

3

Sistema de Medição Desenvolvido para a Sondagem

Diversas são as técnicas de sondagem empregadas para a medição do canal rádio-móvel e a escolha da técnica adequada depende da aplicação prevista para os dados de propagação. Essencialmente, deve ser feita a escolha entre transmissão em faixa estreita ou em faixa larga e se a caracterização desejada é no domínio do tempo ou da frequência.

No caso da transmissão faixa estreita, onde um tom é transmitido, grandes variações são observadas na amplitude e fase do sinal recebido, resultantes das adições de fase aleatórias de sinais de multipercursos. Nesse caso, a caracterização do canal está associada ao domínio da frequência, pois o tom transmitido aparece com o espalhamento Doppler associado, que pode ser calculado através das medidas das variações no tempo do canal, realizadas com um analisador de rede como mostra Howard [20], por exemplo, em medidas de ambiente *indoor*. Medidas de atenuação de sinal também podem ser realizadas e, através de distribuições estatísticas convenientes, é possível a caracterização dos desvanecimentos. A referência [11] é um dos exemplos onde se busca a distribuição que melhor se aproxima ao desvanecimento do sinal no meio em questão. Já no caso da transmissão faixa larga, um impulso no tempo deve ser transmitido para que se possa observar o comportamento do canal na faixa. Isto pode ser realizado por uma série de medidas com tons simples, em várias frequências, de forma a varrer a faixa desejada. Este procedimento é vantajoso quanto à complexidade do equipamento necessário, mas desvantajoso porque não ilustra o comportamento seletivo, em frequência, do canal. Também apresenta a desvantagem de que, durante a medida, o receptor deva estar estacionário, com isto evitando a possibilidade da resposta em frequência variar durante o intervalo da medida. Dessa forma, é preferível que se use uma das técnicas de sondagem em faixa larga existentes. Uma delas é a da sondagem de pulso na qual é transmitido um trem de pulsos periódicos estreitos [17]. Como os transmissores pulsados são limitados na potência de pico, não há detecção adequada dos multipercursos fracos e esta técnica torna-se mais adequada para curtas distâncias,

com raios menores que 100 metros, geralmente em ambientes *indoor*. É necessário, também, que a faixa ocupada pelo sinal medido à saída do receptor não ultrapasse dezenas de kHz a fim de que possa ser gravado, para posterior processamento.

Uma técnica de compressão pode ser utilizada para estreitar a largura de faixa do sinal medido. Uma delas, de grande utilização, é a da transmissão de uma seqüência pseudo-aleatória [21] que, além de espalhar o espectro do sinal na transmissão e realizar o *despreading* na recepção, também fornece praticamente, na recepção, a função de transferência do canal em questão. Grandes amplitudes de potência em pequena faixa de freqüências à saída do correlator, no receptor, são alcançadas, o que permite o emprego desta técnica para distâncias maiores do transmissor, em ambientes *outdoor*.

Duas são as técnicas que têm sido utilizadas em faixa larga para medições externas, ambas fazendo uso de seqüência PN (*pseudonoise*) como sinal de teste: Convolução com Filtro Casado e Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada, esta última conhecida como STDCC. Na técnica de Convolução com Filtro Casado [22-23], apesar da vantagem de não haver a necessidade da geração da PN também no receptor, apresenta como uma grande desvantagem a larga faixa de sinal à sua saída. Tal faixa impede que os sinais sejam gravados em gravadores analógicos, para posterior processamento, porque tais gravadores apresentam faixa limitada. Assim, seria necessário que se investisse em *hardware*, para que a gravação do sinal pudesse ser realizada. O fato da sonda STDCC [16] apresentar um sinal faixa estreita na recepção e podendo empregar detecção em quadratura, permite que, além da possibilidade de gravação num gravador analógico, seja possível determinar o deslocamento Doppler. Estas características levaram, portanto, à escolha dessa sonda para realizar o presente trabalho.

3.1

Técnica de sondagem STDCC

A Figura 6 mostra um diagrama em blocos simplificado de um sistema para determinar a função de transferência $h(t)$ do canal rádio-móvel. Observa-se que ao se aplicar um ruído branco $n(t)$ à entrada de um sistema linear, canal rádio-

móvel no exemplo, e se correlacionar a sua saída $r(t)$ com uma réplica da entrada retardada $n(t - \tau)$, obtém-se a resposta do sistema ao impulso no retardo de tempo τ , conforme se demonstra adiante.

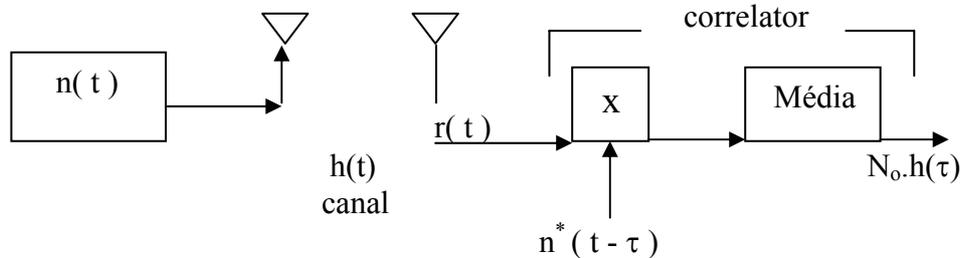


Figura 6 – Diagrama em Blocos do Sistema para Determinação da Resposta do Canal ao Impulso

Omitindo-se a modulação do sinal, obtém-se à entrada do receptor:

$$r(t) = h(t) * n(t) \rightarrow r(t) = \int_0^{\infty} h(\xi) \cdot n(t - \xi) d\xi$$

À saída do correlator, sendo $E[\cdot]$ o valor esperado ou média do sinal entre colchetes, tem-se:

$$E[r(t) \cdot n^*(t - \tau)] = E[\int_0^{\infty} h(\xi) \cdot n(t - \xi) \cdot n^*(t - \tau) d\xi]$$

$$E[r(t) \cdot n^*(t - \tau)] = \int_0^{\infty} h(\xi) \cdot \underbrace{E[n(t - \xi) \cdot n^*(t - \tau)]}_{= R_n(\tau - \xi)} d\xi$$

onde R_n representa a autocorrelação de $n(t)$.

$$\therefore E[r(t) \cdot n^*(t - \tau)] = \int_0^{\infty} h(\xi) R_n(\tau - \xi) d\xi$$

Como a autocorrelação $R_n(t)$ é a transformada inversa da densidade espectral unilateral de potência de $n(t)$, que é a constante N_o , obtém-se:

$$R_n(\tau - \xi) = F^{-1}[S_n(w)] \Rightarrow R_n(\tau - \xi) = F^{-1}[N_o]$$

$$\therefore R_n(\tau - \xi) = N_o \delta(\tau - \xi)$$

onde $\delta(\tau - \xi)$ é um impulso aplicado em $\tau = \xi$.

Finalmente:

$$E[r(t) \cdot n^*(t - \tau)] = \int_0^{\infty} h(\xi) N_o \delta(\tau - \xi) d\xi$$

$$E[r(t) \cdot n^*(t - \tau)] = N_o h(\tau) \underbrace{\int_0^{\infty} \delta(\tau - \xi) d\xi}_{= 1}$$

resultando em:

$$E[r(t) \cdot n^*(t - \tau)] = N_o h(\tau)$$

O que se conclui é que a resposta de um sistema linear ao impulso pode ser avaliada empregando-se o ruído branco associado a algum método de correlação. Na prática, é impossível se obter um gerador de ruído branco e o que se faz é aplicar uma seqüência binária pseudo-aleatória de máximo comprimento, conhecida como seqüência PN. Sua autocorrelação é um “pseudo” impulso, cuja largura depende da taxa de bits que gera a seqüência.

Na recepção com a sonda STDCC, a seqüência PN transmitida é correlacionada com uma outra idêntica, mas com uma freqüência ligeiramente maior. A mistura das duas seqüências implementa o “correlator deslizante” e, quando a seqüência PN transmitida se alinha com a do receptor, fornece um pico de correlação. Quando as duas seqüências não estão alinhadas, a sua mistura espalha o sinal que chega ao receptor numa banda tão larga quanto a faixa da PN do receptor. O “correlator deslizante” elimina a necessidade da seqüência PN transmitida e a gerada no receptor estarem sincronizadas, pois uma sempre conseguirá se alinhar à outra, já que suas freqüências são ligeiramente diferentes.

Devido ao multipercurso, réplicas atrasadas e atenuadas do sinal transmitido chegam ao receptor gerando pulsos estreitos de correlação com

diferentes amplitudes e retardos, cujo período de repetição é tal que possam ser vistas as réplicas de um pulso antes que o próximo apareça. Tais pulsos representam o perfil de retardos do sinal recebido. Neste caso a caracterização no tempo é imediata, pois parâmetros como retardo médio de sinal e espalhamento de retardo podem ser perfeitamente visualizados num osciloscópio ou num monitor de um *laptop*, através da utilização de uma placa de aquisição e uma programação adequada. Para a caracterização do deslocamento Doppler é necessário que se empregue a transformada de Fourier, conforme trata a seção 2.4.4, que pode ser corretamente calculada, já que a informação de fase é também obtida através da detecção em quadratura. Sem esta informação a transformada de Fourier do sinal obtido não fornece a resposta em frequência do canal correta, não sendo por isso conveniente realizar o cálculo do deslocamento Doppler em sistemas STDCC que empregam apenas a detecção da envoltória como se observa em [24 - 26].

O princípio da técnica STDCC, originalmente proposta por Cox [16], é aqui empregado e os circuitos desenvolvidos para os sistemas transmissor e receptor, para a realização da sondagem do canal, serão vistos na próxima seção. Um primeiro objetivo do projeto foi um aumento da faixa dinâmica de sinal à saída do amplificador de potência, aumentando a potência disponível à saída do transmissor, o que permite maior alcance do sinal. Também buscou-se uma redução do nível de lobo lateral, através da filtragem da seqüência original, com isso evitando possíveis interferências em sistemas vizinhos.

Atualmente, próximo à faixa utilizada neste projeto, tem-se em operação no Brasil, empregando a tecnologia GSM, a banda E de Serviço Móvel Pessoal (SMP), cuja faixa do *downlink* é 1835-1850 MHz. Sendo assim, como o sistema proposto opera em 1880 MHz com filtragem que fornece 50 MHz de faixa entre pontos de 40 dB, não haverá problema de interferência entre o sistema montado e o GSM.

Empregando uma técnica de varredura de retardo de tempo, na qual o sinal que chega é correlacionado com uma seqüência PN idêntica a do transmissor, mas com uma taxa ligeiramente mais rápida, a correlação pode ser realizada com um correlator simples, sendo todos os retardos de tempo varridos durante uma medição, através da passagem do sinal correlacionado por um circuito integrador.

Após o integrador a compressão da banda do sinal é obtida, sendo igual à diferença das taxas das seqüências transmitida e recebida.

As características principais da seqüência PN acima citada, que serão a base para todos os cálculos da sonda desenvolvida na próxima seção, são dadas a seguir. Deve-se observar que existe um compromisso na escolha de tais parâmetros, o que vai ser explicado ao longo do desenvolvimento do texto.

Seqüência PN	}	Comprimento: $m = 511 \text{ bits}$ Frequência da PN_{TX}^* e PN_{RX}^* : 9,99 MHz e 10 MHz Duração de <i>bit</i> : $PN_{TX} \rightarrow T_{bit} = 0,1001 \mu s$ $PN_{RX} \rightarrow T_{bit} = 0,1000 \mu s$ Duração das seqüências: $T_{TX} = 51,1511 \mu s$ e $T_{RX} = 51,1 \mu s$ Número de amostras por <i>bit</i> : 5 Taxa de amostragem(TX e RX): 49,95 e 50 MSPS Intervalo de amostragem(TX e RX): 20,02 e 20 ns
--------------	---	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

*TX e RX representam: no transmissor e no receptor, respectivamente.

A Figura 7 mostra um diagrama simplificado da sonda STDCC para uma análise dos sinais I e Q na saída do receptor. Adotou-se na transmissão um sinal de teste que é uma seqüência PN de 511 *bits* e taxa de 9,99 MHz, modulando uma portadora de RF de 1880 MHz. Padrões de frequência estáveis de rubídio de 10 MHz servem como referência para gerar todas as frequências, tanto do transmissor quanto do receptor.

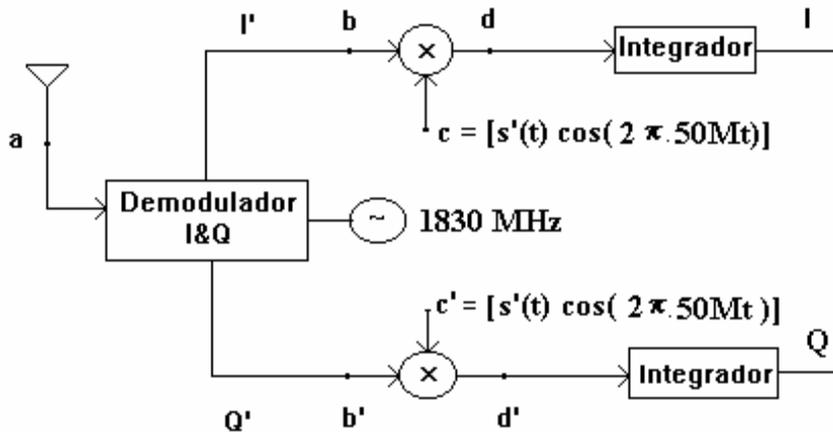


Figura 7 - Diagrama Simplificado da Sonda STDCC

No receptor, o sinal de RF em 1880 MHz (ponto **a**) passa pelo demodulador I&Q, que converte o sinal de RF numa FI de 50 MHz em quadratura, **I'** e **Q'** (pontos **b** e **b'**, respectivamente). A seqüência PN de 10 MHz, representada por $s'(t)$, é misturada ao sinal de 50 MHz, gerando a FI (pontos **c** e **c'**).

O sinal de FI é aplicado aos misturadores, cujas saídas são **d** e **d'** e, após os integradores, resultam nos sinais **I** e **Q** em quadratura, com uma faixa de 10 kHz. A demodulação do sinal recebido pelo demodulador de quadratura (**I&Q**) permite a obtenção dos deslocamentos Doppler associados com cada multipercurso, já que a informação de fase está presente.

Analisando os sinais nos diversos pontos, supondo os ganhos dos dispositivos unitários para maior simplicidade, tem-se:

$$\text{Em } \mathbf{a} \rightarrow \sum_i \mathbf{a}_i \cdot s(t - \tau_i) \cdot \cos(2\pi \cdot 1880M \cdot t - \phi_i), \text{ onde } M \equiv 1 \text{ MHz}$$

onde \mathbf{a}_i , τ_i e ϕ_i são, respectivamente a amplitude, o retardo e a fase dos multipercursos que chegam ao receptor no ponto **a**, e s é a seqüência PN transmitida, de taxa igual a 9,99 MHz.

$$\text{Em } \mathbf{b} \rightarrow \sum_i \mathbf{a}_i \cdot s(t - \tau_i) \cdot \cos(2\pi \cdot 50M \cdot t - \phi_i)$$

$$\text{Em } \mathbf{b}' \rightarrow \sum_i \mathbf{a}_i \cdot s(t - \tau_i) \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 50M \cdot t - \phi_i)$$

$$\text{Em } \mathbf{c} \rightarrow s'(t) \cdot \cos(2\pi \cdot 50M \cdot t)$$

$$\text{Em } \mathbf{c}' \rightarrow s'(t) \cdot \cos(2\pi \cdot 50M \cdot t)$$

$$\text{Em } \mathbf{d} \rightarrow \sum_i \mathbf{a}_i \cdot s(t - \tau_i) \cdot \cos(\phi_i) \cdot s'(t)$$

$$\text{Em } \mathbf{d}' \rightarrow \sum_i \mathbf{a}_i \cdot s(t - \tau_i) \cdot \text{sen}(\phi_i) \cdot s'(t)$$

Os termos em 100 MHz que surgem em \mathbf{d} e \mathbf{d}' , da mistura no *mixer*, foram supostos eliminados pela filtragem no circuito integrador, que funciona como um filtro passa-baixas. Após o integrador, obtém-se:

$$\mathbf{I} = \sum_i \mathbf{a}_i \cdot \cos(\phi_i) \cdot (1/T) \int_0^T s(t - \tau_i) s'(t) dt \quad (3.1)$$

$$\mathbf{Q} = \sum_i \mathbf{a}_i \cdot \text{sen}(\phi_i) \cdot (1/T) \int_0^T s(t - \tau_i) s'(t) dt \quad (3.2)$$

Os termos integrais, destacados em negrito, nada mais são do que a correlação cruzada de s e s' , com a varredura de retardo τ_i .

Uma vez que $s(t)$ é $s'(t)$ simultaneamente retardado e expandido pelo fator K , então:

$$s(t) = s'(t - t/K)$$

que, substituído nas integrais das equações 3.1 e 3.2, resulta:

$$\int_0^T s'(t - t/K - \tau_i) \cdot s'(t) dt = R_{s'}(t/K + \tau_i) \quad (3.3)$$

onde $R_{s'}$ é a autocorrelação de $s'(t)$, expandida pelo fator K . Substituindo a equação 3.3 nas equações 3.1 e 3.2, \mathbf{I} e \mathbf{Q} ficam igualadas às somas das autocorrelações dos diferentes multipercursos, obtendo-se:

$$\mathbf{I} = \sum_i (\mathbf{a}_i/T) \cdot \cos(\phi_i) \cdot R_{s'}(t/K + \tau_i) \quad (3.4)$$

$$\mathbf{Q} = \sum_i (\mathbf{a}_i/T) \cdot \text{sen}(\phi_i) \cdot R_{s'}(t/K + \tau_i) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{I} - j\mathbf{Q} = \sum_i (a_i/T) \cdot R_s \cdot (t/K + \tau_i) \cdot e^{j\phi_i} \quad (3.6)$$

Observa-se na exponencial $e^{j\phi_i}$ a informação da fase com que chega cada multipercurso e o sinal negativo, na equação 3.6, é empregado porque é uma característica do demodulador, que fornece no ramo Q' a componente senoidal com o sinal negativo. Com esta informação é possível determinar a transformada correta de Fourier $F_\eta[P_h(\eta, \xi)] = P_s(\mu, \xi_i)$ para cada retardo ξ_i , conforme visto na seção 2.4.4, de forma a se determinar a função densidade espectral de espalhamento Doppler, tornando possível a obtenção dos ângulos de chegada (θ) dos multipercursos que chegam ao receptor num mesmo retardo, visto que os deslocamentos são função dos mesmos através da equação :

$$\mu \approx (v \cdot \cos \theta) / \lambda$$

onde v é a velocidade do móvel e λ é o comprimento de onda. Segundo a referência [19], a aproximação é praticamente a igualdade, já que a velocidade do móvel é muito menor que a da luz.

Uma vez que as autocorrelações ocorrem entre pulsos retangulares de largura $T_{bit} = 0,1 \mu s$ ($= 1/10$ MHz), à saída dos correlatores tem-se um sinal triangular periódico e de largura $2 \cdot T_{bit} = 0,2 \mu s$, conforme a referência [21]. A grandeza T_{bit} significa dizer que multipercursos separados por um intervalo maior que ele são identificados no receptor.

Os 10 kHz ($= 10$ MHz - 9,99 MHz) de diferença nas taxas das seqüências são equivalentes à largura da função de correlação obtida no receptor e a compressão da banda fica, assim, realizada. O fator de escala K correspondente é a razão entre a freqüência da PN de maior freqüência e a diferença entre esta e a de menor freqüência, calculado por $K = 10$ MHz/10 kHz, ou seja, $K = 1000$. Assim, o fator K é escolhido em função da faixa de sinal desejado à saída do receptor, não podendo ser muito pequeno, para não acarretar ruído gerado pela correlação, nem muito grande, pois conduzirá a um tempo de experimento grande, invalidando a suposição de canal estacionário no tempo. O que se observa é que a compressão do sinal de um fator de 1000 na freqüência foi equivalente à expansão no tempo do sinal recebido pelo mesmo fator e é suficiente dividir por 1000 o eixo

Leni Joaquim de Matos

dos retardos nos perfis de retardo medidos. O fato de se adotar $K = 1000$ facilita a leitura do tempo, pois basta trocar o valor lido em milissegundos, por exemplo, para microssegundos. Em artigos que empregam a técnica STDCC [24-26], K é tomado com esta ordem de grandeza. Cox [16] emprega $K = 5000$ no seu sistema de sondagem.

Empregando o fator $K = 1000$, a autocorrelação R_s tem uma base de tempo real de largura: $(0,2 \mu s) \times K$, igual a $0,2 \text{ ms}$ e cada perfil de potência obtido ocorre após a passagem de 1000 seqüências do receptor ou 999 do transmissor, correspondendo a $51,1 \text{ ms}$ ($1000 \times 511 \text{ bits} / 10 \text{ MHz}$ ou $999 \times 511 \text{ bits} / 9,99 \text{ MHz}$). Esta é uma desvantagem deste tipo de sonda, pois cada perfil só é obtido após um tempo igual a K vezes o tempo real. Contudo, para baixas velocidades do móvel, mostra-se que as K respostas equivalem a distâncias da ordem de poucos centímetros, fração do comprimento de onda (λ), o que leva à consideração de que o perfil não tenha tido uma variação apreciável nesta pequena distância, fazendo valer a condição de estacionariedade do sistema.

Os sistemas STDCC utilizados por diversos outros autores, a partir de Cox [16], partem do mesmo princípio básico, sendo que alguns utilizam apenas detetores de envoltória [24-26] em vez da demodulação em quadratura [27]. Nos primeiros não é possível determinar corretamente o deslocamento Doppler e, conseqüentemente, a localização dos espalhadores, já que a informação de fase ϕ_i é perdida.

Dentre as principais características da sonda STDCC [17] podem ser citadas:

- Faixa dinâmica (FD)

Desprezando o efeito de ruído, pode-se dizer que a faixa dinâmica desta técnica de sondagem é função do comprimento da seqüência PN utilizada na transmissão, sendo calculada por:

$$FD = 20 \cdot \log(m)$$

Para o sistema dado, com $m = 511$ bits, a faixa dinâmica é de 54 dB, o que significa dizer que o sistema idealmente consegue detectar multipercursos com até 54 dB de diferença. Observa-se, portanto, que quanto maior o número de bits da sequência PN adotada, maior será tal faixa dinâmica.

Na prática haverá o ruído próprio da correlação, já que é realizada por circuitos reais, somado ao ruído do canal, o que levará a uma diminuição desta faixa.

- Resolução em frequência (R_F)

É definida como:

$$R_F = 1/(m \cdot T_{bit})$$

No sistema proposto, a resolução em frequência é de, aproximadamente, 19,6 kHz, ou seja, o sistema só consegue discernir frequências acima deste valor. Se for necessário melhorar a resolução em frequência, m pode crescer, o que leva a um crescimento da faixa dinâmica, porém isto não deverá ser feito como será visto adiante, no item de "Resolução de deslocamento Doppler". Resta, como alternativa, crescer a janela de tempo de observação, o que corresponde a diminuir o valor da resolução em frequência, contudo conduzindo a um maior tempo de computação.

- Resolução de multipercursos (R_m)

Tem-se duas definições importantes quanto à resolução de multipercursos: o menor valor de retardo abaixo do qual não se consegue discernir entre dois multi-percursos recebidos (τ_{min}) e o maior valor de retardo acima do qual não se consegue detectar os multipercursos ($\tau_{máx}$). O primeiro é conhecido como resolução espacial enquanto o segundo como retardo de tempo máximo de multipercurso não ambíguo. Assim:

$$\tau_{min} = T_{bit} \quad e \quad \tau_{máx} = m T_{bit}$$

No sistema dado $\tau_{\min} = 0,10 \mu\text{s}$ e $\tau_{\max} = 51,1 \mu\text{s}$. Isto significa que a sonda é capaz de distinguir raios com diferença de 30 m ($= 300000 \text{ km/s} \times 0,10 \mu\text{s}$) no percurso de propagação e que não mais distingue raios com diferença superior a 15,345 Km ($= 300000 \text{ km/s} \times 51,1511 \mu\text{s}$).

- Fator de escala (K)

É definido como:

$$K = f_s / \Delta f$$

onde:

$f_s \rightarrow$ maior frequência da PN (transmissor ou receptor)

$\Delta f \rightarrow$ diferença entre as frequências das PNs

No sistema dado, $K = 10 \text{ MHz}/10 \text{ kHz}$, acarretando $K = 1000$.

- Resolução de deslocamento Doppler (f_D)

É o máximo deslocamento Doppler que se consegue medir com o sistema utilizado. Assim:

$$f_D = 1/(2.K.m.T_{\text{bit}}) \quad (3.7)$$

Para a seqüência PN adotada este valor é igual a 10 Hz, sendo possível se observar deslocamentos Doppler na faixa ($-10, +10 \text{ Hz}$), correspondendo a ângulos de incidência na faixa de ($180^\circ, 0^\circ$), de multipercursos que chegam de trás do receptor a multipercursos que chegam pela frente do mesmo .

Para que tal valor de Doppler possa ser medido, a velocidade máxima que o veículo pode alcançar é calculada por:

$$v = \lambda f_D$$

Para a sonda montada, na frequência de 1,88 GHz empregada, a velocidade máxima que poderá ser usada é igual a 5,7 km/h ($= [3.10^8/(1,88.10^9)].10$).

Para valores fixos de frequência $f (= 3.10^8/\lambda)$, os parâmetros K , T_{bit} e f_D e a velocidade do móvel decrescem com o crescimento do número de *bits* da seqüência. Assim, m não pode crescer muito, pois acarreta um deslocamento

Doppler máximo medido muito pequeno e este é função da estabilidade das fontes de frequência. Observa-se, também, que valores elevados de K vão conduzir à mesma situação, sendo o Doppler também um fator limitante para tal constante.

- Precisão dos padrões de frequência

Devido à dificuldade de se manter o sincronismo de fase por causa da posição aleatória do móvel, utiliza-se a detecção em quadratura. Quanto ao sincronismo de frequência, pode-se dizer que se $0,10 \mu\text{s}$ é a duração do pulso da seqüência PN e se as medidas são efetuadas num tempo de 1/2 hora (= 1800 s), o máximo permitido de variação entre as frequências nos osciladores da transmissão e recepção, durante a medida, é igual a $0,10 \mu\text{s}/1800 \text{ s} = 5,6 \cdot 10^{-11}$, o que significa dizer que os osciladores têm que ser estáveis o suficiente para garantir tal resultado.

3.2

Sonda STDCC Desenvolvida

A sonda desenvolvida e montada no CETUC é aqui detalhada, com seus componentes especificados. São desenvolvidas e explicadas as operações realizadas no sinal de teste (seqüência PN) de forma a se obter um sinal transmitido com nível de lobo lateral mais baixo, resultado da filtragem e da compensação da não linearidade do amplificador de potência. Resultados gráficos das simulações realizadas com o sinal na transmissão são mostrados de forma a se observar a melhoria da faixa dinâmica do sinal à saída do amplificador de potência (PA).

3.2.1

Geração do Sinal de Teste e Operações Realizadas

A referência [21] desenvolve a teoria necessária para se compreender o comportamento das seqüências PN, empregadas como sinal de teste no sistema de sondagem. Uma característica básica é a sua larga faixa de frequências, como já citado na introdução deste capítulo. Uma outra característica importante é que,

Leni Joaquim de Matos

quando se correlaciona uma PN com ela mesma, tem-se um pico de autocorrelação. Observa-se, portanto, que é importante que a seqüência PN transmissora tenha sua freqüência a mais próxima possível da seqüência PN receptora a fim de que a compressão realizada seja eficiente. Este é um dos motivos pelo qual a diferença entre as freqüências das seqüências deve ser pequena, o que conduz a um fator K tanto maior quanto menor é tal diferença.

Para a geração da seqüência PN de 511 *bits*, o polinômio gerador da mesma é $x^9 + x^4 + 1$, conforme referência [21]. No sistema transmissor/receptor desenvolvido a proposta é gerar a seqüência PN por *software*, via MATLAB, para posterior transmissão. Tal forma de geração foi preferida porque, tendo como um dos objetivos a diminuição do nível dos lobos laterais da seqüência, empregou-se uma filtragem digital, que é facilmente realizada e que pode ser modificada apenas por alteração no *software* desenvolvido.

Alguns autores já têm empregado a técnica de geração digital, com armazenamento em memória, do sinal de teste transmitido para sondar o canal rádio-móvel. Por meio de uma intensa pesquisa por computador, Felhauer [28] pesquisou a forma de onda sintetizada que forneceria um espectro plano para o sinal de teste de espectro espalhado à entrada do PA. A fim de minimizar a densidade espectral de potência fora de banda à saída do PA, todas as possíveis combinações da fase do sinal eram pesquisadas até que a menor relação envoltória máxima/ envoltória média (= fator de *crest*) fosse encontrada. A seqüência de teste otimizada era, então, armazenada em uma ROM (*read only memory*). Mais tarde, Felhauer se utilizou do mesmo princípio e desenvolveu a técnica de sondagem equivalente a de filtro casado, onde a filtragem era realizada por estimação *unbiased* ótima [29]. Um trabalho semelhante ao de Felhauer foi desenvolvido pela SIEMENS [30]. Molina [31] também empregou geração digital, mas buscou formas de onda ótimas para excitar o canal, não mais as seqüências PN, tratando apenas da transmissão.

No transmissor desenvolvido optou-se por utilizar duas EPROMs (*Erasable Programmable Memory*) que armazenam amostras da PN filtrada, pré-distorcida e equalizada, onde a pré-distorção tem a finalidade de compensar as distorções não lineares amplificador de potência.

Inicialmente as amostras da PN, sendo 5 amostras/bit, foram filtradas por

um filtro digital FIR do tipo Remez de 5ª ordem [32], projetado usando o algoritmo de Remez. Ordens acima de 5 acarretariam em intermodulação, provocada pelo espalhamento do sinal no tempo, após sua passagem pelo filtro. Tal filtragem permitiu a redução dos lobos laterais da seqüência a ser transmitida. Também foram simuladas filtragens empregando filtros Butterworth e Chebyshev digitais [32], verificando-se o sinal à saída do amplificador de potência. Nas simulações, a filtragem que ofereceu melhores resultados para a faixa dinâmica à saída do amplificador foi a Remez, com valor próximo de 22 dB, havendo uma melhoria de 10 dB em relação à PN não filtrada. Com ela atingiu-se o objetivo de diminuir o nível de lobos laterais irradiados.

Para compensar o efeito da não linearidade do amplificador de potência, que pode operar na faixa de 800/2000 MHz, suas curvas de amplitude ($V_{out} \times V_{in}$) e variação de fase ($\Delta\phi \times V_{in}$) foram obtidas através de medições realizadas com o analisador de rede HP8714ET, empregando uma janela de 60 MHz e centrada na frequência portadora de 1880 MHz, de forma que uma pré-distorção pudesse ser realizada inicialmente na PN filtrada. Tais curvas são mostradas na Figura 8.

O comportamento não linear do amplificador fica, assim, caracterizado por dois processos independentes de frequência, um relacionado à tensão de saída com a de entrada e outro, ao deslocamento de fase da saída com a tensão de entrada. Tais características foram normalizadas e ajustadas apropriadamente por polinômios (7ª ordem para o ganho e 1ª e 2ª ordem para a fase, esta interpolada por dois trechos) de forma que pudessem ser manipuladas no *software*.

A pré-distorção é realizada conforme as equações 3.8 e 3.9 a seguir, conforme referência [33], respectivamente para a amplitude V_{id} e fase ϕ_{id} do sinal de tensão pré-distorcido:

$$V_{id}(t) = H^{-1} (G \cdot |V_i(t)|) \quad (3.8)$$

$$\phi_{id}(t) = \phi_i(t) - \Delta\phi[V_{id}(t)] \quad (3.9)$$

onde G é o ganho do amplificador na sua região linear, obtido como uma tangente ao trecho linear da curva de ganho, $\Delta\phi$ representa uma variação de fase sofrida

pelo sinal de tensão V_{id} ao passar pelo amplificador, ou seja, é a fase da saída subtraída da fase da entrada, V_i é a tensão à entrada do amplificador e V_{id} é a tensão correspondente a V_i que deve ser aplicada à entrada do amplificador de forma que o mesmo opere linearmente sobre V_i . Na equação 3.9 a fase do sinal pré-distorcido é igual à fase do sinal à entrada do pré-distorsor subtraída da variação de fase sofrida pelo sinal de tensão pré-distorcido ao passar pelo PA.

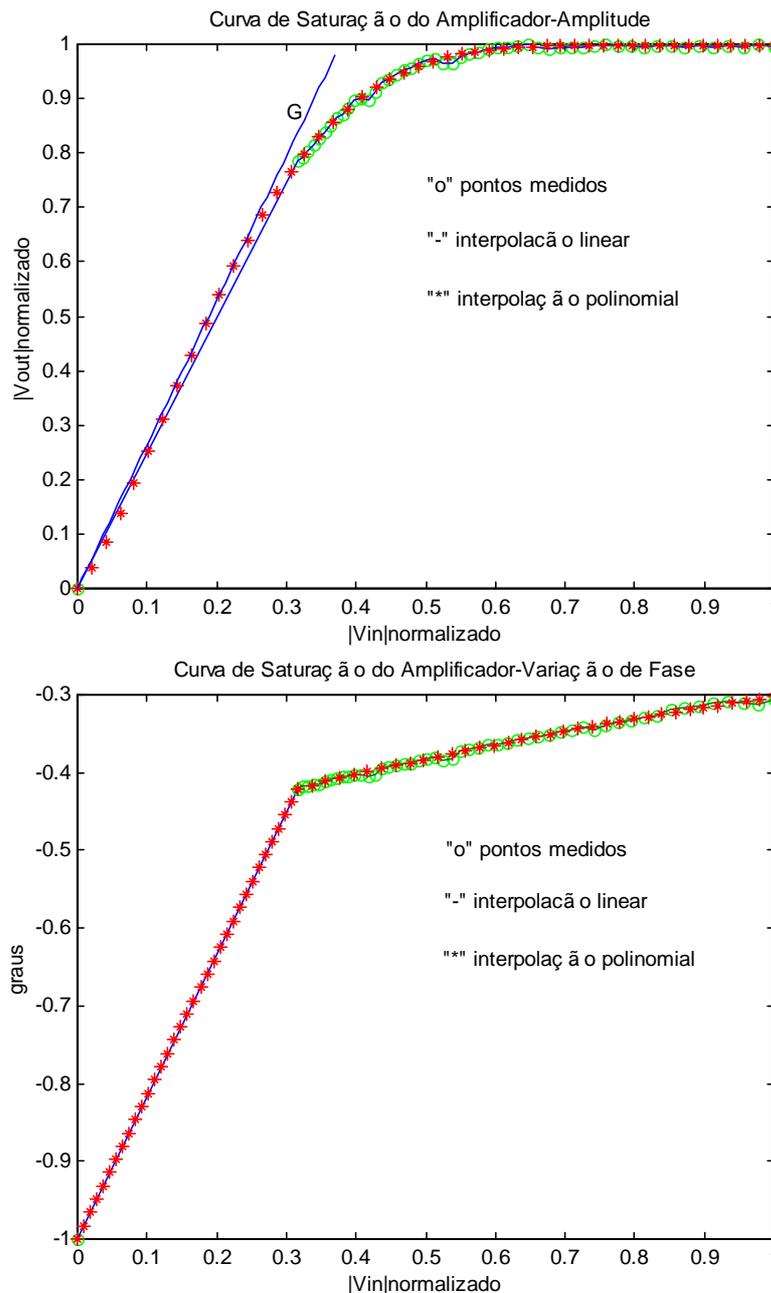


Figura 8 - Curvas Características Normalizadas do Amplificador de Potência:
 (a)Amplitude, (b) Fase

Se $V_i(t)$ é o sinal à entrada do PA, tem-se à sua saída:

$$H(|V_i(t)|).exp[j\Delta\phi(|V_i(t)|)] \tag{3.10}$$

Se $V_i(t)$ é agora a entrada de um pré-distorsor, tem-se para o sinal pré-distorcido à sua saída:

$$V_{id}(t).exp[j\phi_{id}(t)] \tag{3.11}$$

Se $V_i(t)$ é a PN filtrada, se a mesma é pré-distorcida e $V_{id}(t).cos \phi_{id}(t)$ segue pelo ramo I da Figura 9 e $V_{id}(t).sen \phi_{id}(t)$ segue pelo ramo Q, como o sinal $s(t)$ à saída do modulador I&Q é:

$$s(t) = I \cos w_c t - Q \sen w_c t \tag{3.12}$$

obtém-se ao substituir I e Q:

$$s(t) = V_{id}(t).cos (w_c t + \phi_{id}(t)) \tag{3.13}$$

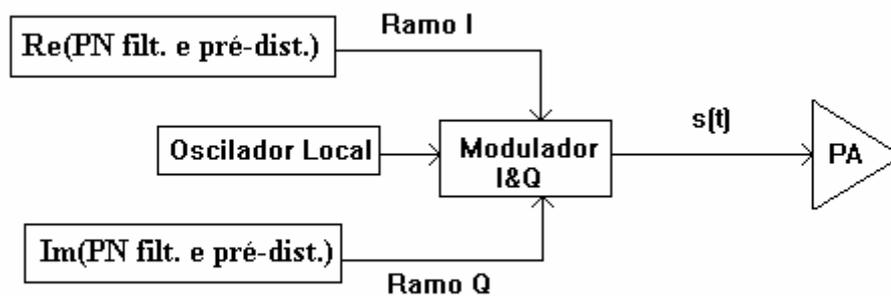


Figura 9 - Diagrama em Blocos para Análise do Sinal Modulado

Se este sinal entra no PA, tem-se à saída do mesmo, empregando a equação 3.10:

$$H(|V_{id}(t)|).exp\{j\{\phi_{id}(t) + \Delta\phi[|V_{id}(t)|]\}\} \tag{3.14}$$

Substituindo V_{id} e ϕ_{id} das equações 3.8 e 3.9 na equação 3.14, tem-se à saída do PA:

$$G|V_i(t)| \cdot \exp[j\phi_i(t)]$$

Uma vez que a PN filtrada é um sinal real no tempo, a fase $\phi_i = 0$ ou π e a equação mostra que a pré-distorção acarreta na linearidade à saída do PA.

Como a pré-distorção, que compensa a distorção não linear do amplificador de potência, é realizada digitalmente no sinal filtrado, armazenado na EPROM, e não à entrada do PA, é necessário que haja uma equalização do sinal para compensar a distorção introduzida pelos elementos lineares do transmissor, desde a EPROM até o PA (ver item 3.2.3). Para tal, o equalizador deve ter uma função de transferência inversa àquela do canal, ou seja:

$$H_{eq} = 1./(H_{DAC}.H_{FPB}.H_{EPB}) \quad (3.16)$$

onde:

H_{eq} → função de transferência do equalizador

H_{DAC} → função de transferência do conversor digital-analógico

H_{FPB} → função de transferência do filtro passa-baixas (FPB)

H_{EPB} → função de transferência do FPB equivalente ao filtro passa-faixa

A função H_{DAC} é do tipo $\text{sinc}(\pi f/f_s)$ [34], onde f_s é a frequência de amostragem igual a 50 MSPS. H_{FPB} e H_{FPF} foram medidas com o analisador de rede HP8714ET e suas curvas de amplitude e fase foram caracterizadas e interpoladas em *software* para equalização da PN filtrada e pré-distorcida. Assim, amostras da PN filtrada, pré-distorcida e equalizada foram quantizadas e armazenadas nas memórias EPROMs. Uma observação é que os amplificadores apresentam respostas planas na faixa de operação, conforme medições realizadas no analisador de rede já citado, e, portanto, não aparecem na equalização, já que suas amplitudes são constantes.

3.2.2

Simulações Realizadas no Sinal de Teste Transmitido

Antes de prosseguir com o projeto do sistema transmissor, uma série de simulações foram realizadas para verificar a validade das operações realizadas sobre o sinal de teste digital, observando-se o sinal que sairia teoricamente após o amplificador de potência.

A Figura 10 mostra a seqüência de operações realizadas na geração do sinal de teste para a sonda transmissora. Partindo do polinômio gerador $x^9 + x^4 + 1$ carregado inicialmente com os valores 100000000 (valores de partida do *shift register*, gerador da seqüência PN, referência [21]), a seqüência PN composta de “0’s” e “1’s” e de comprimento igual a 511 *bits* é gerada e o nível DC é eliminado, pois a detecção é coerente.

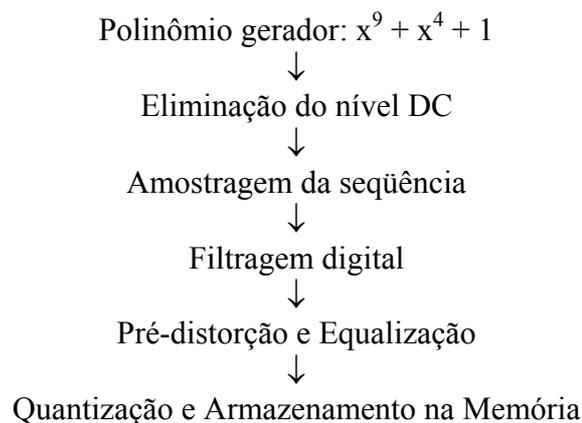


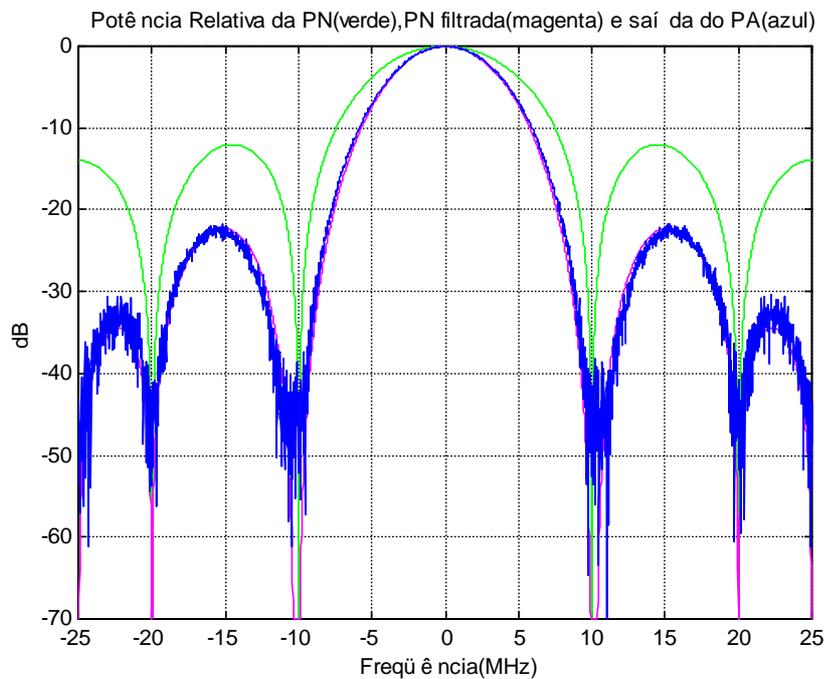
Figura 10 - Operações Realizadas no Sinal de Referência.

Cada *bit* da seqüência transmitida foi amostrado com 5 amostras, cujo intervalo t_s é igual a 20,02 ns ($t_s = T_{bit}/5$) e o período da seqüência é formado por 2555 amostras (511 *bits* x 5 amostras/*bit*). Por ser periódica, a seqüência apresenta um espectro de linhas cujo intervalo f_o , entre as linhas, é igual a 19,549 kHz ($f_o = 1/T_{PNTX}$) e, ao ser amostrada, a seqüência passa a ter um espectro repetitivo a cada f_s de 49,950 MHz ($f_s = 1/t_s$). Com um filtro FIR digital do tipo Remez do MATLAB [32] o sinal obtido foi filtrado, baixando-se o nível dos lobos laterais. A seguir, interpolando-se as características de amplitude e fase do PA, as

equações 3.8 e 3.9 permitiram a obtenção das amplitudes e fases das amostras da PN filtrada e pré-distorcida. Como as amplitudes V_{id} são iguais ou maiores que as da PN filtrada V_i , determina-se que a variação da amplitude da PN que fornece V_{id} dentro da região da curva obtida para o PA está na faixa de - 0,1 (\equiv nível “1”) a + 0,1 (\equiv nível “0”).

Observa-se que o sinal pré-distorcido é complexo. Por isso, após a equalização, as parcelas real e imaginária foram quantizadas e armazenadas, respectivamente, nas EPROMs dos ramos I e Q.

Realizando-se simulações do sinal à saída do PA através da passagem do sinal pelo DAC, FPB, modulador I&Q, FPF e PA, inicialmente variou-se o número de bits do DAC e os resultados obtidos são mostrados na Figura 11.



(a)

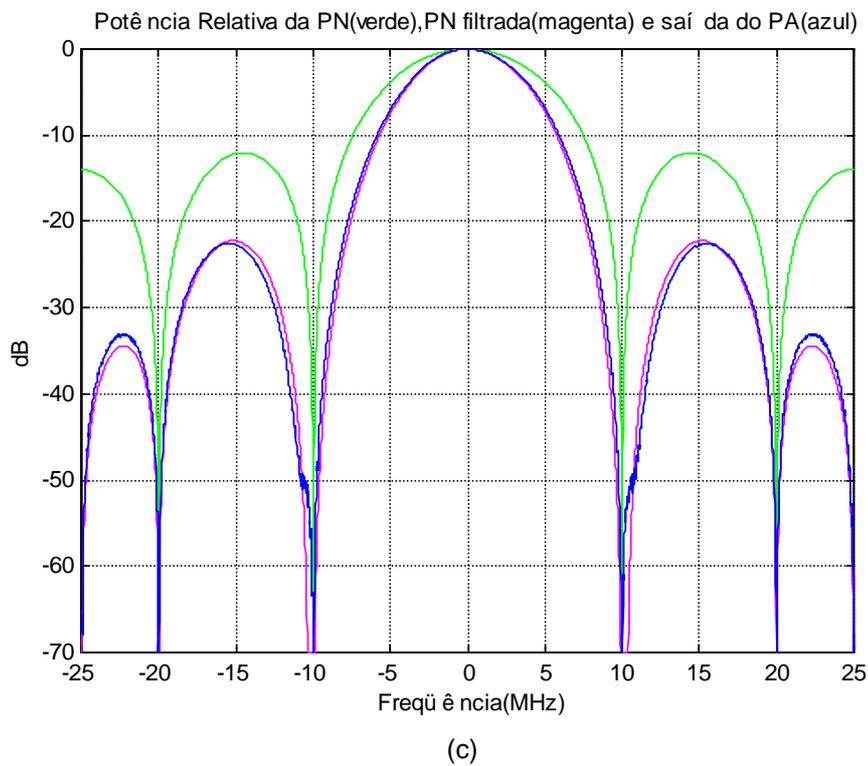
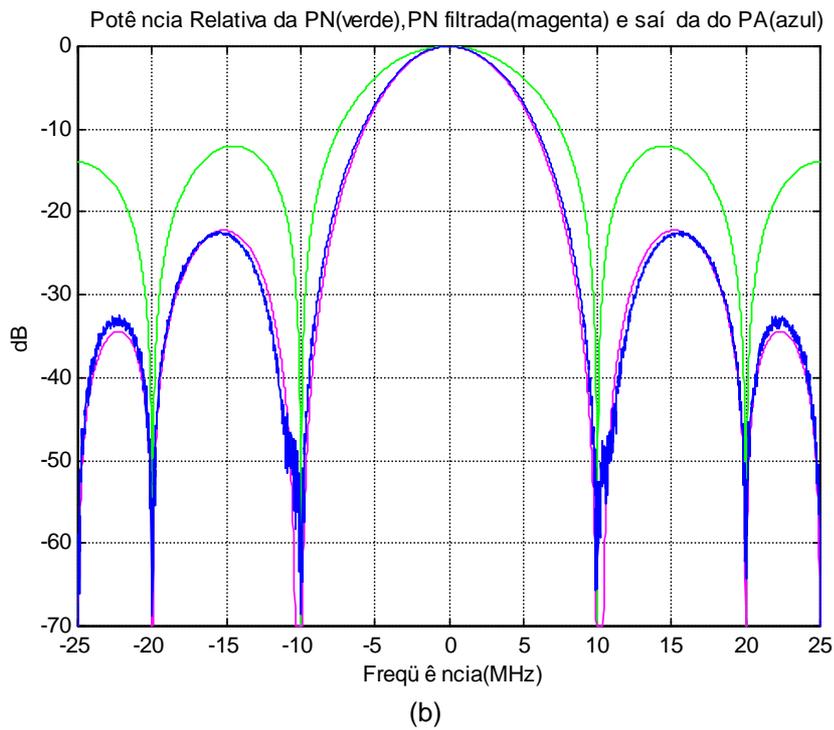


Figura 11 – Densidade Espectral de Potência do Sinal à Saída do PA
(a) DAC de 8 bits, (b) DAC de 10 bits e (c) DAC de 12 bits

O que se observa na Figura 11 é que quanto maior o número de *bits* do DAC, menor é o erro de quantização, mostrando que 12 *bits* seria o ideal para se trabalhar, com erro mínimo de quantização, como pode ser visto na Figura 11(c). Na sonda montada, devido ao fato da memória de alta velocidade trabalhar com 8 *bits*, o número de *bits* adotado para o DAC foi igual a 8. Neste caso, com 8 *bits*, já se observa uma melhoria no nível dos lobos laterais de, aproximadamente, 10 dB em relação à seqüência PN pura, onde o primeiro lobo lateral se acha a 10 dB do principal. Assim, 8 *bits* é um número suficiente para que o processo de filtragem, pré-distorção e equalização já mostrem bons resultados. No item 3.2.4 será mostrada a densidade espectral relativa de potência medida à saída do PA, para o transmissor montado, e uma comparação será realizada com os resultados, aqui obtidos na simulação.

3.2.3

Especificação dos Componentes do Sistema Transmissor

A Figura 12 mostra o diagrama em blocos do sistema transmissor empregado, no qual o bloco digital representa as lógicas necessárias, as memórias e os conversores digitais-analógicos (DAC), estes convertendo as amostras previamente armazenadas nas EPROMs, em níveis de tensão. Devido ao fato da equalização realizada no sinal elevar o nível do mesmo e, como o DAC tem saída limitada, houve a necessidade de se atenuar os sinais que foram gravados nas EPROMs. Uma amplificação foi realizada à saída dos DACs, através de amplificadores ERA-5, de forma a compensar parte de tal atenuação. Como o modulador I&Q apresenta nível limitado a -10 dBm em suas entradas I e Q, a amplificação, à saída do DAC, foi parcial, sendo complementada pelo amplificador linear à saída do modulador. Para que o sinal desejado à saída do PA fosse obtido, ou seja, a PN filtrada, um ligeiro ajuste do fundo de escala do DAC, através de um potenciômetro, foi realizado. Os filtros passa-baixas suavizam os sinais à saída dos DACs e os sinais I e Q obtidos nos ramos modulam em quadratura uma portadora de 1880 MHz. O sinal modulado, amplificado e filtrado segue ao amplificador de potência para, então, ser irradiado pela antena.

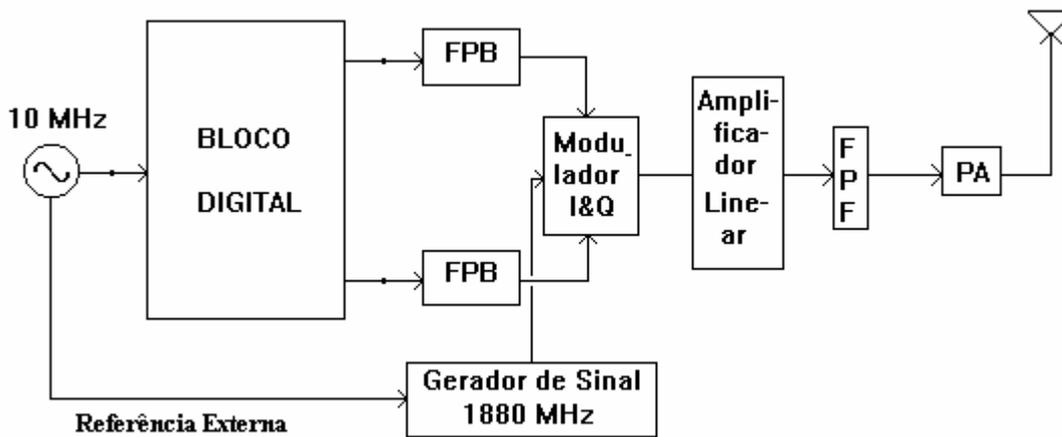


Figura 12 - Diagrama em Blocos do Sistema Transmissor

Neste sistema o oscilador de rubídio FRS-C gera uma senóide de 10 MHz e 0,5.

volt eficaz em 50Ω , que é transmitida ao bloco digital, detalhado mais adiante, e que tem a função de entregar aos filtros passa-baixas, PLP-10.7, as componentes I e Q do sinal que representam a seqüência PN filtrada, pré-distorcida e equalizada, oriundas do conversor digital-analógico HI5660IB.

As componentes I e Q, vindas dos respectivos filtros, são transmitidas ao modulador I&Q IM-16-412, que modula uma portadora de 1880 MHz, gerada pelo gerador de sinais desenvolvido no CETUC para esta finalidade, como pode ser isto no Apêndice A. Um amplificador linear ZJL-3G compensa a atenuação dada ao sinal gravado na EPROM e as perdas de sinal nas conexões e dispositivos, e o entrega ao filtro passa-faixa 5SD1880-X60-5CC, que atenua o sinal fora da banda, permitindo que o sinal entregue ao amplificador de potência AR8829-20 esteja no nível adequado. Do PA, o sinal segue, por cabeamento, à antena para que possa ser irradiado.

O gerador de sinais deve entregar um nível típico de 10 dBm, à entrada do modulador, cuja perda de conversão é de 10 dB. O filtro passa-faixa, apresentando uma perda de 1,7 dB na freqüência central, e o amplificador linear, de ganho igual a 18,5 dB, foram caracterizados com o analisador de rede

HP8714ET, na faixa de operação do sistema. Tem-se, portanto, à entrada do amplificador de potência, a portadora modulada com um nível médio medido igual a 0 dBm. Indo à curva de ganho medida do PA, e já mostrada na Figura 8, observa-se que este valor corresponde a um nível de saída de 45 dBm, que chegará à antena decrescida de 5 dB, devido à perda no cabeamento e conexões empregadas para transmitir o sinal até a antena.

No bloco digital, mostrado na Figura 13, as amostras da seqüência a ser transmitida foram inicialmente armazenadas na memória EPROM M27C1001-15F1, tendo sido geradas por *software*. Foram tomadas 5 amostras por *bit* para a PN gerada, número este que foi verificado, por simulação, ser o mínimo necessário para representá-la, já que acima deste a variação nos níveis dos lobos laterais mostrou-se bem pequena. Tal amostragem, corresponde a uma taxa de 49,950 MSPS ($9,99 \text{ MHz} \times 5 \text{ amostras/bit}$) para representar a seqüência PN digitalmente. Esta taxa equivale a um intervalo de amostragem de 20,02 nanossegundos, o que conduziu à dificuldade em se achar memória EPROM que trabalhasse com tempo tão rápido de acesso. Com um maior número de amostras por *bit* haveria a necessidade de memórias que não se encontravam à venda no mercado e que atendessem também, às demais especificações do sistema.

Devido à maior facilidade de se encontrar memórias de acesso muito rápido (menor que 20 ns) do tipo SRAM (*Static Read Access Memory*), optou-se por armazenar as amostras em memórias EPROMs mais lentas (uma em cada ramo do transmissor), com uma taxa 7,5 vezes menor que a da SRAM, e a cada nova seção de medidas as SRAMs seriam recarregadas.

A frequência do rubídio, após 4 minutos de aquecimento do dispositivo, se estabiliza. A partir desse tempo, a lógica de controle libera a passagem do relógio e a senóide de referência, de 10 MHz, é convertida para um sinal TTL (0/5 volts). Um circuito de PLL (*Phase Locked Loop*), cuja função é locar em fase o relógio gerado pelo VCXO (oscilador controlado a tensão), de 49,950 MHz, com o sinal do padrão de rubídio, de 10 MHz, garante a estabilidade do relógio do circuito, evitando erros de transferência de dados entre as memórias e de conversão de *bits* no DAC. Via lógica de controle, o relógio de 49,950 MHz é dividido por 32 de forma que a EPROM possa disponibilizar suas amostras para gravação, numa taxa mais lenta, na memória SRAM K6R1008V1C-JC10000. Enquanto é realizada a

Leni Joaquim de Matos

leitura de dados da EPROM e a gravação na SRAM, o DAC é inibido via lógica de sincronismo. Uma vez habilitada a SRAM, que neste momento passa a operar em 49,950 MHz, a EPROM é desabilitada, via lógica de controle. Neste instante, a lógica de endereçamento envia um sinal de controle para a lógica de controle, que inibe o divisor e permite a passagem do relógio diretamente à SRAM, sendo a EPROM eliminada do barramento.

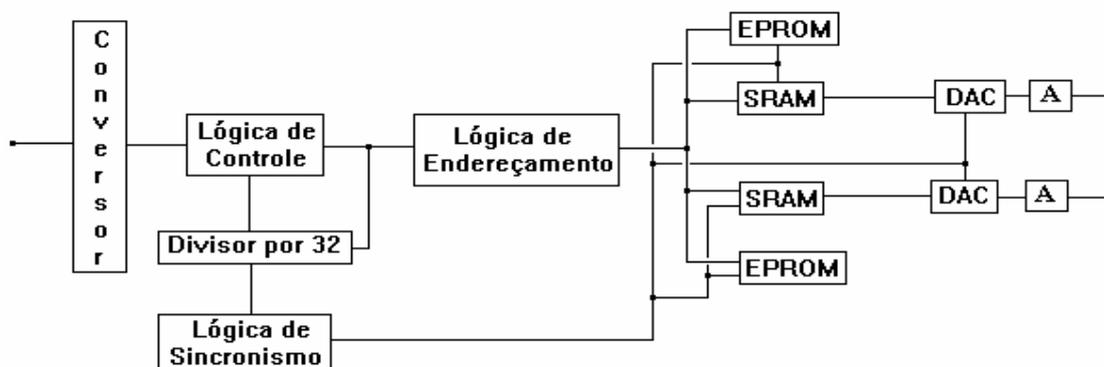


Figura 13 - Diagrama em Blocos do Bloco Digital do Sistema Transmissor

O diagrama esquemático do bloco digital, montado em placa de circuito impresso, é mostrado na Figura 1 do Apêndice B. Nele pode ser visto o circuito conversor de entrada, o circuito de PLL e o circuito regulador de tensão, o qual fornece a tensão adequada de 3,3 volts para a operação das SRAMs e dos DACs, já que o restante do circuito opera em 5 volts. Também se vê as memórias, os barramentos de dados e de endereços, os circuitos dos DACs, os circuitos de polarização dos amplificadores ERA-5 e o EPLD (*Erasable Programmable Logic Device*). Este último é um circuito integrado (CI) programável e apagável e, portanto, facilmente reconfigurado por *software* e capaz de implementar funções lógicas variadas. Como diversas portas lógicas seriam empregadas, optou-se pela utilização do EPLD, já que o mesmo incorpora num circuito integrado um grande número de portas lógicas e *flip-flops*. Os circuitos lógicos programados dentro do EPLD são compostos pelas três lógicas indicadas na Figura 13: a que controla o relógio do circuito, o circuito complementar do PLL que realiza a lógica de

controle e comparação de fase, e o circuito responsável pelo endereçamento das memórias.

Inicialmente, devido ao fato de não se dispor do gravador de EPLD, a placa desenvolvida tinha muitos componentes discretos (portas e *flip-flops*), porém houve dificuldade em se obter o resultado desejado, pois tais componentes empregados no circuito apresentavam encapsulamento do tipo SMD, o que levou a uma dificuldade prática na operação de troca de qualquer desses componentes, quando o mesmo operava fora das especificações. Também ficou difícil a redução de ruído ao longo do circuito, pois era complexo. Assim que foi possível a gravação do EPLD, com material emprestado pela Universidade Federal Fluminense, o projeto do circuito foi adaptado pela introdução do EPLD e o circuito pode ser montado. Através de *software* foi possível personalizar o EPLD empregando o diagrama esquemático. Após simulação e validação do funcionamento do CI, um *hardware* específico foi empregado para realizar sua programação a fim de que o mesmo pudesse ser utilizado no sistema transmissor da sonda. Dessa forma, qualquer modificação necessária na parte lógica do circuito pode ser realizada sem a necessidade de troca de componentes, apenas sendo necessário reprogramar o EPLD. Para satisfazer às necessidades do circuito o tipo EPM7064SLC44-6, composto por 64 macrocélulas, 44 pinos e frequências dos contadores até 178,6 MHz foi o empregado. No Apêndice C, são dadas mais informações a respeito do EPLD e o sistema empregado para a sua gravação.

São mostrados, nas Figuras 2 e 3 do Apêndice B, os *layouts* da placa impressa do sistema transmissor, com a disposição das trilhas em ambas as faces e, na Figura 4, é mostrada a disposição dos componentes na placa impressa.

Montada a placa do sistema transmissor, a mesma foi encapsulada e fixada num suporte como se vê na Figura 14, com as devidas conexões para o padrão de frequência de rubídio, à esquerda, e para os filtros passa-baixas, à direita. Possui ainda saídas de triggers, a serem descritas adiante, saída de *clock* para auxiliar nos testes e um botão de *reset* para permitir, após o tempo de aquecimento do rubídio, uma limpeza de possíveis lixos nas SRAMs, garantindo a transferência de dados correta às mesmas. Tais saídas estão na parte superior da figura. Na parte inferior, estão as entradas de alimentação para a placa e para os amplificadores.



Figura 14 - Sistema Transmissor Desenvolvido

3.2.4

Especificação dos Componentes do Sistema Receptor

O diagrama em blocos do sistema receptor é mostrado na Figura 15.

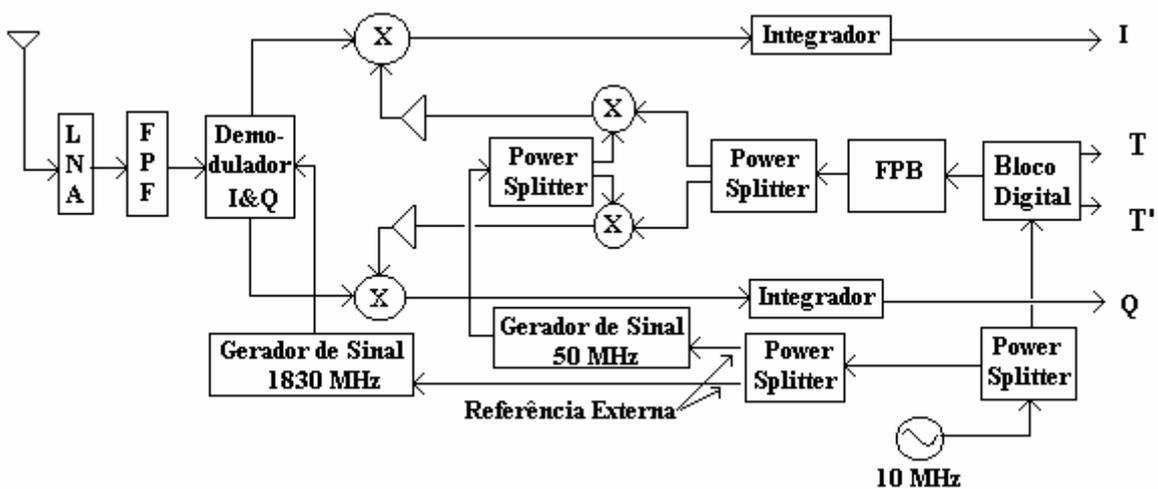


Figura 15 - Diagrama em Blocos do Sistema Receptor

O sinal recebido pelo sistema receptor passa, inicialmente, pelo amplificador de baixo ruído ZEL-1724LN, cujo ganho medido na faixa de operação foi de 21,9 dB, seguido por um filtro passa-faixa 5SD1880-X60-5CC. Ambos tiveram suas curvas caracterizadas pelo analisador de rede HP8714ET. O sinal segue ao demodulador I&Q, especificado por ID-16-412, que opera com nível máximo de -10 dBm na entrada de RF, +10 dBm de entrada de oscilador local e perda de conversão igual a 12 dB. O oscilador local é um gerador de sinais HP8657B, referenciado externamente pelo oscilador de rubídio, e operando em 1830 MHz, pois o demodulador I&Q converte o sinal para uma FI de 50 MHz. O sinal segue pelos ramos em fase e em quadratura, devendo ser misturado no misturador SCM-1 ao sinal PN filtrado de 10 MHz, gerado no receptor, na portadora de FI, para obter o sinal transmitido em bandabásica. O misturador apresenta perda de conversão de 5,2 dB para uma entrada em 7 dBm, na faixa utilizada. A PN filtrada e equalizada, vinda do bloco digital, é misturada num outro SCM-1 com a portadora de 50 MHz, gerada pelo gerador de sinais HP8648A, também referenciado externamente pelo oscilador de rubídio. Operando o misturador à saída do I&Q com 7 dBm no oscilador local, um amplificador MAN-1AD cujo ganho, caracterizado na faixa de operação foi de 19,3 dB, é empregado entre os misturadores de forma a garantir os níveis desejados. Observa-se, com isto, que o nível da seqüência à entrada do outro misturador deve ser da ordem de -7,1 dBm, conduzindo a -1,1 dBm à saída do filtro passa-baixa, pois perde 6 dB no divisor de potência ZFRSC-42. Assim, o nível da PN de 10 MHz do receptor, após o FPB, deve ser igual a -1,1 dBm. A mesma foi gerada como no transmissor, foi equalizada para o DAC e FPB e teve que ser atenuada, antes de ser quantizada, de forma a poder operar dentro dos níveis do DAC. Foi amplificada à saída deste pelo amplificador ERA-5 de forma a gerar o nível adequado de -1,1 dBm após o FPB.

Da mesma forma que no transmissor, a PN foi armazenada na EPROM com 2555 amostras (511 *bits* x 5 amostras/*bit*), mas a taxa de leitura da SRAM era igual a 50 MHz, ou seja, o intervalo de leitura entre as amostras era de 20 ns. No bloco digital da recepção operou-se da mesma forma que no da transmissão, empregando-se menos componentes, pois apenas um ramo da SRAM, recebendo as amostras da PN filtrada e equalizada, vindas da EPROM, as transmite ao DAC

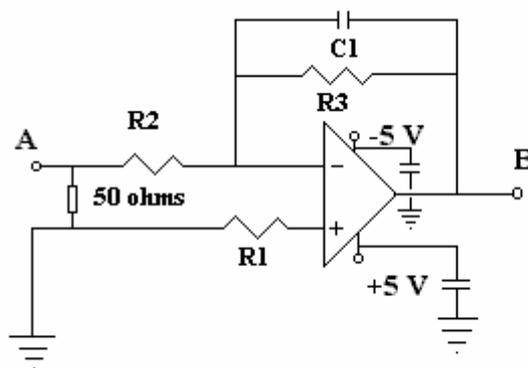
Leni Joaquim de Matos

e este, ao filtro passa-baixas. Dessa forma o diagrama esquemático do receptor é o mesmo do transmissor, onde apenas um dos ramos é utilizado, sendo que as partes comuns aos dois ramos são mantidas. No Apêndice B, na Figura 5, são mostrados os componentes efetivamente usados no receptor. Dessa forma, com um único projeto de placa impressa, atendeu-se tanto ao transmissor quanto ao receptor.

Os sinais obtidos em banda básica, nos dois ramos do receptor, entram num circuito integrador, conforme o mostrado na Figura 16, de forma a se obter os sinais em fase e quadratura I e Q, respectivamente.

O amplificador operacional TL072, alimentado com ± 5 volts, funciona no circuito acima como um circuito integrador e sua frequência de corte é igual a $1/(R3.C1)$. Devido ao fato do circuito integrador influir diretamente na largura e altura do pulso de correlação, diversos testes foram realizados em laboratório de forma a se buscar a constante de tempo mais adequada. Segundo Benvenuto [35] o circuito opera com bons resultados para a correlação quando $R3.C1/T_{PN} \gg 1$ e $KT_{PN}/(R3.C1) \gg 1$.

De forma a satisfazer às desigualdades acima tomou-se $R3.C1 = 82 \mu s$ e foram empregados: $C1 = 820$ pF, $R2 = 10$ k Ω e $R3 = 100$ k Ω , acarretando em um integrador de ganho igual a 10. Capacitores de 100 nF foram empregados, na alimentação do operacional, para eliminar possível ruído de alta frequência da fonte. O resistor de 50 Ω permite o casamento da saída do mixer à entrada do integrador e o resistor R1, de 9,09 k Ω , é igual ao paralelo de R2 e R3 e tem a finalidade de reduzir os efeitos da corrente de polarização [36].



Ganho do Circuito Integrador:

$$G = (R3/R2)/(1 + jwR3C1)$$

A é a saída do mixer

B é a saída do integrador

Figura 16 - Circuito Integrador Empregado no Receptor

A Figura 17 mostra o esquemático do circuito do mixer mais integrador para os dois ramos, observando-se que os dois foram montados numa mesma placa impressa. No Apêndice B, nas Figuras 6 e 7, o *layout* das placas impressas e a disposição dos componentes nas mesmas são mostrados.

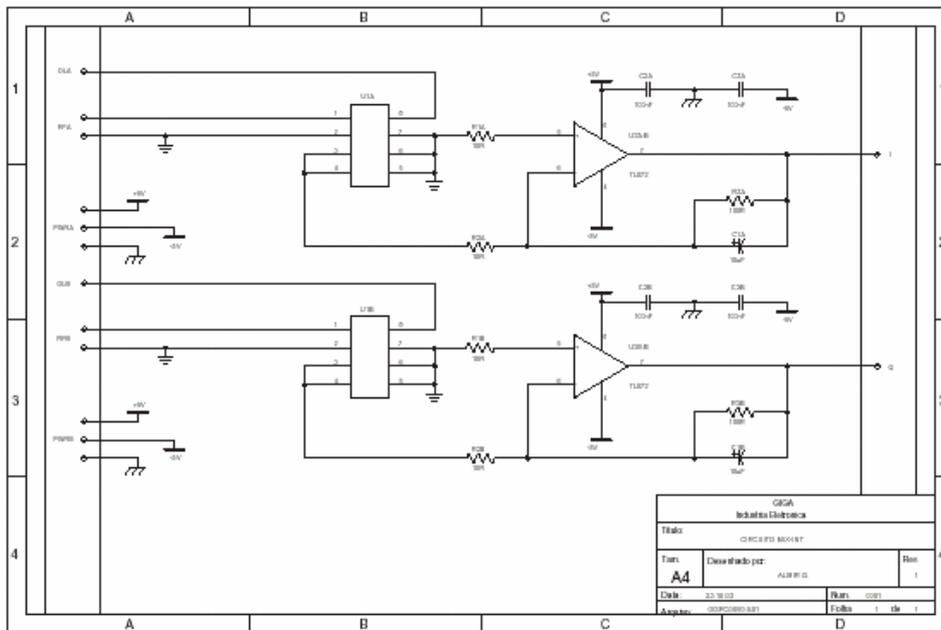


Figura 17 - Diagrama Esquemático do Mixer mais Integrador

Como pode ser visto no esquemático do receptor, além das saídas I e Q, gerou-se, no mesmo, dois sinais de *trigger*, que muito ajudaram nos testes do circuito digital. Se aquisitados, tais pulsos de *trigger* teriam, ainda, outras funções, explicadas a seguir. De forma a garantir que cada perfil pudesse ser visto na tela do *laptop*, *on line*, se a aquisição fosse feita com o *software Labview*, um pulso de *trigger* de duração igual a 25,55 ms e período 51,1 ms foi gerado, já que este é o intervalo entre os perfis obtidos e que se acha expandido no tempo do fator $K = 1000$. No processamento das medidas, para plotar com o tempo real, o eixo dos retardos seria dividido pelo mesmo fator K . Um segundo sinal de *trigger*, de duração 102,2 μ s e período 204,4 μ s, foi gerado de forma a garantir o sincronismo das amostras obtidas e com a possibilidade de corrigir possíveis amostras perdidas. Este sinal de *trigger*, juntamente com os sinais I e Q e os pulsos

emitidos por um sensor de distância, descrito no parágrafo seguinte, seriam adquiridos por uma placa de aquisição, conectada ao *laptop*, via programação MATLAB, e salvos em arquivos de dados, de forma a serem processados, *off-line*, para a obtenção dos parâmetros do canal desejados. Ocorre, porém, que quando se aquisitava 4 sinais, havia alguma interferência entre dois deles, durante a aquisição. Assim, optou-se por não se adquirir os pulsos de trigger já que os do sensor e os de sinal eram imprescindíveis ao processamento.

Juntamente ao sistema de sondagem desenvolvido foi empregado um sensor de distância, na estação receptora móvel, de forma que fosse possível saber a localização da estação móvel durante as medidas. Quando se instalou tal estação na Fiorino, empregou-se um disco de 28,3 cm de raio, com 120 furos de 3 mm de diâmetro e dispostos igualmente, espaçados de 3 graus em relação ao centro do disco. O mesmo foi fixado na roda traseira da unidade móvel, como mostra a referência [37], e, através de um diodo fotoelétrico alimentado com 10 volts DC, um pulso elétrico, da ordem de 1 volt, era transmitido toda vez que um orifício passava pelo diodo. Na prática, a fonte empregada foi de 12 volts, porém um potenciômetro série, calibrado para 1,3 k Ω , permitiu a tensão necessária à alimentação do diodo. O sensor também possui um sistema de amortecimento, de forma a garantir o alinhamento entre os orifícios e o diodo. A distância associada a dois pulsos transmitidos, correspondente ao intervalo entre dois furos, é aproximadamente igual a 1,48 cm. Na frequência da portadora, de 1880 MHz, esta distância é cerca de 0,093 λ , o que conduz a 10,78 pulsos transmitidos a cada comprimento de onda que o móvel se desloca. O processo de aquisição, juntamente com o processamento das medidas, será assunto do próximo capítulo.

É importante ressaltar que as seqüências PN do transmissor e receptor foram armazenadas nas respectivas EPROMs a partir da primeira amostra do primeiro *bit*, portanto, estavam alinhadas. Contudo, como a cada 1000 seqüências PN do receptor (= 1000 x 51,1 μ s = 51,1 ms) correspondem, exatamente, 999 seqüências PN do transmissor (= 999 x 51,1511 μ s = 51,1 ms), observa-se que o alinhamento máximo entre as seqüências volta a ocorrer após 1000 seqüências do receptor, onde ocorrerá novo pico de correlação. Assim, um pico de correlação será obtido a cada 51,1 ms, que em tempo real corresponde a 51,1 μ s, no domínio

dos retardos, devido à expansão pelo fator 1000 que houve no tempo. É por esse motivo que o sinal de *trigger*, gerado para visualizar o perfil, apresenta um período igual a 51,1 ms. Tal sinal era necessário inicialmente, pois a aquisição iria ser feita por programação gráfica *Labview*, onde o *laptop* seria empregado apenas para visualizar os perfis na sua tela e os dados iriam ser gravados em fitas *cassettes*, num gravador analógico, para posterior processamento. Isto porque os arquivos de dados são muito extensos. Ocorreu, porém, a possibilidade de se gravar os dados *on line*, com a aquisição de um *laptop* de melhor desempenho, não sendo necessário o uso do *trigger* de 51,1 ms, pois passou-se a trabalhar com um programa de aquisição em MATLAB, onde plotava-se na tela do *laptop* um, a cada 500 perfis de retardo, e também os pulsos do sensor da roda podendo-se, assim, observar o comportamento do sistema. A Figura 18 mostra o sistema receptor desenvolvido.

Na parte inferior da placa estão as saídas de trigger e relógio e a chave de reset. Na sua parte superior tem-se pontos de alimentação de $\pm 5V$, GND (*ground*) e +12 V para a alimentação da parte digital do sistema, sendo esta última levada ao conector na placa de base para alimentar o sensor da roda. Abaixo de cada ponto de alimentação, excetuando o GND, são empregados *leds* que, se acesos, garantem que a fonte de alimentação está funcionando corretamente. Se apagados, verifica-se os fusíveis, dispostos acima dos pontos de alimentação.

À esquerda da placa, à sua saída, tem-se o filtro passa-baixa, seguido de todos os componentes de RF, já vistos no diagrama em blocos da Figura 15. Na base, à esquerda, se encontram os pontos de alimentação para o rubídio, para os amplificadores operacionais dos dois integradores, do sensor da roda, do amplificador de baixo ruído. Também se vê o *led* do rubídio, que se mantém aceso enquanto o mesmo se aquece, até que se estabilize, após 4 segundos.

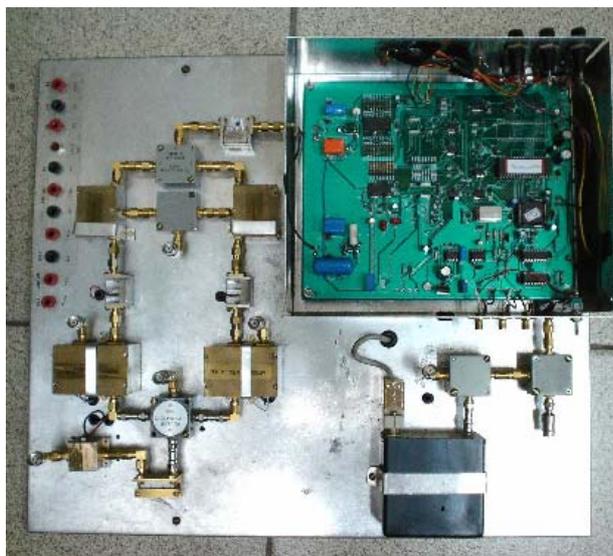


Figura 18 - Sistema Receptor Desenvolvido

3.3

Calibração dos Osciladores

Para a detecção síncrona da portadora de 1880 MHz, é necessário que os osciladores de rubídio, empregados no transmissor e no receptor, estejam sincronizados, de forma a garantir estabilidade nos geradores de RF, através de referência externa nos mesmos. Empregando-se o mesmo sistema mostrado na referência [24], foi possível verificar que no tempo de aquisição de um perfil, igual a 51,1 ms, o sinal obtido do batimento dos 2 osciladores, vistos no osciloscópio, não se mantinha constante, mas era uma senóide de 5,2 Hz. Este valor equivale à diferença entre as frequências dos dois padrões utilizados. Isto significa que, dentro do período de um perfil, as amplitudes de perfil teriam seus valores multiplicados por um trecho desta senóide, cujo período é igual a 192 ms, alterando seu real valor. Através da variação de frequência de um dos geradores de RF, era possível se atingir tal sintonia, portanto, o sistema tinha que ser calibrado durante as medições para que se mantivesse a sintonia do sistema.

3.4

Testes Iniciais

Para um bom funcionamento do sistema, era necessário realizar alguns testes iniciais de partes do mesmo para, então, testar todo o sistema.

Inicialmente, uma série de testes, incluindo o padrão de frequência de rubídio e a parte digital do sistema transmissor, foram realizados. Gravou-se a seqüência PN pura nas EPROMs I e Q e os níveis de tensão, a frequência, o sincronismo do *clock* e o retardo do sinal ao longo do circuito, foram verificados no analisador lógico HP16500A. Uma reprogramação no EPLD, com a introdução de mais uma porta inversora, permitiu a inversão da fase do relógio, de forma a sincronizá-lo com os dados que chegavam aos DACs. Isto feito, observou-se, no osciloscópio, as PN obtidas às saídas dos DACs. O mesmo foi feito na placa do sistema receptor, gravando-se uma seqüência PN pura na EPROM.

Um pequeno ajuste, onde o resistor R12 foi trocado por um pequeno valor, através do emprego de um fio, como se pode observar na placas transmissora e receptora, permitiu a passagem de maior corrente necessária à operação do VCXO, que faz parte do circuito PLL, responsável pela manutenção da frequência de amostragem, sendo referenciado pelo padrão de rubídio. A parte digital estava, portanto, funcionando muito bem.

Num segundo passo, gravaram-se as EPROMs com os sinais desejados e montou-se o restante do sistema transmissor a fim de se observar, no analisador de espectro HP8594E, o nível de sinal em cada ponto do sistema e se fazer o ajuste no fundo de escala do DAC. Isto feito, o sinal foi levado ao PA. À sua saída empregou-se um atenuador de 30 dB, para que o sinal pudesse ser injetado no analisador de espectro, com um nível aceitável, e observou-se a PN filtrada à saída do PA. A Figura 19 mostra o sinal obtido à saída do PA, onde os 30 dB devem ser somados a seu nível a fim de que se tenha o sinal real a ser irradiado. Observa-se que o nível do primeiro lobo lateral se acha 20 dB abaixo do lobo principal, já que cada quadrícula corresponde a 10 dB.

Um teste tinha que ser realizado para verificar o funcionamento da sonda STDCC, observando-se a precisão dos retardos e das amplitudes dos multipercursos recebidos. Para tal era conectado, à saída do transmissor, um atenuador de 30 dB, seguido por um divisor de potência cujas saídas eram levadas a um cabo de 2 m e a outro de 82 m, aproximadamente. No outro extremo os cabos chegavam a um outro divisor de potência, que recebia os dois sinais e os conduzia ao receptor. Os sinais I e Q obtidos à saída do receptor mostraram um retardo aproximado de $0,26 \mu\text{s}$ entre os dois raios, correspondendo à diferença entre os comprimentos dos dois cabos, ou seja: $0,266 \mu\text{s} \cong (82 - 2)\text{m}/(3 \cdot 10^8 \text{ m/s})$.

Através de um atenuador variável de 10 dB no cabo maior, foi possível se observar as atenuações sofridas pelos picos de correlação no receptor, correspondentes às mesmas. Com isto, verificou-se que a sonda estava pronta para realizar as medições.

3.5

Especificação das Antenas

As antenas empregadas nas medições foram as discônicas, de 15 dB de perda de retorno, medida com o analisador de rede HP8714ET, na faixa de 1850 a 1910 MHz de operação. Isto equivale a uma taxa de onda estacionária igual a 1,43, correspondendo a uma potência irradiada pela transmissora igual a 96,8% da potência recebida à sua entrada. Como o nível de potência N medido à sua entrada foi:

$$N = 8 \text{ dBm (saída do PA)} + 30 \text{ dB (atenuador)} - 5 \text{ dB (perda no cabeamento)}$$

então:

$$N = 33 \text{ dBm} \cong 1,995 \text{ W} \Rightarrow N' = 0,968 \times 1,995 \Rightarrow N' = 1,93 \text{ W} \cong 32,8 \text{ dBm}$$

Assim, dos 33 dBm que chegam à antena, 32,8 dBm são efetivamente absorvidos por ela e irradiados, com um ganho de antena igual a 2,14 dB.

Inicialmente se pensou em utilizar uma antena log-periódica, cujas características e diagrama de irradiação estão especificados em [11] e que apresenta, na faixa 1,85-1,91 GHz de operação do sistema, uma perda de retorno elevada, no entorno de 3 dB, medida com o analisador de rede citado acima. Tal valor a tornou pouco atrativa, já que isto significava que somente 50% da potência de sinal que lhe era entregue pelo sistema, era efetivamente irradiada pela mesma. Isto conduziu a uma potência final, efetivamente irradiada pela antena log-periódica, que era aproximadamente 3 dB maior que a da discônica, embora seu ganho fosse de 8,5 dBi. Vale lembrar que o alto descasamento também acarretaria na reflexão do sinal à entrada da antena, levando o sinal transmitido a ser reirradiado e sendo identificado como um multipercurso, pelo menos enquanto estivesse mais forte. Dessa forma preferiu-se trabalhar apenas com as discônicas.