

CAPÍTULO 2 - FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Neste capítulo serão apresentadas as considerações básicas sobre o ambiente urbano, de modo a se ter uma referência para fins de estudo da incidência da vegetação nos mesmos, que será considerada de acordo com quatro casos distintos. Em seguida, serão estudadas a propagação por multipercurso, os canais deterministicamente variantes no tempo e os canais aleatoriamente variantes no tempo para, finalmente, serem considerados os canais reais.

2.1 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O AMBIENTE URBANO

Um sistema de comunicações móveis que opera em ambientes urbanos depende, fundamentalmente, da propagação da energia entre o transmissor e o receptor. De modo a aumentar a eficiência dos sistemas celulares nestes ambientes, favorecendo, principalmente o reuso de frequências, grandes esforços tem sido feitos, por inúmeros pesquisadores, para o estabelecimento de modelos de previsão de cobertura das células com elevado grau de precisão.

Como consequência desta tendência, que é relativamente nova, as células têm sido concebidas suficientemente pequenas (microcélulas e até picocélulas) e tão ajustadas quanto possível a uma área específica e bem determinada, o que contrasta com a primeira geração dos sistemas de comunicações móveis, onde grandes células eram usadas e definidas, teoricamente, por um pequeno número de parâmetros. Uma clara indicação desta tendência pode ser verificada na literatura técnica onde a influência de paredes, portas, janelas, móveis etc. para células “indoor” e as formas dos

edifícios, casas, árvores etc. para células “outdoor” estão sendo caracterizadas.

A definição completa do sinal recebido em um Sistema de Comunicações Móveis Celulares (numa pequena área ou microcélula, por exemplo) depende da determinação de dois fatores[1]:

- da média do sinal recebido;
- da variação do sinal, em torno da média.

Em ambientes urbanos, as variações do sinal provocadas pelas edificações e por outros fatores ligados à natureza do local tornam a determinação da sua média uma tarefa de difícil realização. Em tais ambientes, devido à sua complexidade, nem sempre os sinais mais fortes são obtidos através do raio direto e muitas das vezes não são recebidos por percursos considerados óbvios. Nestes ambientes, as árvores provocam atenuação do sinal, introduzindo perda adicional no sistema e desvanecimento.

As áreas urbanas são definidas como sendo aquelas dominadas por altos edifícios, típicos dos centros metropolitanos. As áreas suburbanas, que existem ao redor das cidades, são caracterizadas pela existência de baixos edifícios e zonas residenciais. As áreas rurais são definidas pela existência de residências de pequeno porte e fazendas, bastante espaçadas umas das outras, onde o relevo é geralmente predominante. No que pese o fato de não existir uma clara fronteira entre as áreas urbanas, suburbanas e rurais, para efeito deste trabalho ela é adequada, uma vez que permite uma definição bastante aceitável da incidência de vegetação em cada uma delas.

Se as áreas urbanas e suburbanas forem consideradas como um conjunto aleatório de edifícios (espalhadores); se, da mesma maneira, a

vegetação for considerada como um conjunto aleatório de árvores de diferentes tipos, formas e tamanhos e finalmente, se as estatísticas dos conjuntos de edifícios e árvores forem conhecidas quando os mesmos atuam como espalhadores de energia, o meio-ambiente pode ser perfeitamente definido através de estudos estatísticos, conforme Jao[2].

Para que se possa ter uma referência do ambiente onde operam os Sistemas de Comunicações Móveis Celulares, é adotada, neste trabalho, a classificação utilizada por Kafaru[3], segundo o qual após se levantar informações em quadriculas de 500 m x 500 m (usando-se cartas digitalizadas) da localização dos edifícios com respeito a um determinado ponto de referência, da área da base dos edifícios, da área total coberta por edifícios, do número de edifícios na área em questão, das ondulações do terreno e, finalmente, dos parques e áreas cobertas por árvores e vegetação, pode-se determinar os seguintes parâmetros[2]:

BSD (“ Building Size Distribution ”)- definido por uma função densidade de probabilidade onde a área da base dos edifícios é uma variável aleatória.

BAI (“ Building Area Index ”)- definido pela percentagem da área que é coberta por edifícios, independentemente de sua altura.

BHD (“ Building Height Distribution ”)- definido por uma função densidade de probabilidade das alturas de todos os edifícios dentro de determinada área.

BLD (“ Building Location Distribution ”)- definido por uma função densidade de probabilidade que descreve a localização dos edifícios dentro da área.

VI (“ Vegetation Index”)- definido pela percentagem da área que é coberta por vegetação.

TO (“ Terrain Ondulation ”)- fator de ondulação do terreno, semelhante ao fator Δh utilizado nos principais modelos de previsão de cobertura de sistemas de comunicações móveis celulares, calculado como a diferença entre 10 % e 90 % da altura da ondulação do terreno num trecho de 10 km de distância a partir da estação móvel.

Segundo Jao[2], o meio-ambiente pode ter 3 classes:

Classe 1 (rural):

- A – Plano
- B – Ondulado
- C – Montanhoso

Classe 2 (suburbano):

- A – Residencial com alguns espaços abertos
- B – Residencial com poucos espaços abertos
- C – Altamente residencial

Classe 3 (urbano):

- A – Área de shoppings
- B – Área comercial
- C – Área industrial

Para as classes 2 e 3 acima e suas sub-classes, considerando-se as estatísticas realizadas e que BSD e BHD são variáveis Gaussianas, a tabela 2.1 abaixo pode ser construída.

<i>Classe</i>	<i>BAI (%)</i>	<i>BSD</i> (<i>m</i> ²)		<i>BHD</i>		<i>VI (%)</i>
		μ_{σ}	σ_{σ}	μ_H	σ_H	
2A	12-20	95-115	55-70	2	1	≥ 2.5
2B	20-30	100-120	70-90	2-3	1	< 5
2C	≥ 12	≥ 500	≥ 90	≥ 4	1	≤ 2
3A	≥ 45	200-250	≥ 180	≥ 4	1	0
3B	30-40	150-200	≥ 160	3	1	0
3C	35-45	≥ 250	≥ 200	2-3	1	≤ 1

Tabela 2.1 – Parâmetros descritivos das classes 2 e 3
(μ = média; σ = desvio padrão)

2.2 – CASOS DE INCIDÊNCIA DE FLORESTAS EM AMBIENTES URBANOS

Apesar da abrangência da classificação apresentada na tabela 2.1, observa-se que a inexistência de estudos específicos para a presença da vegetação no meio-ambiente conduz a uma simplificação de tratamento do VI (“ Vegetation Index ”). Como o propósito do presente trabalho é o estudo da influência da vegetação nos Sistemas de Comunicações Móveis Celulares, uma classificação mais adequada seria a apresentada na tabela 2.2 abaixo, onde a sub-classe D refere-se a áreas de parques.

Classes	Sub-Classes		Presença de Vegetação
1 e 2	A	1	Não coberto por vegetação ($\leq 10\%$ da área)
	B	2	Parcialmente coberto por vegetação (entre 10 % e 90% da área)
	C	3	Totalmente coberto por vegetação ($\geq 90\%$ da área)
	D (Parques)		
3	A	4	Com existência de linhas (simples ou múltiplas) de árvores
	B	5	Sem vegetação
	C		

Tabela 2.2 – Classificação da presença da vegetação no ambiente urbano

Conforme foi apresentado no Capítulo 1, a presença da vegetação nos ambientes urbanos ocorre isoladamente (uma única árvore), como uma linha (ou múltiplas linhas) de árvores, como uma pequena e limitada floresta (como nos parques) ou como uma floresta de dimensões razoáveis, que geralmente cobre grande parte das áreas edificadas, particularmente as suburbanas.

Apesar de não ser objetivo deste trabalho a análise profunda dos dois primeiros casos (árvore isolada e linha de árvores), devido à relevância dos estudos realizados e publicados a respeito para a compreensão dos dois outros casos, que são o real objetivo desse trabalho, uma abordagem sumária dos mesmos será feita nos itens a seguir.

2.2.1 – ÁRVORE ISOLADA

O modelamento de uma árvore isolada, considerando-a como um conjunto discreto de folhas e ramos, com localização e orientação aleatórias, foi proposto inicialmente por Foldy [4] e posteriormente estendido por Lax[5], Twesky[6], Lang[7] e Lang e Sidhu[8]. Tais modelos foram desenvolvidos para levar em conta o espalhamento provocado pela vegetação na faixa de microondas, para fins de sensoriamento remoto.

Vogel e Goldhirsh [9] realizaram medições em 869 MHz, transmitindo de uma aeronave remotamente pilotada para um veículo parado, objetivando identificar o grau de sombreamento provocado pelas árvores, informação de grande importância para a realização dos projetos técnicos dos sistemas. Os experimentos mostraram que na faixa de frequências de 800 MHz, uma simples árvore pode atenuar o sinal de 10 a 20 dB. Além disso, os experimentos mostraram que a vegetação atenua o sinal de aproximadamente 1dB/m, com máximos de 2 dB/m. Estes grandes valores de atenuação impostos ao radioenlace por uma única árvore dão uma real idéia da necessidade de se concentrar as pesquisas e estudos da influência da vegetação nos Sistemas de Comunicações Móveis Celulares.

Conforme Torrico, Bertoni e Lang [11], uma árvore pode ser modelada como sendo um conjunto de ramos e folhas, com orientação e localização aleatórias, conforme pode ser observado na figura 2.1. Devido a esta aleatoriedade, associada a um meio constituído por espalhadores discretos, o comportamento da onda no interior da árvore é melhor representado por modelos estocásticos, que permitem o cálculo do campo médio e da constante de propagação no seu interior.

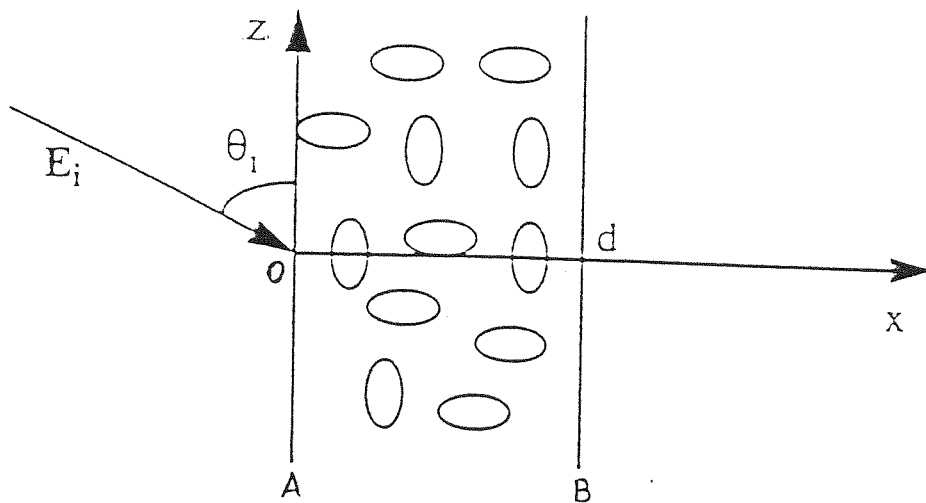


Fig. 2.1 – Geometria de três camadas para uma árvore isolada

Na figura 2.1 acima, que representa uma árvore isolada colocada no espaço livre, as interfaces A($x=0$) e B($x=d$) são consideradas planas e:

V – é o volume da camada;

ρ – é a densidade da camada (constante);

V_p – é o volume de cada espalhador;

ϵ_p – é a constante dielétrica relativa do espalhador;

μ_0 – é a permeabilidade magnética do espaço livre;

ϵ_0 – é a permissividade do espaço livre;

$\mathbf{E}_i$ – é uma onda plana incidente de amplitude unitária, com direção $\mathbf{i}$; e

$\mathbf{i}$ – é o vetor unitário.

Considerando que as contribuições dos campos incoerentes são pequenas quando comparadas com as contribuições dos campos coerentes, o campo médio no interior da camada pode ser determinado a partir da seguinte expressão:

$$\langle E_y(x,y) \rangle = q \exp(ikx - ik_0 z \cos \theta_1) \quad (2.1)$$

Onde:

$\langle E_q \rangle$ – é o valor médio do campo; e

q – é a polarização da onda incidente (horizontal ou vertical).

A constante de propagação k , na direção x , é dada pela seguinte expressão, que foi obtida através de aproximações de primeira ordem, uma vez que o campo médio também foi determinado com este grau de aproximação:

$$k = k_0 \sin \theta_1 + 2\pi\rho / (k_0 \sin \theta_1) \langle f_{qq} \rangle \quad (2.2)$$

onde:

k_0 – é a constante de propagação no espaço livre

θ_1 – é o ângulo de incidência da onda em relação à direção z ;

$\langle f_{qq} \rangle$ – é a média das amplitudes dos espalhamentos diretos na orientação dos espalhadores e é geralmente calculada utilizando aproximação no regime de baixa frequência (Rayleigh) para uma folha e um ramo.

Considerando que o modelo utilizado possui simetria azimutal, isto é, os espalhadores são orientados horizontal e verticalmente, não há acoplamento de polarização e, conseqüentemente, os efeitos de polarização cruzada não são considerados.

Atenuação específica (α), em dB/m, pode ser determinada a partir da seguinte expressão[11]:

$$\alpha = 8,686 \text{ Im}(k) \quad (2.3)$$

Considerando que experimentos anteriormente realizados[9] indicam que a atenuação imposta pela vegetação de uma floresta típica é igual, em média, a 10 dB para cada 10 metros lineares de vegetação, conclui-se que o fator $\text{Im}(k)$ deverá assumir valores médios próximos da unidade variando, possivelmente, entre 0,5 e 2.

2.2.2 - LINHA DE ÁRVORES PARALELAS AOS EDIFÍCIOS

A caracterização da influência dos edifícios na cobertura dos Sistemas de Comunicações Móveis Celulares tem sido objeto de inúmeros estudos. Destes, um dos primeiros e mais consagrados é o que foi realizado por Walfish e Bertoni [10], no qual as linhas ou blocos de edifícios são considerados como cilindros difratores posicionados sobre a terra. Representando os edifícios como estruturas absorventes, o processo de propagação se reduz à difração sucessiva da onda eletromagnética no topo

dos mesmos. A estação rádio-base (ERB) é considerada posicionada acima da altura média dos mesmos. Torrico, Bertoni e Lang[11] propuseram uma extensão teórica deste modelo, adicionando uma linha de árvores paralela à linha dos edifícios, e com a altura média acima deles, conforme está mostrado na figura 2.2, onde as árvores são modeladas como “phase screens” e os edifícios como “absorbing screens”.

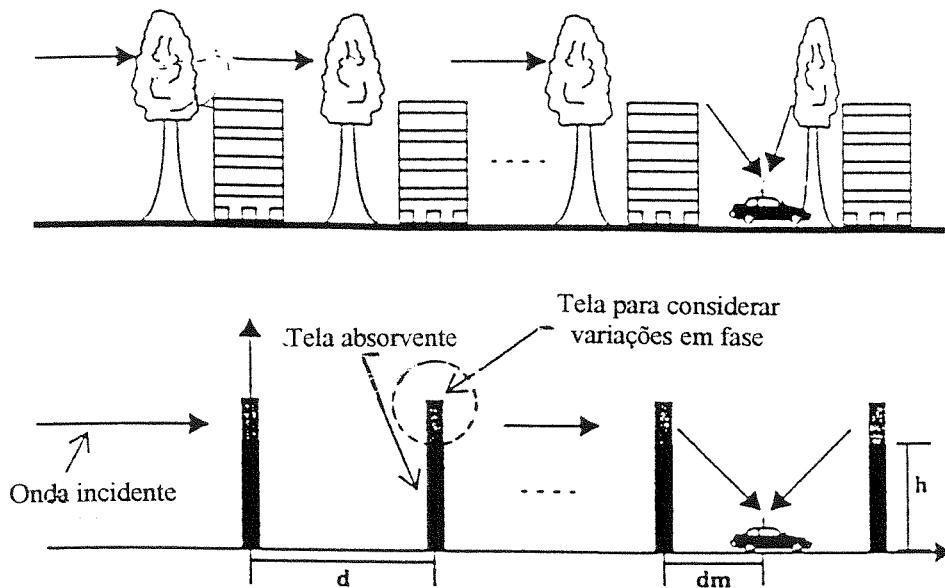


Fig. 2.2 – Geometria para o modelo com uma linha de árvores paralela a uma linha de edifícios

O campo $\langle E_y(x,y) \rangle$ a uma distância d , excitado pelo campo $\langle E_y(x'_n, y'_n) \rangle$ na última “screen” é dado pela seguinte expressão,

considerando-se os ensinamentos da ótica física e a aproximação de campos distantes, conforme James [12]

$$\langle E_y(x, z) \rangle = \int_h^\infty A_n(x'_n, z'_n) e^{i\phi(z'_n)} dz'_n \quad (2.4)$$

onde:

$$A(x'_n, z'_n) = -\frac{k_{xo}}{2} \sqrt{\frac{2}{\pi k_o}} e^{-i\frac{\pi}{4}} \times \langle E_y(x'_n, z'_n) \rangle e^{-ik_{zo} z'_n} \quad (2.5)$$

$$\phi(z'_n) = -k_{zo} z'_n + k_o \rho \quad (2.6)$$

$$\rho = \sqrt{x^2 + (z - z'_n)^2} \quad (2.7)$$

$$k_{zo} = k_0 \cos(\theta_t) \quad (2.8)$$

2.2.3 - FLORESTA LIMITADA DE FORMA DEFINIDA

Este é o caso de incidência de vegetação que normalmente ocorre nos grandes centros urbanos e os parques constituem o melhor exemplo. A floresta típica das situações definidas como caso 3 no capítulo 1 é caracterizada como uma camada dissipativa que provoca a atenuação do sinal, colocada sobre a terra, meio que é representado por um semi-plano que se desenvolve até $-\infty$, conforme foi proposto por Tamir [13], com a diferença de que agora a área coberta por vegetação é circundada por edifícios de toda natureza (ambiente urbano).

O Central Park de New York pode ser citado como um bom exemplo do caso 3, cuja vegetação é constituída por um grande número de árvores, de diferentes tipos, sendo interrompida por alguns lagos e por áreas descobertas (clareiras) conforme pode ser observado nas figuras 2.3 e 2.4. Uma representação esquemática deste caso está mostrada na figura 2.5.



Fig. 2.3 – Visão Geral do Central Park de New York

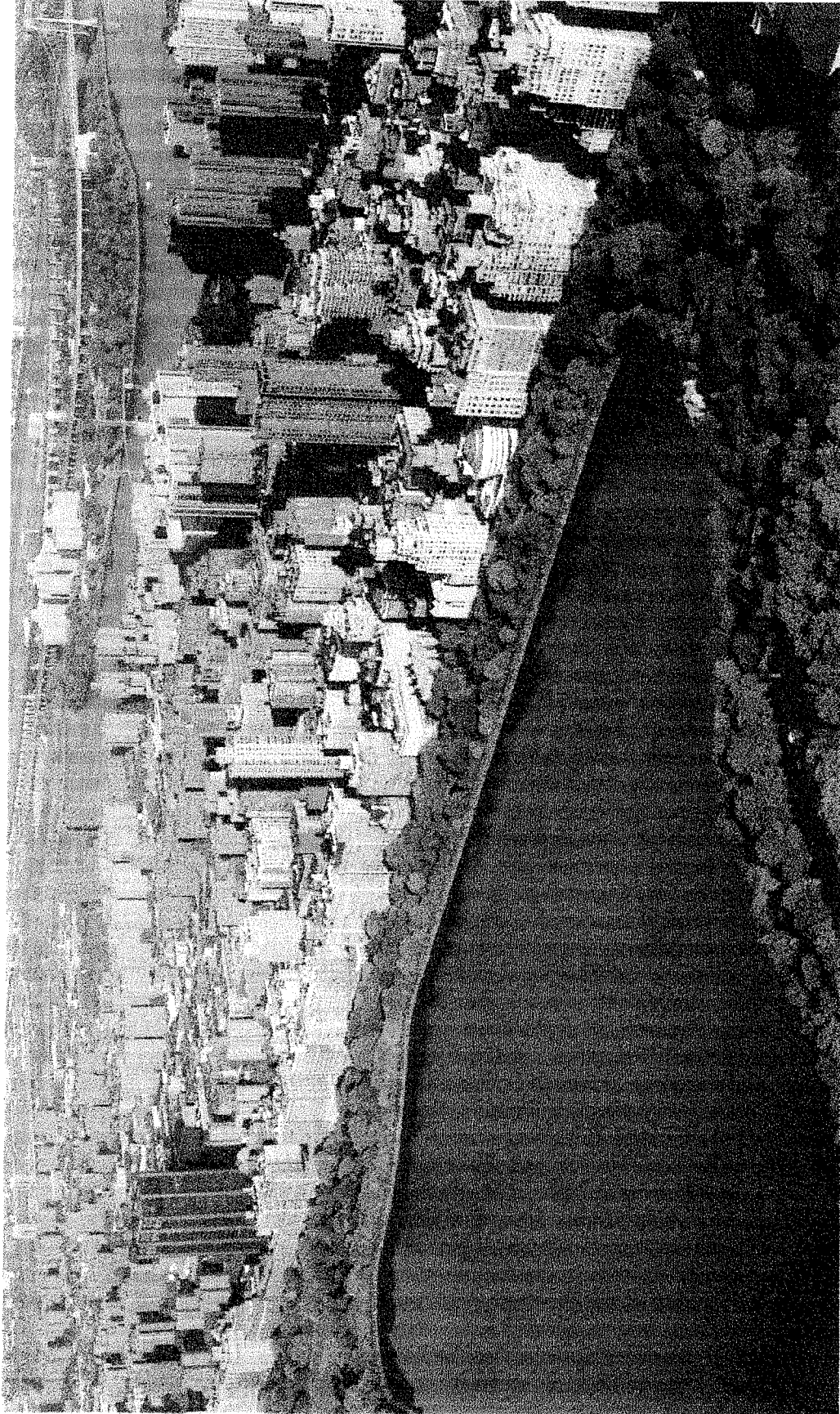


Fig. 2.4– Visão Lateral do Central Park de New York

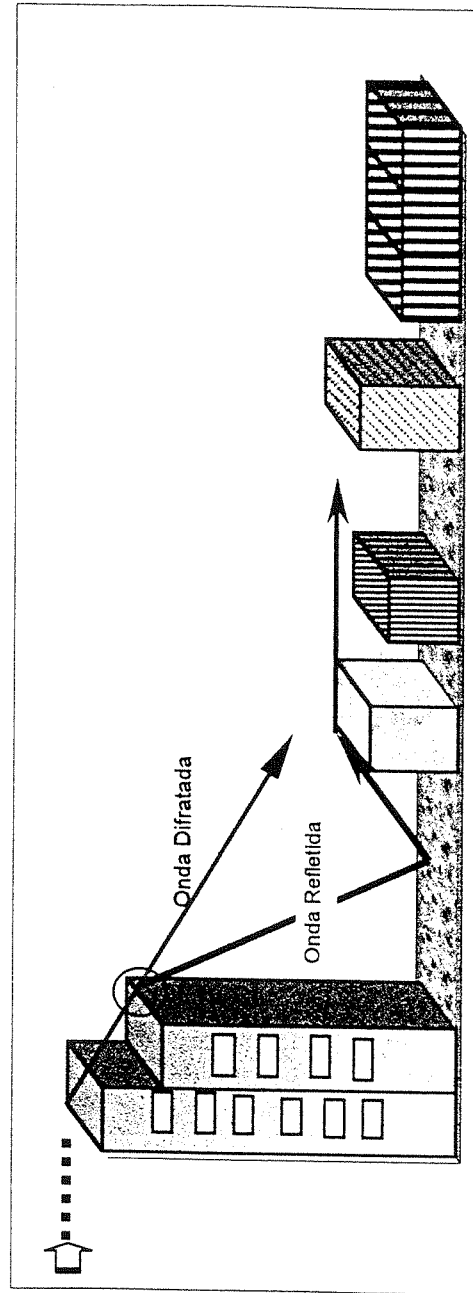


Fig. 2.5 Geometria Geral para o caso de incidência de florestas em ambientes urbanos

Conforme pode ser verificado com facilidade, a geometria da figura 2.5 pode ser obtida pela aplicação sucessiva da geometria da figura 2.6. Desta forma, inúmeros testes de propagação foram programados e realizados no Campo de Santana, no Rio de Janeiro, que possui uma geometria semelhante à apresentada na figura 2.6, conforme pode ser observado na figura 2.7, de modo a se poder determinar, através de formulações teóricas, o valor do campo médio no interior da área coberta por vegetação e, através de estudos de desvanecimentos multipercurso, a variação do sinal em torno da média.

Não existem estudos específicos sobre este caso publicados na literatura técnica.

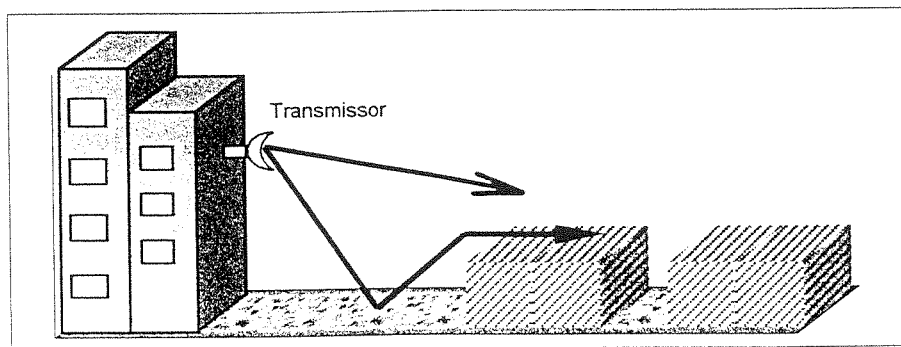


Fig. 2.6 – Geometria simplificada para o caso de incidência de florestas em ambientes urbanos (Campo de Santana – Rio de Janeiro)



Fig. 2.7 – Vista do Campo de Santana – Rio de Janeiro

2.2.4- FLORESTA EXTENSA

A abordagem deste caso dar-se-á de forma semelhante ao caso anterior (item 2.2.3), considerando-se a área coberta por floresta expandida em todas as direções e cobrindo quase que completamente os edifícios e residências, conforme geralmente ocorre nas áreas suburbanas e pode ser visualizado na figura 2.8. Algumas vezes, a vegetação cobre completamente as edificações, conforme pode ser visualizado na figura 2.9. Os estudos de penetração do sinal na vegetação que serão desenvolvidos especificamente para o caso 3, com determinação de sua média e sua variabilidade em torno da mesma, serão extrapolados para este caso.



Fig. 2.8— Vista de bairro residencial parcialmente coberto por vegetação (Queens – New York)



Fig. 2.9– Vista de bairro residencial totalmente coberto por vegetação (Riverdale– New York)

2.3 - CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

O estabelecimento da comunicação rádio-móvel em ambientes urbanos é sensível a inúmeros fatores. Dentre os fatores que provocam a degradação da relação sinal-ruído e, conseqüentemente, a deterioração da qualidade da informação que esta sendo transmitida, o desvanecimento multi-percurso é o mais significativo. No ambiente urbano, tal desvanecimento é originado da chegada ao receptor de sinais com amplitudes e fases aleatórias provenientes de diversos espalhadores incoerentes, tais como: edifícios, obstáculos do terreno, vegetação e veículos que se movimentam na região do ponto de recepção.

Quando o receptor se desloca, ocorrem basicamente dois tipos de desvanecimentos[14]:

- **Desvanecimento lento** (ou sombreamento), devido às variações da média do sinal provocadas pelo deslocamento do veículo;

- **Desvanecimento rápido** (“ fast fading ”) que aparece sobreposto ao desvanecimento lento e são variações profundas e rápidas da intensidade do sinal recebido. Este desvanecimento é seletivo no tempo e em frequência (com efeito Doppler associado), devido ao espalhamento espectral. Usualmente, as análises de desvanecimento rápido são feitas em setores de aproximadamente 30 comprimentos de onda.

Além dos desvanecimentos lento e rápido, o sinal sofre atenuação com a distância devido ao espalhamento da energia. Isto impõe que os estudos de desvanecimento lento sejam feitos em áreas equidistantes do transmissor, garantindo-se, desta forma, a estacionariedade ampla do processo e assumindo-se como constantes a média e o desvio padrão. Pode-se, também,

fazer o estudo do desvanecimento lento normalizado com a distância. Em geral, a variação lenta da intensidade do sinal obedece a uma distribuição log-normal, o que equivale dizer que a distribuição será Gaussiana se esta intensidade for dada em decibéis.

2.3.1 – CONSIDERAÇÕES SOBRE A PROPAGAÇÃO POR MULTIPERCURSO

Considerando que uma quantidade finita de sinais chega ao receptor a cada instante de tempo como resultado do espalhamento do sinal principal no ambiente que o cerca, é possível associar as diferenças de tempo de chegada (ou retardos) a cada espalhador, em função de suas diferentes distâncias[15].

Supondo-se que cada sinal que chega ao ponto de recepção seja oriundo de apenas um espalhador, conclui-se que os espalhadores que provocam o mesmo retardo estarão colocados sobre um elipsóide de revolução, conforme mostra a figura 2.10.

O efeito Doppler é originado do deslocamento de uma fonte transmissora em relação ao ponto de recepção, o que provoca um deslocamento de frequência. A determinação do desvio de frequência pode ser feita através da seguinte expressão[1]:

$$f_{\alpha} = (v / \lambda) \cdot \cos \alpha \quad (2.9)$$

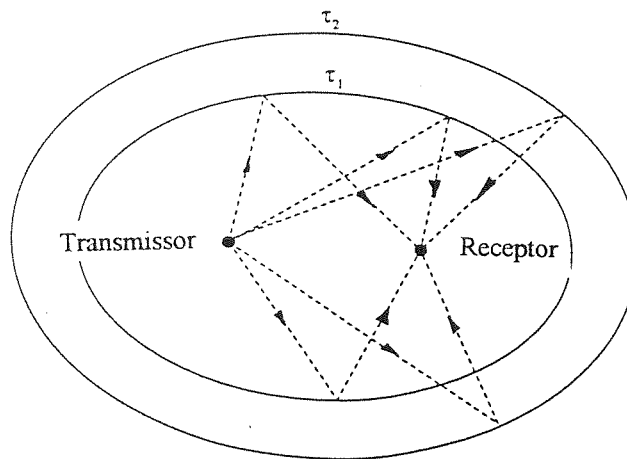


Fig. 2.10 – Elipsóides de revolução que definem a localização dos espalhadores

onde α é o ângulo de chegada em relação ao sentido de deslocamento do veículo, v é a velocidade relativa entre o veículo e as fontes espalhadoras e λ é o comprimento de onda, conforme pode ser visualizado na figura 2.11.

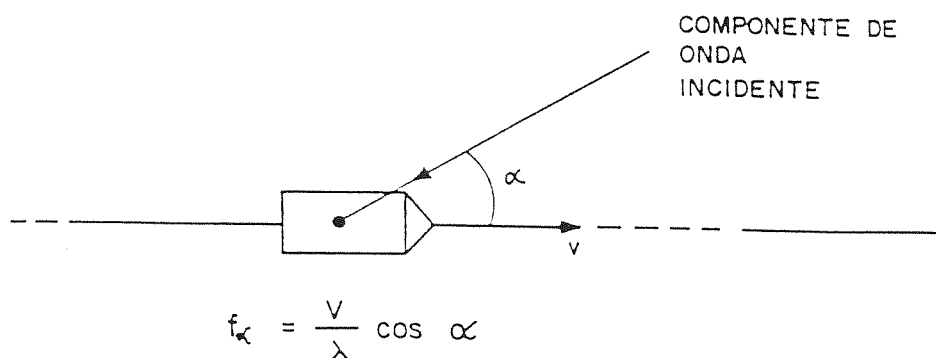


Fig. 2.11 – Efeito Doppler

Da equação 2.9 acima pode ser inferido que o espalhamento espectral máximo é determinado pela expressão $f_{\alpha}(\text{máx}) = 2v / \lambda$ ao redor da frequência de portadora da onda.

A determinação da posição dos espalhadores pode ser feita transmitindo-se um pulso e medindo-se o seu tempo de chegada e o desvio Doppler, o que permite o cálculo da distância do receptor ao espalhador e o ângulo de chegada. Pela análise do mapa da região pode-se determinar qual o espalhador que está atuando no sistema.

A análise teórica dos canais rádio-móveis variantes no tempo é geralmente feita considerando-se basicamente duas situações[16,17]:

- **Canais deterministicamente variantes no tempo e;**
- **Canais aleatoriamente variantes no tempo.**

Estes canais serão estudados nos itens a seguir.

2.3.2 – CANAIS DETERMINISTICAMENTE VARIANTES NO TEMPO

Estes canais podem ser entendidos como sendo uma estrutura (filtro) de duas portas e os sinais espectralmente espalhados são recebidos com defasagem e retardos aleatórios, além da atenuação devida à propagação da energia.

Definem-se então as Funções de Sistema, que relacionam os sinais de entrada e de saída do filtro, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, conforme está apresentado na figura 2.12 abaixo.

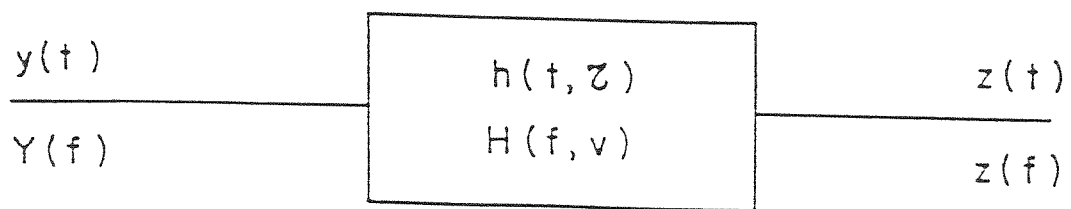


Fig. 2.12 - Funções de sistema do canal deterministicamente variante no tempo

Na figura 2.12 acima, $z(t)$ é a resposta complexa à excitação $x(t)$, cuja envoltória complexa é $y(t)$, e $h(t, \tau)$ representa a resposta do canal no instante de tempo t devido a um impulso aplicado em $t_0=t-\tau$, conforme está mostrado na figura 2.13 abaixo.

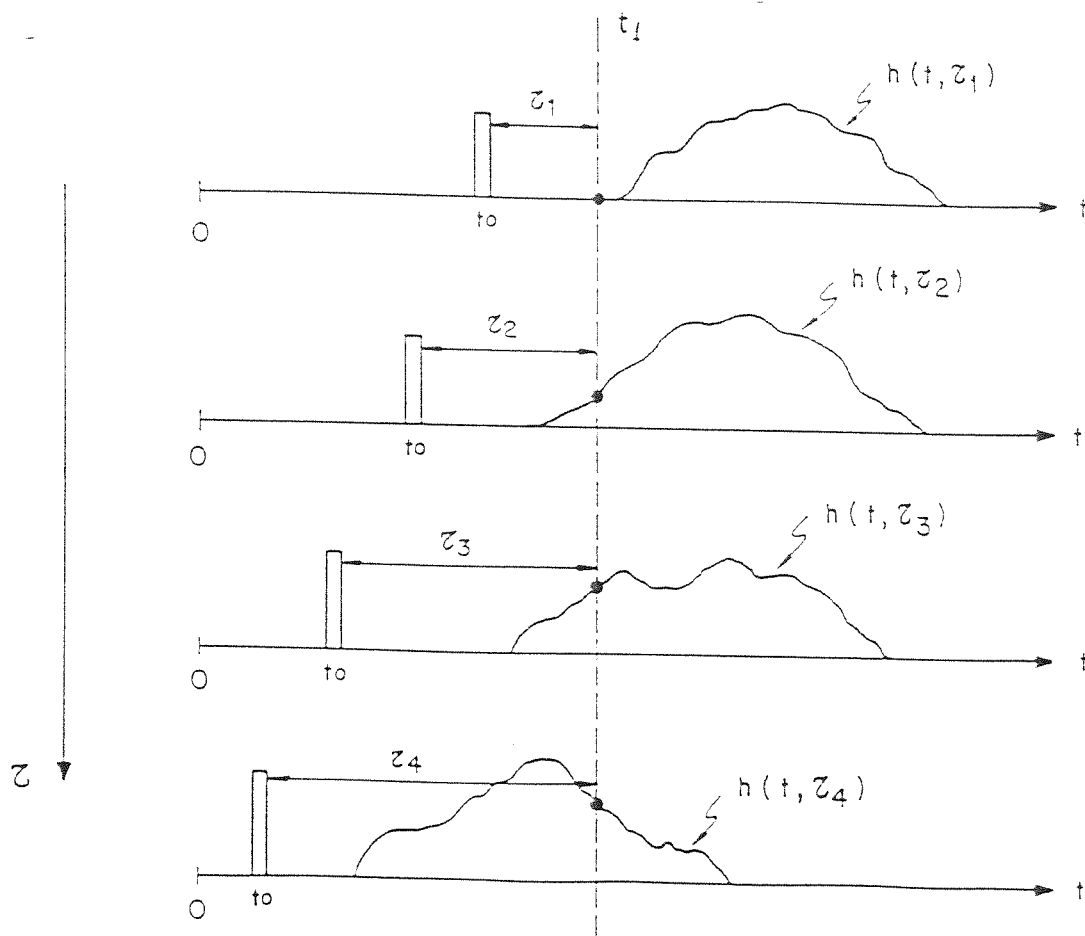


Fig. 2.13 – Resposta do canal rádio-móvel ao impulso

A resposta $z(t)$ do canal rádio-móvel ao impulso é determinada a partir da seguinte expressão:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (2.10)$$

Nesta expressão, $h(t, \tau)$ permite a distinção entre percursos diferentes e pode-se deduzir que o sinal de saída é produzido por espalhadores individuais, fixos, caracterizados pelo seu retardo (retardo do espalhador anterior acrescido de $d\tau$) multiplicados um “ganho de flutuação” de $h(t, \tau) d\tau$. No domínio da frequência, a relação entre entrada e saída é dada por:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(f - \nu) H(f - \nu, \nu) d\nu \quad (2.11)$$

Aqui, cada componente em frequência é multiplicada pelo ganho de flutuação $H(f, \nu) d\nu$ e, após serem deslocadas pelo seu Doppler correspondente, são somadas para produzir o sinal de saída.

A função resposta a uma excitação cisoidal $T(f, t)$ (também conhecida como função de transferência variante no tempo) pode ser utilizada para caracterizar o canal, conforme mostra a equação 2. 12 abaixo.

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(f - \nu) T(f, t) e^{j2\pi ft} df \quad (2.12)$$

Pode-se definir, agora, a função $S(\tau, \nu)$ que leva em conta o multipercurso no domínio dos retardos e no domínio dos deslocamentos Doppler.

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2.13)$$

A função $z(t)$ pode, então, ser determinada a partir da seguinte expressão:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (2.14)$$

Esquemáticamente, as relações entre as funções acima podem ser representadas pelo diagrama da figura 2.14.

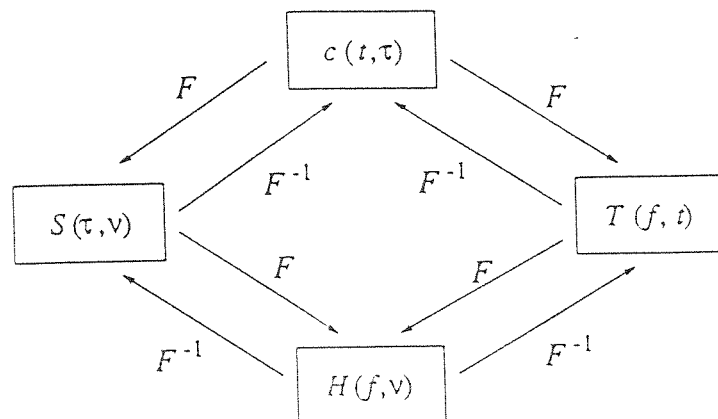


Fig. 2.14 – Diagrama esquemático das funções de sistema

2.3.3 – CANAIS ALEATORIAMENTE VARIANTES NO TEMPO

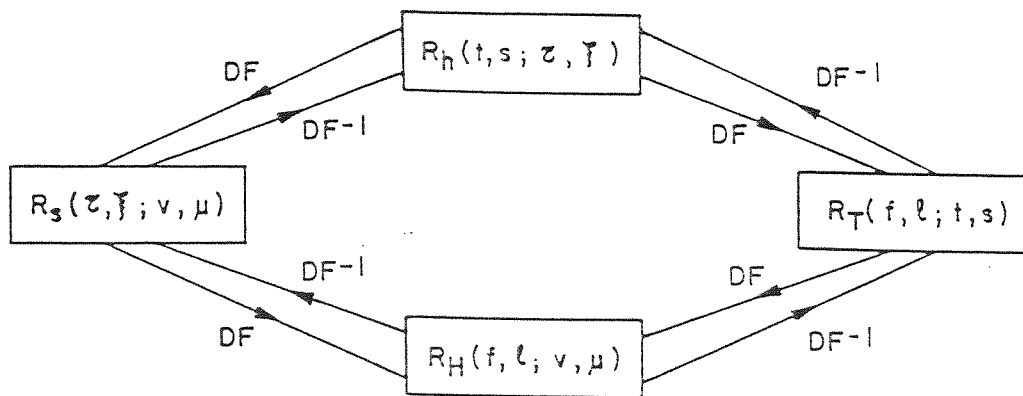
Nos sistemas aleatoriamente variantes no tempo, as funções de sistemas definidas no item anterior são processos estocásticos e, teoricamente, para sua caracterização é necessário o conhecimento da função densidade de probabilidade multidimensional de todas as variáveis aleatórias envolvidas no processo. Em termos práticos, uma maneira bastante aceitável de se caracterizar tais canais é através da função de auto-correlação do sinal de saída, determinada a partir da função de auto-correlação das Funções do Sistema e da função de auto-correlação do sinal de entrada. É importante que seja ressaltado que se o sinal de saída puder ser modelado por um processo aleatório Gaussiano, a descrição em termos das médias e das funções de auto-correlação é completa.

Em geral, a propagação da onda eletromagnética num ambiente urbano possui caráter não-estacionário e sua caracterização estatística, em consequência, é bastante complicada. Por este motivo, é habitual remover-se a não-estacionariedade do processo e analisá-lo à parte, o que significa dizer que o processo será analisado em duas fases distintas, geralmente conhecidas como caracterização em larga escala (onde é analisado o comportamento do sinal mediano) e caracterização em pequena escala (onde são feitas análises considerando-se o processo estacionário).

A função de auto-correlação de saída de um canal é definida como sendo igual à média da saída num instante t multiplicada pelo complexo conjugado da saída num instante s . Assim sendo, na notação usual de envoltória complexa equivalente de um processo real limitado em faixa tem-se:

$$R_z(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau) y^*(s - \xi) R_h(t, s; \tau, \xi) d\tau d\xi \quad (2.15)$$

Onde $R_h(t, s; \tau, \varepsilon) = \langle h(t, \tau) h^*(s, \varepsilon) \rangle$ é a função de auto-correlação da envoltória complexa da resposta impulsiva do filtro equivalente ao canal variante do tempo. Expressões semelhantes podem ser escritas utilizando-se as funções de auto-correlação das demais funções do sistema. Esquemáticamente a relação entre estas funções de auto-correlação está apresentado na figura 2.15 abaixo.



2.15 – Representação esquemática das funções de correlação de sistema

2.3.4 – CANAIS REAIS

2.3.4.1 – CANAIS ESTACIONÁRIOS NO SENTIDO AMPLO (WSS)

Um canal será considerado estacionário no sentido amplo se a média do sinal recebido não depender nem do instante de tempo nem da localização e se sua função de auto-correlação for invariante a uma translação de tempo ou distância. Neste caso, para $\eta = s - t$ tem-se:

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = R_h(\eta; \tau, \xi) \quad (2.16a)$$

$$R_T(f, l; t, s) = R_T(f, l; \eta) \quad (2.16b)$$

Demonstra-se que estes canais resultam de espalhadores com deslocamentos Doppler descorrelacionados, ou seja:

$$R_H(f, l; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.17a)$$

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.17b)$$

Nas expressões acima, $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac. Alternativamente, as expressões acima podem assim ser escritas:

$$R_H(f, l; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_H(f, l; \mu) \quad (2.18a)$$

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \xi; \mu) \quad (2.18b)$$

onde:

$$P_S(\tau, \xi; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.19a)$$

$$P_H(f, l; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.19b)$$

As equações 2.19a e 2.19b são as funções de Wiener-Kinchine (Densidades espectrais de potência) e observa-se que os canais WSS possuem funções de auto-correlação com três variáveis.

2.3.4.2 – CANAIS COM ESPALHADORES DESCORRELACIONADOS (US)

Os canais com espalhadores descorrelacionados são aqueles em que os sinais espalhados não apresentam qualquer dependência de amplitude de uns com os outros e as expressões das relações entrada-saída do canal são as seguintes:

$$R_s(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\tau - \xi) P_s(\xi; \nu, \mu) \quad (2.20a)$$

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi) P_h(t, s; \xi) \quad (2.20b)$$

2.3.4.3 – CANAIS ESTACIONÁRIOS NO SENTIDO AMPLO COM ESPALHADORES DESCORRELACIONADOS (WSSUS)

Os canais WSSUS combinam as simplificações apresentadas nos itens 2.3.5.1 e 2.3.5.2 acima e sua expressão é a seguinte:

$$R_S(\tau, \xi; \upsilon, \mu) = \delta(\tau - \xi) \delta(\upsilon - \mu) P_S(\xi, \mu) \quad (2.21)$$

onde $P_s(\epsilon, \mu)$ é a densidade espectral de potência bidimensional.

O diagrama esquemático de um canal WSSUS está apresentado na figura 2.16 abaixo.

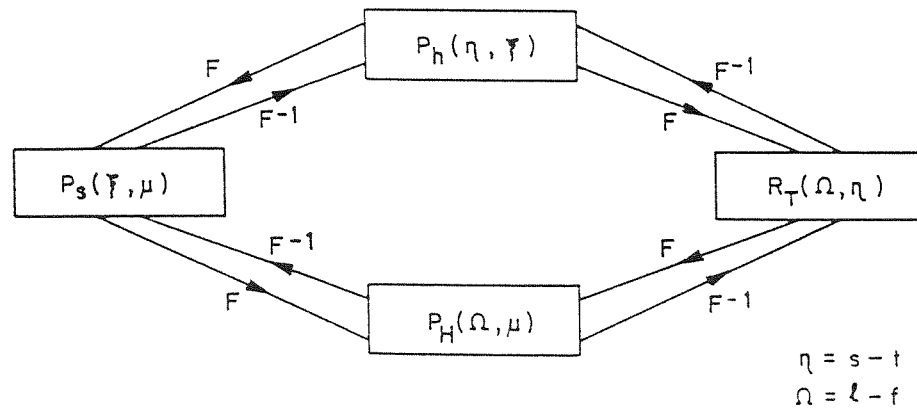


Fig. 2.16 – Representação esquemática de um canal WSSUS

REFERÊNCIAS

- [1] J. D. Parsons and J. G. Gardiner, Mobile Communication Systems. New York: Halsted Press, 1989.
- [2] J. K. Jao, "Amplitude Distribution of Composite Terrain Radar Clutter and the K-distribution, " IEEE Trans., AP-32, NO. 10, pp 1049-1062, 1984.
- [3] O. O. Kafaru, "An Environment – Dependant Approach to Wideband Modelling and Computer Simulation of UHF Mobile Radio Propagation in Built-up Areas," PhD Thesis, University of Liverpool, UK, 1989.
- [4] L. Foldy, "The Multiple Scattering of Waves," Phys. Rev., vol. 67, NO. 3, pp. 107-119, 1945.
- [5] M. Lax, "Multiple Scattering of Waves," Rev. Mod. Phys., vol. 23, NO. 4, pp. 287-310, 1951.
- [6] V. Twersky, "Multiple Scattering of Electromagnetic Waves by Arbitrary Configurations," J. Math. Phys., vol. 8, No. 3, pp. 589-610, 1967.
- [7] R. H. Lang, "Electromagnetic Backscattering from a Sparse Distribution of Lossy Dielectric Scatterers," Radio Science, vol. 16, No. 1, pp. 15-30, 1981.
- [8] R. H. Lang e J. S. Sidhu, "Electromagnetic Backscattering from a Layer of Vegetation: A Discrete Approach," IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing, vol. GE-21, NO.1, pp. 62-71, 1983 .

- [9] W. J. Vogel e J. Goldhirsh, "Tree Attenuation at 869 MHz Derived from Remotely Piloted Aircraft Measurements," IEEE Trans. Antenna Propagat. , vol. AP-34, pp. 1460-1464, 1986.
- [10] J. Walfish e H. L. Bertoni, "A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments, "IEEE Trans. Antenna Propagat. , vol. 36, No. 12, pp. 1788-1796, 1988.
- [11] S. A. Torrico, H. L. Bertoni e R. H. Lang, "Theoretical Investigation of Foliage Effects on Path Loss for Residential Environments," IEEE Trans. Antenna Propagat, pp. 854-858, 1996.
- [12] G. L. James, Geometrical Theory of Diffraction for Electromagnetic Waves. UK.: Peregrinus, 1986.
- [13] T. Tamir, "Radio Wave Propagation Along Mixed Paths in Forest Environments,"IEEE Trans. Antenna Propagat., vol. AP-25, No. 4, 1977.
- [14] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile Radio reception," Bell System Tech. Journal, Vol.47, pp. 27-38, 1968.
- [15] T. Aulin, "A Modified Model for the fading Signal at a Mobile Radio Channel," IEEE transaction on Vehicular Tech., Vol. VT-28, pp. 182-203, Aug.1979.
- [16] P. A. Bello, "Characterization of Randomly Time-variant Linear Channels," IEEE Transactions on Communication Systems, Vol. CS-11, pp. 360-393, Dec. 1963.
- [17] J. D. Parsons e A. S. Bajwa, "Wideband Characterization of Fading Mobile Radio Channels," IEE Proceedings F, Vol. 129, pp. 95-101, April 1982.