em  $f_0$ . Isto resultaria numa translação do espetro da onda quadrada, ficando centrado na frequência da onda sinusoidal.

Na imagem acima vê-se o espetro de  $d_n$  centrado em 4kHz como esperado. O espetro tem o *SPAN* [0-16KHz] e apresenta a forma descrita acima, exceto a falta de réplica a 16kHz, contudo isso é explicado pelo filtro anti-aliasing do analisador de espetros.

consiste na convolução do espetro da primeira (impulsos nos múltiplos ímpares da frequência fundamental) com o espetro da segunda (um impulso à frequência  $f_0$ ). Isto resultaria numa translação do espetro da onda quadrada, ficando centrado na frequência da onda sinusoidal.

Na imagem acima vê-se o espetro de  $d_n$  centrado em 4kHz como esperado. Como se pode observar, as harmónicas de maior amplitude estão espaçadas 250 Hz em relação a  $f_0$  indicando que a frequência fundamental da onda quadrada é 250 Hz, como esperado.

### 2.2.3 Receptor Costas Loop

#### 1. Introdução do Scrambler:

Para um bom funcionamento do Costas Loop é necessário um *scrambler*. O *Scrambler* tem como função não permitir que á entrada se verifique uma longa sequência de '1's ou de '0's, pois estas podem causar uma dessincronização momentânea do sistema. Outra causa para dessincronizações momentâneas do sistema é o aparecimento de sequências periódicas à entrada. A utilização de um *Scrambler* é o método utilizado para diminuir o riscos de dessincronização momentânea.

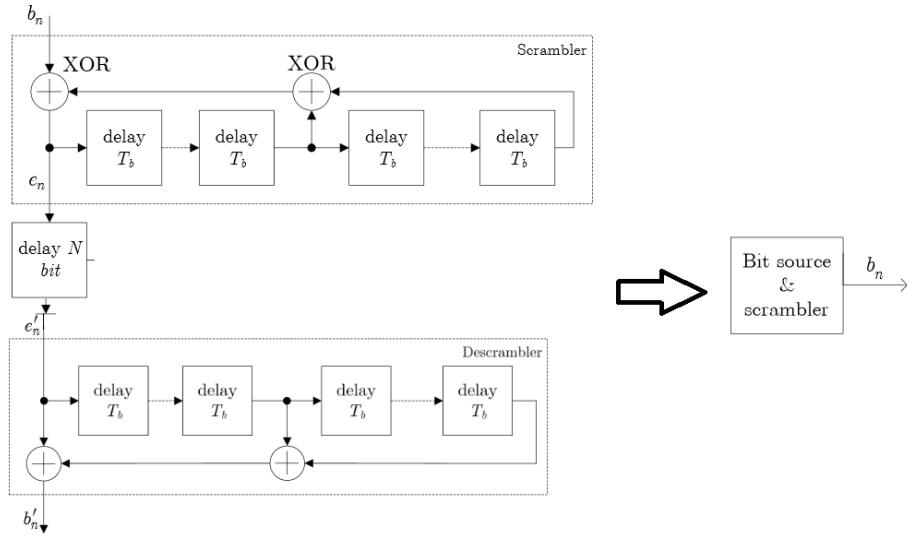


Figura 12: Modelo do *Scrambler* a construir.

A Figura 12 representa o *scrambler* a implementar, e como se pode observar é necessário criar um vector composto por oito variáveis, sendo que o tipo `char` é ideal.

```
if (cont==16){
    en=((scr & 1)^((scr & 2)>>1))^bn;
    scr=(scr>>1)|(en<<7);
    cn=bn^cn;
    bn=bn ^ 1;
    cont=0;
}
cont=cont+1;
```

## 2.Implementação de NCO controlado pelo erro:

Para implementar o NCO controlado pelo erro, recorreu-se ao NCO implementado na secção 2.2.1, com a mesma rampa, LUT e indexação da mesma como se pode ver no código seguinte.

```
rampa=rampa+delta ;
index=rampa>>10;
index=31 & index;
aux=ampl*LUT[ index ]; aux=aux<<1;
```

Mas agora falta a parte de controlar o NCO com o erro. Este controlo da frequência é feito da mesma maneira que na secção 2.2.1, através da variável delta (equação 2.4), este controlo observa-se na linha de código a seguir.

```
delta=16384+(erro>>2);
```

Assim, como o erro controla delta e este controla a rampa que indexa a LUT obtém-se um NCO controlado pelo erro. A seguir prosseguiu-se à obtenção das componentes em fase e em quadratura do sinal pretendido. A componente em fase já tinha sido obtida anteriormente na secção 2.2.1 pois corresponde ao sinal sinusoidal (figura 13). Como a LUT corresponde a meio ciclo do seno foi necessário implementar uma pequena lógica para criar a outra metade do ciclo, enunciada no código a seguir.

```
if (rampa<0)    seno=-aux>>16;
else    seno=aux>>16;
```

Assim, tem-se duas zonas identificadas pelo sinal da rampa, o meio ciclo positivo e o meio ciclo negativo do seno. No caso da componente em quadratura, devido ao *offset* de 16 amostras obtém-se um sinal coseno. Este não é tão fácil de representar como o seno, desta vez é necessário ter em conta 4 situações, 4 zonas diferentes num ciclo. Nestas zonas o que varia é a secção da LUT que é

o guilherme tem de sem lembrar como fizemos esta trampa  
joao

indexada e o sinal do coseno, que dependem do sinal da rampa e da secção da LUT que estiver a ser indexada para o seno. Estas zonas estão enunciadas nos códigos seguintes.

#### **1<sup>a</sup> zona**

```
if ( rampa<0){
    if ( index <=15){
        aux=ampl*(-LUT[ ( index+16) & 31]); aux=aux<<1;
    } coseno=aux>>16;
}
```

A primeira zona do ciclo do coseno corresponde quando a rampa é negativa e o seno está a descer do zero ao seu mínimo (-32767), ou seja, quando se indexa a primeira metade da LUT com o sinal invertido. Assim, quando o seno tem esse comportamento, o coseno está a subir do seu mínimo ao zero, sendo necessário aplicar um *offset* positivo de 16 amostras, ou seja, indexar a segunda metade da LUT, também com o sinal invertido. Foi aplicada uma máscara com 31 de modo ao *offset* nunca causar um índice superior ao permitido na LUT, 31.

#### **2<sup>a</sup> zona**

Esta zona também só existe quando a rampa é negativa. No código seguinte pode-se observar o raciocínio implementado para a mesma.

```
else {
    aux=ampl*(LUT[ ( index-16) & 31]); aux=(aux<<1);
} coseno=aux>>16;
```

Continuando o comportamento do seno, este vai subir do mínimo ao zero, ou seja, indexa a segunda metade da LUT mais uma vez com o sinal invertido. Logo, o coseno sobe do zero ao máximo (32767) o que implica um *offset* negativo de 16 amostras para indexar a primeira metade da LUT, sem inverter o sinal.

Para a terceira e quartas zonas efetua-se o mesmo raciocínio de indexação só que só se inverte o sinal da LUT na quarta zona pois nestas a rampa é positiva.

#### **3<sup>a</sup> zona**

```
if ( index <=15){
    aux=ampl*LUT[ ( index+16) & 31]; aux=aux<<1;
} coseno=aux>>16;
```

Aqui, o seno vai subir do zero ao máximo, ou seja, primeira metade da LUT, logo, como o coseno vai descer do máximo ao zero, interessa aceder à segunda metade da LUT, aplicando um *offset* positivo de 16 amostras.

#### **4<sup>a</sup> zona**

```

else {
    aux=ampl*LUT[(index-16) & 31]; aux=aux<<1;
} coseno=aux>>16;

```

Por fim, chega-se à última zona do ciclo, onde o seno volta ao zero a partir do máximo, ou seja, segunda metade da LUT. Como o cosseno volta ao mínimo a partir do zero, aplicando um *offset* negativo de 16 amostras e uma inversão de sinal nas posições indexadas pela LUT.

Assim obteve-se o sinal em quadratura (figura 13).

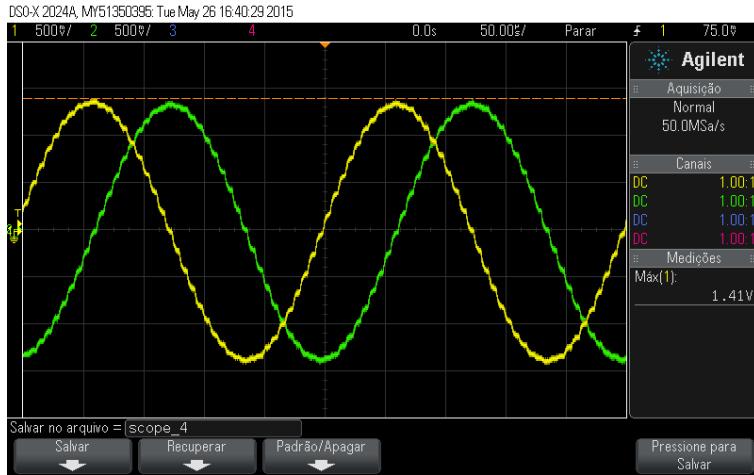


Figura 13: Componentes e fase(verde) e em quadratura do sinal(amarelo).

Como se pode observar ao comparar as duas componentes verifica-se que estão desfasados por um quarto de ciclo, o que significa um offset de 16 amostras.

**3.Implementação dos Filtros:** durante \_\_\_\_\_

guilherme

**4. Loop desmodulador:** \_\_\_\_\_

rever a  
linguagem

Nesta fase do projeto têm-se todos os blocos necessários do modem BPSK. O sinal de informação  $b_n$  foi misturado,  $e_n$ , codificado e mapeado,  $d_n$ , e posteriormente multiplicado à portadora com frequência  $f_0 = 4kHz$ , obtendo o sinal modulado BPSK,  $s_n$ . Este durante a transmissão pode sofrer variações de fase ( $\Delta\phi = \phi_0 - \phi_1$ ) e de frequência ( $\Delta f = f_1 - f_0$ ) tomando a forma:

$$s_n = d_n \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (2.11)$$

Para o desmodular é necessário sincronizar o oscilador local com a frequência da portadora, estimando  $\Delta\phi$  e  $\Delta f$ .

Usa-se, então, o *Costas Loop*, um tipo de PLL. Em semelhança aos seus familiares é composto por um detetor de fase, um *loop filter* e um oscilador local(NCO), excepto nos dois filtros adicionais em cada ramo exterior. No braço inferior o sinal BPSK é multiplicado com o sinal  $\cos(2\pi f_0 t + \phi_0)$

e no superior com  $\sin(2\pi f_0 t + \phi_0)$  obtendo-se a componente em quadratura e fase do sinal  $s_n$ , respectivamente:

$$s_1 = \frac{d_n}{2} [\cos(4\pi f_0 t + \Delta f + \phi_1 + \phi_0) + \cos(\Delta f + \phi_0 - \phi_1)] \quad (2.12)$$

$$s_2 = \frac{d_n}{2} [\sin(4\pi f_0 t + \Delta f + \phi_1 + \phi_0) + \cos(\Delta f + \phi_0 - \phi_1)] \quad (2.13)$$

Nestes dois multiplicadores ocorre a detecção de fase uma vez que os termos de baixa frequência têm como componentes  $\Delta\phi$  e  $\Delta f$ , os indicadores dos erros de fase e frequência que se usará no NCO. Filtrando-se esses sinais nos *Data filters*, multiplicando-os entre si e passando no *Loop filter* obtém-se

$$\epsilon(t) = \frac{1}{8} \sin(2\Delta\phi) \approx \frac{1}{4} \Delta\phi \quad (2.14)$$

para valores pequenos de  $\Delta\phi$ . Este sinal estático entra no NCO e aumenta ou diminui a frequência do oscilador reduzindo por consequência o  $\Delta f$ , desde que a frequência da portadora se encontre na banda de captura do dispositivo descrito.

Uma vez capturada a frequência da portadora (diferente da frequência central) o oscilador local encontra-se sincronizado à frequência da portadora ( $f_1 = f_0 + \Delta f$ ) e em fase com a mesma ( $\Delta\phi = 0$ ) tendo-se os sinais

$$\frac{1}{2} d_n \cos(\Delta\phi) \approx \frac{d_n}{2}, \quad \frac{1}{2} d_n \sin(\Delta\phi) \approx 0 \quad (2.15)$$

à saída do filtro da componente em quadratura e do filtro da componente em fase, respectivamente, tornando-se o braço do primeiro num detector coerente. Como já mencionado, o espetro do sinal BPSK é o espetro do sinal de informação centrado à frequência da portadora e quando se multiplica pelo sinal local sincronizado obtém-se réplicas do espetro do sinal de informação a  $f = 0$  e  $f = 2f_1$ , que ao passar no *Data filter* filtra as componentes superiores a 1kHz obtendo o sinal de informação.

## 5. Testes do *Costas Loop* com onda sinusoidal

Depois de implementar o *Costas Loop* procedeu-se à realização de testes para verificar o seu funcionamento. Primeiro testou-se com uma onda sinusoidal de entrada no *Costas Loop* variando dois parâmetros, a tensão de pico-a-pico do sinal sinusoidal,  $V_{pp}$ , a 1V e 3V e a frequência de corte do filtro de *loop*, a 10Hz e a 100Hz. Assim obteve-se quatro situações diferentes com esses parâmetros.

Estas situações foram criadas primeiro pra testar o braço superior do *Costas Loop* e depois pra testá-lo todo. Para cada situação anotou-se as bandas de captura e de seguimento, observadas através do osciloscópio no sinal do coseno mencionado anteriormente.

Ao observar o coseno de frequência central 4kHz, constata-se que há uma zona onde o sinal está em sincronismo (figura 14a), e para obter a banda de captura analisou-se quando o sinal entra em sincronismo, limite inferior e superior (figura 14a).

Para a banda de seguimento analisou-se quando o sinal sai do sincronismo, também com os limites inferior e superior (figura 14b).

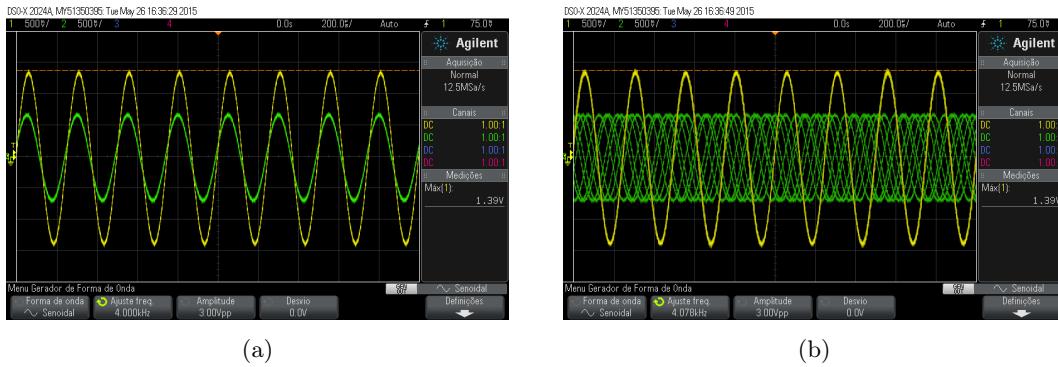


Figura 14: Em sincronismo (a) e fora do sincronismo (b), coseno (verde) e onda sinusoidal (amarelo)

Ao observar o comportamento do sinal coseno nas figuras, a entrar e a sair do sincronismo, verifica-se que este tem o comportamento de um DPLL clássico.

Antes de proceder aos resultados das bandas é necessário salientar que ao considerar um filtro de *loop* de 100 Hz foi necessário calcular os coeficientes do filtro de novo. No código a seguir observa-se os dois filtros implementados e a diferença nos seus coeficientes.

```

erro = (((32639*erro)<<1>>16)+((128*s)<<1>>16)); //10Hz
//erro= (((31529*erro)<<1>>16)+((1238*s)<<1>>16)); //100Hz

```

Assim, podem-se observar as bandas resultantes do braço superior nas tabelas seguintes.

Vpp	f	10 Hz	100 Hz
1V		3,936 - 4,032 kHz	3,866 - 4,131 kHz
3V		3,914 - 4,060 kHz	3,774 - 4,226 kHz

(a)

Vpp	f	10 Hz	100 Hz
1V		3,823 - 4,144 kHz	3,831 - 4,165 kHz
3V		3,496 - 4,472 kHz	3,497 - 4,499 kHz

(b)

A tabela (a) corresponde às bandas de captura e a tabela (b) corresponde às bandas de seguimento. Como se pode ver, todas as bandas compreendem a frequência 4 kHz, oscilando sempre em relação à mesma. É possível também constatar que ao aumentar a amplitude da onda sinusoidal ou a frequência de corte do filtro *loop* a banda de captura aumenta, principalmente com a frequência de corte do filtro. No caso da banda de seguimento só a amplitude é que aumenta a mesma.

Passando ao teste do *Costas Loop* inteiro, pode-se observar os resultados na tabela seguinte, desta vez considerou-se apenas uma situação.

Parâmetros	Banda de Captura	Banda de seguimento
Vpp=3V, f=10Hz	3,965 - 4,005 kHz	3,931 - 4,039 kHz

Comparativamente ao braço superior, ambas as bandas reduziram significativamente com a adição do braço inferior.

## 7. Testes do *Costas Loop* com BPSK com zero

O sinal obtido do *Costas Loop* ainda apresenta um vestígio da multiplicação no detetor de fase, sendo possível observar-se uma oscilação de maior frequência somada ao sinal de informação. Tal é devido ao aliasing existente nos filtros discretos que, dadas as réplicas espectrais somarem o ganho no limite de Nyquist,  $\frac{F_s}{2} = 8\text{kHz}$ , o filtro não é seletivo que chegue a essa frequência resultando no observado na figura acima. Posto isto, optou-se por eliminar este ruído da maneira mais simples possível: inserir um zero na função de transferência dos Data filters à frequência do sinal de ruído. Para tal utilizou-se a equação às diferenças do enunciado, como na alínea P.3, e determinou-se a função de transferência:

$$H(z) = \gamma \frac{1 - \alpha}{1 - \beta} \frac{1 - \beta z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}} \quad (2.16)$$

O ganho estático ( $\gamma$ ) foi obtido igualando a função a 1 à frequência  $\omega = 0 \Rightarrow z = 1$ . O valor de  $\alpha$  foi determinado na alínea P.3 e o valor de  $\beta$  foi determinado igualando a função transferência a 0 à frequência  $z = e^{j\omega T_s}|_{\omega=2\pi8000}$ . Desta maneira insere-se um *Notch* para os 8kHz obtendo-se um *Lowpass Notch filter* com a frequência de corte de 1kHz na mesma contudo com uma atenuação muito maior à frequência do sinal ruído. A equação às diferenças toma então a forma:

$$y_n = \alpha y_{n-1} + \gamma \frac{1 - \alpha}{1 - \beta} (x_n - \beta x_{n-1}), \quad (2.17)$$

com  $\beta = -1$ ;  $\alpha = 0.7180302$ ;  $\gamma = 1$ .

No programa alterou-se apenas os valores dos coeficientes da equação às diferenças dos *data filters*.

```
y1= (((23528*y1)<<1)>>16)+(((4620*s1_0)<<1)>>16)+(((4620*s1_1)<<1)>>16);
```

```
y2=(((23528*y2)<<1)>>16)+(((4620*s2_0)<<1)>>16)+(((4620*s2_1)<<1)>>16);
```

Observa-se na figura abaixo o sinal desmodulado sem o ruído e o sinal de informação.

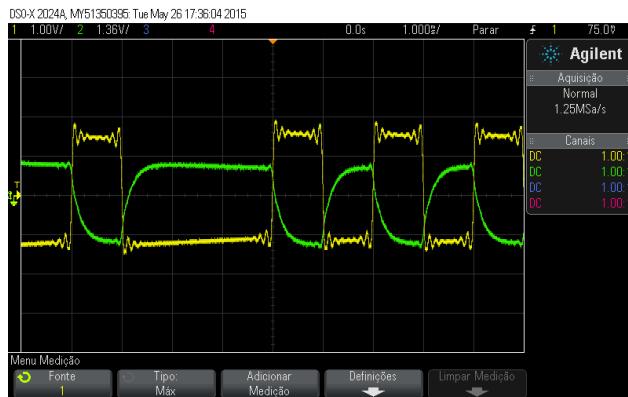


Figura 15: sinal de informação,  $d_n$ ,(amarelo) e sinal desmodulado(verde).

De seguida observa-se como previsto que, uma vez que nos encontramos em sincronismo com o transmissor os sinais resultantes dos detetores de fase,  $s_1$  e  $s_2$  são a onda de informação com uma componente de alta frequência somada e zero, respetivamente.

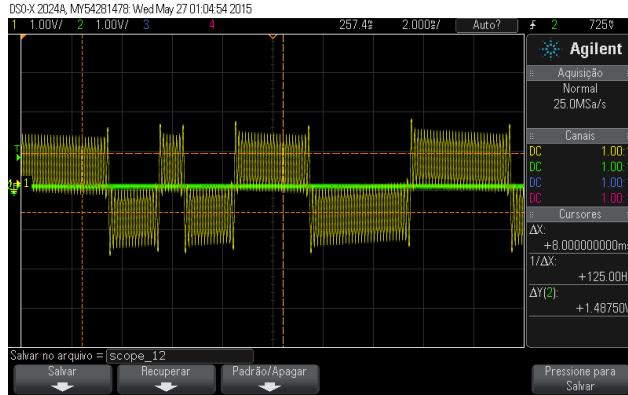


Figura 16: sinal de quadratura,  $s_1$ ,(amarelo) e sinal de fase,  $s_2$ (verde).

Agora tem-se uma ilustração do sinal de erro com o sinal desmodulado. O primeiro como previsto, mais uma vez porque o *Costas Loop* está sincronizado, é nulo pois não se tem  $\Delta\phi$  e  $\Delta f$ .

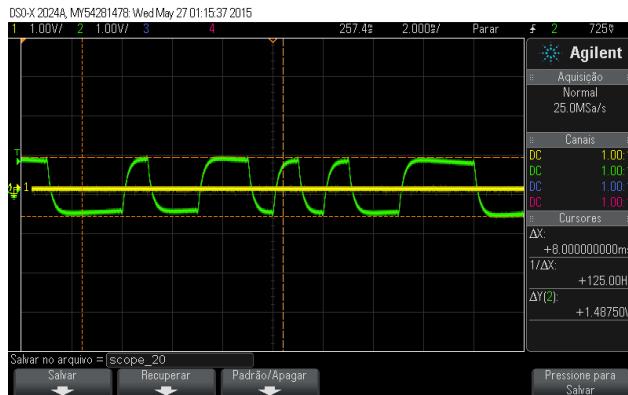


Figura 17: sinal de erro,  $\epsilon$ ,(amarelo) e sinal desmodulado (verde).

Por fim representa-se os outputs dos data filters e o espetro do sinal desmodulado.

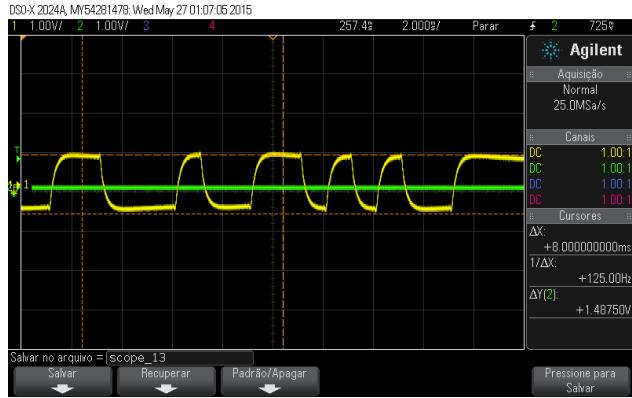


Figura 18: saída do filtro de quadratura(amarelo) e saída do filtro de fase(verde).

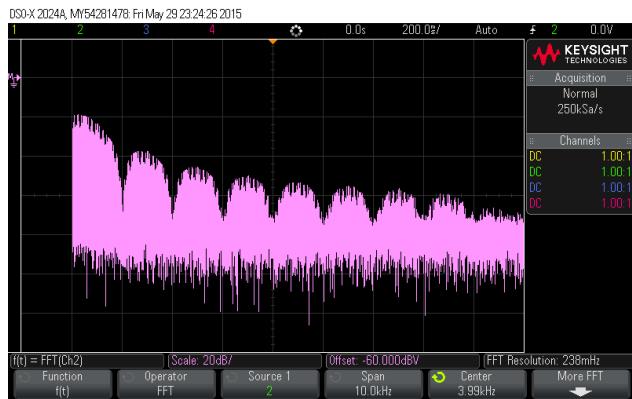


Figura 19: Espetro do sinal desmodulado.

Como se pode observar, o espetro trata-se de um *sinc*, com zeros nos múltiplos pares da frequência de  $d_n$ ,  $f_d = \frac{f_{bit}}{2}$ , com a escala horizontal com 1kHz/divisão.

## 8. Transient

De forma a se poder observar o transitório de aquisição do *Costas Loop*, com a finalidade de poder analisar características adicionais do mesmo, nomeadamente o tempo para se obter sincronismo, fez-se uma análise *transient*. Esta consiste em induzir no circuito um erro de fase elevado, uma vez que é mais simples a alterar a frequência do sinal BPSK, saturando a cada 4000 amostras o valor da variável do erro ( $\epsilon = 32767$ ). Observa-se na figura seguinte os sinais de erro e a saída desmodulada, para um *Loop filter* com frequência de corte,  $f_c = 10Hz$ :

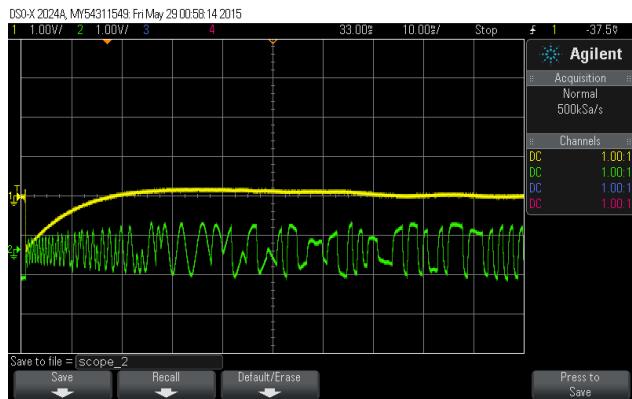


Figura 20: sinal de erro,  $\epsilon$ , (amarelo) e sinal desmodulado(verde).

Observa-se o comportamento esperado do erro com algum overshoot, um curto tempo de estabelecimento e convergindo para 0. Ao mesmo tempo a forma de onda assemelha-se cada vez mais com o sinal de informação. Para este caso tem-se um tempo de sincronismo de  $\sim 53\text{ms}$ , tendo em conta a escala horizontal ter  $10\text{ms}/\text{divisão}$ .

Repetiu-se este teste para um *Loop filter* com frequência de corte,  $f_c = 100\text{Hz}$ , e verificou-se que este circuito sincroniza mais rapidamente com um tempo de sincronismo de  $\sim 10\text{ms}$ , tal como se observa na figura seguinte, com a mesma escala horizontal do caso anterior.

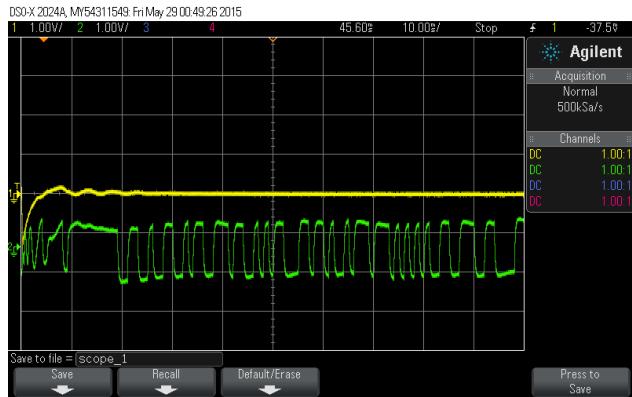


Figura 21: sinal de erro,  $\epsilon$ , (amarelo) e sinal desmodulado(verde).

### 3 Conclusão

No projeto do oscilador, aprendeu-se como controlar um oscilador a partir de vários parâmetros e o efeito de interpolação linear no mesmo. Como já foi afirmado, a interpolação criou um sinal com maior precisão embora não tenha sido possível observar essa melhoria devido às limitações do equipamento utilizado.

alterar  
conclusao

No projeto do transmissor criou-se a primeira parte do modem BPSK, aproveitando o conhecimento adquirido no projeto do oscilador, e observou-se os efeitos da modulação de uma sequência de bits codificada e mapeada, tanto no tempo como na frequência, o que deu para observar pelas inversões de fase presentes no sinal modulado e nas harmónicas do espetro.

## 4 Anexos

### 4.1 Anexo A

acrescentar  
codigo da  
parte 2

Oscilador Controlado Numericamente:

```
#include "dsk6713_aic23.h"           //codec-DSK support file
#include "C6713dskinit.h"

Uint32 fs=DSK6713_AIC23_FREQ_16KHZ;      //set sampling rate

short rampa=0;
short delta;
int index=0;
short LUTresultados=0;
short x[32];
short LUT[32];
short Y1=0;
short Y2=0;
short Y;
short deltaX;
short ampl;
int aux;
char intflag = FALSE;
union { Uint32 samples; short channel[2]; } AIC_buffer;

interrupt void c_int11()           //interrupt service routine
{
    output_sample(AIC_buffer.samples);          //output data
    AIC_buffer.samples= input_sample();         //input data
    intflag = TRUE;
```

```

return ;
}

void main()
{
    short inbuf;
    short LUT[32]={0,3212,6393, 9512, 12540, 15447, 18205, 20788,
23170, 25330, 27246, 28899, 30274, 31357, 32138, 32610, 32767,
32610, 32138, 31357, 30274, 28899, 27246, 25330, 23170, 20788,
18205, 15447, 12540, 9512, 6393, 3212};
    comm_intr(); //init DSK, codec, McBSP

    ampl=32766; //0.5*32767
    delta=16384;
    inbuf=0;

    while(1){ //infinite loop
        if(intflag != FALSE){
            intflag = FALSE;
            //deltamin=8192;
            //deltamax=24576;
            delta=16384-(inbuf>>2);
            rampa=rampa+delta; //rampa
            deltaX=1023 & rampa;
            deltaX=deltaX<<5; //isola deltaX
            index=rampa>>10;
            index=31 & index; //isola indice
            aux=ampl*LUT[ index ];
            aux=aux<<1; //elimina sinal replicado
            if(rampa<0){
                LUTresultados==aux>>16;
            }else{
                LUTresultados=aux>>16;
            }
            aux=ampl*LUT[ index+1]; //calculo de Y2
            aux=aux<<1;
            if(rampa<0){

```

```

        Y2=aux>>16;
    } else {
        Y2=aux>>16;                                // Y2=LUT(i+1) convertido para Q15
    }
    Y1=LUTresultados;                            // Y1=LUT(i) em Q15
    aux=(Y2-Y1)*deltaX;
    aux=aux<<1;
    Y=Y1+(aux>>16);                           //interpolacao
    //-
    inbuf = AIC_buffer.channel[LEFT];           // faz loop do canal esquerdo
    AIC_buffer.channel[LEFT] = -LUTresultados;
    //inbuf = AIC_buffer.channel[RIGHT];         // faz loop do canal direito
    AIC_buffer.channel[RIGHT] = -Y;

}
}
}

```

## 4.2 Anexo B

Transmissor BPSK:

```

#include "dsk6713_aic23.h"                      //codec-DSK support file
#include "C6713dskinit.h"

UInt32 fs=DSK6713_AIC23_FREQ_16KHZ;           //set sampling rate

short cont= 1;
short cont2= 0;
short bn= 1;
short cn= 0;
short dn = -32767;
short sin[4]={0,32767,0, -32767};            //portadora
short mod = 0;
short sn = 0;
char intflag = FALSE;
union {UInt32 samples; short channel[2];} AIC_buffer;

```

```

interrupt void c_int11() //interrupt service routine
{
    output_sample(AIC_buffer.samples); //output data
    AIC_buffer.samples= input_sample(); //input data
    intflag = TRUE;
    return;
}

void main()
{
    comm_intr(); //init DSK, codec , McBSP

    while(1){ //infinite loop
        if(intflag != FALSE){
            intflag = FALSE;
            if(cont==16){ //condicao para criacao de novo bit
                cn=bn^cn; //codificacao de bn
                bn=bn^1; //calculo de novo bit
                cont=0; //reset de contador
                dn=32767*((cn<<1)-1); //mapeamento do bit codificado
            }
            cont=cont+1;

            mod = sin[cont2]; //sinal da portadora
            cont2= cont2+1;
            sn=((dn*mod)<<1)>>16; //calculo do sinal modulado
            cont2=cont2&3;

            //LUT[bn]= AIC_buffer.channel[LEFT]; // faz loop do canal esquerdo
            AIC_buffer.channel[LEFT] =dn;
            //inbuf = AIC_buffer.channel[RIGHT]; // faz loop do canal direito
            AIC_buffer.channel[RIGHT] = sn;
        }
    }
}

```