

Sistema de Codificação de Voz de Alta Qualidade com Banco de Filtros

Elizabeth Fernandez, Luís Nuno Silva, João Rodrigues, Ana Maria Tomé, Francisco Vaz

Resumo - Este artigo descreve um sistema de codificação de voz de alta qualidade baseado na Recomendação G.722 do ITU "7 kHz audio coding within 64 kbit/s". Fornece uma descrição de alto nível do algoritmo recomendado e uma breve discussão acerca da escolha das expressões aritméticas em que se baseou. São fornecidos alguns resultados do seu desempenho.

Abstract-This paper describes a high quality speech coding system based in the ITU Recommendation G.722 "7 kHz audio coding within 64 kbit/s". Provides a high-level description of the recommended algorithm and a brief discussion about the arithmetical choices, which have been made. Some performance results are provided.

I. INTRODUÇÃO*

Nas últimas décadas a codificação de sinais tem sido estudada tendo como principal objectivo a optimização de recursos de transmissão ou de armazenamento. Em particular, a codificação digital dos sinais de voz tem dado origem a recomendações do ITU (*International Telecommunications Union*). Destas recomendações destaca-se a G.711 onde se descreve um codificador com débito de 64kbps (8kHz de frequência de amostragem e 8bits/amostra) baseado na modulação PCM (*Pulse Code Modulation*) e na A-law ou μ -law. Mais recentemente na recomendação G.721 [1,3] o mesmo sinal é codificado com débito de 32kbps, utilizando ADPCM (*Adaptive Differential PCM*), permitindo, por exemplo, o envio simultâneo de dois sinais num canal de transmissão a 64kbps.

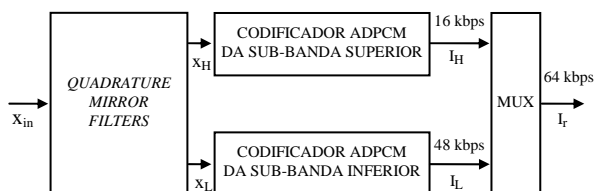


Figura 1 - Diagrama de blocos do Codificador SB-ADPCM

Actualmente em aplicações onde se pretendem sinais com qualidade superior, os requisitos da aquisição analógica-digital conduzem por si a débitos bastantes superiores. Neste contexto os sinais de voz são

amostrados a 16kHz com 14 bits por amostra. Assim, uma aplicação em tempo real, como a videoconferência, não poderia utilizar canais de transmissão a 64kbps (caso das linhas RDIS). A recomendação G.722 [1,2] pretende resolver este problema, isto é, diminuir a quantidade de informação a transmitir mantendo a qualidade áudio. Esta recomendação refere codificadores designados de sub-banda ADPCM (SB-ADPCM), uma vez que utilizam este tipo de modulação à saída de um banco de filtros que divide o sinal a codificar em bandas.

O principal objectivo da técnica de codificação do sinal por sub-bandas, é dividir a banda de frequências do sinal num conjunto de bandas não correlacionadas através dum processo de filtragem e, depois, codificar cada uma delas usando uma atribuição do número de bits fundamentada na proporcionalidade da energia do sinal dessa sub-banda.

II. PRINCÍPIOS DO SISTEMA DE CODIFICAÇÃO

Na técnica SB-ADPCM usada na norma G. 722, a banda de frequências é separada em duas sub-bandas (superior e inferior) e os sinais em cada sub-banda são codificados em ADPCM com 2 e 6 bits, respectivamente. Nas Figuras 1 e 2 estão identificados os principais blocos de funcionamento do *codec* (*coder/decoder*) SB-ADPCM: Banco Filtros QMF, Codificadores e Descodificadores ADPCM e Multiplexadores e Desmultiplexadores.

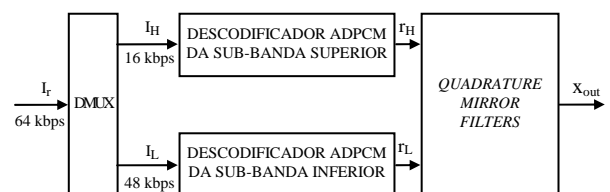


Figura 2 - Diagrama de blocos do Descodificador SB-ADPCM

A. Banco de Filtros QMF

Um Banco de Filtros tem dois blocos: o bloco de análise e o bloco de síntese. Na análise o sinal é decomposto em sub-bandas e sub-amostrado, por um factor de 2; na síntese os sinais de cada sub-banda são interpolados, por um factor de 2, filtrados e adicionados tendo por objectivo a reconstrução do sinal original. Por isso, no *codec* o bloco de análise faz parte do codificador e o de síntese do decodificador.

* Trabalho realizado no âmbito da disciplina de projecto

Se a função de transferência do banco de filtros for um simples atraso, o sinal reconstruído (à saída do *codec*) é igual ao sinal original (à entrada do *codec*). Neste caso diz-se que o banco de filtros tem reconstrução perfeita. O banco de filtros QMF (*Quadrature Mirror Filter*) foi desenhado com este propósito, verificando-se que para um protótipo passa-baixo $H(z)$ apropriado, os filtros no bloco de análise ($H_0(z)$ e $H_1(z)$) e os filtros no bloco de síntese ($G_0(z)$ e $G_1(z)$) obedecem às seguintes relações:

$$\begin{aligned} H_0(z) &= H(z) & H_1(z) &= H(-z) \\ G_0(z) &= 2H(z) & G_1(z) &= -2H(-z) \end{aligned} \quad (1)$$

a função de transferência do Banco de filtros é

$$H^2(z) + H^2(-z) = z^{-k} \quad (2)$$

Deste modo, a propriedade da reconstrução perfeita fica apenas dependente do filtro protótipo. Filtros FIR de fase linear não satisfazem à equação anterior [4]. No entanto recorrendo, a métodos de optimização numérica os coeficientes podem ser calculados de maneira a minimizar o erro de reconstrução e simultaneamente maximizar a atenuação na banda de atenuação [5].

h0, h23	0.366211e-03
h1, h22	-0.134277e-02
h2, h21	-0.134277e-02
h3, h20	-0.646973e-02
h4, h19	0.146484e-02
h5, h18	-0.190430e-01
h6, h17	0.390625e-02
h7, h16	0.441895e-01
h8, h15	-0.256348e-01
h9, h14	-0.982666e-01
h10, h13	0.116089e+00
h11, h12	0.473145e+00

Tabela 1 - Valores dos coeficientes filtro protótipo

O filtro de ordem 23 indicado na Tabela 1 é um desses casos [2], o módulo da resposta em frequência do passa-baixo e do passa-alto da análise estão representados na Figura 3. O valor do erro da reconstrução pode ser calculado substituindo o valor dos coeficientes na expressão da função de transferência do *codec*

$$\left| H^2(\omega) \right| + \left| H^2(\pi - \omega) \right| = H_e(\omega) \quad (3)$$

Na Figura 4 representa-se a evolução do erro com a frequência.

Os filtros escolhidos são um bom compromisso entre o valor do atraso (aproximadamente 3ms) à saída e o valor da atenuação na banda de atenuação (60dB). O valor de atraso é obviamente importante para aplicações em tempo real. E a atenuação deve ter um valor que impeça que os

erros de *aliasing*, resultantes da sub-amostragem, perturbem a decodificação em cada sub-banda.

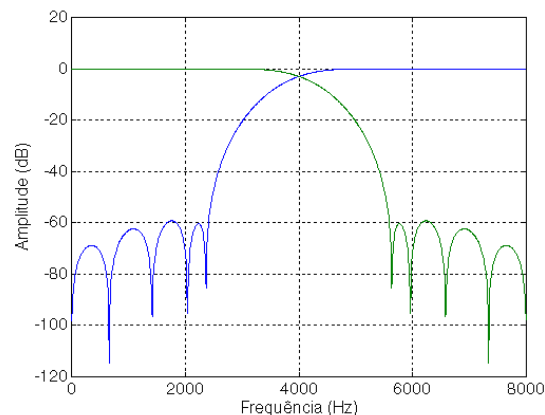


Figura 3 - Respostas em Frequência dos QMFs

Outra das vantagens de utilizar um banco de filtros QMF é ser de fácil implementação. Além de se poder explorar a decomposição polifásica dos filtros também se pode aproveitar as relações entre os coeficientes dos filtros no mesmo bloco (análise ou síntese) para diminuir a complexidade do sistema [6].

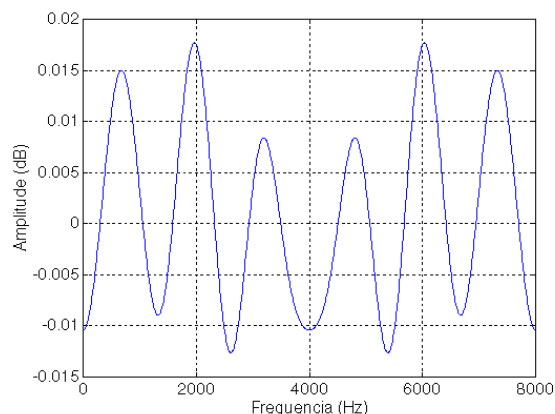


Figura 4 - Erro de Reconstrução dos QMFs

B. Codificador e Decodificador ADPCM

Um codificador ADPCM tem dois blocos distintos, um em que é feita a previsão do sinal de entrada e outro para quantificação do sinal diferença (entre o sinal e a estimativa) a ser codificado e transmitido (I).

Na Figura 5 está representado o diagrama de blocos de um codificador ADPCM.

Na malha de realimentação, o sinal codificado (I) é utilizado para a adaptação da quantificação e aplicado a um quantificador inverso para produzir um sinal diferença quantificado (d). A versão reconstruída (r) é a soma do sinal diferença (d) com a estimativa (s) do sinal de entrada

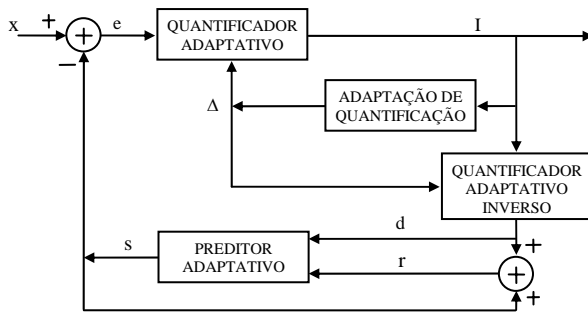


Figura 5 - Diagrama de blocos do Codificador ADPCM

Tanto no decodificador como no codificador a estimativa (s), do sinal de entrada (x), é calculada pelo mesmo processo. Assim, o ramo de realimentação do codificador é um decodificador. Na Figura 6 está representado o diagrama de blocos de um decodificador ADPCM.

1) Adaptação da Quantificação

A adaptação da quantificação define o factor de escala, Δ, que afectará os quantificadores. Este será actualizado no domínio logarítmico e consequentemente convertido à representação linear.

O factor de escala logarítmico, ∇, é actualizado da seguinte forma:

$$\nabla(n) = \beta \cdot \nabla(n-1) + W[I(n-1)] \quad (4)$$

onde W (Tabelas 9 e 10, em anexo) é um multiplicador do factor de escala logarítmico que depende da probabilidade do sinal diferença ser quantificado num dado nível, e β é uma constante de dispersão igual a 127/128. O uso de β < 1 ajuda o sistema a “esquecer” o efeito de um possível erro do factor de escala anterior. Esta estratégia é sobretudo importante no decodificador onde podem existir erros causados por distorções no canal de transmissão.

O factor de escala logarítmico é limitado aos valores:

$$0 \leq \nabla(n) \leq 11 \quad (5)$$

Finalmente o factor de escala linear é construído a partir do factor de escala logarítmico, usando a aproximação à função inversa do logaritmo de base 2:

$$\Delta(n) = 2^{\nabla(n)} \quad (6)$$

2) Quantificador Adaptativo

A quantificação é feita atribuindo o valor do sinal diferença a níveis de decisão (m) que posteriormente serão codificados. Estes níveis estão definidos pelo intervalo delimitado por duas funções não lineares (exponenciais). Estas funções definem os limites

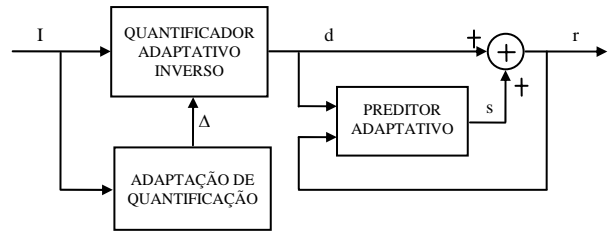


Figura 6 - Diagrama de blocos do Decodificador ADPCM

inferiores (L) e superiores (U) de cada nível (Tabelas 7 e 8, em anexo). O nível de quantificação do erro está limitado por

$$L[m] \cdot \Delta(n) \leq e(n) < U[m] \cdot \Delta(n) \quad (7)$$

Assim, após o cálculo de m, o código de saída, I, é dado por:

$$I(n) = \begin{cases} IP[m] & \leftarrow e(n) \geq 0 \\ IN[m] & \leftarrow e(n) < 0 \end{cases} \quad (8)$$

onde os códigos de saída IP e IN representam intervalos positivos e negativos, respectivamente.

3) Quantificador Adaptativo Inverso

Para recuperar o sinal diferença quantificado é utilizado um quantificador adaptativo inverso. A quantificação inversa não será perfeita pois, para cada nível de quantificação, é atribuído um único valor de descodificação (Q⁻¹) sendo este um valor intermédio dos limites definidos para cada intervalo.

Com base na Equação (7) obtém-se:

$$d(n) = Q^{-1}[I(n)] \cdot \Delta(n) \cdot \text{sign}[I(n)] \quad (9)$$

onde sign[I(n)] é derivado do sinal e(n) da Equação (8).

4) Preditor Adaptativo

O preditor adaptativo, para cada sub-banda, compreende duas secções:

- a secção (de segunda ordem) de pólos do filtro de predição que usa os sinais reconstruídos r e contribui com o valor:

$$s_p = \sum_{i=1}^2 a_i(n-1) \cdot r(n-i) \quad (10)$$

- a secção (de sexta ordem) de zeros do filtro de predição que usa o sinal diferença quantificado d(n) e contribui com o valor:

$$s_z(n) = \sum_{i=1}^6 b_i(n-1) \cdot d(n-i) \quad (11)$$

O valor de predição é então calculado,

$$s(n) = s_p + s_z(n) \quad (12)$$

O sinal reconstruído é calculado:

$$r(n) = d(n) + s(n) \quad (13)$$

Na adaptação dos coeficientes do denominador utiliza-se o sinal de entrada parcialmente reconstruído, $p(n)$, calculado segundo:

$$p(n) = d(n) + s_z(n) \quad (14)$$

Os coeficientes são actualizados usando o algoritmo do gradiente simplificado,

$$a_1(n) = (1 - 2^{-8}) \cdot a_1(n-1) + 3 \cdot p_A \cdot 2^{-8} \quad (15)$$

$$a_2(n) = (1 - 2^{-8}) a_2(n-1) + 2^{-7} (p_B - f[a_1(n-1)] \cdot p_A) \quad (16)$$

onde:

$$p_A = \text{sign2}[p(n)] \cdot \text{sign2}[p(n-1)] \quad (17)$$

$$p_B = \text{sign2}[p(n)] \cdot \text{sign2}[p(n-2)] \quad (18)$$

com

$$\text{sign2}[q] = \begin{cases} 1 & \text{se } q \geq 0 \\ -1 & \text{se } q < 0 \end{cases} \quad (19)$$

e

$$f[a(n)] = \begin{cases} 4 \cdot a(n) & \text{se } |a(n)| \leq \frac{1}{2} \\ 2 \cdot \text{sign}[a(n)] & \text{se } |a(n)| > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (20)$$

A estabilidade do sistema na presença de erros de transmissão é assegurada pelas seguintes restrições aos valores dos coeficientes da secção de pólos do preditor:

$$|a_2(n)| \leq 0.75 \quad (21)$$

e

$$|a_1(n)| \leq 1 - 2^{-4} - a_2(n) \quad (22)$$

Na adaptação dos coeficientes do numerador do filtro do preditor é também utilizado o algoritmo do gradiente simplificado,

$$b_i(n) = (1 - 2^{-8}) b_i(n-1) + 2^{-7} \text{sign}[d(n)] \text{sign}[d(n-i)] \quad (23)$$

para $i = 1, \dots, 6$.

Deste modo b_i está implicitamente limitado a ± 2 .

III. DESEMPENHO DO CODEC SB-ADPCM

Um sistema de codificação de voz é desenvolvido baseado na taxa de transmissão, na qualidade da voz reconstruída ("codificada"), na sua complexidade, no atraso introduzido e na robustez deste aos erros do canal de transmissão e à interferência acústica. Em geral, a codificação de voz a alta qualidade e com baixa taxa de transmissão é realizada usando algoritmos de grande complexidade. Sistemas de codificação robustos incorporam mecanismos de correcção de erros de modo a proteger a perceptibilidade da informação dos erros do canal. Além disso, para algumas aplicações, os codificadores devem ter um desempenho razoável em sinais corrompidos pelo ruído de fundo, sinais que não de voz (tais como dados, sinais de *modem*, etc) e numa variedade de idiomas e pronúncias.

Para efectuar os testes de desempenho foi criada uma base de dados constituída por sons de Qualidade Inferior e sons de Qualidade Superior. Os primeiros referem sons adquiridos no laboratório de trabalho em condições deficientes para o efeito mas com o objectivo de se pretender testar o desempenho do codificador em condições próximas das reais de funcionamento. Por falta de conhecimentos aprofundados de fonética portuguesa e de tempo recorreu-se a um estudo realizado no âmbito de uma tese de mestrado [7] de onde foi possível extrair um conjunto de frases que continha o maior número de fonemas, com duração apropriada e que obedeciam às necessidades de segmentação. Foram gravadas frases ditas por oradores de ambos os sexos.

Os sinais de qualidade superior foram adquiridos a partir de um CD de João Villaret onde declamava poemas de Fernando Pessoa, sendo escolhidas dos poemas "Isto" e "Liberdade" e de uma cassette, contendo uma história infantil narrada por uma voz feminina, originária de um disco de vinil

Com o objectivo de classificar o desempenho do codificador foram efectuadas medidas de qualidade objectivas e subjectivas, baseadas na relação sinal ruído (SNR) e na opinião dos ouvintes, respectivamente.

A. Medidas de Qualidade Objectivas

Nestes testes de qualidade foram utilizadas duas medidas: a relação sinal ruído de todo o sinal, SNR, e a média do SNR de segmentos quasi-estacionários, SNRSEG [8].

Para a cálculo destas medidas foram desenvolvidos programas em MATLAB® [9].

1) Influência do Ruído de Fundo

Para demonstrar que a influência do ruído de fundo vai condicionar a qualidade do sinal codificado, foi realizado um pequeno teste onde um sinal de Qualidade Superior foi corrompido por ruído aleatório (branco). Ao sinal foram, então, adicionados ruídos com duas potências diferentes, cuja relação sinal ruído relativamente ao sinal “límpido” era de aproximadamente 24 e 44 dB, respectivamente. A Tabela 2 contém os valores médios de SNR e SNRSEG dos sinais corrompidos codificados.

Sinal	SNR (dB)	SNRSEG (dB)
Sem ruído	25.9483	33.9999
Com menor potência de ruído	25.9420	31.7501
Com maior potência de ruído	24.5010	23.3145

Tabela 2 - Média das medidas de qualidade objectivas para um trecho de voz corrompido

Como podemos verificar da Tabela 2, confirma-se que o valor de SNRSEG traduz uma melhor avaliação do desempenho (ou efeito do ruído de quantificação) do codificador do que o valor de SNR. O SNR mantém-se praticamente constante ao contrário do SNRSEG.

Ao adicionar ruído a um sinal límpido a estatística deste será alterada por completo, dificultando a sua codificação devido às bruscas variações que passou a ter. Como é reflectido pelo SNRSEG as variações temporais do desempenho decresceram (significativamente, no caso do sinal com maior potência de ruído) demonstrando um acréscimo do ruído de quantificação. No cômputo geral pode concluir-se que o codificador possui alguma imunidade ao ruído de baixa potência. E, passa a ter uma diminuição de 10 dB no SNRSEG quando a relação entre o sinal de entrada e o ruído de fundo desce abaixo dos 24 dB.

2) Efeito do Ruído de Quantificação

A Tabela 3 contém os valores médios obtidos de SNR e SNRSEG relativos aos trechos de voz de Qualidade Superior.

Média	SNR (dB)	SNRSEG (dB)
Feminina	33.8017	35.5459
Masculina	29.8814	34.5922
Total	31.5615	35.0009

Tabela 3 - Média das medidas de qualidade objectivas para trechos de voz de Qualidade Superior

Verifica-se que o SNRSEG obtida para o codificador é de aproximadamente 35 dB, valor este que coincide com o máximo (preceptivo) típico para codificadores de voz [10].

Analogamente, a Tabela 4 contém os valores médios obtidos de SNR e SNRSEG relativas aos trechos de voz de Qualidade Inferior.

Média	SNR (dB)	SNRSEG (dB)
Feminina	28.7982	23.9548
Masculina	30.1768	25.0677
Total	29.4875	24.5112

Tabela 4 - Média das medidas de qualidade objectivas para trechos de voz de Qualidade Inferior

O desempenho do codificador está intimamente ligado ao ruído de quantificação. Da análise dos valores obtidos para os sinais de Qualidade Inferior e Superior, verifica-se que a existência de um maior ruído de fundo nos sinais a codificar afecta negativamente o desempenho do codificador.

Após medições verificamos que a sub-banda superior introduz maior ruído de quantificação do que a inferior, repercutindo-se, deste modo, na saída do codificador. Sinais de voz com maior conteúdo espectral às altas frequências, tais como sons fricativos e oclusivos, ou, sinais ruidosos, têm um maior ruído de quantificação.

3) Erros na Transmissão

Confirmou-se, qualitativamente, através de testes efectuados que o codificador implementado consegue recuperar dos erros de transmissão que foram simulados, através da alteração aleatória de bits num ou em ambos os canais após codificação. E verificou-se que o ruído de quantificação é superior quando existe um erro de transmissão no bit mais significativo na sub-banda inferior do que o mesmo erro na superior.

B. Medidas de Qualidade Subjectivas

Para a realização do teste MOS (*Mean Opinion Score*) [10], foi desenvolvida uma interface para ambiente Windows® em Visual Basic® (Figura 7). Este teste disponibiliza ao ouvinte três sinais A, B e C: A é sempre o sinal original (a referência), B e C, ou, C e B, são a referência e o sinal codificado (referência escondida). A selecção não é conhecida nem para o ouvinte nem para o orientador do teste (teste duplamente cego). Os ouvintes têm de pontuar ambos os sinais, B ou C, numa escala de 1 a 5.

As Tabela 5 e 6 contêm, respectivamente, os valores médios obtidos no teste MOS para os sinais originais e codificados.

Qualidade de Voz	Feminino	Masculino	Média
Inferior	4.74	4.67	4.7
Superior	4.71	4.73	4.7

Tabela 5 - Resultados do Teste MOS nos Sinais Originais

Qualidade de Voz	Feminino	Masculino	Média
Inferior	4.41	4.42	4.4
Superior	4.86	4.82	4.8

Tabela 6 - Resultados do Teste MOS nos Sinais Codificados

Para os sinais originais de Qualidade Superior foram obtidos valores médios MOS inferiores aos dos sinais codificados. Em contrapartida, para os sinais codificados de Qualidade Inferior foram obtidos valores médios MOS inferiores aos dos originais. Obteve-se como medida de qualidade subjectiva um MOS de 4.6, para o codificador de voz. Deste modo, a qualidade da voz à saída do *codec* pode classificar-se na categoria de radiodifusão [10].

O valor MOS encontrado na literatura para este codificador (SB-ADPCM a 64 kbps) foi de 4.1 [10]. Note-se, no entanto, que a medida de qualidade subjectiva MOS pode diferir de teste para teste e com o conjunto de ouvintes, não sendo possível a duplicação de resultados. Por outro lado, as deficientes condições de teste, bem como o número reduzido de ouvintes levaram a uma possível sobrevalorização do codificador.

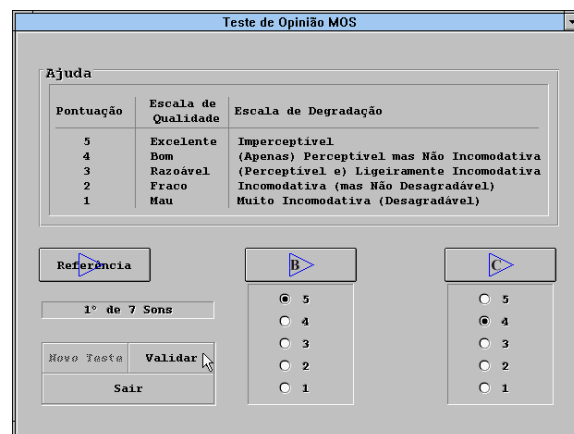


Figura 7 - Interface Gráfica do Teste MOS

IV. CONCLUSÕES

Neste trabalho apresentou-se um *codec* sub-banda semelhante ao proposto pela recomendação G.722, apenas para transmissão de sinais de voz. Estudou-se o desempenho do *codec* utilizando medidas objectivas e subjectivas propostas na literatura.

Um dos aspectos a salientar é a baixa complexidade do *codec*. As ordens dos filtros FIR são baixas e a maioria das operações da codificação podem ser tabeladas. Assim uma implementação do *codec* em tempo real, por exemplo em processadores de sinal (DSP), seria uma extensão natural deste trabalho.

ANEXOS

m	L	U	IN	IP
1	0	0.06817	-1	1
2	0.06817	0.14103	-2	2
3	0.14103	0.21389	-3	3
4	0.21389	0.29212	-4	4
5	0.29212	0.37035	-5	5
6	0.37035	0.45482	-6	6
7	0.45482	0.53929	-7	7
8	0.53929	0.63107	-8	8
9	0.63107	0.72286	-9	9
10	0.72286	0.82335	-10	10
11	0.82335	0.92383	-11	11
12	0.92383	1.03485	-12	12
13	1.03485	1.14587	-13	13
14	1.14587	1.26989	-14	14
15	1.26989	1.39391	-15	15
16	1.39391	1.53439	-16	16
17	1.53439	1.67486	-17	17
18	1.67486	1.83683	-18	18
19	1.83683	1.99880	-19	19
20	1.99880	2.19006	-20	20
21	2.19006	2.38131	-21	21
22	2.38131	2.61482	-22	22
23	2.61482	2.84833	-23	23
24	2.84833	3.14822	-24	24
25	3.14822	3.44811	-25	25
26	3.44811	3.86796	-26	26
27	3.86796	4.28782	-27	27
28	4.28782	4.99498	-28	28
29	4.99498	5.70214	-29	29
30	5.70214	∞	-30	30

Tabela 7 - Níveis de decisão e códigos de saída de 6 bits do quantificador da sub-banda inferior

m	L	U	IN	IP
1	0	1.10156	-1	1
2	1.10156	∞	-2	2

Tabela 8 - Níveis de decisão e códigos de saída de 2 bits do quantificador da sub-banda superior

m	Q⁻¹	W
1	0.39453	-0.10449
2	1.80859	0.38965

Tabela 9 - Valores de saída e multiplicadores do quantificador inverso da sub-banda superior

m	Q⁻¹	W
1	0.03409	-0.02930
2	0.10460	
3	0.17746	
4	0.25300	-0.01465
5	0.33124	
6	0.41259	
7	0.49706	
8	0.58518	0.02832
9	0.67697	
10	0.77310	
11	0.87359	
12	0.97934	0.08398
13	1.09036	
14	1.20788	
15	1.33191	
16	1.46415	0.16309
17	1.60462	
18	1.75585	
19	1.91782	
20	2.09443	0.26270
21	2.28568	
22	2.49806	
23	2.73157	
24	2.99827	0.58496
25	3.29816	
26	3.65804	
27	4.07784	
28	4.64140	1.48535
29	5.34856	
30	6.05572	

Tabela 10 - Valores de saída e multiplicadores do quantificador inverso da sub-banda inferior

BIBLIOGRAFIA

- Richard A. Haddad e Thomas W. Parsons, *Digital Signal Processing: Theory, Applications and Hardware*, Computer Science Press, 1991.
- Kishan Sheno, *Digital Signal Processing in Telecommunications*, Prentice Hall, 1995.
- Paul Mermelstein, "G.722, A New CCITT Coding Standard for Digital Transmission of Wideband Audio Signals", *IEEE Communications Magazine*, vol. 26, no. 1, January 1988.
- Andreas S. Spanias, "Speech Coding: A Tutorial Review", *Proceeding of the IEEE*, vol. 32, No. 10, October 1994.
- Jonh J. Shynk, "Adaptive IIR Filtering", *IEEE ASSP Magazine*, April 1989.
- W.R. Daumer, "Subjective Evaluation of Several Efficient Speech Coders", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com - 30, No. 4, April 1982.

REFERÊNCIAS

- [1] Xavier Maitre, "7 kHz Audio Coding Withing 64 kbit/s", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 6, No. 2, February 1988.
- [2] CCITT Recommendation G.722, "7 kHz Audio Coding Within 64 kbit/s", in Blue Book, vol. III, Fascicle III.4, 1988.
- [3] CCITT Recommendation G.721, "32 kbit/s Adaptive Differential Pulse Code Modulation (ADPCM)", in Blue Book, vol. III, Fascicle III.4, 1988.
- [4] N. J. Fliege, *Multirate Digital Processing*, John Wiley & Sons, 1994.
- [5] J. D. Johnston, "A Filter Family Designed for Use in Quadrature Mirror Filter Banks", Proc. IEEE, 1980.
- [6] Ana Maria Tomé e Paulo J. S. G. Ferreira, "Teaching Multirate System Using Matlab", Matlab Conference, October 1995, Boston.
- [7] António Joaquim da Silva Teixeira, "Reconhecimento do Orador Com Redes Neuronais", Setembro 1993 (Tese de Mestrado, disponível na Universidade de Aveiro).
- [8] N. S. Jayant e Peter Noll, *Digital Coding of Waveforms*, Prentice Hall, 1984.
- [9] Elizabeth Fernandez e Luís Nuno Silva, "Codificação de Voz", Setembro 1996, (Relatório da disciplina de Projecto)
- [10] Peter Noll, "Wideband Speech and Audio Coding", IEEE Communications Magazine, November 1993.