

3

Modelos de Canal para Sistemas MIMO

Como já mencionado, o sistema MIMO tem demonstrado um grande potencial no aumento da capacidade em ambientes ricos em espalhadores [1, 3]. Esse aumento de desempenho de comunicação se dá principalmente porque o sistema MIMO procura explorar as propriedades espaciais do canal.

Enquanto a codificação e o processamento de sinais são elementos-chave para o sucesso de implementação dos sistemas MIMO, o canal de propagação representa um importante parâmetro que definitivamente gera impacto sobre a performance do sistema.

As condições de propagação determinam a capacidade do canal esperada para um sistema MIMO. Assim, é de grande interesse caracterizar e modelar o canal de rádio MIMO para diferentes condições, com objetivo de predizer, simular e avaliar o real potencial dos sistemas MIMO.

Nas próximas seções serão apresentados alguns modelos de canal MIMO disponíveis na literatura. As questões mais importantes a serem analisadas são a capacidade, os parâmetros que influenciam esta capacidade e a complexidade dos modelos.

3.1

Caracterização da Matriz do Canal

3.1.1

Medidas da Matriz do Canal

O meio mais direto de caracterizar o canal de rádio móvel MIMO é desenvolver um sistema que diretamente mede a matriz H do canal. Neste caso, as

medidas serão somente aplicáveis para análises de sistemas que empregam a mesma configuração do arranjo e o mesmo tipo de antenas.

Assim, com o objetivo de verificar a capacidade dos sistemas MIMO, diversas medições foram realizadas a fim de se obter um comportamento real do canal e, conseqüentemente, um comportamento mais real da capacidade. Resultados dessas campanhas de medições incluem capacidade do canal, correlação do sinal, posto da matriz do canal, perda de percurso validação dos modelos e etc.

Em [15, 18, 19, 20], campanhas de medições extensivas foram realizadas com o objetivo de validar os modelos estocásticos propostos, avaliando a capacidade medida com a capacidade simulada.

Em [5] a capacidade variou de 20 a 40 bits/s/Hz a uma razão de sinal ruído de 24 a 34 dB (8 T_x e 12 R_x). Em [36] foi apresentada uma capacidade de 27,9 bits/s/Hz para ambiente não correlatados e 17 bits/s/Hz para ambiente correlatados a uma razão sinal ruído de 30 dB (4 T_x e 4 R_x). Em [29] a capacidade foi medida com um sistema de 4x4 antenas que foi comparado com um sistema com um único transmissor e um único receptor. Foi observado em [29] que a capacidade obtida era aproximadamente 4 vezes a capacidade obtida em um sistema 1x1. Em [34] a capacidade obtida em um sistema 16x16 foi de 35 bits/s/Hz a uma SNR de 10 dB. Em [35] foi encontrado uma capacidade 30% menor que a capacidade ideal.

Em [9] são apresentados resultados de medidas da correlação do sinal de um sistema MIMO 12x15 com forte e fraca LOS. Os resultados mostraram que: a capacidade decresce com o aumento da distância entre o T_x e o R_x , a correlação no transmissor aumenta com a distância, e que a correlação no receptor é sempre menor que no transmissor, pois o receptor está cercado por mais espalhadores.

A maioria das medidas foi realizada em ambientes *indoor* [5, 9, 15, 18, 20, 23, 24, 30, 31]. As poucas medidas realizadas em ambiente *outdoor* podem ser encontradas em [29, 32, 33, 34].

As medidas em ambientes *indoor* foram realizadas em pequenos escritórios com grande quantidade de espalhadores [15, 18, 19, 20, 30], área aberta [15, 18, 19, 20, 31, 35], aeroporto [15], corredores [11, 18, 19, 20, 30] e laboratórios [5, 18, 19, 20, 30, 40].

As medidas em ambientes *outdoor* foram realizadas em regiões suburbanas [29, 32, 33], levemente urbanas [33] e altamente urbanas [34].

Na maioria das medidas realizadas, a banda de caracterização do canal era faixa estreita [5, 9, 14, 15, 20, 24, 29, 32, 34]. Poucas medidas foram realizadas em faixa larga [18, 23, 33, 35, 48, 49, 59].

A faixa de frequência das portadoras nas medidas variou de 2 a 5.2 GHz. O número de elementos no arranjo de transmissão variou de 2 a 16 e a separação dos elementos do arranjo variou de 0,5 a 4λ . No receptor o número de elementos no arranjo variou de 2 a 16 e a separação dos elementos do arranjo variou entre 0,4 a $0,5\lambda$. Arranjos com antenas omni, setorizadas e com duas polarizações foram testadas em muitos trabalhos, como em [9].

Alguns dos sistemas de medições desenvolvidos usavam sistemas com arranjos de antenas, onde todas elas operavam simultaneamente. Esses sistemas se aproximam muito aos reais sistemas MIMO de comunicações e podem ser usados para avaliar canais que variam no tempo. Contudo, as desvantagens incluem o casamento mútuo das antenas no arranjo que devem ser considerados e o custo de transmissão e recepção paralelas [34].

Um outro tipo de sistema de medições muito empregado é o que utiliza *switches* para o controle da escolha do transmissor e receptor para a medição da função de transferência do canal [35]. Para um sistema de medições MIMO, dois *switches* são necessários (um para o transmissor e um para o receptor). Os tempos de comutação para estes sistemas são tipicamente muito baixos ($2\mu s - 100ms$), indicando que a medição sobre todos os pares de transmissor-receptor dos arranjos seja conduzida antes da mudança do canal.

Por fim, existem sistemas de medições que utilizam arranjos virtuais. Neste tipo de sistema, existe uma única antena, que é deslocada com o objetivo de construir virtualmente um arranjo. Embora este método tenha a vantagem de eliminar o efeito do casamento mútuo nas antenas, a medida completa da matriz do canal pode levar alguns segundos ou minutos, exigindo, assim, uma estacionaridade no canal. Além disso, é necessário um deslocamento preciso da antena para a formação do arranjo virtual. Por esta razão, arranjos virtuais são mais adequados para campanhas de medidas em ambientes *indoor*.

3.1.1.1

Modelagem da Matriz do Canal

O modelo de canal MIMO mais simples é definir a matriz de transferência H através da descrição estatística do canal. Por exemplo, em um ambiente de propagação sem visada direta, é comum assumir que a função de transferência entre o transmissor e o receptor terá uma magnitude e fase que seguem as funções distribuições Rayleigh e uniforme respectivamente. Esta combinação indica que cada elemento da matriz H são variáveis aleatórias gaussianas circularmente simétricas.

A modelagem estatística do canal procura estabelecer apenas as relações matemáticas entre os parâmetros e as estatísticas destes parâmetros e, em geral, são modelos fáceis de simular e proporcionam uma caracterização precisa do canal nas situações para os quais os parâmetros foram determinados. Contudo, estes modelos fornecem uma visão limitada das características de propagação do canal MIMO.

Para um sistema MIMO o problema básico de um modelo estatístico é caracterizar estatisticamente a matriz H_{ij} . Se $\{H_{ij}\}$ são aleatórios, é necessário:

1. determinar a fdp. Em geral, supõe-se que são v.a's gaussianas complexas de média nula. Portanto, $\{|H_{ij}|\}$ é Rayleigh.
2. determinar as correlações entre $\{H_{ij}\}$. Com \underline{H} é uma matriz $M \times N$ tem-se um total de $N \cdot M$ variáveis e portanto uma matriz de correlação $MN \times MN$. Portanto o número de parâmetros se torna enorme. Alguns modelos utilizam simplificações para viabilizar estes cálculos. No modelo IST-METRA, por exemplo, propõe-se que a correlação entre dois coeficientes H_{ij} e H_{mn} seja calculada como o produto da correlação entre os sinais complexos recebidos nos receptores i e m com a correlação entre os sinais complexos transmitidos nos transmissores j e n .

Muitos estudos assumem que não existe nenhuma correlação entre os sinais nas diferentes antenas dos arranjos de transmissão e recepção resultando uma matriz H i.i.d. Contudo, se uma estrutura de correlação for incluída, a matriz covariância deve ser construída diretamente através de medidas ou de um modelo de correlação.

Se as estatísticas de desvanecimentos no transmissor e receptor são assumidas serem independentes, uma matriz covariância para o transmissor e uma para o receptor distintas podem ser criadas [15, 16, 19, 20, 34]. Este modelo, conhecido como modelo do produto Kronecker, foi desenvolvido simultaneamente por dois projetos distintos: IST (*Information Society Technology*) METRA (*Multi Element Transmit Receive Antennas*) e IST (*Information Society Technology*) SATURN (*Smart Antenna Technology in Unviversal bRoadband wireless Network*). Ambos os projetos foram baseados em medidas, porém em faixas de frequências diferentes (ISTMETRA 2,05 MHz e ISTSATURN 5,2 GHz).

O modelo estocástico proposto por ambos os projetos para caracterizar o canal rádio móvel em um sistema MIMO baseia em um conjunto pequeno de parâmetros para caracterizar completamente o ambiente de comunicação, isto é, o modelo é composto pela matriz do canal e duas matrizes de correlação descrevendo as propriedades de correlação em ambos os lados do enlace [15, 16]

Em um sistema faixa estreita com N e M antenas transmissoras e receptoras, respectivamente, a resposta impulsiva do canal MIMO é uma matriz $M \times M$, dado por:

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{11} & \dots & H_{1N_{Tx}} \\ H_2 & H_{21} & \dots & H_{2N_{Tx}} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ H_{N_{Rx}1} & H_{N_{Rx}2} & \dots & H_{N_{Rx}N_{Tx}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

sendo H_{ij} os coeficientes complexos de transmissão das N antenas transmissoras para as M antenas receptoras, para $i = 1,2..M$ e $j = 1,2..N$. Através dos dados medidos, foi observado que em um ambiente tipo NLOS, os coeficientes do canal eram gaussianas complexas de média zero.

Para construção do modelo de canal MIMO proposto por [15, 16, 19, 20], as correlações entre os diferentes pares dos coeficientes complexos de transmissão foram levadas em consideração. Os coeficientes de correlação do sinal no Tx e Rx foram calculados a partir das Equações (2) e (3), respectivamente.

$$\rho_{ij}^{Tx} = \langle H_{ki}, H_{kj} \rangle \quad (2)$$

$$\rho_{rs}^{Rx} = \langle H_{rp}, H_{sp} \rangle \quad (3)$$

sendo ρ_{ij}^{Tx} e ρ_{rs}^{Rx} os coeficientes de correlação no Tx e no Rx respectivamente, para $i = j = 1, \dots, N$ e $r = s = 1, \dots, M$, e k e p os elementos de referência quaisquer no arranjo do receptor e transmissor, respectivamente. É assumido que todos os elementos do arranjo do Tx e do Rx possuem a mesma polarização e o mesmo diagrama de irradiação. É importante observar que, por suposição, a correlação dos sinais nos elementos do arranjo do receptor é independente da correlação dos sinais nos elementos do arranjo do transmissor.

Em [15] foi demonstrado que para arranjos moderados, a matriz covariância do canal poderia ser bem aproximada pelo produto Kronecker das matrizes covariância do Tx e Rx , dado por:

$$\rho_{ij}^{rs} = \langle H_{ri}, H_{sj} \rangle = \rho_{ij}^{Tx} \rho_{rs}^{Rx} \quad (4)$$

Assim, a matriz dos coeficientes de correlação dos sinais do canal é o produto Kronecker¹ [15] entre as matrizes dos coeficientes de correlação no transmissor e receptor, dado por:

$$R_{MIMO} = R_H^{Tx} \otimes R_H^{Rx} \quad (5)$$

onde $X \otimes Y = \begin{bmatrix} X_{11}Y & \dots & X_{1N}Y \\ \dots & \dots & \dots \\ X_{M1}Y & \dots & X_{MN}Y \end{bmatrix}$, onde R_{MIMO} é a matriz covariância do canal e

R_H^{Tx} e R_H^{Rx} são as matrizes covariância no transmissor e no receptor, respectivamente.

Assumindo que o canal é um processo gaussiano complexo de média zero e que os momentos de primeira e segunda ordem do canal rádio móvel MIMO são suficientes para caracterizar o canal de propagação, a matriz de transferência do canal MIMO pode ser simplesmente modelada por:

$$H = (R_H^{Rx})^{1/2} G (R_H^{Tx})^{1/2} \quad (6)$$

onde G é um processo estocástico $M \times N$ com elementos i.i.d $CN(0,1)$ e $(y)^{1/2}$ é a raiz quadrada de qualquer matriz y de maneira que $(y)^{1/2} (y)^{1/2} = y$. O modelo do produto Kronecker, apresentada pela Equação 5 foi adotada no 3GPP [22].

Um modelo de canal rádio móvel MIMO faixa larga foi proposto por [23]. Segundo este modelos, para cada *tap*, a matriz covariância do canal normalizada pode ser bem modelada pelo produto das matrizes covariância no Tx e no Rx , dado por:

$$R_{MIMO}^l = R_H^{Tx^l} \otimes R_H^{Rx^l} \quad (7)$$

onde R_{MIMO}^l é a matriz covariância do canal do l -ésimo percurso, $R_H^{Tx^l}$ e $R_H^{Rx^l}$ são as matrizes covariância no transmissor e no receptor do l -ésimo percurso, respectivamente. Neste modelo, os *taps* são gaussianas complexas independentes de média zero. O l -ésimo percurso da resposta impulsiva do canal MIMO faixa larga pode ser modelado por:

$$H = \left(R_H^{Rx^l} \right)^{1/2} G_l \left(R_H^{Tx^l} \right)^{1/2} \quad (8)$$

onde G_l é um processo estocástico $M \times N$ com elementos i.i.d $CN(0,1)$.

Como já foi dito este tipo de modelagem é muito fácil de implementar, e por esta razão facilita avaliar novas estruturas de transmissão, recepção e novos códigos espaço-temporais usando por exemplo simulação Monte Carlo. Contudo, alguns estudos demonstraram que este tipo de modelagem é efetivo apenas para sistemas com até quatro antenas nos arranjos [15, 23]. Em [30, 31] foi demonstrado, por exemplo, que para um sistema MIMO 8x8 a capacidade obtida pelo modelo Kronecker foi sempre menor (até 27%) do que a capacidade obtida do dado medido direto. Além disso, foi demonstrado que o erro aumenta com o aumento da correlação no transmissor, receptor ou em ambos os casos, indicando que o modelo falha para ambientes correlatados.

3.1.2

Modelos paramétricos

Os modelos paramétricos descrevem o sinal recebido como uma superposição de ondas e procuram descrever diretamente as propriedades físicas do canal de propagação. Uma maneira simples de implementação destes modelos ocorre na forma de *tapped delay line*, onde cada retardo representa um percurso de propagação.

O modelo paramétrico chamado canal bi-direcional (Double Directional Channel Model-DDCM) tem recebido grande atenção recentemente [50]. Este modelo é chamado bi-direcional porque, na modelagem, as informações ângulos de chegada e de saída são incluídas. Nesta modelagem, a influência da antena no canal é removida e como a informação angular nas duas pontas do enlace é conhecida, o modelo bi-direcional torna-se ideal para caracterizar os canais MIMO.

Geralmente, o canal é descrito pela sua resposta impulsiva complexa, $h(t, \tau)$, no caso não direcional. Contudo, o canal pode ser descrito também pela resposta impulsiva direcional $h(t, \tau, \phi_R)$ e mais recentemente pela resposta impulsiva bi-direcional $h(t, \tau, \phi_R, \phi_T)$. O canal de rádio geralmente é descrito como um sistema variante no tempo [51]. Assim, as antenas são incluídas na modelagem do canal e geralmente são adotadas como isotrópicas e verticalmente polarizadas. Para caracterização do canal mais geral e independente, é necessário separar as características das antenas do canal, o que resulta na descrição do modelo bi-direcional [50]. Com este modelo o diagrama de irradiação da antena pode ser considerado mais tarde. Assim, o canal de rádio é representado pela resposta impulsiva não direcional e o canal de propagação pela resposta impulsiva bi-direcional, como mostra a Figura 9 [50].

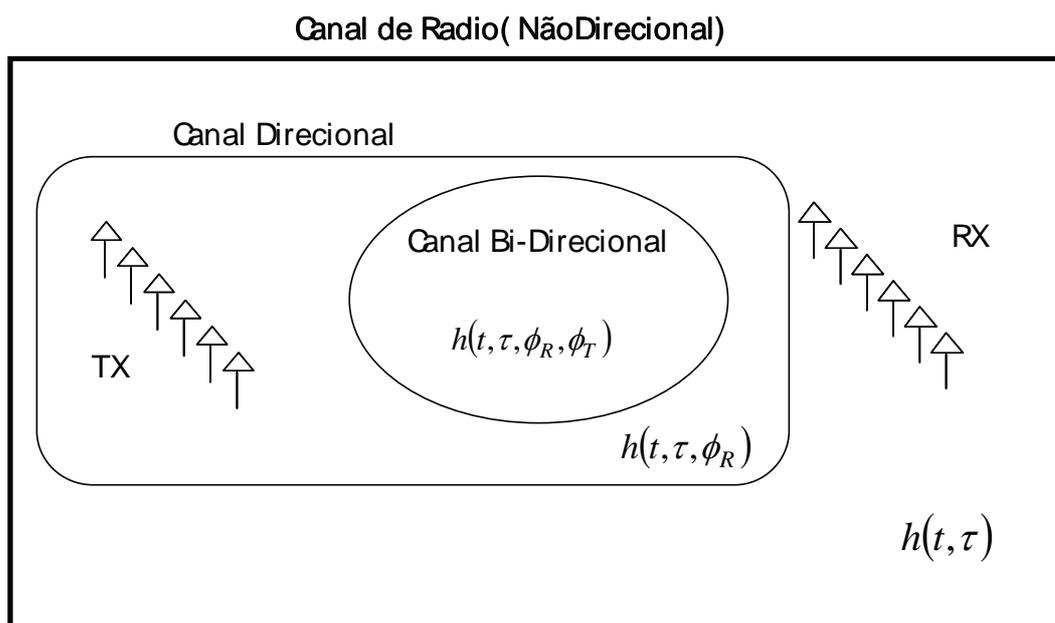


Figura 9 - Distinção entre o canal de rádio, canal direcional e canal bi-direcional

O modelo bi-direcional separa os seguintes blocos funcionais de um enlace de transmissão-recepção:

- Antena Transmissora: distribui a energia do sinal na direção desejada, definida pela direção de saída. A direção de saída é um parâmetro de entrada obtida do canal bi-direcional para um específico ambiente de propagação.
- Canal bi-direcional: possuiu N multipercurso detectáveis entre o transmissor e o receptor. Cada componente de multipercurso é atrasada de acordo com seu *excess-delay* τ_i , ponderado por uma amplitude complexa, $\alpha_i e^{j\phi_i}$, e cada direção de abertura (DOD) $\Omega_{T,i}$ é conectada a sua direção de chegada (DOA) $\Omega_{R,i}$ correspondente. A resposta impulsiva do canal bi-direcional é dada por:

$$h(\tau, \Omega_R, \Omega_T) = \sum_{i=1}^N \alpha_i e^{j\phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \cdot \delta(\Omega_R - \Omega_{R,i}) \cdot \delta(\Omega_T - \Omega_{T,i}) \quad (9)$$

onde $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac. Intuitivamente, cada componente multipercurso corresponde a uma onda plana chegando em um tempo específico e direção no receptor, que é resultado de uma energia lançada em uma direção específica no transmissor.

- Antena receptora: coleta o sinal da direção do ângulo de chegada, definida pelo canal bi-direcional.

A resposta do canal MIMO faixa larga pode ser determinada para qualquer tipo de antena e é dada por:

$$h(t, \tau, x_R, x_T) = \sum_{i=1}^N h(t, \tau_i, \Omega_{R,i}, \Omega_{T,i}) \cdot g(\Omega_R) \cdot g(\Omega_T) \cdot e^{j\left(\vec{k}(\varphi_{R,i})x_R\right)} \cdot e^{j\left(\vec{k}(\varphi_{T,i})x_T\right)} =$$

$$\sum_{i=1}^N \alpha_i e^{j\phi_i} \cdot g(\Omega_R) \cdot g(\Omega_T) \cdot e^{j\left(\vec{k}(\varphi_{R,i})x_R\right)} \cdot e^{j\left(\vec{k}(\varphi_{T,i})x_T\right)} \delta(\tau - \tau_i) \cdot \delta(\Omega_R - \Omega_{R,i}) \cdot \delta(\Omega_T - \Omega_{T,i}) \quad (10)$$

onde \vec{x}_R e \vec{x}_T são os vetores da posição dos elementos dos arranjos escolhidos de um ponto de referência arbitrário, mas fixo no arranjo correspondente, e $\langle \vec{k}(\Omega) \cdot \vec{x} \rangle = \frac{2\pi}{\lambda}(x \cos \vartheta \cos \varphi + y \cos \vartheta \sin \varphi + z \sin \vartheta)$, onde ϑ e φ são os ângulos de elevação e de azimute, respectivamente.

Uma limitação da caracterização do canal medido com ondas planas discretas é que os reais espalhadores muitas vezes produzem fenômenos de propagação que são pobremente representados nesta modelagem. Por exemplo, se os objetos espalhadores não estiverem no campo distante, frente de ondas curvas podem estar presentes e assim não se adequar a modelagem. Um outro problema é que se o multipercorso é discreto, se a quantidade de multipercorso é grande, os recursos do sistema (número de elementos e tamanho da banda) não são suficientes para detectá-los.

Quando algumas das suposições são violadas, a reconstrução do canal através da Equação (9), proporcionará subestimada predição da capacidade do canal devida a perda de informação e potência.

3.1.3

Traçado de Raios

Baseada na óptica geométrica, a técnica de traçado de raios prediz a propagação dos multipercursos para um dado ambiente, através da descrição geométrica do ambiente e da utilização das propriedades eletromagnéticas. Através da técnica de traçado de raios, é possível estimar não somente a potência do sinal, mas também estimar outros elementos de propagação tais como os ângulos de chegada e saída.

Simulação utilizando traçado de raios tem sido aplicada em inúmeros estudos para investigar aspectos do canal MIMO, tais como variação da capacidade devido à localização do arranjo e espaçamento dos elementos do arranjo, variação do espalhamento angular dos multipercursos [21, 52, 53]. Contudo, comparando as predições de traçado de raios com os valores medidos, as simulações tendem a subestimar a capacidade do canal MIMO [52], provavelmente devido a simplificações na representação geométrica do cenário do que falha na simulação das propriedades eletromagnéticas.

3.1.4

Modelo geométrico de espalhadores

Devido ao alto custo computacional quando se utiliza traçado de raios, novos modelos baseados em distribuição dos espalhadores passaram a ser utilizados com mais frequência. Por exemplo, em [27, 37, 38, 54], os espalhadores são modelados como objetos discretos localizados em torno do receptor e/ou no transmissor. A resposta do canal pode ser calculada a partir das posições dos espalhadores aplicando as propriedades eletromagnéticas de reflexão, difração e espalhamento.

A distribuição dos espalhadores está associada ao tipo de cenário a ser avaliado. Geralmente ambientes macro-celulares são simulados, distribuindo espalhadores em torno do usuário, enquanto que em ambientes micro-celulares os espalhadores são distribuídos dentro de uma elipse onde os focos são o transmissor e o receptor. Contudo, a densidade de espalhadores e a disposição dos espalhadores são dados de entrada do modelo.

O mais comum é distribuir os espalhadores circularmente e elípticamente para os casos macro e micro celulares respectivamente. Os espalhadores são agrupados em clusters uniformemente distribuídos e a localização dos espalhadores segue a uma distribuição gaussiana em torno de um ponto central.

A grande desvantagem neste tipo de modelagem é que apenas uma única ou no máximo duas reflexões são consideradas, difração, espalhamento e múltiplas reflexões não são levadas em conta.

3.1.5

Modelo de Cluster estatístico

No modelo cluster estatístico o objetivo é especificar as distribuições dos seguintes parâmetros do canal:

- TDOA
- DOA
- DOD
- Amplitude

A maioria dos modelos é baseada no trabalho inicial desenvolvido pelo Turim, onde foi observado que os multipercursos podiam ser agrupados em clusters e que podiam ser representados pelo decaimento exponencial com aumento do atraso. Intuitivamente, os raios que pertencem a um cluster são originados do mesmo objeto espalhador e as diferenças dos tempos dos raios dentro do cluster surge devido às características do objeto.

Em [24] foi proposta uma extensão do modelo Saleh-Valenzuela [25] para um modelo de canal MIMO, que inclui as estatísticas de DOA e de DOD. As estatísticas de DOD são assumidas seguirem a mesma distribuição de DOA. A distribuição laplaciana de dois lados é assumida para os DOA/DOD dos raios.

O modelo proposto caracteriza o canal representando cada componente de multipercurso em termos de sua amplitude, tempo de chegada e DOA/DOD. A Figura 10 apresenta os parâmetros para um *cluster* no modelo Saleh-Valenzuela estendido (SVA).

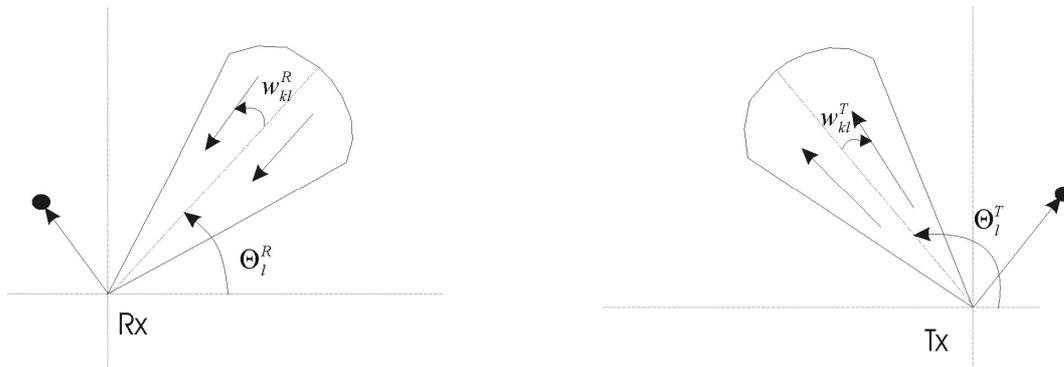


Figura 10 - Parâmetros de transmissão e recepção para um cluster no modelo SVA

Para L clusters e K raios por cluster, a resposta impulsiva direcional do canal é dada por:

$$h(\theta^R, \theta^T) = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{kl} \delta(\theta^T - \Theta_l^T - w_{kl}^T) \delta(\theta^R - \Theta_l^R - w_{kl}^R) \quad (11)$$

onde θ^T e θ^R são os ângulos de transmissão e recepção, β_{kl} é o ganho complexo do raio, Θ_l^T e Θ_l^R são os ângulos médios de transmissão e recepção dentro do l -ésimo *cluster* e w_{kl}^T e w_{kl}^R são os ângulos de transmissão e recepção do k -ésimo raio no l -ésimo *cluster* relativo aos ângulos médios em cada *cluster*.

Modelos mais avançados, onde o cluster é modelado de acordo com o processo de nascimento e morte devido ao movimento do usuário, podem ser encontrados em [55]. A descrição estatística dos parâmetros de propagação tem sido obtida através de medidas [26, 56, 57] ou através de simulação de traçado de raios [55]. Em [57] são apresentados modelos de espalhadores discretos e em cluster para modelar a distribuição dos espalhadores local e distante.

Como as distribuições estatísticas são especificadas pelo ambiente de interesse, estes modelos tendem a proporcionar uma representação bastante precisa do canal.