

3

Receptor Radar

Neste capítulo, analisa-se a cadeia de recepção de um sistema radar do tipo pulsado, de modo a se verificar como o sinal recebido é tratado. A partir desta análise, nos capítulos subsequentes, conclui-se sobre a eficiência da forma de onda proposta em sistemas desta natureza.

Conforme descrito no Capítulo 2, a forma mais simples de configuração desta cadeia de recepção consiste em uma antena receptora, a cadeia de radiofrequência de recepção e o detector de alvos. Este último corresponde a um decisor que avalia se o sinal em sua entrada possui uma parcela referente a um sinal refletido em um alvo ou se este é meramente o ruído térmico inerente ao receptor. Na Figura 3.1 é ilustrado o diagrama em blocos do sistema descrito.

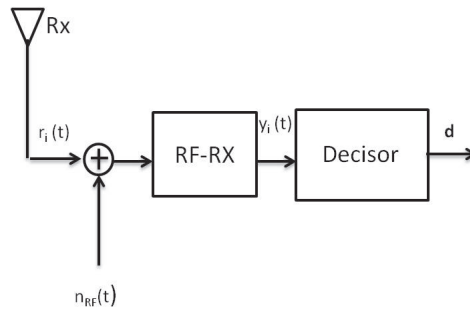


Figura 3.1: Diagrama em blocos da cadeia de recepção básica de um sistema radar.

Na Figura 3.1, $r_i(t)$ representa o sinal recebido pelo sistema radar devido às reflexões do i -ésimo pulso transmitido, $s_i(t)$, de duração finita, τ_s , nos N_a objetos refletoras presentes no cenário de observação do sistema. O ruído térmico na entrada do receptor é representado pela variável $n_{RF}(t)$, enquanto que $y_i(t)$ representa o sinal de saída do módulo RF-Rx, que é . Por fim, $\mathbf{d}$ represcomposto por amplificadores de baixo nível de ruído ($LNAs$), pelo *downconverter* e filtros de frequência intermediáriaenta o vetor que indica os alvos detectados.

Em tais sistemas, comumentemente, o processamento de sinais é realizado sobre a envoltória complexa do sinal recebido (componentes em fase e quadra-

tura), obtida com o uso de uma transformada de Hilbert [13]. Assim, a envoltória complexa do sinal recebido pela antena receptora, encaminhado para a cadeia de radiofrequência de recepção e deslocado para uma frequência intermediária, f_{FI} , muito menor que a frequência da portadora (*down conversion*), com respeito à esta última é obtida por um módulo, que neste trabalho será referido como pré-processamento. O diagrama em blocos deste módulo é ilustrado na Figura 3.2.

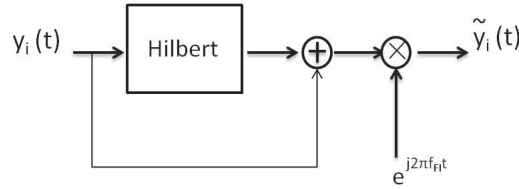


Figura 3.2: Diagrama em blocos do módulo pré-processamento.

Na Figura 3.2, $y_i(t)$ corresponde ao sinal de entrada no módulo, enquanto que $\tilde{y}_i(t)$ representa a envoltória complexa deste sinal com respeito à frequência intermediária, f_{FI} . Nesta configuração mais básica, a envoltória complexa $\tilde{y}_i(t)$ é, então, encaminhada ao decisor sem qualquer processamento adicional. O diagrama em blocos correspondente a esta configuração mais simples da cadeia de recepção de um sistema radar que realiza a detecção do alvo com base nas envoltórias complexas dos sinais envolvidos é ilustrado na Figura 3.3.

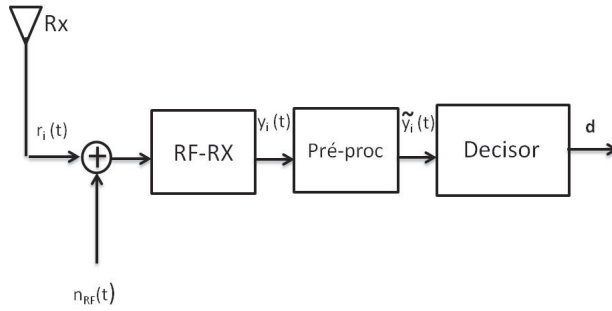


Figura 3.3: Diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema radar que trabalha com as envoltórias complexas dos sinais envolvidos.

O sinal $r_i(t)$ recebido pelo sistema radar é escrito como uma soma dos sinais refletidos nos N_a objetos refletoras presentes no cenário de observação, $r_{ij}(t)$, $1 \leq j \leq N_a$, localizados, respectivamente, à distâncias R_j do sistema radar. Este sinal é dado por

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{N_a} r_{ij}(t) \quad (3-1)$$

Cada sinal refletido por um alvo j , $1 \leq j \leq N_a$, $r_{ij}(t)$, localizado à uma distância R_j do radar, é escrito como

$$r_{ij}(t) = K_{ij}(t)s_i(t - T_j) \quad (3-2)$$

onde $K_{ij}(t)$ representa os ganhos e as distorções sofridos pelo sinal de transmissão, $s_i(t)$, relativas à cadeia de transmissão, somadas às atenuações e distorções relativas ao desvanecimento sofrido tanto pelo sinal transmitido, quanto pelo sinal refletido durante as suas respectivas propagações de ida e volta ao alvo j . O intervalo de tempo T_j é contado a partir do momento em que o sinal $s_i(t)$ começou a ser transmitido e é dado, conforme (2-1), por $T_j = \frac{2R_j}{c}$, onde c denota a velocidade da luz.

Sem perda de generalidade, a presente análise é realizada para um único objeto refletor localizado a uma distância R_0 . Mais ainda, considera-se que os ganhos e as distorções, representados pela variável $K_{ij}(t)$, são invariantes no tempo. Desta forma, o sinal recebido $r_i(t)$ se escreve

$$r_i(t) = K_i s_i(t - T_0) \quad (3-3)$$

Este sinal é recebido pela antena de recepção, somado ao ruído térmico na entrada do receptor, $n_{RF}(t)$, encaminhado para a cadeia de radiofrequência e, em seguida, para o módulo pré-processamento. O sinal de saída do módulo RF-Rx é dado por

$$y_i(t) = x_i(t) + n_i(t) \quad (3-4)$$

onde $n_i(t)$ representa o ruído presente na saída da cadeia de radiofrequência de recepção que, conhecidamente, é gaussiano e plano em uma determinada faixa de frequências e $x_i(t)$ é dado, referenciando (3-3), por

$$x_i(t) = A_i s_i(t - T_0) \quad (3-5)$$

onde A_i representa os ganhos e as distorções introduzidos pela cadeia de radiofrequência de recepção somados aos já considerados ganhos, distorções e atenuações sofridos durante a transmissão e propagação, K_i , que neste trabalho são considerados grandezas reais e invariantes no tempo.

Definindo-se como razão sinal ruído no instante t , associada a cada pulso de saída do módulo RF-Rx, a relação entre a potência instantânea do sinal de entrada e a potência instantânea do ruído de saída do módulo, tem-se que esta

é dada por

$$SNR_{FI_i}(t) = \frac{P_{x_i}(t)}{P_{n_i}(t)} = \frac{|x_i(t)|^2}{|n_i(t)|^2} \quad (3-6)$$

onde a potência do sinal de saída do módulo RF-Rx, no instante t , é dada, a partir de (3-5), por

$$P_{x_i}(t) = |x_i(t)|^2 = A_i^2 |s_i(t - T_0)|^2 \quad (3-7)$$

e a potência instantânea do ruído de saída do módulo RF-Rx, no instante t , é dada por

$$P_{n_i}(t) = |n_i(t)|^2 = \frac{N_0}{2} B \quad (3-8)$$

onde $\frac{N_0}{2}$ é o nível espectral do ruído de saída do módulo RF-Rx e B representa a largura de banda do receptor. Note que a potência instantânea do ruído na saída da cadeia de radiofrequência de recepção não depende do instante t , ou seja, esta é igual à potência média, P_{n_i} , do mesmo.

Considerando que os parâmetros do sistema, inclusive o sinal de transmissão, não se alteram entre as distintas transmissões de pulsos, o que normalmente ocorre em radares clássicos e que a potência instantânea do sinal recebido é igual sua potência média, então, pode-se afirmar que a razão descrita em (3-6) é dada conforme (2-9).

Assim, de acordo com (2-5) e (2-7), respectivamente, tem-se que a potência do sinal de saída do módulo RF-Rx é dada por

$$|x_i(t)|^2 = P_r \quad (3-9)$$

e a potência do ruído de saída do módulo RF-Rx é dada por

$$|n_i(t)|^2 = P_{n_i} = kTBF \quad (3-10)$$

O sinal complexo na saída do módulo pré-processamento, caracteriza a envoltória complexa do sinal de entrada $y_i(t)$ em relação à frequência intermediária, f_{FI} . Este sinal se escreve

$$\tilde{y}_i(t) = \tilde{x}_i(t) + \tilde{n}_i(t) \quad (3-11)$$

onde $\tilde{n}_i(t)$ é a envoltória complexa do ruído presente na saída da cadeia de radiofrequência com respeito à frequência intermediária que, conhecidamente,

também é gaussiano e plano em uma determinada faixa de frequências [13] e $\tilde{x}_i(t)$ é dado por

$$\tilde{x}_i(t) = A_i \tilde{s}_i(t - T_0) \quad (3-12)$$

onde A_i representa os ganhos e as distorções introduzidos pela cadeia de radiofrequência de recepção somadas aos já considerados ganhos, distorções e atenuações sofridos durante a transmissão e propagação, K_i , que neste trabalho são considerados grandezas reais e invariantes no tempo. Por fim, $\tilde{s}_i(t)$ representa a envoltória complexa do i -ésimo pulso transmitido, $s_i(t)$ com relação à frequência intermediária.

Definindo-se como razão sinal ruído no instante t , associada a cada pulso de saída do módulo pré-processamento e, conseqüentemente, entrada no decisor, a relação entre a potência instantânea da envoltória complexa do sinal de entrada e a potência instantânea da envoltória complexa do ruído, tem-se que esta é dada por

$$SNR_i(t) = \frac{P_{\tilde{x}_i}(t)}{P_{\tilde{n}_i}(t)} = \frac{|\tilde{x}_i(t)|^2}{|\tilde{n}_i(t)|^2} \quad (3-13)$$

onde a potência do sinal complexo de saída do módulo pré-processamento é dada, a partir de (3-12), por

$$P_{\tilde{x}_i}(t) = |\tilde{x}_i(t)|^2 = A_i^2 |\tilde{s}_i(t - T_0)|^2 \quad (3-14)$$

e a potência média da envoltória complexa do ruído de saída do módulo RF-Rx é dada por [13]

$$P_{\tilde{n}_i}(t) = |\tilde{n}_i(t)|^2 = N_0 B \quad (3-15)$$

onde N_0 é o nível espectral da envoltória complexa do ruído de saída do módulo RF-Rx e B a largura de banda do receptor. Note que, conforme apresentado anteriormente, a potência instantânea da envoltória complexa do ruído na saída do módulo pré-processamento também é igual à sua potência média, $P_{\tilde{n}_i}$.

Assim como foi feito anteriormente, considerando que os parâmetros do sistema, inclusive o sinal de transmissão, não se alteram entre as distintas transmissões de pulsos, o que normalmente ocorre em radares clássicos e que a potência instantânea do sinal recebido é igual sua potência média, então, pode-se afirmar que a razão descrita em (3-13) também é dada conforme (2-9).

Sendo assim, de acordo com (3-9) e (3-10), respectivamente, tem-se que a

potência da envoltória complexa do sinal de saída do módulo RF-Rx é dada por [13]

$$| \tilde{x}_i(t) |^2 = 2P_r \quad (3-16)$$

e que a potência da envoltória complexa do ruído de saída do módulo RF-Rx é dada por

$$| \tilde{n}_i(t) |^2 = P_{\tilde{n}_i} = 2kTBF \quad (3-17)$$

Em suma, conclui-se que, considerando as potências instantâneas do sinal e do ruído até então analisados iguais às suas respectivas potências médias, as relações descritas em (2-9), (3-6) e (3-13) são iguais, ou seja,

$$SNR_{in} = SNR_{FI_i}(t) = SNR_i(t) \quad (3-18)$$

3.1

Detector

Um sistema radar tem por objetivo principal detectar um alvo, caracterizado por um objeto refletor, e extrair características do mesmo, como posição, velocidade, direção e formato [10], através do sinal de retorno devido à reflexão do sinal transmitido neste. As operações de detecção e extração podem ser realizadas separadamente, porém, normalmente, no processo de detecção algumas das características descritas anteriormente são obtidas diretamente.

O desempenho do detector está diretamente relacionado à potência do sinal recebido, bem como às distorções que este sofre. Tais distorções dificultam a detecção do sinal de retorno, tanto mascarando o alvo, ou seja, ocasionando uma não detecção, quanto enganando o detector, levando-o a indicar um alvo inexistente, ocasionando o que, na terminologia de sistemas radar, dá-se o nome de **falso alarme**.

Assim como os demais sistemas de comunicações existentes, sistemas radar são regidos por um conjunto de variáveis estatísticas, as quais provocam tais distorções no sinal de retorno, e por esta razão são melhor caracterizados através de uma análise probabilística. Como variáveis estatísticas inerentes ao sistema pode-se citar, entre outras, o *offset* de fase introduzido pelo oscilador local na cadeia de transmissão [14], o desvanecimento sofrido durante a propagação do sinal [15], as flutuações na seção reta radar dos alvos iluminados [15], interferências externas, intencionais ou não às quais o mesmo encontra-se

exposto e o ruído térmico, presente na entrada do receptor [15]. Neste trabalho, considera-se apenas a natureza aleatória da fase do oscilador local e do ruído térmico, os demais efeitos são desprezados durante a análise.

Considerando a natureza aleatória do ruído térmico, utiliza-se ferramentas estatísticas para melhor análise do desempenho do detector quando uma forma de onda determinística é empregada na transmissão e quando uma forma de onda caracterizada por um processo estocástico, como a aqui proposta, é utilizada. Uma das abordagens mais empregadas em problemas deste tipo é o teste de hipóteses.

Hipóteses são as possíveis decisões que o detector pode tomar, baseada nos eventos ocorridos. Em sistemas radar existem basicamente duas hipóteses, a primeira, $H_0(t)$, considera que, no instante t , não existe sinal de retorno de um alvo, ou seja, o sinal de entrada no detector é formado apenas pela envoltória complexa do ruído. A segunda, $H_1(t)$, considera que existe um alvo localizado a uma distância $R = \frac{ct}{2}$, onde c denota a velocidade da luz. Nesta situação, o sinal de entrada no decisor, no instante t , é formado pela soma da envoltória complexa do sinal de retorno do alvo dado por (3-12), com a envoltória complexa do ruído, $\tilde{n}_i(t)$, conforme apresentado em (3-19).

$$\begin{aligned} H_0(t) &: \tilde{y}_i(t) = \tilde{n}_i(t) \\ H_1(t) &: \tilde{y}_i(t) = \tilde{x}_i(t) + \tilde{n}_i(t) \end{aligned} \quad (3-19)$$

Cada hipótese possui uma descrição probabilística associada, as quais são aplicadas juntamente com um critério de decisão, caracterizando o processo de detecção. Na maioria dos sistemas de comunicação onde os erros são assumidos de igual importância e as probabilidades a priori são conhecidas, emprega-se o critério de menor probabilidade de erro na detecção. Todavia, em sistemas radar tanto as probabilidades a priori, quanto o custo de cada tipo de erro são difíceis de serem determinados. Sendo assim, o critério de Neyman-Pearson, o qual não envolve tais variáveis e objetiva maximizar a probabilidade de detecção para uma dada probabilidade de falso alarme, com base no estabelecimento de um *threshold*, é comumente utilizado [15].

Por definição, este critério estabelece que, em todo instante de tempo t , contado após o início da transmissão de um pulso $s_i(t)$, em que o valor do módulo do sinal de entrada no detector exceder o limiar de detecção (*threshold*), um alvo é considerado presente na distância $R = \frac{ct}{2}$. Desta forma, tem-se que, sempre que o valor do módulo da envoltória complexa do ruído por si só exceder o limiar de detecção, um alvo será erroneamente considerado. À

este fenômeno dá-se o nome de falso alarme. A especificação da probabilidade de falso alarme tolerável depende da natureza da aplicação do sistema. Em radares de busca e vigilância modernos esta atinge valores de ordens menores a 10^{-6} .

A probabilidade de detecção, por sua vez, pode ser escrita em função da probabilidade de falso alarme e da razão sinal ruído na entrada do detector [10]. Assim, o projetista do sistema, a partir de uma dada probabilidade de detecção e probabilidade de falso alarme, especificadas como requisitos do sistema, determina, com base em curvas conhecidas na literatura [10], a razão sinal ruído mínima na entrada do receptor, SNR_{min} , necessária para atingir tais parâmetros. O projetista calcula, então, a potência média da envoltória complexa do ruído na entrada do detector e estabelece um limiar de detecção com base nesta relação sinal ruído encontrada, para realizar a detecção. Destaca-se que, quanto maior for o limiar de detecção, para uma determinada probabilidade de falso alarme, menor vai ser a probabilidade de detecção.

Neste trabalho, curvas de Probabilidade de Detecção x SNR_{min} , parametrizadas por uma dada probabilidade de falso alarme, descritas na literatura [10], serão utilizadas. Não são analisados os métodos utilizados para a derivação das mesmas nem, tampouco, é proposto um estudo para derivação de novas curvas.

3.2

Integração de Pulsos

Conforme descrito no capítulo anterior, neste trabalho considera-se apenas radares do tipo pulsado, os quais consistem na transmissão periódica de pulsos. Mais ainda, considerando sistemas que realizam algum tipo de varredura do espaço observado, quer seja mecânica ou eletronicamente, tem-se que uma grande quantidade de pulsos refletidos em um determinado alvo é recebida em uma única passada do feixe principal da antena pelo mesmo e pode ser utilizada para melhorar a relação sinal ruído na entrada no detector e, conseqüentemente, o desempenho do mesmo. O número de pulsos n_p que retornam de um determinado alvo pontual, em uma única passada da antena, para sistemas que empregam varredura mecânica do espaço, ou seja, sistemas cuja antena rotaciona, é dado por

$$n_p = \frac{\theta_a PRF}{\omega_a} \quad (3-20)$$

onde θ_a é a abertura da antena, ω_a é a velocidade de rotação da antena e PRF é a frequência de repetição de pulsos do sistema.

A melhoria na razão sinal ruído na entrada do detector se dá ao somar-se as n_p envoltórias complexas dos pulsos recebidos devido à reflexão dos n_p sinais transmitidos, tendo como referência o instante de tempo de início da transmissão de cada pulso i , $0 < i < n_p$. Este processo recebe o nome de **Integração de Pulsos**.

Existem diversas técnicas de integração de pulsos [10], as quais podem ser categorizadas como coerentes, quando preservam a fase do sinal de retorno ou incoerentes, quando a destroem. Neste estudo trabalha-se apenas com integração coerente, de implementação mais simples, que consiste na soma linear dos n_p pulsos recebidos de retorno do alvo iluminado. O diagrama em blocos de um receptor que emprega integração de pulsos coerente antes da detecção é apresentado na Figura 3.4.

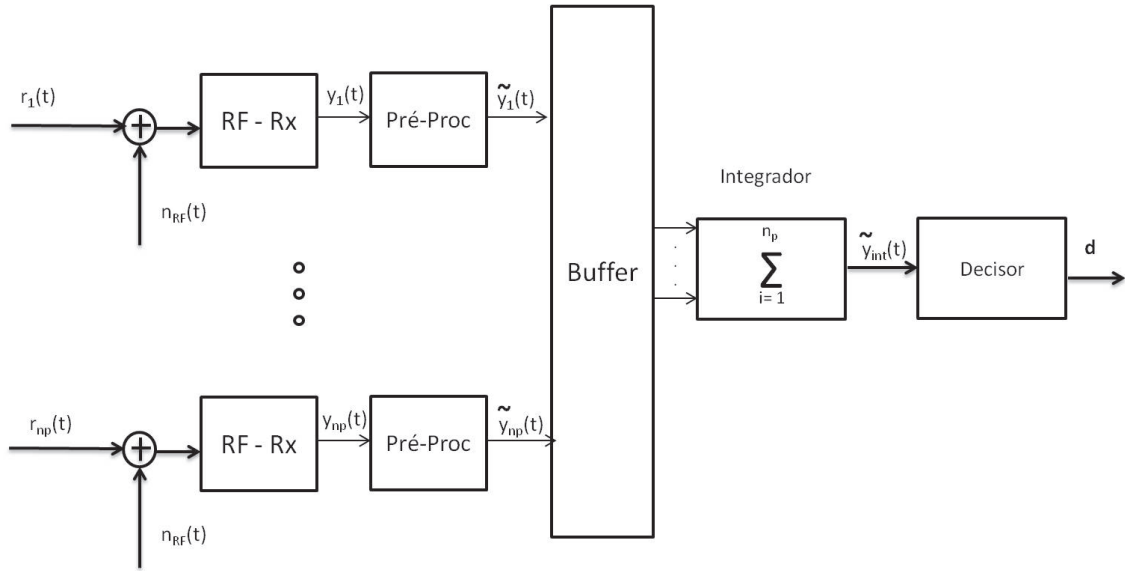


Figura 3.4: Diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema radar que emprega integração de pulsos.

Na Figura 3.4, os sinais $r_i(t)$, $y_i(t)$ e $\tilde{y}_i(t)$ são dados conforme (3-3), (3-4) e (3-11), respectivamente. Os sinais de saída do módulo pré-processamento, $\tilde{y}_i(t)$, $0 < i < n_p$, são armazenados em um *buffer* e, após a recepção do n_p -ésimo pulso, somados, resultando no sinal de saída do bloco integrador cuja envoltória complexa é dada por $\tilde{y}_{int}(t)$.

A envoltória complexa $\tilde{z}(t)$ na entrada do decisor é, então, dada, a partir

de (3-11), por

$$\tilde{y}_{int}(t) = \sum_{i=1}^{n_p} \tilde{y}_i(t) = \tilde{x}_{int}(t) + \tilde{n}_{int}(t) \quad (3-21)$$

onde pode-se escrever a componente relativa ao sinal de saída do módulo integrador, $\tilde{x}_{int}(t)$, como

$$\tilde{x}_{int}(t) = \sum_{i=1}^{n_p} \tilde{x}_i(t) \quad (3-22)$$

e a componente relativa ao ruído de saída do módulo integrador, $\tilde{n}_{int}(t)$, como

$$\tilde{n}_{int}(t) = \sum_{i=1}^{n_p} \tilde{n}_i(t) \quad (3-23)$$

Considerando que o pulso de transmissão não se altera entre transmissões, o que normalmente ocorre com sistemas radar clássicos, que empregam sinais determinísticos como forma de onda de transmissão, e que as distorções sofridas pelos n_p pulsos recebidos em uma única passada da antena é independente do tempo, dada por A , é demonstrado, no Apêndice A, que as potências instantâneas do sinal e do ruído de saída do módulo integrador são dadas, respectivamente, por

$$P_{\tilde{x}_{int}}(t) = |\tilde{x}_{int}(t)|^2 = n_p^2 |\tilde{x}(t)|^2 \quad (3-24)$$

e

$$P_{\tilde{n}_{int}}(t) = |\tilde{n}_{int}(t)|^2 = n_p P_{\tilde{n}} \quad (3-25)$$

onde $\tilde{x}(t)$ é a envoltória complexa do sinal de entrada no integrador, considerada igual para todos os pulsos i , $P_{\tilde{n}}$ é a potência média da envoltória do ruído $\tilde{n}_i(t)$ na entrada do integrador, considerada igual para todos os i , ou seja, $P_{\tilde{n}_i} = P_{\tilde{n}} \forall i$

Note que, assim como realizado na Seção 3.1, a razão sinal ruído associada à saída da integração de pulsos dada pela relação entre a potência do sinal integrado e a potência do ruído integrado pode ser derivada. A partir de (3-24) e (3-25), tem-se que esta pode ser escrita como

$$SNR_{int}(t) = \frac{P_{\tilde{x}_{int}}(t)}{P_{\tilde{n}_{int}}(t)} = \frac{n_p^2 |\tilde{x}(t)|^2}{n_p P_{\tilde{n}}} = n_p SNR_i(t) \quad (3-26)$$

onde $SNR_i(t)$ é a razão sinal ruído de um único pulso de entrada no bloco integrador (3-13), considerada igual para todos os i pulsos.

Observa-se, a partir de (3-26), que o ganho na saída do integrador, quando formas de onda de transmissão determinísticas são utilizadas, pode ser definido como

$$G_i = \frac{SNR_{int}(t)}{SNR_i(t)} = n_p \quad (3-27)$$

3.3

Compressão de Pulso

Diversos sistemas radar empregam um filtro casado em sua recepção antes de executar o processo de integração de pulsos descrito na seção anterior. O objetivo desta filtragem é aumentar a razão sinal ruído associada a cada pulso na entrada do integrador, aumentando, assim, a razão sinal ruído na entrada do decisor. A cadeia de recepção de um sistema que emprega filtros casados é ilustrada no diagrama em blocos apresentado na Figura 3.5, onde são apresentados blocos correspondentes à cadeia de radiofrequência, ao módulo de pré-processamento, aos filtros receptores, ao integrador e ao decisor.

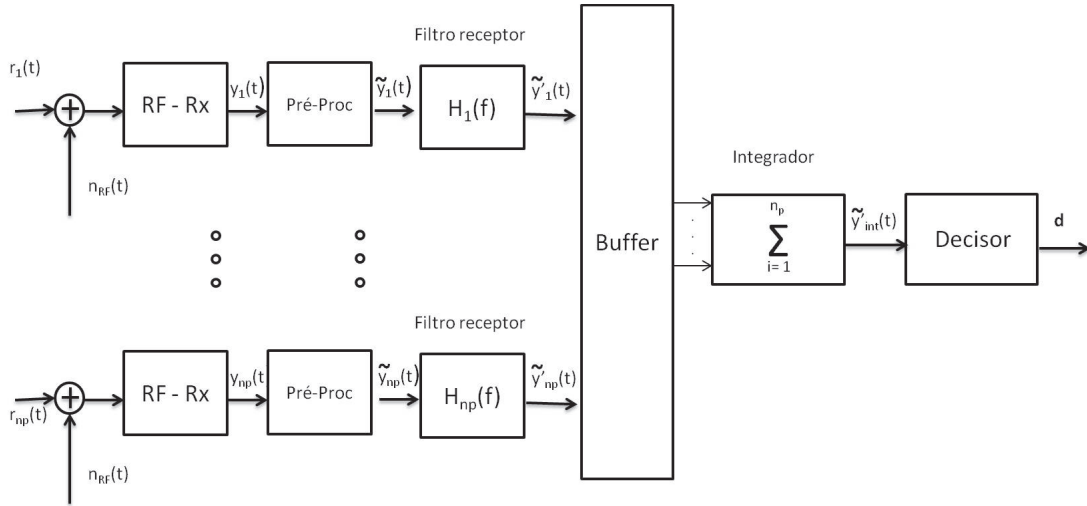


Figura 3.5: Diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema radar que emprega filtragem casada.

Na Figura 3.5, $r_i(t)$, $y_i(t)$ e $\tilde{y}_i(t)$ são dados por (3-3), (3-4) e (3-11), respectivamente. A envoltória complexa do sinal de saída do i -ésimo filtro

receptor é representada pelo sinal $\tilde{y}'_i(t)$, dado por

$$\tilde{y}'_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{y}_i(\alpha) \tilde{h}_i(t - \alpha) d\alpha \quad (3-28)$$

onde $\tilde{h}_i(t)$ é a resposta impulsional do equivalente passa-baixa do filtro utilizado no i -ésimo ramo do receptor.

Note que (3-28) pode ser escrito por

$$\tilde{y}'_i(t) = \tilde{x}'_i(t) + \tilde{n}'_i(t) \quad (3-29)$$

onde, a partir de (3-11) e (3-28), a componente relativa ao sinal na saída do i -ésimo filtro, $\tilde{x}'_i(t)$, é dada por

$$\tilde{x}'_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{x}_i(\alpha) \tilde{h}_i(t - \alpha) d\alpha \quad (3-30)$$

e a componente referente ao ruído na saída do i -ésimo filtro, $\tilde{n}'_i(t)$ é dada por

$$\tilde{n}'_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{n}_i(\alpha) \tilde{h}_i(t - \alpha) d\alpha \quad (3-31)$$

A envoltória complexa do sinal de saída do módulo integrador, $\tilde{y}'_{int}(t)$, apresentada em (3-21), é, então, reescrita como

$$\tilde{y}'_{int}(t) = \sum_{i=1}^{n_p} \tilde{y}'_i(t) \quad (3-32)$$

Note que, assim como em (3-29), a saída do módulo integrador, $\tilde{y}'_{int}(t)$, apresentada em (3-32), pode ser reescrita como

$$\tilde{y}'_{int}(t) = \tilde{x}'_{int}(t) + \tilde{n}'_{int}(t) \quad (3-33)$$

onde a componente relativa ao sinal de saída do módulo integrador, $\tilde{x}'_{int}(t)$, é dada, a partir de (3-22), por

$$\tilde{x}'_{int}(t) = \sum_{i=1}^{n_p} \tilde{x}'_i(t) \quad (3-34)$$

e a componente referente ao ruído de saída do módulo integrador $\tilde{n}'_{int}(t)$ é

dada, a partir de (3-23), por

$$\tilde{n}'_{int}(t) = \sum_{i=1}^{n_p} \tilde{n}'_i(t) \quad (3-35)$$

Diversos trabalhos foram publicados na literatura científica com o intuito de analisar o desempenho de diferentes tipos de filtro em sistemas radar. Cada filtro possui uma peculiaridade e por isso esta análise torna-se extensiva e complexa, apesar de promissora. Neste trabalho, serão utilizados filtros que maximizam a razão sinal ruído em sua saída, com o intuito de melhorar o desempenho do decisor, conforme exposto anteriormente.

Neste caso, de maneira análoga à (3-13) e, ainda, considerando-se a envoltória complexa $\tilde{x}_i(t)$, definida em (3-12), determinística, a relação que se deseja maximizar é a razão sinal ruído instantânea na saída do i -ésimo filtro, definida por

$$SNR'_i(T_0) = \frac{P_{\tilde{x}'_i}(T_0)}{P_{\tilde{n}'_i}(T_0)} = \frac{|\tilde{x}'_i(T_0)|^2}{P_{\tilde{n}'_i}} \quad (3-36)$$

onde $|\tilde{x}'_i(T_0)|$ é o valor do módulo do sinal de saída do i -ésimo filtro no instante T_0 e $P_{\tilde{n}'_i}$ é a potência média do ruído na saída do i -ésimo filtro.

Uma vez que o ruído na entrada do filtro é gaussiano e plano na faixa de frequências (banda) do filtro receptor, tem-se que a potência média da envoltória complexa do ruído na saída do filtro receptor é dada por

$$P_{\tilde{n}'_i} = N_0 \int_{-\frac{B_i}{2}}^{\frac{B_i}{2}} |\tilde{H}_i(f)|^2 df \quad (3-37)$$

onde N_0 é o valor do nível espectral da envoltória complexa do ruído na entrada dos filtros receptores e B_i a largura de banda do i -ésimo filtro, que neste caso é considerada suficientemente grande para não desperdiçar energia do sinal recebido

Assim como realizado na análise anterior, para o módulo integrador, considera-se A_i independente do tempo e constante, ou seja, $A_i = A$. Desta forma, mostra-se, no Apêndice B, que a resposta impulsional do equivalente passa-baixa do filtro receptor que maximiza a razão sinal ruído associada à sua saída (3-36) é dada por (3-38), o qual recebe, na literatura, o nome de filtro casado.

$$\tilde{h}_i(t) = \tilde{s}_i^*(-t) \quad (3-38)$$

Mostra-se, ainda no Apêndice B, que a razão sinal ruído na saída do filtro casado é dada por

$$SNR'_i(T_0) = \frac{E_{\tilde{x}_i}}{N_0} \quad (3-39)$$

Considerando (3-38), (3-28) pode, então, ser reescrita como

$$\tilde{y}'_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [A_i \tilde{s}_i(\alpha - T_0) + \tilde{n}_i(\alpha)] \tilde{s}_i^*(\alpha - t) d\alpha \quad (3-40)$$

ou seja, (3-30) e (3-31) são, também, reescritas, respectivamente, como

$$\tilde{x}'_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A_i \tilde{s}_i(\alpha - T_0) \tilde{s}_i^*(\alpha - t) d\alpha \quad (3-41)$$

e

$$\tilde{n}'_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{n}_i(\alpha) \tilde{s}_i^*(\alpha - t) d\alpha \quad (3-42)$$

Nesta nova configuração, a razão sinal ruído no instante T_0 , associada a saída do integrador (3-26), é, então, dada, a partir de (3-33), por

$$SNR'_{int}(T_0) = \frac{P_{\tilde{x}'_{int}}}{P_{\tilde{n}'_{int}}} = \frac{|\tilde{x}'_{int}(T_0)|^2}{P_{\tilde{n}'_{int}}} = n_p SNR'_i(T_0) \quad (3-43)$$

Note que a envoltória complexa da saída do filtro casado, $\tilde{y}'_i(t)$, é um sinal de duração maior que a do pulso transmitido, $\tilde{s}_i(t)$, e conseqüentemente maior do que a do sinal $\tilde{x}_i(t)$. Todavia, sua energia está concentrada em um intervalo de tempo muito menor, o que aumenta o poder de sistemas que empregam tal técnica em diferenciar dois alvos próximos. Tal situação é ilustrada na Figura 3.6. Por este motivo, à esta operação de filtragem casada dá-se o nome de “compressão de pulso”. Desta forma, em sistemas que empregam compressão de pulso, a resolução em distância, dada por (2-4), é calculada considerando-se τ_s igual à largura de 3dB no tempo, τ_{3dB} , da saída do filtro utilizado. Na literatura [10], τ_{3dB} é comumente denominada largura do pulso de saída do filtro casado. Assim, a resolução em distância do sistema é dada por

$$\Delta R_{\tau_{3dB}} = \frac{c\tau_{3dB}}{2} \quad (3-44)$$

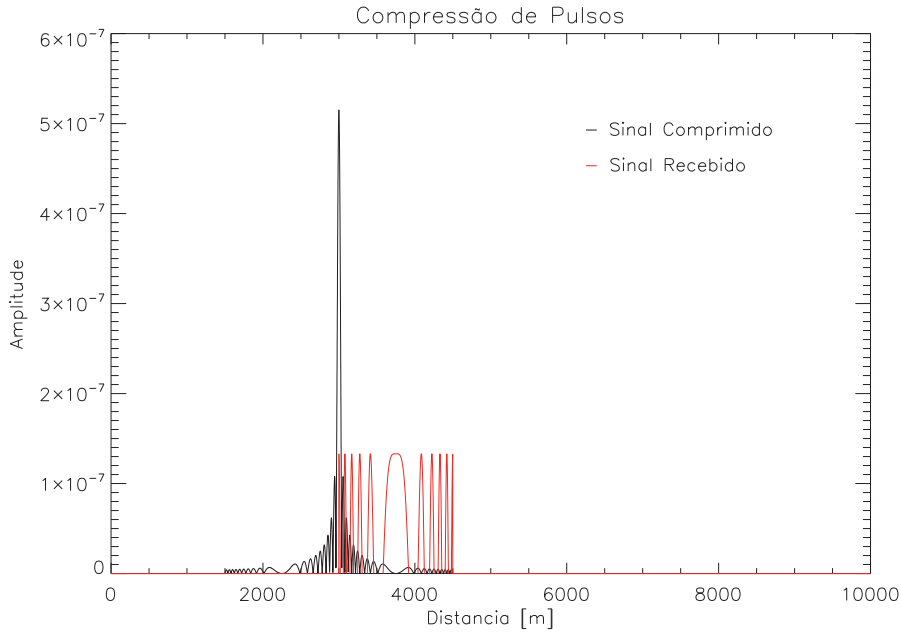


Figura 3.6: Resolução em distância antes e depois da compressão de pulsos.

Em suma, compressão de pulso é uma técnica de processamento de sinais que permite a transmissão de um pulso de tamanho longo (maior energia) e que, através da filtragem adequada do pulso recebido, permite obter um sinal em sua saída equivalente a um pulso relativamente curto. Desta forma, o acréscimo na capacidade de detecção que se obtém com a transmissão de um pulso longo é alcançado, ao mesmo tempo em que são mantidas as características de resolução em distância obtidas a partir do uso de um pulso curto [10]. Em outras palavras, a compressão de pulsos provê ao projetista de sistemas radar a possibilidade de se obter energia suficiente do retorno de um alvo para sua detecção sem prejudicar a resolução em distância ou aumentar a potência de transmissão do sistema.

3.3.1

Ganho de Compressão de Pulso

O ganho de compressão de pulso, G_c é definido como a relação entre as razões sinal-ruído na saída e na entrada do filtro casado, no instante T_0 . Assim, o ganho introduzido pela compressão de pulsos é dado por

$$G_c = \frac{SNR'_i(T_0)}{SNR_i(T_0)} = \frac{\frac{|\hat{x}'_i(T_0)|^2}{P_{\hat{n}'}}}{\frac{|\hat{x}_i(T_0)|^2}{P_{\hat{n}}}} \quad (3-45)$$

Assim como foi feito na análise da razão sinal ruído na saída do módulo pré-

processamento (3-13), considera-se que os parâmetros do sistema, inclusive o sinal de transmissão, não se alteram entre distintas transmissões de pulsos, o que normalmente ocorre em radares clássicos e que a potência instantânea do sinal recebido é igual à sua potência média. Consequentemente, a partir de (3-16), tem-se que a energia deste sinal é dada por $E_{\tilde{x}_i} = P_r \tau_{\tilde{s}_i}$, onde $\tau_{\tilde{s}_i}$ é a duração do i -ésimo pulso de transmissão e, consequentemente, do sinal $\tilde{x}_i$.

Então, a partir de (3-16), (3-17), (3-39) e (3-45) tem-se que o ganho de compressão de pulso é dado por

$$G_c = \frac{\frac{P_r \tau_{\tilde{s}_i}}{N_0}}{\frac{P_r}{N_0 B_{\tilde{s}_i}}} = B_{\tilde{s}_i} \tau_{\tilde{s}_i} \quad (3-46)$$

onde $\tau_{\tilde{s}_i}$ e $B_{\tilde{s}_i}$ são, respectivamente, a duração e a largura de banda da envoltória complexa do i -ésimo pulso de transmissão, $\tilde{s}_i(t)$.

A expressão derivada em (3-46) é o ganho proporcionado pelo processo de compressão de pulsos. Na terminologia radar este também é comumente chamado de ganho de código ou produto tempo-banda e poderá ser referido nesses termos ao longo do presente trabalho.

Conforme descrito no Capítulo 2, os mais modernos sistemas radar estão indo em direção ao conceito de radar definido por *software*. Tais sistemas têm por premissa realizar o máximo de tarefas possíveis relativas ao processamento do sinal recebido de maneira digital. Sua implementação consiste na digitalização do sinal na frequência intermediária, $y_i(t)$, por um conversor analógico/digital (ADC), anteriormente à obtenção de sua envoltória complexa. Sendo assim, em tais sistemas, a implementação do pré-processamento, da compressão de pulsos e da integração é realizada, em tempo real, em um FPGA (*Filed Programmable Gate Array*). O diagrama em blocos da Figura 3.7 ilustra o diagrama em blocos de sistema desta natureza.

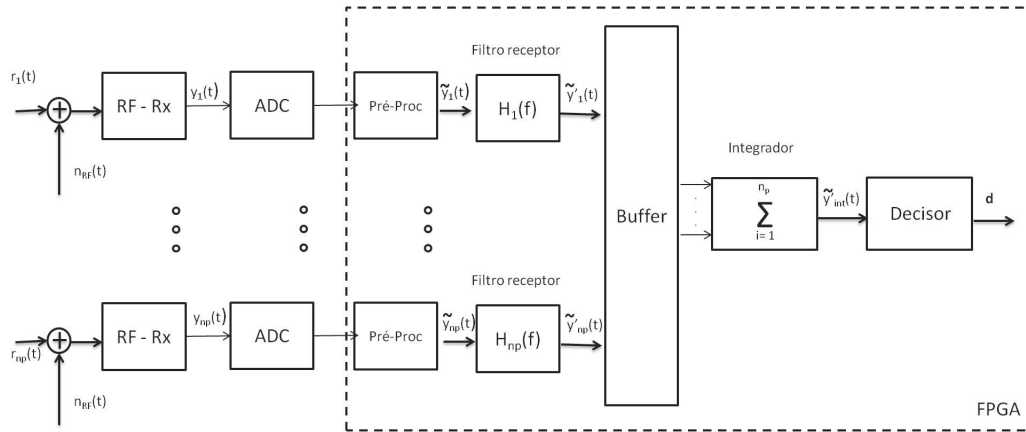


Figura 3.7: Diagrama em blocos da cadeia de processamento do receptor de um sistema radar implementada digitalmente.

O foco deste trabalho está na análise comparativa do desempenho de sistemas radar que empregam uma cadeia de recepção como a ilustrada na Figura 3.7. São comparados os desempenhos de sistemas que utilizam formas de onda de transmissão caracterizadas por portadoras moduladas em frequência (FM). Mais especificamente, serão analisadas duas formas de onda: (i) uma forma de onda caracterizada por uma portadora FM modulada por um sinal determinístico convenientemente escolhido; (ii) uma forma de onda caracterizada por uma portadora FM modulada por um processo estocástico, aqui proposta. Não é foco deste trabalho avaliar ou comparar o desempenho de sistemas que utilizam as formas de onda supracitadas quando outro tipo de receptor/detector é empregado, nem, tampouco, propor novos tipos de receptores/detectores para quando a forma de onda de transmissão proposta é empregada.