

CAPÍTULO 3

O MÉTODO GPR – Ground Penetrating Radar

3.1. Introdução

Em geofísica, os métodos de investigação eletromagnéticos podem ser divididos em dois grandes grupos. O primeiro que compreende todos os métodos que trabalham com baixas frequências, ou seja, $< 1000\text{Hz}$, sendo aplicados a estudos em escalas profundas, e o segundo que abrange os métodos em altas frequências ($10\text{ MHz} - 2,5\text{ GHz}$), destinados a estudos rasos, onde se enquadra o método GPR.

O método GPR - Ground Penetrating Radar ou radar de penetração no solo é um método de investigação geofísica, não destrutivo, que visa imagear com alta resolução a subsuperfície rasa da terra (estruturas geológicas ou objetos implantados pelo homem), utilizando para isso, ondas eletromagnéticas na faixa da radiofrequência. Esses campos eletromagnéticos são gerados por uma antena dipolar, denominada, antena transmissora, a qual é colocada sobre a superfície da Terra e que ao ser excitada por uma diferença de potencial elétrico passa a emitir ondas eletromagnéticas para o meio.

A visualização dos dados, ou seja, a imagem do subsolo é gerada, através da

informação da energia refletida pelas estruturas em subsuperfície, que é captada por uma antena, denominada antena receptora, também disposta na superfície. Os dados são armazenados no disco rígido e mostrados simultaneamente na tela de um computador portátil (notebook).

3.2. Histórico

A idealização e posterior aplicação dos métodos eletromagnéticos, dentre eles o GPR, se remete à formulação da base teórica do eletromagnetismo clássico, por Maxwell em 1864.

Contudo, a idealização do emprego de sinais eletromagnéticos visando à identificação de objetos, foi atribuída a Hulsmeyer em 1904 (HULSMEYER, 1904 apud Daniels, 1996), o qual propôs o uso de sinais eletromagnéticos na identificação de objetos metálicos.

Entretanto, a primeira descrição da utilização de ondas eletromagnéticas para a localização de objetos enterrados foi feita através de uma patente alemã por LEIMBACH e LOWY, 1910 apud DANIELS, 1996, os quais fizeram uso de uma técnica alternativa, onde as antenas foram montadas separadamente sobre a superfície, visando identificar a reflexão de uma interface na subsuperfície, gerada, provavelmente, por um lençol de água ou depósito mineral.

Em 1929, após o desenvolvimento do método de investigação geofísica com pulsos eletromagnéticos, foi realizado o primeiro levantamento GPR para a determinação da espessura de uma geleira (STERN, 1929 apud Olhoeft, 1996).

As pesquisas, então, ficaram paralisadas e foram retomadas em 1970 com a corrida espacial lunar, onde o GPR se mostrou como um método de investigação robusto e prático, ao contrário, por exemplo, da sísmica, que exige maiores complicações logísticas.

Em 1972, é dado o lançamento do GPR no mercado, através, da criação da empresa norte americana, Geophysical Survey System Inc., por R. Morey e A. Drake, (MOREY,

1974).

A partir dessa década, o volume de pesquisas e trabalhos publicados aumentou consideravelmente, mostrando, atualmente, a versatilidade e aplicabilidade do método nas mais diferentes áreas, tais como: geologia (JOL; SMITH, 1995), geotecnia (DAVIS; ANNAN, 1989), planejamento urbano (DANIELS, 1989), geologia ambiental (PORSANI; RODRIGUES, 1995; PORSANI et al., 2004) e exploração mineral (TRAVASSOS; MENEZES, 2005; PORSANI et al., 2006), dentre outras aplicações.

3.3. Princípios Físicos

Durante a irradiação dos pulsos eletromagnéticos gerados pela antena transmissora do GPR, vários fenômenos ondulatórios ocorrem, tais como, a propagação, transmissão e reflexão do sinal. Tais fenômenos são regidos por vários fatores, como, as propriedades elétricas do solo (condutividade elétrica, permeabilidade magnética e permissividade dielétrica), impedância elétrica, frequência do pulso, conteúdo de água, geometria das estruturas em subsuperfície, etc.

O entendimento desses fenômenos durante a propagação no meio e interação da onda eletromagnética com as estruturas em subsuperfície é vital para a correta utilização do método e interpretação de dados, sendo assim, torna-se necessário o entendimento da teoria eletromagnética clássica de Maxwell.

O eletromagnetismo clássico descreve a geração e propagação de campos e ondas eletromagnéticas (campos elétricos e magnéticos acoplados), através de quatro leis físico-matemáticas:

A lei de Faraday, a lei de Ampère, a lei de Gauss para a eletricidade e a lei de Gauss para o magnetismo.

A lei de Faraday evidencia o fato de que, um campo magnético variável no tempo aplicado perpendicularmente sobre um corpo condutor, provoca neste, a movimentação de cargas elétricas mediante a geração de um campo elétrico paralelo ao deslocamento dessas cargas e ortogonal ao campo magnético variável aplicado. A eq.(3.1) mostra essa lei:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.1)$$

A lei de Ampère mostra que, à medida que um corpo condutor é percorrido por uma corrente elétrica variável, instantaneamente é gerada em torno desse corpo um campo magnético. Essa lei é expressa pela eq.(3.2), abaixo:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.2)$$

A lei de Gauss, para o campo elétrico, eq.(3.3), mostra que, o fluxo elétrico fora de uma superfície fechada é proporcional à carga líquida total da superfície do condutor, incluída dentro desta superfície fechada.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (3.3)$$

A lei de Gauss para o magnetismo, eq.(3.4), mostra que, para qualquer região fora de toda e qualquer superfície fechada, o fluxo magnético líquido será igual a zero, ou seja, o fluxo magnético incidente sobre o pólo sul sempre será igual ao fluxo magnético emitido pelo pólo norte. Assim, o divergente do campo magnético sendo igual a zero é o indicativo de que não existe monopólos magnéticos.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.4)$$

Onde:

\vec{E} vetor campo elétrico;

\vec{B} vetor indução magnético;

\vec{H} vetor campo magnético;

q densidade volumétrica de carga elétrica;

\vec{J} vetor densidade de corrente de condução;

\vec{D} vetor de deslocamento elétrico

Note que essas equações não fornecem as características físicas do meio, ou seja, as propriedades físicas que são essenciais para os métodos geofísicos eletromagnéticos, assim, para incluí-las é necessário associá-las às relações constitutivas. Para aplicá-las aos métodos EM, algumas considerações devem ser feitas, como por exemplo, adotar que a Terra se constitui como um meio isotrópico, horizontalmente estratificada e com extensão lateral infinita. As relações constitutivas traduzem a interação entre os campos eletromagnéticos de uma determinada fonte com um determinado meio, através, das propriedades físicas, como, condutividade elétrica (σ), permissividade dielétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ).

Em termos físicos, essas relações representam a quantificação macroscópica do comportamento médio de elétrons, moléculas e íons, quando submetidos a campos eletromagnéticos externos (ANNAN, 1992).

A primeira relação constitutiva, conhecida, como lei de Ohm, eq.(3.5), relaciona o vetor densidade de corrente de condução ao vetor campo elétrico, através de um fator de proporcionalidade, denominado condutividade elétrica (σ), expresso em Siemens/metro

(S/m), o qual expressa a facilidade de um corpo em conduzir corrente elétrica. Segundo Keller (1987), vários fatores contribuem à variação da condutividade, dentre estes, a quantidade de água, porosidade, concentração de sais dissolvidos, argilas e minerais condutivos. O aumento de condutividade está intrinsecamente ligado à atenuação do sinal eletromagnético.

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.5)$$

A segunda relação constitutiva, relaciona o vetor deslocamento elétrico \vec{D} ao vetor campo elétrico \vec{E} , através do fator de proporcionalidade, denominado, permissividade dielétrica (ϵ), dada pela eq.(3.6):

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (3.6)$$

onde esse fator é comumente apresentado aos usuários GPR, como uma quantidade relativa, ou seja, $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$, sendo que, ϵ_0 é o valor da permissividade dielétrica no vácuo ($\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$ F/m) e ϵ é o valor da constante dielétrica no meio. A constante dielétrica expressa, em termos físicos, a quantidade de energia elétrica armazenada e perdida, através da criação de um campo elétrico interno (entre íons e/ou moléculas), devido a deslocamentos induzidos, quando moléculas e/ou íons são submetidos a um campo elétrico externo variável (OLHOEFT, 1996; POWERS, 1997).

Devido à presença de água em todos os materiais geológicos, à medida que a frequência da onda eletromagnética aumenta, a permissividade dielétrica da água também aumenta, chegando ao limite entre aproximadamente 10 GHz a 20 GHz, onde o efeito de relaxação é máximo, fazendo com que a molécula de água dissipe a energia acumulada na forma de calor (POWERS, 1997).

A terceira relação constitutiva é dada pela Equação (3.7), abaixo:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.7)$$

relaciona o vetor de indução magnética \vec{B} e o vetor de campo magnético \vec{H} , através do fator de proporcionalidade μ , denominado, permeabilidade magnética, onde comumente esse fator é apresentado ao usuário de GPR, como medida relativa, dada por, $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$, sendo,

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m.}$$

Da mesma forma que a permissividade dielétrica, a permeabilidade magnética também é uma quantidade que expressa o acúmulo de energia, contudo, proveniente da indução magnética. Uma importante característica dessa propriedade é que ela praticamente não varia com a frequência, desse modo, a variação entre a permeabilidade magnética do meio e a do espaço livre não é significativa (OLHOEFT, 1981; KELLER, 1987).

Mediante as características das equações acima descritas, para analisar os fenômenos de propagação de ondas eletromagnéticas é utilizada a manipulação algébrica entre duas leis, a de Faraday e a de Ampère, chegando à equação de onda (equação de Helmholtz).

Para as antenas GPR empregadas (antenas biestáticas dipolares), considera-se que, grande parte do campo elétrico está paralela ao comprimento da antena (ROBERTS; DANIELS, 1996). Sendo assim, considera-se o campo elétrico \vec{E} na direção x e por consequência, para uma onda propagante na direção z, tem-se o campo magnético \vec{H} na direção y. Assim, os campos \vec{E} e \vec{H} são dados por:

$$\vec{H} = (0, H_y, 0) \quad \text{e} \quad \vec{E} = (E_x, 0, 0)$$

Substituindo as equações (3.5), (3.6) e (3.7), nas equações, (3.1) e (3.2), temos:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \frac{\partial(\epsilon \vec{E})}{\partial t} \quad (3.8)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial(\mu \vec{H})}{\partial t} \quad (3.9)$$

Aplicando o operador rotacional na equação (3.9) e utilizando a identidade vetorial, eq. (3.10):

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{E} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - (\nabla^2 \vec{E}) \quad (3.10)$$

onde, $\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0$, obtemos:

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial(\vec{\nabla} \times \vec{H})}{\partial t} \quad (3.11)$$

que corresponde a:

$$\nabla^2 \vec{E} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left[\sigma \vec{E} + \frac{\partial(\epsilon \vec{E})}{\partial t} \right] \quad (3.12)$$

Uma vez que os campos \vec{H} e \vec{E} variam harmonicamente, sob a forma:

$$\vec{E} \propto \vec{E}_0 e^{i\omega t} \quad (3.13)$$

$$\vec{H} \propto \vec{H}_0 e^{i\omega t} \quad (3.14)$$

tem-se que a derivada temporal da equação acima é:

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = i \omega \vec{E}_0 e^{i \omega t} \quad (3.15)$$

assim, a equação (3.12), torna-se a equação de Helmholtz:

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_x}{\partial z^2} = [-i \omega \mu (\sigma + i \epsilon \omega)] \vec{E}_x \quad (3.16)$$

onde, $\omega = 2\pi f$, corresponde à frequência angular, sendo que f é a frequência da antena transmissora.

Ao termo que multiplica \vec{E}_x (eq. 3.16), chamamos de (k^2) , onde este é o número de onda, no qual, estão associadas todas as características elétricas e magnéticas de um determinado meio:

$$k^2 = [-i \omega \mu \sigma + \omega^2 \mu \epsilon]$$

A parcela, $-i \omega \mu \sigma$, da eq. (3.16), corresponde ao termo de atenuação da onda do radar, dominante nos métodos de baixas frequências, enquanto que a segunda parcela, $\omega^2 \mu \epsilon$, corresponde ao termo de propagação, dominante para as altas frequências. Portanto, em altas frequências, pode-se considerar que a propagação da onda eletromagnética é dada

principalmente pela corrente de deslocamento, ou seja,

$$k^2 \approx \omega^2 \mu \varepsilon \quad (3.17)$$

e sendo assim é esperado um regime de propagação, dito, radiante (sem dispersão) ou meio dielétrico de baixa perda (STRATON, 1941), desde que a seguinte relação seja obedecida:

$$\omega^2 \mu \varepsilon \gg |i \omega \mu \sigma| \quad (3.18)$$

Resolvendo-se a equação de Helmholtz é obtida a seguinte solução analítica:

$$E_x(z, t) = E_0^+ e^{(-kx + \omega t)} + E_0^- e^{(kx + \omega t)} \quad (3.19)$$

onde:

E_x é a componente do campo elétrico na direção x, ou seja, paralela à direção do eixo da antena transmissora;

E_0^+ é a porção do campo elétrico que se propaga na direção e sentido da subsuperfície, dada pelo eixo +z, apontando para o centro da Terra;

E_0^- é a porção do campo elétrico que se propaga na mesma direção de E_0^+ , porém em sentido oposto à subsuperfície, dada pelo eixo -z;

k é o número de onda, expresso na forma complexa abaixo, eq.(3.20):

$$k = \alpha + i\beta \quad (3.20)$$

sendo que, α corresponde à constante de atenuação e β à constante de propagação, ambas dadas por:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu \varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \right)^2} - 1 \right)} \quad (3.21)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu \varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \right)^2} + 1 \right)} \quad (3.22)$$

e o termo, $\frac{\sigma}{\omega \varepsilon}$, corresponde à tangente de perdas, $\tan(\delta)$, onde δ é o ângulo da diferença de fase entre o campo elétrico e a densidade de corrente, o qual expressa as perdas de energia pelo transporte de cargas e relaxação da polarização, sendo obtidas, através da relação entre a corrente de condução, $\sigma \vec{E}$ e a corrente de deslocamento, $\omega \varepsilon \vec{E}$ (OLHOEFT, 1996).

De acordo com (DANIELS, 1989; ANNAN, 1992), pode-se considerar apenas a primeira parcela da eq. (3.19), ou seja, o termo que corresponde à propagação da onda na subsuperfície. Assim, após a substituição do termo (3.20) na equação (3.19) é obtida a seguinte expressão:

$$E_x(z, t) = E_0^+ e^{-\alpha z} e^{(\omega t - \beta z)} \quad (3.23)$$

Segundo Annan, 1992 e Daniels (1996), para o regime radiante do GPR, devido a sua alta frequência de operação, os valores de “ α ” eq.(3.21), “ β ” eq.(3.22) podem ser expressos,

como:

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (3.24)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad (3.25)$$

e a velocidade de propagação da onda eletromagnética no meio é expressa como:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.26)$$

Outros parâmetros importantes que determinam a propagação de ondas EM, bem como a resolução e penetração do sinal são:

O comprimento de onda,

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.27)$$

e a profundidade de penetração do sinal, o qual traduz a capacidade de investigação do método, é expressa pela atenuação α , sendo dada por:

$$\alpha = 1,636 \frac{\sigma_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.28)$$

A Tabela 3.1 mostra a variação nas propriedades, ϵ , σ , v e α para alguns materiais dispostos nas linhas de estudos.

Tabela 3.1 – Valores de permissividade dielétrica (ϵ), condutividade elétrica (σ), velocidade de propagação (v) e constante de atenuação (α), determinados em materiais comuns para as frequências mais utilizadas no GPR (DANIELS, 1996)

Material	ϵ_r	σ (mS/m)	v (m/ns)	α (dB/m)
Água fresca	81	0,5	0,033	0,1
Ar	1	0	0,3	0
Argila	5 - 40	2 - 1000	0,06	1 - 300
Concreto	4-10	1-0,1	0,1	0,5-2,5
Metal	300	10^{10}	0,017	$9,5 \times 10^8$
PVC	3,3	0	0,11	0
Solo argiloso saturado	15	50	0,07 – 0,09	21
Solo argiloso seco	2,4	0,27	0,19	0,28

Conhecida, a propagação e a profundidade de investigação do método, torna-se necessário saber como se dá a reflexão, pois é através desta que os objetos ou estruturas geológicas são identificados.

Para o entendimento da reflexão são utilizadas, a lei de Snell - Descartes e as equações de Fresnel.

A lei de Snell rege os fenômenos de reflexão e transmissão de ondas eletromagnéticas em interfaces planas, através da óptica geométrica, criando uma dependência entre os ângulos de incidência, transmissão e reflexão e as respectivas propriedades elétricas, as quais determinam as características dos meios por onde se propagam os pulsos eletromagnéticos.

As equações de Fresnel quantificam as amplitudes dos campos elétricos refletidos e transmitidos nas interfaces planas-paralelas. Após, a energia ser refletida parte retorna à

posição onde se encontra a antena receptora, a qual registra o sinal. Os coeficientes de reflexão são definidos de acordo com a incidência do vetor campo elétrico sobre a superfície, assim, temos coeficientes de reflexão para o modo TE (Transverse Electric Mode – Modo Transversal Elétrico) e para o modo TM (Transverse Magnetic Mode – Modo Transversal Magnético).

Os coeficientes de reflexão de Fresnel para interfaces horizontais planas-paralelas são, portanto, definidos por:

$$R_{TE} = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2(\theta_i)}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2(\theta_i)}} \quad (3.29)$$

$$R_{TM} = \frac{-\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2(\theta_i)}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2(\theta_i)}} \quad (3.30)$$

onde, R_{TE} e R_{TM} são, respectivamente, os coeficientes de reflexão para os modos TE e TM e as constantes ϵ_1 e ϵ_2 correspondem, por exemplo, às permissividades dielétricas do meio 1(background) e 2 (alvo de interesse).

Devido, ao pequeno offset (separação entre as antenas transmissora e receptora), o ângulo θ_i pode ser aproximado para $\theta_i \approx 0$ (ANNAN, 1992). Assim, as equações (3.29) e (3.30), se reduzem à:

$$R_{TE} = R_{TM} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (3.34)$$

3.4. Polarização

Em uma aquisição GPR, assim, como em outras metodologias geofísicas, o objetivo final é conseguir o melhor resultado para a partir desse realizar uma interpretação satisfatória. A obtenção de uma boa resposta, ou seja, de um bom padrão de reflexão dos alvos e estruturas inicia-se no planejamento da aquisição e nesse momento o usuário deve ter em mente os diversos fatores que influenciam na boa resposta, tais como, a combinação entre as polarizações das antenas (transmissora e receptora) e a do alvo, a geometria e composição das estruturas, profundidade, características geológicas da área, etc.

De todos os fatores citados, um dos mais importantes, mas que, no entanto é desconsiderado por grande parte dos usuários de gpr é a combinação entre as polarizações das antenas (transmissora e receptora) e dos alvos, pois a correta aplicação desse conceito é decisiva na geração de uma boa resposta, sendo assim, a consideração desse fator se torna relevante desde o planejamento da aquisição à interpretação dos resultados.

Dessa maneira, em vista da importância do fenômeno de polarização, segue uma breve descrição a respeito.

Dá-se o nome de polarização à grandeza vetorial que descreve a magnitude e direção dos campos, elétrico e magnético, de uma onda eletromagnética que se propaga no espaço e no tempo. Durante a sua propagação, tanto a direção quanto magnitude mudam em função do tempo e quando essa variação temporal é dada senoidalmente, classifica-se esse tipo de campo EM como harmônico. Por convenção, a IEE - Institution of Electrical Engineers descreve que a polarização de campos EM harmônicos é dada através da análise da direção

vibracional do campo elétrico.

Como consequência dos campos serem harmônicos, três estados de polarizações tornam-se possíveis, o linear, o elíptico e o circular, cada um com suas características, sendo que o linear e o circular são considerados casos particulares da polarização elíptica (ZEBKER, et al, 1987).

Como geralmente o usuário GPR não tem conhecimento suficiente das estruturas em subsuperfície, torna-se praticamente impossível estabelecer uma combinação otimizada entre as polarizações das antenas e das estruturas. No entanto, de todos os fatores citados, o único que o usuário tem total controle é aquele com respeito à combinação entre as polarizações das antenas, transmissora e receptora, uma vez que estas são dispostas sobre a superfície pelo operador. Sendo assim, este pode remediar essa situação tentando otimizar a combinação entre as polarizações das antenas, através dos arranjos de antenas.

No estudo com gpr, a polarização da onda EM é regida essencialmente pelo tipo de antena utilizada, ou seja, pelo tipo do estado de polarização predominante neste equipamento. No mercado existem diversos tipos de antenas que são utilizadas em sistemas gpr, no entanto, a mais comercializada é o conjunto de antenas, transmissora e receptora, do tipo dipolar que pode ser blindada ou não e que possui polarização preferencialmente linear, ou seja, possui o vetor de campo elétrico principal alinhado ao eixo da antena (SMITH, 1984). Na literatura existem diversos trabalhos a respeito dos vários modos de arranjos de antenas, entre os mais citados, está o trabalho clássico de Peter Annan (ANNAN, 1992), o qual descreve sobre esses vários modos para arranjos de antenas bi-estáticas. A Figura 3.1 mostra os possíveis arranjos de antenas que podem ser empregados durante um levantamento em campo. No entanto, essa nomenclatura não está normatizada, ou seja, não é padronizada para o estudo GPR, como pode ser visto, através das notações também escritas na Figura 3.2, as quais são utilizadas nos seguintes trabalhos, (BALANIS, 1989; LUZITANO; ULRICH, 1994; RADZEVICIUS,

2001; LUTZ; PERROUD, 2004).

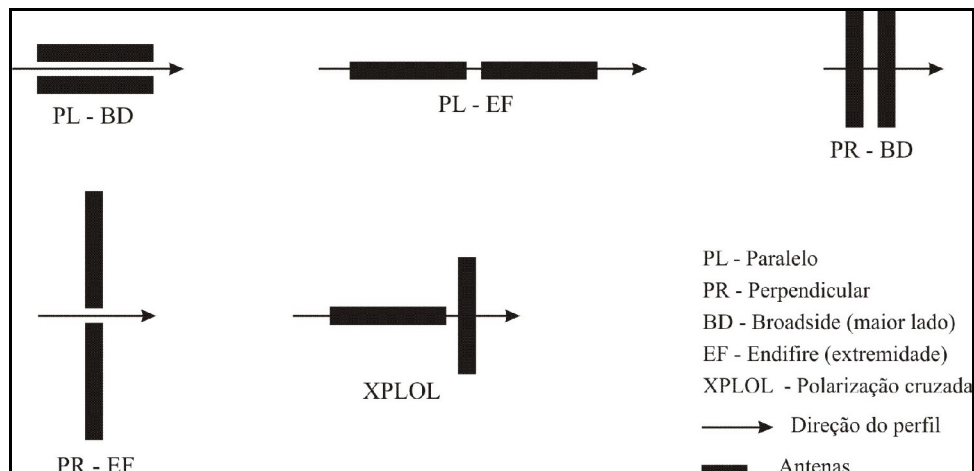


Figura 3.1 – Arranjos de antenas (adaptado de Annan, 1992)

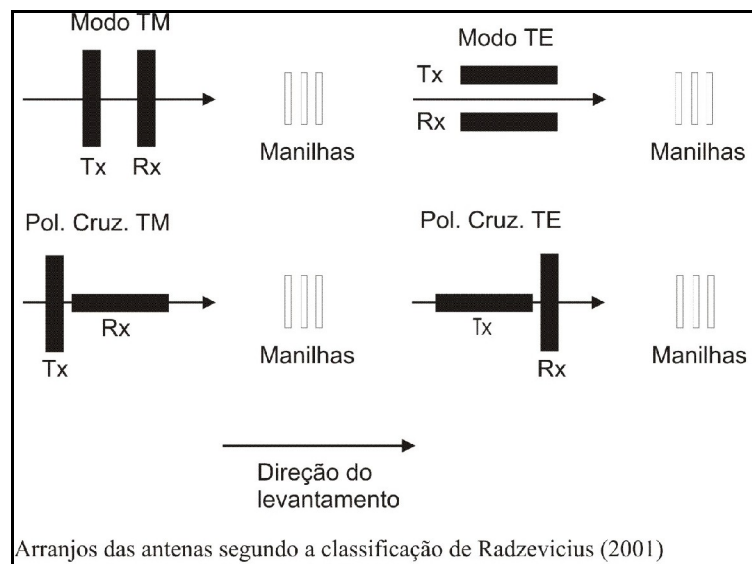


Figura 3.2 – Arranjos de antenas (adaptada de Radzevicius, 2001 e outros)

Enquanto, as notações da Figura 3.1 são definidas com relação ao plano de incidência, ou seja, para uma antena transmissora que estiver perpendicular ou paralela ao caminhamento, estes arranjos são chamados, TE e TM, respectivamente. Já para a Figura 3.2 as nomenclaturas dos arranjos são definidas de acordo com a orientação do campo elétrico da antena transmissora em relação ao comprimento dos alvos na subsuperfície, caso o objeto possua uma direção preferencial.

Dessa maneira, para evitar conflitos com relação às aquisições e interpretações dos resultados, foram estabelecidas as notações de arranjos mostradas na Figura 3.3, as quais são orientadas em relação às coordenadas (x, y) e que serão utilizadas daqui em diante.

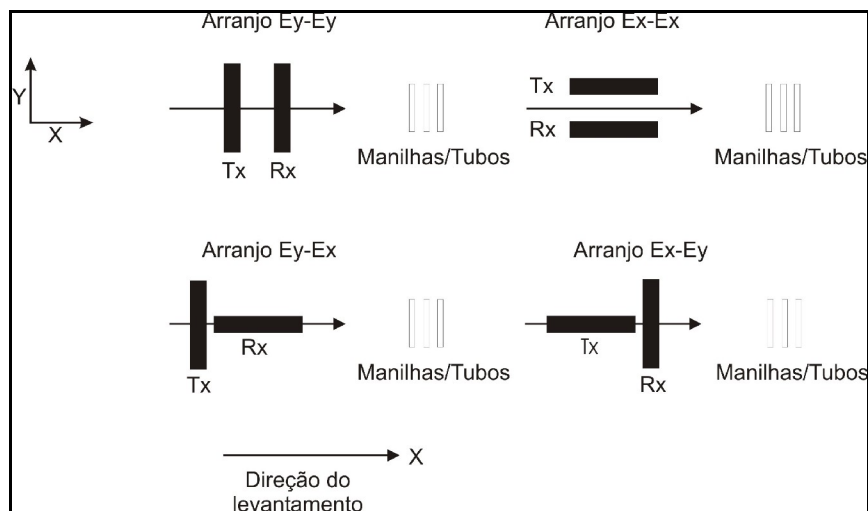


Figura 3.3 – Arranjo de antenas utilizado nas aquisições de campo.

Dos tipos básicos apresentados nas figuras acima, dois tipos são tidos como principais, pois apresentam uma ótima relação entre as polarizações das antenas, transmissora e receptora (ANNAN, 1992). São eles: o arranjo Ex-Ex, onde ambas as antenas estão paralelas entre si e ao deslocamento no perfil e o arranjo Ey-Ey, onde ambas as antenas estão paralelas entre si e perpendiculares ao caminhamento no perfil.

O fato desses dois tipos de arranjos serem os preferenciais para o emprego do GPR é justificado pelos seus padrões de radiação e acoplamento junto ao solo (ANNAN, 1973; ANNAN et al, 1975; SMITH, 1984), os quais são mostrados na Figura 3.4.

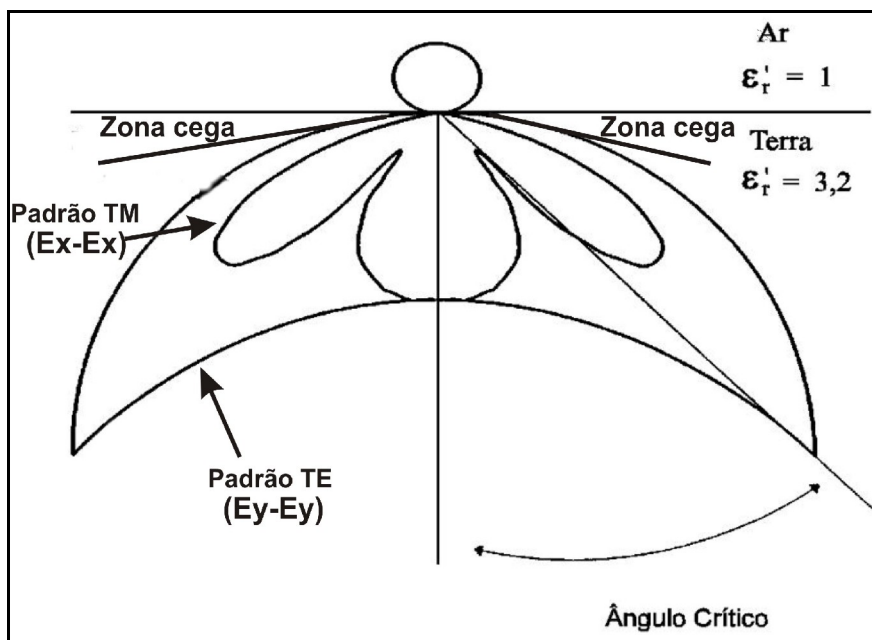


Figura 3.4 – Padrões de radiação TE (Ey-Ey) e TM (Ex-Ex) (adaptada de Annan, 1992)

Como pode ser visto, o modo TE (Ey-Ey) possui um padrão de radiação que abrange maior profundidade e área lateral, quando comparado ao padrão TM (Ex-Ex). Devido a isso, a maioria dos usuários de GPR opta pelo modo TE (Ey-Ey), uma vez que, teoricamente, esse modo de aquisição proporciona uma maior amplitude dos refletores, devido a maior área de pegada das antenas.

Contudo, essa característica é perfeitamente aplicável a estruturas acamadas, plano-paralelas. Entretanto, para estruturas onde a geometria possui outra forma, como por exemplo, esférica ou cilíndrica, a aplicação desse modo não garante a melhor visualização do alvo, pois o fator que agora passa a influenciar é a combinação entre as polarizações do sinal espalhado pela superfície do refletor e a da antena receptora (RADZEVICIUS, 2001). Dessa maneira, há necessidade de uma aquisição multicomponente, ou seja, torna-se necessário o emprego de dois ou mais arranjos de antenas, a fim de integrar os resultados obtidos e estabelecer a interpretação mais coerente.