

# Codificação Multinível com Proteção Desigual de Erros usando Códigos Turbo

**Marcelo Eduardo Pellenz**  
PPGIA – PUCPR  
Curitiba – PR- Brasil  
marcelo@ppgia.pucpr.br

**Jaime Portugheis**  
DECOM – FEEC – UNICAMP  
Campinas – SP - Brasil  
jaime@decom.fee.unicamp.br

## RESUMO

Neste artigo abordamos a construção de esquemas de modulação codificada com proteção desigual de erros usando superposição de informação, para aplicação em canais com ruído impulsivo. Utilizamos a técnica de construção multinível com códigos turbo associada a um novo algoritmo de decodificação multiestágio, com atraso de decodificação reduzido. O novo algoritmo proposto apresenta desempenho muito próximo ao do algoritmo de decodificação multiestágio convencional. A escolha da estratégia de proteção desigual de erros utilizada é justificada através de comparações teóricas de desempenho entre as técnicas de superposição e multiplexação no tempo. Esta comparação é baseada num critério de taxa de corte de canal.

## 1. INTRODUÇÃO

Em [1] propomos um esquema de modulação codificada com superposição de informação para aplicação num canal de radiodifusão AWGN. O esquema utiliza uma constelação de sinais 32-QAM não uniforme e codificação multinível associada com uma partição não convencional [2]. Os códigos componentes da codificação multinível são códigos de bloco derivados de códigos convolucionais binários. Os códigos de bloco são decodificados utilizando o algoritmo de Viterbi. A primeira vantagem desta proposta é o uso de uma constelação com relação de potência pico-média reduzida. A segunda vantagem é que isso permite a decodificação em paralelo dos códigos componentes no algoritmo de decodificação multiestágio. A partição não padrão foi usada não apenas para reduzir os grandes coeficientes de erro normalmente associados com a partição padrão mas também para permitir decodificação em paralelo.

O esquema proposto possui duas classes de informação, a *classe A* (mais importante) e a *classe B* (menos importante). A constelação de sinais 32-QAM é mostrada na Figura 1. A constelação consiste de quatro subconstelações 8-PSK ao invés de subconstelações 8-QAM. O grau de proteção de cada classe depende da

relação  $d_1/d_2$  da constelação. Na construção multinível, a informação da classe *A* está associada com os níveis 1 e 2 da partição, enquanto que a informação da classe *B* está associada com os níveis 3, 4 e 5. Uma característica importante da partição não padrão é que ela permite que a decodificação dos estágios 1 e 2 seja feita de forma independente. Além disso, se a relação sinal-ruído (SNR) for suficientemente alta para recuperar a classe de informação *B*, a classe *A* será praticamente livre de erros. Isso significa que as decisões feitas no primeiro e segundo estágios são essencialmente irrelevantes para o processo de decodificação dos outros estágios. Devido ao fato que nós estendemos a partição não padrão para cada grupo de sinais 8-PSK, a decodificação do terceiro e quarto níveis também pode ser feita independentemente. A estrutura do algoritmo de decodificação multiestágio é mostrada na Figura 2. Observe que a decodificação dos níveis 1, 2, 3 e 4 é feita em paralelo. Se o nível 5 não for codificado existe um paralelismo completo. O desempenho da classe *B* pode ser melhorado com o uso de partição padrão associada com a subconstelação 8-PSK. Esta melhora pode ser significativa, especialmente para taxas de erro de bit baixas ou médias [3]. Por outro lado, a partição padrão elimina o paralelismo na decodificação dos níveis 3 e 4.

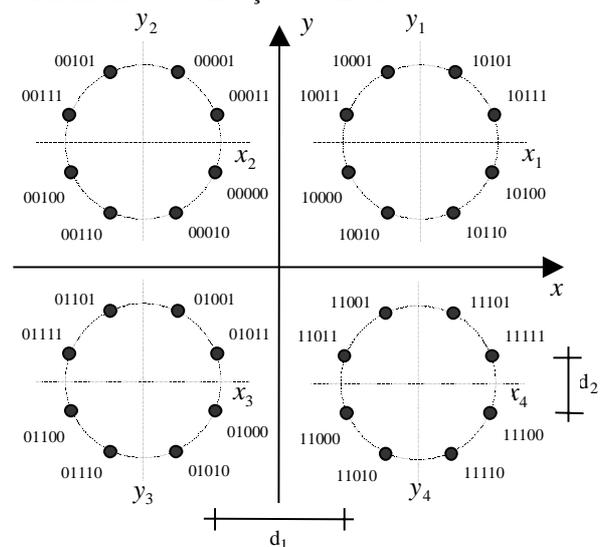
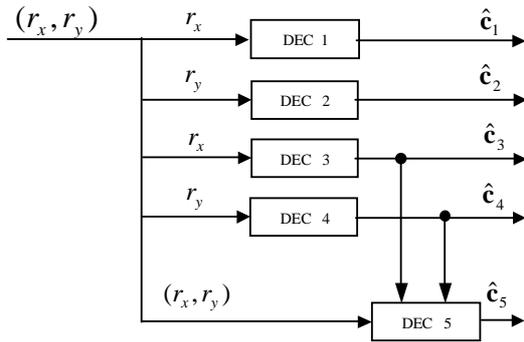


Figura 1 – Constelação 32-QAM não uniforme



**Figura 2** – Estrutura de decodificação multiestágio do esquema original proposto

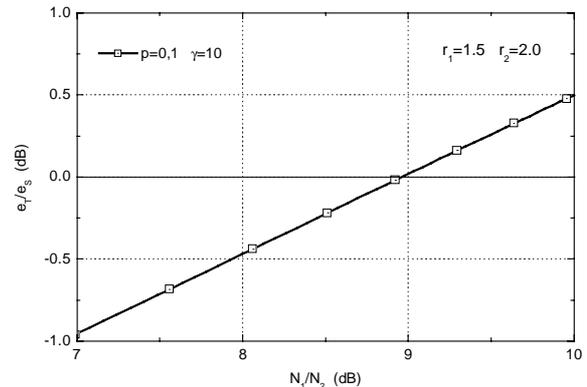
## 2. DIVISÃO TEMPORAL VERSUS SUPERPOSIÇÃO

Um método de análise de desempenho para a comparação entre esquemas com proteção desigual de erros SCM (do inglês: Superposition Coded Modulation) e TDCM (do inglês: Time Division Coded Modulation) foi proposto recentemente em [4]. O desempenho de códigos de canal práticos é modelado heurísticamente pelo uso de um fator de perda de relação sinal-ruído,  $\lambda$ . Em [5] apresentamos uma proposta alternativa baseada no uso da taxa de corte de canal,  $R_0$ , ao invés do fator de perda  $\lambda$ , com a qual é possível prever com grande precisão quando o SCM terá desempenho superior ao TDCM. Todos estes resultados foram obtidos para o canal AWGN. Neste artigo nós aplicamos os resultados de [5] para o canal com ruído impulsivo. A análise de desempenho nos dá uma curva do comportamento do ganho de superposição,  $e_r/e_s$ , como uma função da relação de proteção,  $N_1/N_2$ . A Figura 3 mostra a comparação de desempenho para as taxas  $r_1 = 1,5$  (classe A) e  $r_2 = 2,0$  (classe B) usadas neste exemplo. De acordo com a Figura 3 é esperado que o SCM apresente desempenho superior ao TDCM para  $N_1/N_2 > 9$  dB. Para uma taxa de erro de bit de  $10^{-3}$ , a relação de proteção desigual de erros é maior que 9 dB. Isso justifica a nossa escolha pela estratégia SCM.

## 3. ESQUEMA PROPOSTO

Neste artigo consideramos a construção de esquemas SCM para canais com ruído impulsivo. Resultados parciais desta proposta foram publicados em [6]. Os esquemas devem ser construídos com altos ganhos de codificação para taxas de erro de bit de baixas a médias. Para satisfazer estas especificações nós utilizamos códigos turbo como códigos componentes da construção multinível e aplicamos uma partição mista na constelação de sinais: a partição não padrão para o grupo de subconstelações e uma partição padrão para cada subconstelação. Considere como exemplo

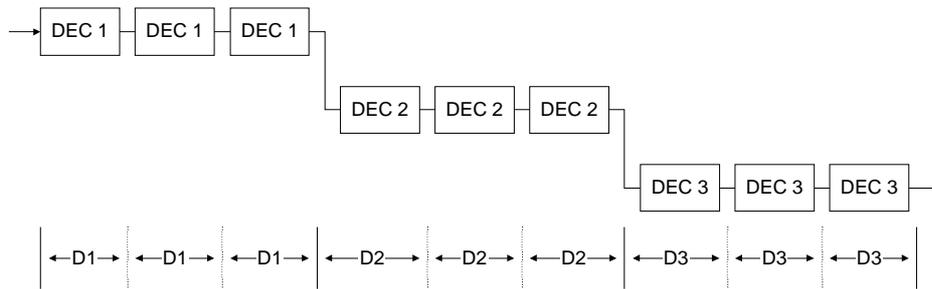
a transmissão de 3,5 bits de informação por intervalo de símbolo, utilizando o mesmo esquema de codificação multinível descrito em [1]. A classe A tem taxa de 1,5 bits por intervalo de símbolo, o que corresponde a cerca de 43% da informação. Após a associação das duas classes de informação com os respectivos níveis de partição, nos deparamos com o problema da distribuição das taxas de cada classe entre os respectivos níveis do conjunto de partição correspondente. Para resolver este problema, algumas regras de distribuição foram propostas na literatura que são baseadas no critério de taxa de corte de canal [7,8]. O uso da regra dada em [8] para uma probabilidade de erro de bit de  $10^{-3}$  leva a uma distribuição de taxas para a classe B de  $R_3 = 0,44$ ,  $R_4 = 0,70$  e  $R_5 = 0,88$ . Devido a partição não padrão para a classe A,  $R_1 = R_2 = 0,75$ . Detalhes desta derivação são apresentados em [9]. Como mencionado, a utilização de partição padrão associada com cada subconstelação 8-PSK elimina o paralelismo na decodificação dos níveis 3 e 4. Para contornar este problema nós propomos um novo algoritmo de decodificação multiestágio que recupera parcialmente este paralelismo. Considere a Figura 4 que mostra a estrutura de decodificação multiestágio convencional, com 3 níveis, onde cada código turbo componente é decodificado com 3 iterações.



**Figura 3** – Comparação de desempenho teórico entre SCM e TDCM para o ruído impulsivo

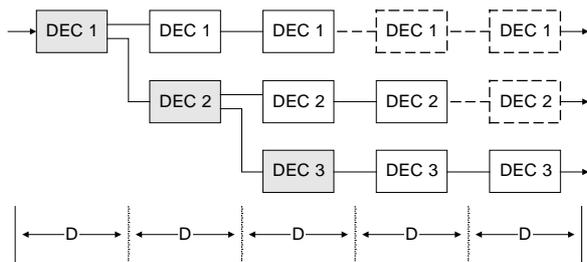
## 4. DECODIFICAÇÃO MULTIESTÁGIO

Estamos propondo o uso da estrutura de decodificação multiestágio mostrada na Figura 5 ao invés da estrutura da Figura 4. Após a primeira iteração no primeiro nível, a informação de subconjunto é passada para o segundo nível e a primeira iteração neste nível é iniciada. Da mesma forma, após a primeira iteração a informação de subconjunto é passada para o terceiro nível, onde também é iniciada a primeira iteração. As demais iterações em cada nível são feitas em paralelo. Na Figura 5 os quadros com linhas tracejadas indicam iterações adicionais que podem ser feitas em cada nível durante o mesmo intervalo de decodificação.



**Figura 4** – Decodificação multiestágio para códigos turbo como códigos componentes da construção multinível

A estrutura de decodificação descrita na Figura 5 pode ser facilmente generalizada para casos onde o número de iterações em cada nível é maior que três e a informação de subconjunto pode ser passada para o nível subsequente após mais de uma iteração.

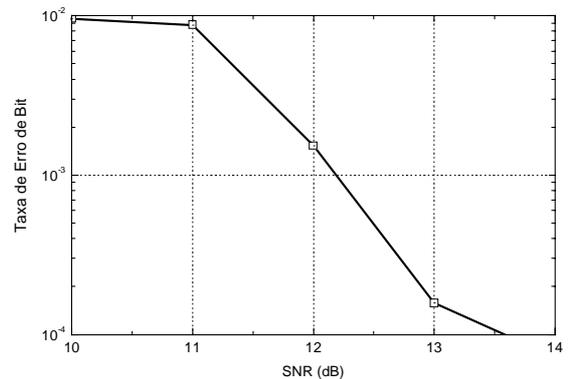


**Figura 5** – Novo algoritmo de decodificação multiestágio

## 5. RESULTADOS

Nos resultados de simulação do esquema de exemplo proposto nós usamos um modelo para o canal com ruído impulsivo descrito em [10] com  $p = 0,1$  e  $\gamma = 10$ . Também assumimos um comprimento de bloco de  $n = 400$  e 6 iterações no algoritmo de decodificação turbo. Para os níveis de partição 1 e 2 (classe A) os códigos turbo são formados por dois codificadores convolucionais sistemáticos de 8 estados com taxa  $r = 3/4$ . Para os níveis de partição 3, 4 e 5 (classe B) os códigos turbo são compostos de dois códigos convolucionais de 16 estados com taxa  $r = 1/2$ . A saída de cada codificador turbo é puncionada para a respectiva taxa  $R_i$ .

As Figuras 6 e 7 mostram o desempenho obtido para a classe A e B, respectivamente, no canal com ruído impulsivo. Os resultados de desempenho para a classe B foram obtidos usando decodificação multiestágio convencional (DMC). O desempenho do novo algoritmo de decodificação multiestágio (NDM) da Figura 7 foi obtido para 6 iterações. Nós apresentamos os resultados do novo algoritmo de decodificação multiestágio para o caso de 1 (NDM-1) e 2 (NDM-2) iterações iniciais de decodificação antes de se passar a informação para o próximo estágio. Para taxas de erro de bit de  $10^{-3}$  a degradação no desempenho do algoritmo NDM-1 em relação ao algoritmo de DMC é cerca de 0,17 dB. É importante ressaltar que para taxas de erro de bit menores que  $10^{-3}$  esta degradação é ainda menor e que a perda de degradação do NDM-2 é desprezível. Portanto, o novo algoritmo possui um bom compromisso entre desempenho e paralelismo na decodificação multiestágio.



**Figura 6** – Desempenho da classe A

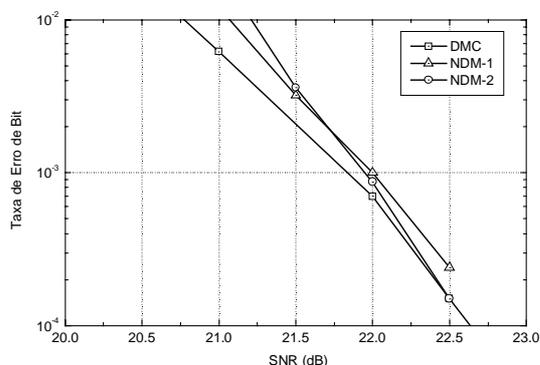


Figura 7 – Desempenho da classe B

## 6. REFERÊNCIAS

- [1] M. E. Pellenz and J. Portugheis, "A coded modulation scheme for a broadcast AWGN channel," in *Proc. SBT/IEEE International Telecommunications Symposium*, pp. 458-461, August 1998.
- [2] R. H. Morelos-Zaragoza, O. Y. Takeshita, H. Imai, M. P. C. Fossorier and S. Lin, "Coded modulation for satellite broadcasting," *Proc. Globecom 1996*, pp. 31-35, 1996.
- [3] M. E. Pellenz and J. Portugheis, "Coded modulation for unequal error protection: design, performance and applications," *FAPESP - Technical Report no. 1*, Grant 97/09347-9, August 1998 (in Portuguese).
- [4] S. Gadkari and K. Rose, "Time-Division Versus Superposition Coded Modulation Schemes for Unequal Error Protection," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 47, no. 3, pp. 370-379, March 1999.
- [5] M. E. Pellenz and J. Portugheis, "On the Performance Analysis of Coded Modulation Schemes for Unequal Error Protection," *Submitted to IEEE Trans. on Communications*.
- [6] M. E. Pellenz and J. Portugheis, "Multistage turbo decoding for multilevel superposition coded modulation schemes," *International Symposium on Information Theory*, Sorrento, Italy, June 2000.
- [7] U. Wachsmann, R. F. H. Fischer and J. B. Huber, "Multilevel codes: Theoretical concepts and practical design rules," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1361-1391, July 1999.

[8] J. Portugheis, "Cutoff rate performance criterion for multistage decoding," *Proc. of the Sixth Joint Swedish-Russian Int. Workshop on Inf. Theory*, pp. 55-60, August 1993, Molle, Sweden.

[9] M. E. Pellenz and J. Portugheis, "Coded modulation for unequal error protection: design, performance and applications," *FAPESP - Technical Report no. 3*, Grant 97/09347-9, August 1999 (in Portuguese).

[10] M. Ghosh, "Analysis of the effect of impulsive noise on multicarrier and single carrier QAM systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 44, no. 2, pp. 145-147, February 1996.