

Modulação para rádio digital utilizando a amplitude de autocorrelação de códigos PN para transporte da informação.

Fabício de Araújo Carvalho e Fernando Walter

Resumo— As faixas de frequência utilizadas nas comunicações móveis são alocadas de acordo com o tipo de aplicação. Com a necessidade cada vez maior de canais, o espectro de frequência tornou-se um recurso natural escasso. Este trabalho mostra os resultados de uma proposta de modulação utilizando a variação da amplitude de autocorrelação de códigos pseudo-aleatórios para transportar a informação. O trabalho também apresenta a geração de múltiplos eixos ortogonais para aumentar a taxa de bits e dessa maneira melhorar a eficiência do canal.

Palavras-Chave— Rádio Difusão Digital, Eficiência Espectral, Códigos pseudo-aleatórios, CDMA, PWM.

Abstract— The frequency bands used in mobile communications are allocated according to the type of application. With the need for more channels, the frequency spectrum has become a scarce natural resource. This study shows the results of a proposed modulation using the variation of the autocorrelation of pseudo-random codes to carry information. The work also presents the generation of multiple orthogonal axes to increase the bit rate and in this way improve the channel efficiency.

Keywords— Digital Radio Broadcasting, Spectral Efficiency, Pseudo-random codes, CDMA, PWM.

INTRODUÇÃO

O Ministério das Comunicações que, desde 2005, está testando e avaliando sistemas de rádio digital, abriu chamada pública para envio de avaliações dos sistemas de rádio digitais existentes atualmente. Surgiu nesta ação a possibilidade para o desenvolvimento de um sistema nacional de comunicação digital para auxiliar e/ou complementar as atuais modulações AM e FM já conhecidas.

As atuais rádios analógicas AM e FM são vistas, em geral, como um canal de entretenimento, mas são importantes também nos diversos âmbitos da vida em comunidade. Nesse sentido, a rádio comunitária, de menor potência e utilizada nos bairros, é uma importante ferramenta para integração e desenvolvimento social, à medida que possibilita a união de seus ouvintes em torno das necessidades de seu bairro. A conscientização dos problemas vigentes motiva os agentes sociais a encontrar as soluções mais adequadas ao interesse comum. A rádio difusão de bairro promove o bom desenvolvimento sócio ambiental e por consequência a melhora dos índices de qualidade da região. Um dos problemas para a dispersão destas rádios está na escassez de

canais disponíveis, o que resulta no surgimento das rádios clandestinas (“piratas”).

O receptor FM apresenta uma característica conhecida como efeito de captura. Esse efeito ocorre quando existem mais sinais transmitidos na mesma frequência de portadora, neste caso, o receptor FM irá responder ao sinal de maior potência e ignorar os demais.

As faixas de frequências nas comunicações são alocadas de acordo com o tipo de aplicação e o meio de transmissão utilizado. Nesse contexto, o espectro de frequência utilizado por todos estes agentes de comunicação tornou-se um recurso natural escasso. Ao observarmos o espectro útil das frequências (Fig. 1), podemos constatar escassez de faixas disponíveis frente à demanda atual.

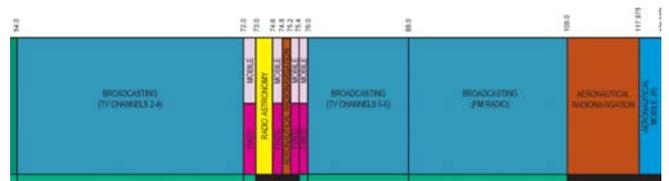


Fig. 1. Alocação de Frequências: 54,0 – 117,975 MHz (Fonte: National Telecommunications and Information Administration, <http://www.ntia.doc.gov/osmhome/allochrt.html>).

Neste contexto, a rádio difusão com o emprego da modulação proposta é capaz de oferecer outros canais de comunicação sem interferir com os já existentes.

Muitos países já modificaram suas rádios convencionais ou ainda as utilizam de forma paralela com os novos sistemas de rádio digital. Estes sistemas são os frutos das experiências vividas por estes países em suas universidades e instituições de pesquisa. Alguns dos sistemas mais conhecidos de rádio digital estão sendo testados pelo governo brasileiro (IBOC – *In Band On Channel*; DRM – *Digital Radio Mondiale*). Testes com o sistema americano e o europeu irão definir a melhor proposta em conformidade com a realidade brasileira. Por essa razão é importante que uma proposta brasileira, antes que o padrão seja votado e definido.

Nesta área de pesquisa, existe um campo fértil para novos trabalhos que são de fato, estratégicos para a sociedade e a indústria brasileira. Esta importância se deve à diversidade de aplicações em que a manipulação de dados digitais com o auxílio de plataformas programáveis por software oferece.

A modulação proposta tem as seguintes características: mais canais de comunicação além dos já existentes; menor potência para transmissão; taxa de bits elevada; e serviços de posicionamento em duas ou três dimensões, graças ao uso de códigos pseudo-aleatórios.

RÁDIO DIGITAL

Os códigos pseudo-aleatórios (PRN) são empregados em diversos sistemas de comunicação para permitir acesso de múltiplos canais ao meio, utilizando a mesma frequência de portadora. Esta técnica de compartilhamento da frequência é conhecida como CDMA e é amplamente utilizada nos sistemas de comunicação móvel.

Durante o desenvolvimento do primeiro protótipo para transmissor e receptor utilizando apenas a inversão $\pm\pi$ na fase do código, constatamos a baixa taxa de bits/s para aplicações de áudio. Em função disso, a atenção do trabalho foi direcionada para o aumento do número de bits por símbolo, surgindo assim uma nova proposta de modulação para a transmissão de áudio e possivelmente de vídeo.

A proposta de modulação, portanto, apresenta um método para adicionar mais informação por período do código, ao explorar, como veremos, a amplitude de autocorrelação do sinal recebido.

Tanto o modulador quanto o demodulador foram desenvolvidos e codificados em software (Matlab®). Neste caso, os sinais são gerados em banda base utilizando técnicas de processamento de sinais.

Códigos PRN

Os códigos PRNs empregados são denominados códigos de Gold. Esses são quase ortogonais entre si, havendo pouca semelhança entre eles.

São formados por uma seqüência binária de “0s” e “1s”. Nas seqüências pseudo-aleatórias, os bits são denominados de “chips”. O termo chip é usado para distinguir o bit do código do bit de informação. Temos na Eq.1, a representação do código PRN $c_i(t)$ da i -ésima transmissora.

$$c_i(t) = \sum_{l=0}^{N-1} c_{il} \prod \left[\frac{t - lT_{chip}}{T_{chip}} \right], c_{il} = 0 \text{ ou } 1 \quad (1)$$

Onde (\prod) representa um pulso retangular de duração T_{chip} ; c_{il} corresponde ao valor do chip (“0” e “1”) para um dado l ; sendo l um contador de 0 à $N-1$; N o número de chips do código.

A seqüência $c_i(t)$ é periódica (Eq.2), de período T_C ($N \times T_{chip}$)

$$c_i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{N-1} c_{il} \prod \left[\frac{t - lT_{chip} - kT_C}{T_{chip}} \right] \quad (2)$$

A seqüência pode ser convertida para $C_i(t)$, de “1s” e “-1s”, caso a operação de multiplicação seja utilizada na modulação do sinal (Eq.3):

$$C_i(t) = \cos(c_i(t), \pi) \quad (3)$$

A seqüência utilizada é gerada a partir de dois registradores de máximo comprimento, denominados G1 e G2, Fig.2. Para seqüência com comprimento de 511 ($2^9 - 1$) chips são utilizados registradores com 9 células ou elementos. Ambos os registros são inicializados com 1s (para operação módulo 2, \oplus). Cada registro tem seus valores deslocados segundo um referencial de tempo, o qual irá determinar a taxa do chip e conseqüentemente o período do código.

A Tabela I apresenta os polinômios G1(t) e G2(t) utilizados para combinar o valor presente em cada elemento dos registradores G1 e G2.

POLINÔMIOS GERADORES DE CÓDIGO PRN

Reg.	Polinômio	Inicialização
G1(t)	$1 \oplus x^4 \oplus x^9$	111111111
G2(t)	$1 \oplus x^3 \oplus x^4 \oplus x^6 \oplus x^9$	111111111

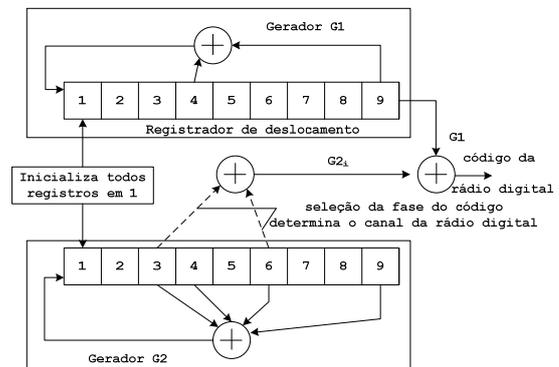


Fig. 2. Gerador de códigos de Gold.

A seqüência PRN identifica qual será a estação de rádio a sintonizada. A distinção pelo receptor entre as transmissoras é feita através de um processo de correlação. A correlação ocorre entre o código contido no sinal recebido e a sua réplica, presente no receptor.

A correlação permite medir o grau de semelhança entre estes sinais através da amplitude de correlação. A amplitude de correlação entre PRNs distintos e ortogonais é aproximadamente igual a zero, $R_{ij}(\tau)$ (correlação cruzada), para qualquer atraso τ (Eq.4).

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{NT} \int_0^{NT} C_i(t) C_j(t + \tau) dt \cong 0; p/ \text{qualquer } |\tau| \quad (4)$$

Nesta equação, $C_i(t)$ e $C_j(t)$ são os códigos PRNs para a i -ésima e j -ésima transmissora, respectivamente. Para a autocorrelação (entre códigos iguais), $R_{ii}(\tau)$, a amplitudes é diferente de zero para valores de atraso, τ , menores que um chip; $0 \leq |\tau| \leq T_{chip}$ (Fig. 5):

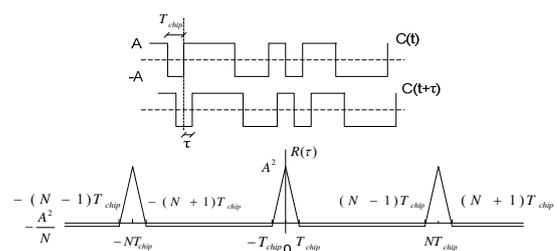


Fig. 3. Processo de autocorrelação de uma seqüência PRN.

Como se observa, o pico de autocorrelação tem a largura de dois chips e se repete a cada período ($N \times T_{chip}$) do código. A amplitude aumenta linearmente desde um chip anterior ao alinhamento máximo e decresce até zero, um chip após esse máximo. Para códigos ortogonais a amplitude, $R_{ii}(\tau)$, será aproximadamente zero para atrasos, τ , maiores que o chip, (Eq.5).

$$R_{ii}(\tau) = \frac{1}{NT_{chip}} \int_0^{NT_{chip}} C_i(t) C_i(t + \tau) dt = \begin{cases} A^2 \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c} \right); & \text{para } |\tau| < T_{chip} \\ \cong 0; & \text{para } |\tau| > T_{chip} \end{cases} \quad (5)$$

A Fig.4 mostra a seqüência de chips fornecida pelo gerador de códigos PRN (Fig.2).

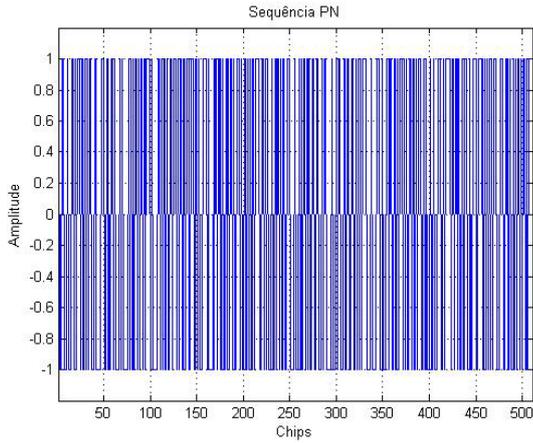


Fig. 4. Sequência PRN de 63 chips do gerador de códigos Gold.

A autocorrelação para esse código é mostrada na Fig.5. Nela se observam os valores máximos de amplitude não normalizados [511, 31, -1]. A seqüência foi atrasada de 250 chips para ilustração.

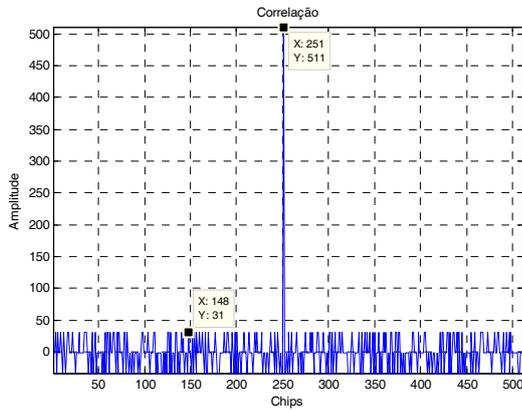


Fig. 5. Autocorrelação de códigos pseudo-aleatórios.

PWM

Nas modulações existentes, três parâmetros da portadora são modificados para transmitir a informação: a fase, a frequência e a sua amplitude. Neste caso, aumentarmos o número de bits por símbolo explorando a faixa dinâmica da amplitude de autocorrelação de uma dada seqüência PN com a variação da largura do chip definida por um PWM modificado (valores +1 e -1), Fig.6.

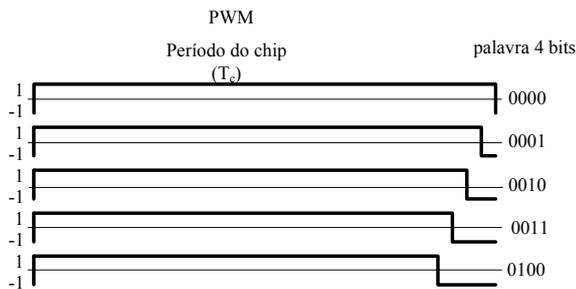


Fig. 6. Controle da largura do chip. A largura é uma função da palavra binária proveniente do conversor A/D de áudio.

Com quatro bits podemos obter 16 níveis de variação da razão cíclica do PWM, o que equivale a dividir a amplitude máxima de autocorrelação em 16 níveis. Assim, com o transporte da informação na amplitude de correlação podemos transmitir mais de um bit por código, neste caso, 4 bits.

Gerador Dimensional

Para aumentar ainda mais a taxa de bits criamos novos eixos ortogonais. Os códigos PRNs diferentes podem ser vistos como subportadoras ortogonais ou aproximadamente ortogonais (como na modulação OFDM, onde temos múltiplas subportadoras). O número de códigos distintos de mesmo comprimento é, no entanto, limitado. O ideal para a nossa concepção inicial é que cada emissora fosse caracterizada por apenas um código PRN.

Uma boa solução encontrada, e utilizada até o momento, é trabalhar com o mesmo código para todos os eixos, porém com deslocamento fixo de n chips entre si. Esta solução busca economizar o número de códigos PRN para uma dada região, área geográfica e assim possibilitar que mais canais possam ser usados, portanto, mais emissoras, mais rádios comunitárias.

A Fig.7 mostra 3 eixos com amplitude máxima. Significa nesse caso que todos os três eixos estão transmitindo a seqüência de zeros: X= 0000; Y= 0000; Z= 0000.

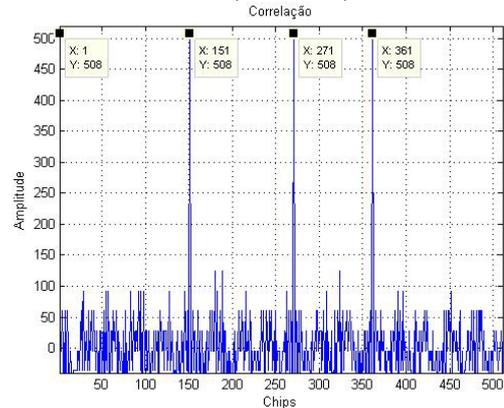


Fig. 7. É utilizado o mesmo código pseudo-aleatório para os novos eixos, porém defasado de n chips.

Do ponto de vista do receptor, essa solução foi desejável, pois facilita a geração de sinais internos ao utilizar apenas um gerador de código para rastreamento e demodulação.

Outra facilidade, que será visto mais adiante, está na identificação dos eixos. Basta a identificação de apenas dois eixos para que os demais sejam localizados. Para isso basta lembrarmos que o deslocamento relativo entre os códigos (ou eixos) são fixos.

Podemos observar que todos os três eixos estão com o mesmo valor de máxima amplitude. Mas é importante dizer que este valor de máxima amplitude não é obtida para qualquer deslocamento relativo entre os eixos. Existem somente alguns pontos onde podemos conseguir esse equilíbrio. A identificação destes pontos é outra parte do estudo.

Transmissor DSCWM

A informação binária vinda do conversor A/D atua sobre um PWM determinará a largura do chip, e conseqüentemente o valor da amplitude de autocorrelação obtida pelo receptor durante o processo de correlação entre os sinais. O PWM existente apenas no transmissor. O sinal gerado internamente pelo receptor será o original (não modificado por PWM), assim a amplitude obtida na correlação será função apenas da

informação transmitida. Para a decodificação dessa amplitude é necessário um canal piloto contendo o mesmo código. Ele servirá como referência de potência recebida para que a amplitude seja corretamente avaliada pelo decodificador de amplitude.

O diagrama de blocos, Fig.8, apresenta uma visão geral para o transmissor codificado na banda base e na FI digital. Neste diagrama a informação (sinal de voz) é digitalizada por um conversor A/D. A seqüência binária fornecida pelo conversor controla a largura do chip do código. Este irá transportar a informação. Posteriormente, este sinal é elevado para FI com a multiplicação pela portadora digital. A taxa de transmissão pode aumentar com a adição de novos eixos ortogonais e de uma componente em quadratura.

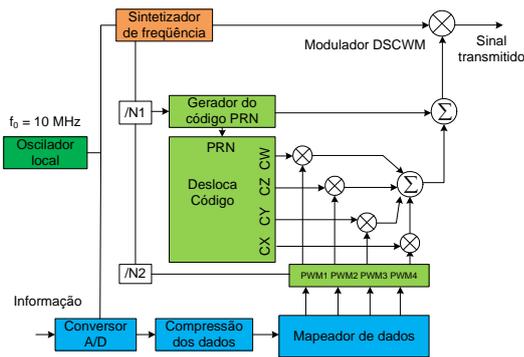


Fig. 8. Diagrama de blocos do transmissor DSCWM em banda base e na FI digital.

O oscilador serve de referencial de tempo para o conversor A/D e para o sintetizador de frequência, o qual é responsável por determinar a frequência para os demais circuitos do transmissor: modulador DSCWM, gerador do código PRN e o PWM.

O gerador de códigos PRN fornecerá a seqüência pseudo-aleatória para o deslocador de código, (gerador dimensional), e para o modulador DSCWM. Os eixos ortogonais, gerados pelo gerador dimensional, serão modulados pelo PWM. Cada eixo fica modulado por uma razão cíclica determinada pela saída do Mapeador de Dados. A seqüência binária vinda do conversor A/D, ou da compressão dos dados é distribuída para os diversos eixos ortogonais através do mapeador dos dados. Os sinais dos eixos provenientes do gerador dimensional são multiplicados pela respectiva razão cíclica e posteriormente somados.

A Fig. 9 mostra o resultado da digitalização dos eixos e a aplicação da razão cíclica sobre cada um.

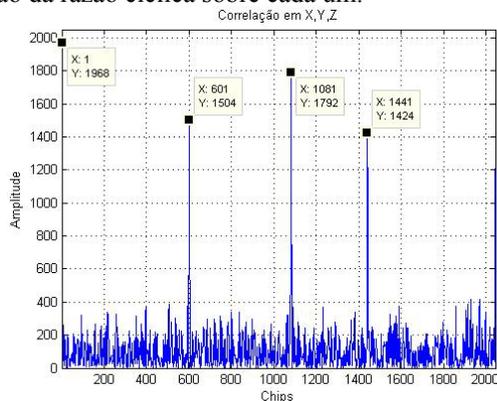


Fig. 9. É utilizado, para os novos eixos, o mesmo código pseudo-aleatório, porém defasado de n chips.

Posteriormente o resultado é utilizado para modular a componente em fase da portadora. O sinal é armazenado em um arquivo binário para então ser lido pelo software do receptor.

Receptor DSCWM

No receptor, as estações emissoras serão identificadas através de um processo de autocorrelação. A amplitude de correlação é utilizada para identificar, além da presença do sinal da transmissora, o atraso de propagação, e o provável desvio Doppler sobre a portadora.

A Figura 10 ilustra através de um diagrama de blocos um receptor DSCWM.

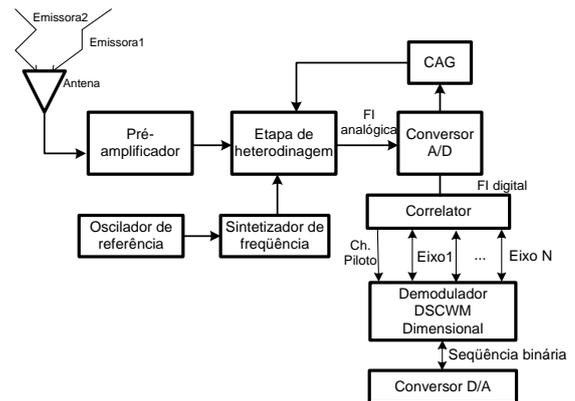


Fig. 10. Receptor de rádio difusão comunitária CDMA

Após a heterodinagem, a FI analógica é amostrada, quantizada e codificada por um conversor AD. A Figura 11 ilustra a amostragem com f_a (16 pontos por chip).

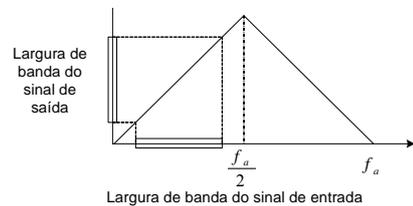


Fig. 11. Processo de amostragem passa-banda.

A saída do conversor é uma FI digital que será processada pelo correlator utilizando técnicas de programação.

O sinal da emissora deve ser fraco o suficiente para não prejudicar os outros sistemas de comunicação, Fig.12. Nesta proposta, ele é transmitido com potência próxima a do ruído térmico.

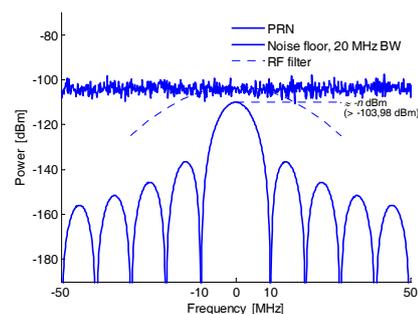


Fig. 12. Sinal de interesse abaixo do ruído térmico.

A Figura 13 mostra, através de um diagrama de blocos, o processo de rastreamento do receptor DSCWM e a sua demodulação [1] [3] [4] [5] [6].

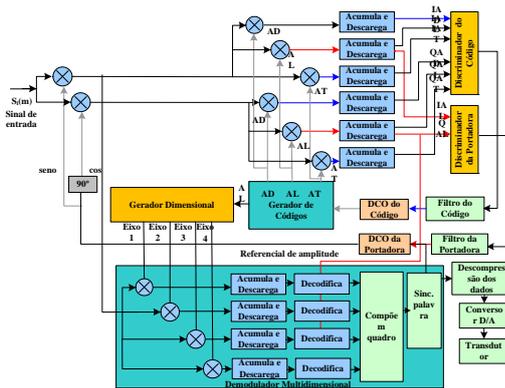


Fig. 13. Etapa de rastreamento e demodulação.

Vale lembrar novamente, que o circuito PWM está presente apenas no circuito do transmissor. O eixo utilizado para rastreamento, ou seja, para correção da frequência de portadora e para correção da frequência de código é também utilizado como referencial de máxima amplitude. Esse sinal não sofre modulação pelo circuito PWM e é por isso utilizado como referencial para todos os demais eixos (sinal piloto).

O gerador dimensional do receptor apresenta os mesmos eixos que os existentes no transmissor, assim o processo de correlação é imediato, pois os atrasos relativos se mantêm. Para o sincronismo e posterior demodulação, basta a identificação de dois ou mais picos de correlação para que o receptor utilize o eixo de referência. Os valores das amplitudes para cada um dos eixos é normalizado pela amplitude do eixo de referência. Para se obter as amplitudes dos eixos no processo de demodulação da mensagem, o método da FFT pode ser utilizado.

Uma das etapas de processamento no receptor é a identificação do início da palavra, ou sincronismo de bit, para a correta representação da amostra. Quando o símbolo da modulação DSCWM apresenta número de bits múltiplos inteiros da palavra, 16, 32 e 48 bits (palavra de 16 bits), o processo de sincronismo já está feito pela modulação.

Por exemplo, para um sinal transmitido com três eixos ortogonais, cada eixo transmitindo uma palavra de 16 bits, ou seja 3 palavras por símbolo. O receptor saberá que cada eixo contém uma palavra com 16 bits, tornando desnecessário o pré-amplificador para sincronismo. O próprio código faz a função.

O próximo exemplo foi simulado, utilizando um submúltiplo da palavra de 16 bits. Nesse caso foram adotados quatro eixos ortogonais, cada um deles com 4 bits de informação. No receptor, os quatro eixos constituirão a palavra de 16 bits, não havendo a necessidade do pré-amplificador para sincronismo de bit.

Outro dado importante é que os bits usados para a correção de paridade podem ficar alocados em um eixo específico, o que pode facilitar a decodificação da mensagem.

RESULTADOS

Para teste de transmissão e recepção do sinal, foi utilizado um sinal de áudio capturado pelo microfone do computador (Fig.14). O sinal de áudio capturado pelo microfone do computador foi amostrado com taxa de 8 kHz, quantizado e codificado em palavras de 16 bits.

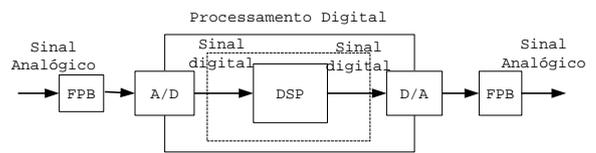


Fig. 14. Diagrama de blocos do protótipo

A mensagem “GRAVANDO ÁUDIO” é mostrada no domínio do tempo e da frequência na [Figuras (15) e (16)].

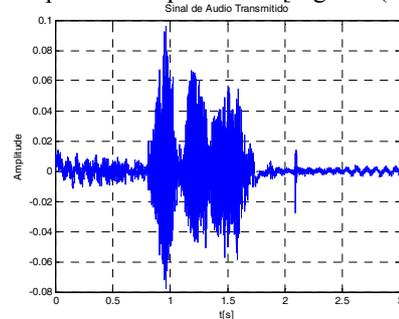


Fig. 15. Sinal de áudio original no domínio do tempo.

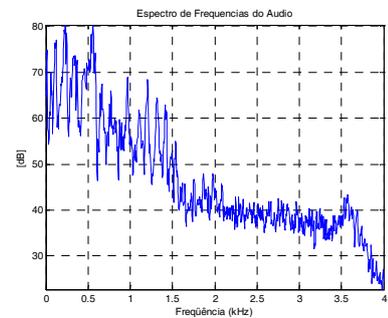


Fig. 16. Sinal de áudio original no domínio da frequência

O sinal armazenado em arquivo binário é processado pelo receptor.

Os eixos foram nomeados por X, Y e Z com intenção de representar o diagrama de constelação, em 3D. No caso de dois eixos poderíamos nomear apenas como X e Y e representar em um plano, entretanto, para mais de três eixos outra nomenclatura poderá ser usada: ex: A1, A2,...AN; B1,..., C1... e a representação da constelação deixaria de ser como estamos acostumados. Uma sugestão talvez fosse à representação em múltiplos planos (como a modulação OFDM) ou múltiplos cubos.

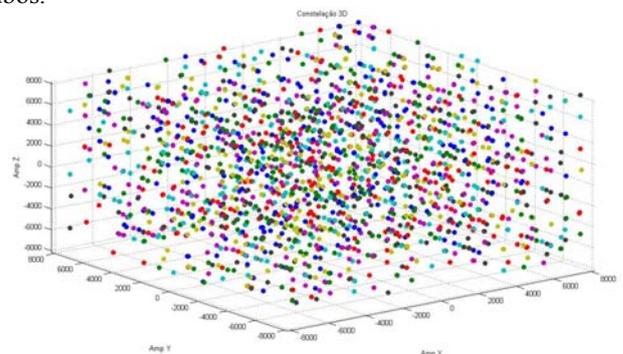


Fig. 17. Os eixos X, Y e Z gerados pelo gerador dimensional formam o espaço tridimensional que irá compor o gráfico de constelação em 3D. Cada um dos pontos coloridos representa um símbolo contendo 12 bits. O quarto eixo não foi traçado. O uso de quatro eixos foi utilizado nesse exemplo para que juntos pudessem transmitir uma palavra de 16 bits, tornando o sincronismo de bit desnecessário.

Observando a constelação em três dimensões e depois a mesma para o plano XY, podemos constatar uma parcela desocupada do espaço. Esse espaço é constatado quando utilizamos a ferramenta de zoom sobre a figura. Este fato que nos leva a concluir que há a possibilidade de um maior número de bits a serem transmitidos por símbolo sem a necessidade de que se aumente o espaço para mais que 4 dimensões, o quinto eixo. Utilizando a modulação DSCWM, saímos de uma modulação de um bit/símbolo para 16 bits/símbolo sendo neste caso 4 bits por eixo.

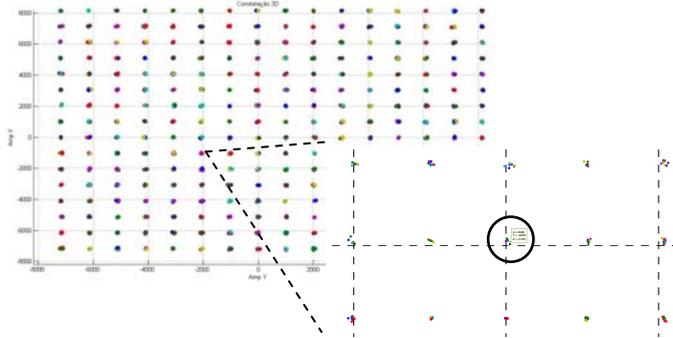


Fig. 18. vista em XY.

Com essa multiplicidade de eixos é possível obter um número de bits por símbolo muito superior do que se pretendia.

A mensagem recuperada foi traçado na cor vermelha para diferenciar do sinal transmitido. A diferença do espectro é pequena em relação à informação original e se deve ao instante de observação utilizado para calcular a FFT.

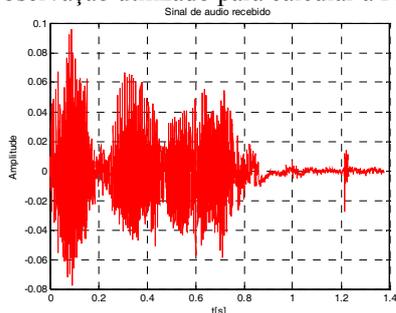


Fig. 19. Sinal recuperado no domínio do tempo

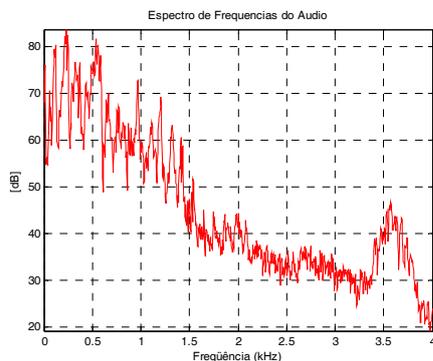


Fig. 20. Sinal recuperado no domínio da frequência.

CONCLUSÕES

A demanda crescente por novos canais de comunicação exige uma busca contínua por novas tecnologias. É proposto uma modulação para rádio difusão digital capaz de operar nas mesmas frequências das rádios AM e FM.

Para o caso do PWM convencional (níveis de tensão 1 e 0) inscrito ao chip do código, a variação da razão cíclica irá modificar além da amplitude final do pico de autocorrelação, a largura de banda do código PN. Assim, para um valor de razão de 0,5 teremos a largura de banda de 2B. Como a proposta para a intensidade do sinal transmitido é que seja próxima a do ruído térmico (para não prejudicar os outros sistemas de comunicação), a expansão da faixa do sinal (espalhamento) não é vista até o momento como um problema.

Para o caso do PWM inscrito ao código, a variação da razão cíclica irá alterar a amplitude do pico de autocorrelação sem alterar a largura do espectro do sinal. Entretanto quando o transmissor trabalha com mais de um eixo para compor o sinal transmitido se nota uma visível interferência de um eixo sobre os demais. Assim, a idéia do PWM inscrito ao código foi abandonada.

Para o transmissor da rádio digital, o PWM convencional foi modificado para valores de 1 e -1 de amplitude. Assim não haverá variação da largura de banda do código em função da variação da razão cíclica. Assim o PWM utilizado em nossa proposta está inscrito ao chip do código e é bipolar, de forma que, ao reduzir a razão cíclica, o período positivo do chip se reduz enquanto o negativo sofre de mesmo aumento.

A recepção de sinais de emissoras de rádio difusão com códigos pseudo-aleatório (PRN) distintos, além de uma comunicação segura, permite oferecer serviços de posicionamento precisos e complementar os sistemas globais de posicionamento GNSS (GPS, o GLONASS e o Galileo).

AGRADECIMENTOS

A Empresa NavCon Navegação e Controle por possibilitar a formação contínua de seu seu corpo de engenheiros sendo uma empresa parceira do Instituto Tecnológico de Aeronáutica.

REFERÊNCIAS

- [1] J. B. Y. Tsui, *Fundamentals of Global Positioning System Receivers, A software approach*. Wiley Interscience Publication, 2000.
- [2] Carvalho, F. A. Alexandre B. V. Oliveira e F. Walter: “Receptor GPS em Software. In: 25º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – XXV SBRT 2007, Recife, PE, Brasil, set, 03 a 07
- [3] Carvalho, F. A. e F. Walter, “Receptor GPS por Software em Tempo Real. Parte I: Geração dos Sinais”, Anais do 12º Encontro de Iniciação Científica e Pós-Graduação do ITA – XII ENCITA / 2006, São José dos Campos, SP, Brasil, out., 16 a 19.
- [4] Carvalho, F. A. e F. Walter, “Receptor GPS por Software em Tempo Real. Parte II: Correlator”, Anais do 12º Encontro de Iniciação Científica e Pós-Graduação do ITA – XII ENCITA / 2006, São José dos Campos, SP, Brasil, out., 16 a 19.