



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
CENTRO DE GEOCIÊNCIAS  
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM GEOFÍSICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONJUNTO DE MODELAGEM  
DE ALTA RESOLUÇÃO PARA OS MÉTODOS  
ELETROMAGNÉTICOS INDUTIVOS**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**ALBERTO LEANDRO DE MELO**

**BELÉM  
2004**

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
CENTRO DE GEOCIÊNCIAS  
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM GEOFÍSICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONJUNTO DE MODELAGEM  
DE ALTA RESOLUÇÃO PARA OS MÉTODOS  
ELETROMAGNÉTICOS INDUTIVOS**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO APRESENTADA  
POR

**ALBERTO LEANDRO DE MELO**

**COMO REQUISITO PARCIAL À OBTENÇÃO DE GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS  
NA ÁREA DE GEOFÍSICA**

Data da Homologação:

Nota: **9,2 (Excelente)**

COMITÊ DE TESE:

---

PhD. Om Prakash Verma (Orientador)

---

PhD. Darcy Nascimento Junior

---

Dr. Raimundo Nazareno Cunha Alves

BELÉM – PA  
2004

À minha esposa Solange  
e aos meus filhos Natasha e Igor.

Àqueles que insistem  
na tese que paz é a melhor opção.

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro agradeço ao Prof. Dr. Om Prakash Verma por sua orientação e estímulo no desenvolvimento desta dissertação e também pela sua atenção nos momentos de dificuldades.

Aos Professores Dr. Darcy Nascimento Junior e Dr. Raimundo Nazareno Cunha Alves, membros da banca examinadora, pelas correções de texto e valiosas sugestões para o aprimoramento deste trabalho.

Ao Prof. Luiz Rijo, pelos muitos momentos das conversas técnicas que tivemos e que muito ajudaram-me no desenvolvimento deste trabalho.

Ao técnico Marcelo Denis, que com sua destreza construiu as partes mecânicas envolvidas neste trabalho.

Ao corpo docente do CPGF/UFPA que muito contribuiu para o êxito deste trabalho.

Ao Departamento de Geofísica, pelo apoio logístico dado ao desenvolvimento deste trabalho e a UFPA, pela liberação de minha carga horária de trabalho para realização desta tese e portanto, pelo meu aprimoramento profissional.

À Sra. Benildes, secretária do curso de pós-graduação, por sua total atenção dedicada aos alunos do CPGF.

À Solange Mochuitti, minha esposa, pelo incentivo e auxílio na correção textual e também por sua compreensão nos momentos de minha ausência.

À Cíntia Gaia, minha querida amiga, por seu companheirismo e por muito me incentivar em aceitar essa jornada.

À Prof<sup>ª</sup>. Gyanne, pelo seu companheirismo e auxílio na organização desta dissertação.

Aos colegas do CPGF e do DGF, pelos momentos de descontração na hora do cafezinho.

E finalmente a todos que de alguma forma contribuíram para o êxito deste trabalho, ainda que com um simples e sincero sorriso.

## SUMÁRIO

<b>DEDICATÓRIA</b> .....	i
<b>AGRADECIMENTOS</b> .....	ii
<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES</b> .....	v
<b>RESUMO</b> .....	1
<b>ABSTRACT</b> .....	2
<b>1 - INTRODUÇÃO</b> .....	3
1.1 OBJETIVOS .....	5
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	5
<b>2 - FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA A MODELAGEM ANALÓGICA ELETROMAGNÉTICA</b> .....	7
2.1. TEORIA ELETROMAGNÉTICA APLICADA ÀS INVESTIGAÇÕES GEOFÍSICAS .....	7
2.1.1 <b>Campo Eletromagnético no Interior de Materiais Condutores</b> .....	9
2.1.2 <b>Regime Quase-estático</b> .....	10
2.2 GERAÇÃO DE CAMPO ELETROMAGNÉTICO E INDUÇÃO DE FORÇA ELETROMOTRIZ .....	12
2.3 QUANTIDADES MEDIDAS .....	14
2.4 TEORIA DA SIMILITUDE .....	15
<b>3 - CONJUNTO INSTRUMENTAL DE MODELAGEM</b> .....	20
3.1 SISTEMA TRANSMISSÃO DE CAMPO ELETROMAGNÉTICO .....	22
3.1.1 <b>Gerador de Sinal Senoidal</b> .....	23

3.1.2	<b>Amplificador de Potência</b> .....	24
3.1.3	<b>Transmissor Eletromagnético</b> .....	25
3.2	<b>SISTEMA DE RECEPÇÃO E ANALIZADOR DE SINAIS</b> .....	30
3.2.1	<b>Sensor Magnético</b> .....	31
3.2.2.	<b>Sinal de Referência</b> .....	40
3.2.3.	<b>Pré-amplificador Intermediário – UIA</b> .....	44
3.2.4	<b>Processamento de Sinais de Campo EM e de Referência</b> .....	46
3. 2.5	<b>Cancelador de Campo Primário</b> .....	54
3.3	<b>ESTRUTURA DE SUPORTE E SISTEMA MECÂNICO E TRANSLAÇÃO DO CONJUNTO T<sub>X</sub>-R<sub>X</sub></b> .....	60
3.3.1	<b>Estrutura de Suporte e Transporte de Sonda</b> .....	60
3.3.2	<b>Sistema de Controle de Posição e Deslocamento do Conjunto Tx-Rx</b> .....	64
<b>4 -</b>	<b>PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO, MEDIDAS E PROCESSAMENTOS DOS DADOS EM</b> .....	67
4.1	<b>CALIBRAÇÃO DO SISTEMA E MEDIDAS DO SINAL ELETROMAGNÉTICO</b> .....	69
4.2	<b>DECOMPOSIÇÃO DO SINAL DE CAMPO MEDIDO NAS COMPONENTES EM FASE E EM QUADRATURA</b> .....	71
<b>5 -</b>	<b>ANÁLISE DOS RESULTADOS</b> .....	74
<b>6 -</b>	<b>CONCLUSÕES E SUGESTÕES</b> .....	79
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	81
	<b>ANEXOS</b> .....	84
	<b>ANEXO A</b> .....	85
	<b>ANEXO B</b> .....	89
	<b>ANEXO C</b> .....	91

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

### FIGURAS

Figura 2.1	Representação de uma fonte dipolo magnético no espaço localizado em $(0,0,h)$ .....	13
Figura 2.2	Representação espacial das relações entre o sistema de campo <b>C</b> e o sistema do modelo <b>M</b> .....	16
Figura 3.1	Diagrama de blocos do conjunto de modelagem eletromagnética .....	21
Figura 3.1.1	Diagrama de blocos do sistema de Geração de Campo Eletromagnético .....	22
Figura 3.1.2	Diagrama de blocos simplificado do sintetizador senoidal .....	23
Figura 3.1.3	Resposta do amplificador. (a) Comportamento espectral: ganho (curva azul) e fase (curva vermelha). (b) Nível de ruído do amplificador numa janela espectral de 50 kHz .....	24
Figura 3.1.4	(a) Dipolo magnético aproximado por uma bobina e (b) seu circuito equivalente do nas baixas frequências .....	25
Figura 3.1.5.	Arranjo de bobinas transmissoras. (a) Vista do arranjo transdutor e suas as camadas A, B e C em detalhe. (b) Dimensões do arranjo e das bobinas individuais .....	27
Figura. 3.1.6	Respostas do comportamento frequencial para o arranjo de bobinas anelares $B_{array}$ (linha azul) e para a bobina anelar de comparação $B_{CP}$ (linha vermelha). (a) modulo da impedância ( $abs(Z)$ ). (b) momento magnético ( $m$ ) .....	28
Figura 3.1.7.	Fotografia do transdutor de transmissão montado e de suas bobinas individuais .....	29
Figura 3.2.1	Diagrama de Blocos Simplificado do Sistema de Recepção de Campo EM .....	30
Figura 3.2.2.	Vista espacial do arranjo de bobinas receptoras e corte transversal mostrando as dimensões das bobinas (a figura não está em escala) .....	32
Figura 3.2.3	Vista detalhada do arranjo sensor e configuração das conexões bobinas receptoras .....	33
Figura 3.2.4	Circuito equivalente do grupo A de bobinas sensores combinadas em	

	série .....	34
Figura 3.2.5	Circuito esquemático do Sensor Magnético .....	36
Figura 3.2.6	Vista detalhada da configuração física da blindagem no arranjo sensor.	37
Figura 3.2.7	Respostas reais (curva vermelha) e ideais (curvas azul) do conjunto de bobinas receptoras. (a) sensibilidade e (b) fase .....	38
Figura 3.2.8	Fotografia do Sensor Magnético do Conjunto de Modelagem .....	39
Figura 3.2.9	Fotografia do arranjo de Helmholtz (com o sensor no centro do arranjo) usado na determinação da sensibilidade do sensor magnético ..	39
Figura 3.2.10	Transformador de corrente terminado utilizado como monitor de corrente que flui no dipolo transmissor. ....	41
Figura 3.2.11	Desempenho do monitor de corrente. (a) Resposta de amplitude (curva vermelha) e fase (curva azul) para uma corrente de excitação de 1 A. (b) Resposta de linearidade com o sinal de corrente de excitação nas frequências 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz e 1 MHz .....	42
Figura 3.2.12	Diagrama de conexão do monitor de corrente com o sistema de transmissão .....	43
Figura 3.2.13	Diagrama de blocos simplificado da Unidade Intermediária de Amplificação .....	44
Figura 3.2.14	Circuito esquemático da UIA (canal 1) .....	45
Figura 3.2.15	Respostas do amplificador intermediário para ganho (a) e fase (b) ajustado com ganhos 0 (curva azul), 20 (curva azul) e 40 dB (curva vermelha) .....	45
Figura 3.2.16	Diagrama de blocos simplificado do conjunto de modelagem .....	46
Figura 3.2.17	Diagrama de blocos simplificado dos grupos de receptores .....	47
Figura 3.2.18	Diagrama de blocos simplificado do fluxo de processamento digital realizado pelo analisador de sinais HP 8751A .....	48
Figura 3.2.19	Nível médio de ruídos nas medidas .....	49
Figura 3.2.20	Curvas de comparação do nível de ruído processado com o fator IFBW = 4 kHz e com: (a) IFBW = 2Hz, (b) IFBW = 20 Hz, (c) IFBW = 200 Hz e (d) IFBW = 1 kHz .....	50
Figura 3.2.21	Exemplo do processo de média ponderada sobre um sinal ruidoso. Na	



	curva azul tem-se o sinal não processado e na curva vermelha o sinal processado com fator de média $F = 32$ .....	52
Figura 5.2.22	Efeito da suavização no dado formatado. Dado não suavizado (curva azul) com 201 pontos processados com fatores de suavização de 1%, 2%, 4% e 8% sobre. Na porção ampliada acima, tem-se o efeito do excesso de suavização atenuando a amplitude real do sinal .....	53
Figura 3.2.23	Diagrama de blocos mostrando o fluxo de sinais no processo de modelagem eletromagnética incluindo o processo de cancelamento de campo primário .....	55
Figura 3.2.24	Esquema para o deslocamento de fase do fasor <b>R</b> .....	56
Figura 3.2.25	Diagrama de ajuste de fase em quatro regiões distintas .....	57
Figura 3.2.26	Diagrama de blocos simplificado do cancelador de campo primário .....	58
Figura 3.3.1	Movimento angular do plano da bobina .....	61
Figura 3.3.2	Estrutura mecânica de mobilidade angular do transdutor (transmissor e receptor) e de afastamento entre transmissor e receptor .....	61
Figura 3.3.3	Sistema de suporte do conjunto Tx – Rx .....	62
Figura 3.3.4	Vista parcial da estrutura de suporte e transporte do conjunto Tx-Rx, em detalhes .....	63
Figura 3.3.5	Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle de posição e deslocamento do conjunto Tx-Rx .....	65
Figura 4.1	Sistema de Medidas Cartesiana do Analisador de Sinais HP 8751A. Os sinais de RF, de recepção R, A e B, são referenciados às coordenadas cartesianas (parte real e imaginária) absolutas. O sistema de eixo cartesiano, gira com frequência angular $\omega$ .....	67
Figura 4.2	Sistema de eixos para a obtenção das componentes em fase e em quadratura do campo secundário .....	72
Figura 5.1	Resposta em frequência do acoplamento entre o transmissor e o receptor na configuração VCA normalizada em relação ao sinal de referência na frequência de 100 KHz, no ar livre. (a) Magnitude e (b) Fase .....	73
Figura 5.2	Comportamento dos transdutores Tx-Rx nas configurações VCA e HCP. (a) Decaimento do campo magnético primário com o	

	afastamento entre o transmissor e o receptor Tx-Rx, normalizado em relação ao máximo afastamento L. (b). Erro estimado para cada configuração comparada ao decaimento teórico de dipolos .....	75
Figura 5.3	Comportamento dos transdutores Tx-Rx. (a) Decaimento do campo magnético primário com o afastamento L nas configurações PERP (curva azul) e HCP (curva verde). (b). Erro estimado para configuração PERP em relação a configuração HCP .....	76
Figura 5.4	Nível do ruído no sistema de recepção (ruídos eletromagnéticos mais ruídos internos) para o sensor afastado do transdutor de transmissão ....	77
Figura 5.5.	Estabilização elétrica do sistema .....	77
Figura A1.	Configuração espacial do arranjo de bobinas no espaço cartesiano .....	86

## TABELAS

Tabela 3.1	Parâmetros das bobinas independentes e combinadas formando o arranjo transdutor e da bobina de comparação .....	27
Tabela 3.2	Parâmetros das bobinas individuais e combinadas do arranjo receptor .	33
Tabela 3.3	Regiões para o controle de fase através dos fatores de ponderação $w_1$ e $w_2$ . .....	56

## RESUMO

A Modelagem Eletromagnética Analógica tem sido uma poderosa ferramenta no estudo das respostas eletromagnéticas de uma grande variedade das técnicas de levantamentos e de modelos geológicos. Nas aplicações de métodos eletromagnéticos nas investigações de contaminação no subsolo, recentemente em grande demanda, são obtidas anomalias muito baixas (da ordem de 0,01% do campo primário). Com o objetivo de estudar em laboratório os problemas de levantamentos eletromagnéticos para alvos de baixo número de indução, um conjunto de modelagem em escala reduzida de alta sensibilidade, foi projetado e construído. Este conjunto opera na faixa de frequência de 1 kHz até 1 MHz com excelente linearidade. O transdutor de transmissão gera suficiente densidade de fluxo magnético com corrente de até 3 A<sub>p</sub> (pico a pico) circulando nele. O sistema de recepção, isto é, o conjunto de bobinas receptoras mais o pré-amplificador acoplado apresenta sensibilidade 3 V/A/m na frequência de 10 kHz com inclinação de 20 dB/dec de frequência. A alta sensibilidade do sistema de recepção combinada com a boa capacidade de geração do sistema transmissor, permite alcançar a resolução de 0,025% do campo primário. O conjunto dispõe ainda, de um sistema mecânico que permite posicionar o sistema de transdutores (transmissor e receptor) em posições arbitrárias com resolução de 1 mm e precisão de 0,05 mm. A precisão no deslocamento linear do sistema de sonda numa linha de 1715 mm de comprimento é alcançada por meio de um motor de passo controlado por um microcontrolador, que é rigidamente acoplado a um fuso que converte o movimento angular do motor em movimento linear. Com este conjunto, é possível simular uma grande variedade de técnicas de levantamentos eletromagnéticos no formato Slingram, isto é, dipolo-dipolo. Além da boa resolução mecânica e boa resolução de medida eletromagnética do conjunto, todo o processo de controle e aquisição de dados é operacionalizado por meio de um computador mestre.

## ABSTRACT

Electromagnetic analog modelling has been a powerful tool to study the electromagnetic response of a great varieties of survey techniques of different geological models. In the applications of The electromagnetic methods in the investigations of subsurface contaminations of in great demand recently, very low anomalies (of the order of 0.01%  $H_p$ ) are obtained. To study in the laboratory the problems of the electromagnetic surveys of low induction number targets, an electromagnet reduced scale model set-up is designed and construed. This set-up operates in the frequency range off 1 kHz to 1 MHz. The developed transmitting system generate a high magnetic flux density by passing a 3 A<sub>p-p</sub> current in it. The receiving system, consist of a set coils and amplifier coupled in it, has a sensibility of 3 V/A/m at 10 kHz with gradient of 20 dB/dec frequency. The overall resolution of the set-up is 0.025%  $H_p$ , obtained due to the high sensitivity of the received system to generate primary field. The set-up also has a very precise mechanical system that permits locate the coils at any arbitrary position with a resolution of 1 mm and a precision 0.5 mm. The Tx-Rx system can be moved linearly with great precision up to 1715 mm in length, by rotating a spindle employing a microprocessor controlled stepper motor attached to it. With set-up, it is possible to simulate a great variety of electromagnetic survey techniques of Slingram systems, that is dipole-dipole configurations. Besides good mechanical and electromagnetic measurements resolutions; all the process of data acquisition and other operations in the set-up can be controlled through a computer.

## 1. INTRODUÇÃO

A modelagem eletromagnética é uma técnica em que os parâmetros geo-elétricos de uma estrutura geológica possam ser simulados e suas respostas avaliadas. Os modelos podem ser obtidos por solução analítica, soluções numéricas ou por simulações físicas. As soluções analíticas são aplicáveis apenas para um conjunto limitado de modelos com formas geométricas bem definidas e dessa forma, sua aplicação é muito restrita. As soluções numéricas são ferramentas bastante poderosas para a modelagem eletromagnética, contudo, demandam algoritmos eficazes e computadores com razoável poder de processamento. A simulação física em escala reduzida, por outro lado, pode suprir informações a respeito da estrutura com bastante fidelidade se os parâmetros físicos são devidamente escalonados.

A Modelagem Analógica Eletromagnética é uma eficaz ferramenta para auxiliar no estudo do comportamento dos fenômenos geo-eletromagnéticos da subsuperfície da Terra. A sua principal finalidade é simular por meio de modelos físicos as condições de uma grande variedade de estruturas geológicas. Nesses modelos, busca-se simular as condições (parâmetros) mais dominantes do ambiente real e correlacionar através de uma transformação direta as respostas obtidas por meio da modelagem com as respostas obtidas do meio real. Esta metodologia permite que grandes e complexas estruturas geológicas possam ser estudadas por comparação com os pequenos modelos de laboratório escalonados por fatores de similitude e as técnicas de aquisição e interpretação de dados geo-eletromagnéticos possam ser testadas exaustivamente.

Modelagem analógica está baseada na Teoria da Similitude desenvolvida por Stratton (1941) e Sinclair (1948) possibilitou maior conhecimento a respeito do comportamento geo-elétrico das estruturas geológicas. Frischknecht(1988) trata detalhadamente o assunto da modelagem analógica eletromagnética.

Inicialmente foram desenvolvidos conjuntos de modelagem simulando somente o corpo condutivo desprezando o ambiente ao seu redor, isto é, o modelo do corpo foi simulado por materiais metálicos e o ambiente ao redor altamente resistivo representado pelo ar. Estes conjuntos foram denominados de ar livre, por exemplo Nair et al (1968). Ainda nesta classe de modelo, foram acrescentadas as simulações da presença de mantos indutivos sem contatos

galvânicos com o corpo condutor representados por folhas metálicas, por exemplo Lowrie & West(1965), Silva(1981), Queiroz(1986).

Numa outra classe de modelagem, conjuntos foram desenvolvidos para estudar os efeitos dos mantos condutivos com contato galvânico e das rochas encaixantes condutivas, ambos em contato galvânico com outro corpo condutor. Nesta classe de modelagem, denominada por modelagem em meio condutivos, tanto o manto de cobertura quanto a rocha encaixante foram representados por soluções salinas (ou ácidas). Por exemplo Gaur(1959), Gupta Sarna & Maru (1971), Verma(1972), Silva(1987), Neres(1989), desenvolveram conjuntos de modelagem utilizando soluções salinas em tanques para estudar os efeitos da rocha encaixante e do manto condutivo com contato galvânico.

Desde 1979, no Departamento de Geofísica da Universidade Federal do Pará foram desenvolvidos vários conjuntos de modelagem no domínio da frequência para estudar os efeitos de mantos galvânicos e indutivos no campo dipolar que resultaram em várias dissertações de mestrado, entre elas podemos citar: Fonseca (1979), Silva (1981), Queiroz(1986), Neres(1989), Silva(1987) e Silva(2000) e no campo uniforme podemos citar Rozal (1997). Entretanto, esses conjuntos foram limitados na resolução de Hs em até  $10^{-2}H_p$  (1%). Em 1989 iniciaram o desenvolvimento de um conjunto para estudar os problemas de perfilagem de indução eletromagnéticas de poços de petróleo. Este conjunto foi utilizado no desenvolvimento das dissertações de mestrado de Solvadoretta(1990), Montenegro(1991), Souza(1992) e Carvalho (1993).

Recentemente (2002), no Departamento de Geofísica, foi introduzida a aplicação dos métodos eletromagnéticos nas investigações dos problemas de contaminação do subsolo. Estes problemas requerem um estudo mais aprofundado que busque melhorar as atuais técnicas de levantamento eletromagnético para que possam detectar alvos com baixo número de indução eletromagnética. Estes alvos geram anomalias na ordem de  $10^{-3} H_p$  (0,1%). Para isso, é necessário um conjunto de medidas com resolução melhor que  $10^{-4} H_p$  (0,01%) para modelar e estudar os problemas de contaminação do subsolo.

## 1.1 - OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é desenvolver um conjunto instrumental de alta resolução para a modelagem eletromagnética em escala reduzida para estudar as respostas de corpos indutivos sujeitos ao regime quase-estático pelo método Slingram (*loop-loop*). Com este sistema, busca-se observar anomalias na ordem  $10^{-4}$  Hp, o que permitirá estudar corpos de muito baixo acoplamento indutivo tais como ocorre na contaminação do subsolo. Além disso, o sistema poderá ser facilmente adaptado para simular outros arranjos menos convencionais. O sistema é projetado para operar na faixa de frequência de 1kHz a 1MHz. Além do método Slingram tradicional com um único transmissor, o sistema é desenhado para operar com mais um transmissor, permitindo assim experimentar as técnicas de focalização de campo desenvolvidas mais recentemente. As bobinas de transmissão são otimizadas para operar em banda larga e assim permitir o maior momento magnético dentro da faixa de frequência, além é claro, manter a maior linearidade possível. As bobinas receptoras também são otimizadas para manterem grande sensibilidade dentro da faixa de frequência e maior linearidade. Uma abordagem especial é desenvolvida e simulada em computador para o pré-processamento analógico do campo magnético medido de forma a subtrair a presença do campo primário nos arranjos de acoplamento máximo e com isso suprir ainda mais resolução ao sistema.

## 1.2 - ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A organização desta dissertação está distribuída da seguinte forma:

No capítulo 2, é apresentada a metodologia teórica no qual as equações eletromagnéticas que regem os fenômenos geo-elétricos nos processos geofísicos são descritas, limitando-se à análise ao domínio da frequência e às situações em que o ambiente geológico está sujeito ao regime quase-estático, ou seja, a profundidade de penetração da onda eletromagnética é muito menor que o comprimento de onda no meio. Também neste capítulo é apresentada a Teoria da Similitude no qual a modelagem analógica está fundamentada.

No capítulo 3, são apresentadas as metodologias do desenvolvimento prático das ferramentas físicas para a modelagem eletromagnética. Descrevendo-se o ambiente de modelagem e as técnicas desenvolvidas para a geração e recepção de campo EM, bem como para o deslocamento do conjunto de transdutores EM. Na seção 3.1 são apresentados os procedimentos para o desenvolvimento do sistema de transmissão de EM por fonte controlada, na

seção 3.2 são apresentadas os procedimentos para o desenvolvimento do sistema de recepção e na seção 3.3, o sistema mecânico de suporte e deslocamento dos transdutores EM.

No capítulo 4, são apresentadas as análises gerais do conjunto de modelagem desenvolvido, mostrando os resultados alcançados.

No capítulo 5, são apresentados os procedimentos de calibração e de medidas e também o tratamento dos dados.

No capítulo 6, são apresentadas as conclusões e sugestões aos trabalhos futuros.



## 2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA A MODELAGEM ANÁLOGICA ELETROMAGNÉTICA.

Os métodos geofísicos que fazem uso dos campos eletromagnéticos para estudar a natureza elétrica e magnética dos materiais geológicos, são baseados nas teorias eletromagnéticas. Assim, é possível estudar o comportamento destes a partir das equações que regem os fenômenos eletromagnéticos. Se estes materiais forem devidamente excitados por campos EM variáveis no tempo, pode-se estabelecer uma relação entre estes campos e aqueles medidos em algum ponto do espaço. Os campos medidos são inevitavelmente afetados pelas características elétricas e magnéticas do meio geológicos e através destes efeitos podemos obter informações a respeito do meio.

### 2.1 - TEORIA ELETROMAGNÉTICA APLICADA ÀS INVESTIGAÇÕES GEOFÍSICAS

Os fenômenos elétricos e eletromagnéticos são governados pelas Equações de Maxwell. Partindo do sistema de equações de Maxwell, que são descritas na forma diferencial por:

$$\nabla \times \vec{\mathbf{E}} = -\frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{\mathbf{H}} = \vec{\mathbf{J}} + \frac{\partial \vec{\mathbf{D}}}{\partial t}, \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathbf{D}} = \rho, \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathbf{B}} = 0, \quad (2.4)$$

onde  $\vec{\mathbf{E}}$  é o vetor campo elétrico (V/m),  $\vec{\mathbf{H}}$  é o vetor campo magnético (A/m),  $\vec{\mathbf{D}}$  é o vetor de densidade de fluxo elétrico (C/m<sup>2</sup>),  $\vec{\mathbf{B}}$  é o vetor de densidade de fluxo magnético (Wb/m<sup>2</sup> ou T),  $\vec{\mathbf{J}}$  é o vetor densidade de corrente (A/m<sup>2</sup>) e  $\rho$  e a densidade de carga elétrica (C/m<sup>3</sup>).

As relações auxiliares são:

1. Definição de corrente num condutor – Lei de Ohm

$$\vec{\mathbf{J}}_c = \sigma \vec{\mathbf{E}} \quad (2.5)$$

onde  $\sigma$  é a condutividade elétrica (S/m).

2. Definição de corrente convecção. Para uma densidade de carga  $\rho$  que se move com velocidade  $v_\rho$ , a densidade de corrente de convecção é dado por:

$$\vec{\mathbf{J}}_d = \rho \vec{\mathbf{E}} \quad (2.6)$$

3. Definição de permissividade (constante dielétrica). A densidade de fluxo elétrico  $\vec{\mathbf{D}}$  está relacionada ao campo elétrico pela constante de permissividade do material

$$\vec{\mathbf{D}} = \epsilon \vec{\mathbf{E}} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{\mathbf{E}} \quad (2.7)$$

sendo  $\epsilon_0$  ( $8,85 \times 10^{-12}$  F/m) a constante dielétrica no espaço livre e  $\epsilon_r$  a constante relativa (adimensional) que caracteriza o efeito dos dipolos atômicos e moleculares do material. Em geral,  $\epsilon_r$  é de natureza tensorial, entretanto, para materiais homogêneos, isotrópicos, lineares e invariantes no tempo, a constante dielétrica pode ser tratada como constante escalar.

4. Definição de permeabilidade. A densidade de fluxo magnético  $\vec{\mathbf{B}}$  está relacionada à intensidade de campo magnético  $\vec{\mathbf{H}}$  por

$$\vec{\mathbf{B}} = \mu \vec{\mathbf{H}} = \mu_r \mu_0 \vec{\mathbf{H}} \quad (2.8)$$

sendo que  $\mu_0$  ( $4\pi \times 10^{-7}$  henry/m) é a constante de permeabilidade do espaço livre e  $\mu_r$  mede o efeito dos momentos magnéticos dos átomos que constituem o material. Tal como a constante dielétrica, a constante de permeabilidade é de natureza tensorial, mas para materiais homogêneos, isotrópicos, lineares e invariantes no tempo, ela é considerada como constante escalar.

Limitando-se aos campos eletromagnéticos que variam senoidalmente no tempo as equações dadas de 2.1 a 2.4 podem ser escritas na forma exponencial complexa. Assumindo assim a forma de fasores vetoriais.

$$\nabla \cdot \dot{\vec{\mathbf{D}}} = \rho, \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \dot{\vec{\mathbf{B}}} = 0, \quad (2.10)$$

$$\nabla \times \dot{\mathbf{E}} = -j\omega \dot{\mathbf{B}}, \quad (2.11)$$

$$\nabla \times \dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{J}} + j\omega \dot{\mathbf{D}}. \quad (2.12)$$

### 2.1.1 - Campo Eletromagnético no Interior de Materiais Condutores

Nos materiais com comportamento magnético linear, isto é, materiais paramagnéticos ou diamagnéticos, a permeabilidade  $\mu$  pode ser considerada independente da frequência dos campos. Então as equações de Maxwell (2.11) e (2.12) podem ser escrita a partir das eq. (2.7) e (2.8), respectivamente, como segue:

$$\nabla \times \dot{\mathbf{E}} = -j\omega\mu \dot{\mathbf{H}}, \quad (2.13)$$

$$\nabla \times \dot{\mathbf{H}} = (\sigma + j\omega\varepsilon) \dot{\mathbf{E}} = j\omega \left[ 1 - j \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \right] \dot{\mathbf{E}}. \quad (2.14)$$

A equação da onda para os campos  $\dot{\mathbf{E}}$  e  $\dot{\mathbf{H}}$  na forma fasorial, é dada por:

$$\nabla^2 \dot{\mathbf{E}} - k^2 \dot{\mathbf{E}} = 0, \quad (2.15)$$

$$\nabla^2 \dot{\mathbf{H}} - k^2 \dot{\mathbf{H}} = 0, \quad (2.16)$$

$$\sqrt{k^2} = jk, \quad (2.17)$$

onde  $k$  é denominado por número de onda. Para um campo se propagando na direção  $z$  no interior do material, os campos elétrico e magnético assumem a forma:

$$\dot{\mathbf{E}} = E_0 e^{-jkz} e^{j\omega t} \vec{a}_E = (e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}) H_0 e^{j\omega t} \vec{a}_E, \quad (2.18)$$

$$\dot{\mathbf{H}} = H_0 e^{-jkz} e^{j\omega t} \vec{a}_H = (e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}) H_0 e^{j\omega t} \vec{a}_H, \quad (2.19)$$

onde  $\vec{a}_E$  e  $\vec{a}_H$  são vetores unitários na direção dos campos elétricos e magnéticos respectivamente. As equações (2.18) e (2.19) mostram que a onda EM atenua ao se propagar no interior do material condutor. A atenuação depende das perdas do dielétrico e por condução.

Para o caso dos materiais condutores, o numero de onda  $jk$  é dado por:

$$jk = \alpha + j\beta = jw\sqrt{\mu\epsilon(1 - j(\frac{\sigma}{w\epsilon}))}, \quad (2.20)$$

sendo  $\alpha = w\sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2}\left[1 + \left(\frac{\sigma}{w\epsilon'}\right)^2\right]^{1/2}} - 1,$  (2.21)

$$\beta = w\sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2}\left[1 + \left(\frac{\sigma}{w\epsilon'}\right)^2\right]^{1/2}} + 1, \quad (2.22)$$

onde  $\alpha$  e  $\beta$  são denominados como constante de atenuação e constante de fase da onda eletromagnética, respectivamente.

### 2.1.2 - Regime Quase-Estático

Supondo que um material com condutividade  $\sigma$  e permissividade dielétrica  $\epsilon$ , esteja submetido a um campo EM com frequência de oscilação  $w$ , e cuja tangente de perda

$$p = \frac{\sigma}{w\epsilon} \gg 1, \quad (2.23)$$

a corrente de condução é dominante em relação a corrente de deslocamento, dessa forma o material é considerado um bom condutor e as constantes  $\alpha$  e  $\beta$  podem ser aproximadas por:

$$\alpha = \beta = \sqrt{\left(\frac{w\mu\sigma}{2}\right)}, \quad (2.24)$$

neste caso,

$$jk = \alpha + j\beta = (1 + j)\sqrt{\frac{w\mu\sigma}{2}} = \frac{1 + j}{\delta}, \quad (2.25)$$

onde  $\delta = \sqrt{\frac{2}{w\mu\sigma}},$  (2.26)

o termo  $\delta$  é definido como profundidade de penetração (ou profundidade pelicular) e significa que campo eletromagnético plano e uniforme decai em intensidade a razão de  $\frac{1}{e}$  (ou -36,9%)

ao penetrar num condutor e sofre atraso de fase  $z/\delta$  rad em relação a seu valor na superfície. Conseqüentemente, invertem a fase a cada comprimento  $\delta$  percorrido no condutor.

O comprimento de onda no meio condutor é dado por:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c_o}{f\sqrt{\epsilon_r\mu_r}}, \quad (2.27)$$

onde  $v_p$  é a velocidade de propagação da onda EM no meio e  $c_o$  é velocidade da luz. A razão  $\delta/\lambda$  é usualmente pequena para os bons condutores e para os bons condutores a impedância intrínseca é dada por:

$$\eta = \frac{E_x}{H_y} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = (1+j)\sqrt{\frac{\pi f\mu}{\sigma}} \quad (2.28)$$

A equação (2.28) mostra que os campos elétricos e magnéticos estão defasados de  $45^\circ$  na onda EM, além disso a razão do campo elétrico em relação ao campo magnético é muito pequena. Nestas condições a corrente de condução domina completamente o processo de transporte de carga elétrica e assim as equações dadas por (2.15) e (2.16) que representam as equações de propagação de onda, passam a ser denominadas de equações da difusão do campo eletromagnético e assumem a forma:

$$\nabla^2 \dot{\mathbf{E}} = j\omega\mu\sigma \dot{\mathbf{E}}, \quad (2.29)$$

$$\nabla^2 \dot{\mathbf{H}} = j\omega\mu\sigma \dot{\mathbf{H}}, \quad (2.30)$$

ou na formas matricial,

$$\nabla^2 \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{E}} \\ \dot{\mathbf{H}} \end{pmatrix} = j\omega\mu\sigma \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{E}} \\ \dot{\mathbf{H}} \end{pmatrix}. \quad (2.31)$$

Em geofísica, os materiais geo-elétricos são classificados como condutivos ou resistivos. Para fins de comparação suponha que um material geológico tenha as seguintes características geo-elétricas e esteja sujeito ao regime quase-estático.

$$\sigma = 1 \text{ S/m};$$

$$\varepsilon = 80\varepsilon_0 = 7.07 \text{ E}^{-10} \text{ F/m (presença de água);}$$

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

$$\omega = 2\pi \times 10^5 \text{ rad/s},$$

tem-se que:  $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} = 2,251 \times 10^3$ ,  $\delta = 1,592 \text{ m}$  e  $\lambda = 335,410 \text{ m}$ , nestas condições, o material é dito

condutivo, se entretanto a condutividade for  $\sigma = 10^{-3} \text{ S/m}$ , mantendo-se as outras condições de

campo, tem-se que:  $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} = 2,251$ ,  $\delta = 50,343 \text{ m}$  e  $\lambda = 335,410 \text{ m}$ , o material é considerado

resistivo. Se contudo, a frequência do campo for elevada, a situação poderá deixar o regime da difusão de onda (quase-estático) e passar para o regime da propagação.

## 2.1 - GERAÇÃO DE CAMPO ELETROMAGNÉTICO E INDUÇÃO DE FORÇA ELETROMOTRIZ

Neste trabalho, o campo eletromagnético é gerado circulando uma corrente de intensidade controlada numa espira circular de pequena área. Representando um ponto dipolar magnético oscilante. Como podemos ver a Figura 2.1, O campo magnético medido na posição P(x,y,z) no espaço livre devido a uma pequena espira de corrente, representando um dipolo magnético vertical, localizado num ponto (0,0,h) é dado por:

$$\dot{H}_x = \frac{3 \dot{I} S_{ix} x(z-h)}{4\pi r^5}, \quad (2.32)$$

$$\dot{H}_y = \frac{3 \dot{I} S_{ix} y(z-h)}{4\pi r^5}, \quad (2.33)$$

$$\dot{H}_z = \frac{3 \dot{I} S_{ix} (z-h)^2}{4\pi r^5} - \frac{\dot{I} S_{ix}}{4\pi r^5}, \quad (2.34)$$

onde  $\dot{I} = I_0 e^{j\omega t}$  é a corrente (fasorial) que circula na espira de corrente de área  $S_{tx}$ , e o produto  $IS$  é denominado por momento magnético da espira. Para o eixo da espira orientado horizontalmente na direção  $x$  temos:

$$\dot{H}_x = \frac{3\dot{I}S_{tx}x^2}{4\pi r^5} - \frac{\dot{I}S_{tx}}{4\pi r^5}, \quad (2.35)$$

$$\dot{H}_y = \frac{3\dot{I}S_{tx}xy}{4\pi r^5}, \quad (2.36)$$

$$\dot{H}_z = \frac{3\dot{I}S_{tx}x(z-h)}{4\pi r^5}, \quad (2.37)$$

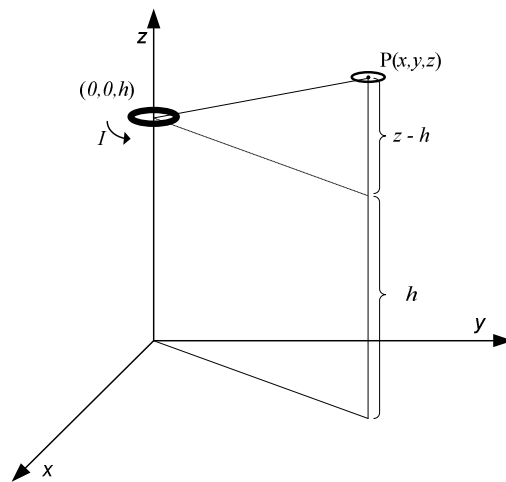


Figura 2.1. Representação de uma fonte dipolo magnético no espaço localizado em  $(0,0,h)$

Um campo eletromagnético ao penetrar no semi-espaco condutor sofre difusão e induz força eletromotriz (*fem*) que gera corrente no meio, denominadas por “*eddy current*”. Estas por sua vez geram um novo campo eletromagnético, denominados por “campo secundário”, que vai se sobrepor ao campo primário. A tensão induzida numa espira de pequena área  $S_{rx}$ , localizada no espaco livre sobre o semi-espaco é dada pela soma das contribuições do campo primário e do campo secundário, conforme a teorema da superposição, e pode ser expressa como:

$$V_{fem} = -\frac{\partial \phi}{\partial t} = -\frac{\partial \left( \int (\vec{\mathbf{B}}_p + \vec{\mathbf{B}}_s) \cdot d\vec{\mathbf{s}} \right)}{\partial t}, \quad (2.38)$$

onde  $\vec{\mathbf{B}}_p$  e  $\vec{\mathbf{B}}_s$  são as contribuições de campo primário e secundário, respectivamente. Supondo que o plano da espira sensor seja orientado num sentido arbitrário em relação ao vetor de densidade de fluxo magnético, então para a espira localizada na posição P(x,y,z), como mostrado na Figura 2.1, a voltagem induzida na espira será dada na forma fasorial por:

$$\dot{V}_{fem} = -jw\mu_0 S_{rx} \dot{H}_{(x,y,z)} \cdot \cos(\theta), \quad (2.39)$$

onde  $w$  é frequência angular do campo magnético oscilante,  $S_{rx}$  é a área da espira sensor,  $\cos(\theta)$  é o ângulo formado entre o vetor magnético e o eixo da espira e a intensidade de campo magnético fasorial dado por:

$$\dot{H}_{(x,y,z)} = (H_t e^{jw t})_{x,y,z} \quad (2.40)$$

onde  $H_t$  é o valor absoluto da soma vetorial dos campos primário e secundário no ponto P. Observa-se que o fasor dado por (2.39) está deslocado em  $-90^\circ$  em relação ao campo magnético primário.

### 2.3 - QUANTIDADES MEDIDAS

As medidas em geral nos métodos eletromagnéticos são medidas relativas. Normalmente faz-se a normalização em relação à fonte primária. Em geral, os equipamentos Slingram (Boliden, EM Gun, MaxMin, Ronka EM, etc) são calibrados para medir as componentes em fase e em quadratura do campo magnético secundário normalizado em relação ao campo primário. A tensão medida na bobina receptora é normalizada pela corrente que flui na bobina transmissora tal que  $V/I$  dará uma medida de impedância. Em termos de acoplamento mútuo  $Z$  entre a bobina transmissora e receptora, muitos sistemas são projetados para fornecer as seguintes medidas:



$$I = \operatorname{Re}\left(\frac{Z}{Z_o} - 1\right) \times 100\% = \operatorname{Re}\left(\frac{H_s}{H_p}\right) \times 100\%, \quad (2.41)$$

$$Q = \operatorname{Im}\left(\frac{Z}{Z_o}\right) \times 100\% = \operatorname{Im}\left(\frac{H_s}{H_p}\right) \times 100\% \quad (2.42)$$

onde  $I$  e  $Q$  são as componentes em fase e em quadratura, respectivamente.

## 2.4 TEORIA DA SIMILITUDE

Uma estrutura geológica com os seus domínios geo-elétricos pode ser modelada em escala reduzida se a estrutura em escala real e modelo em escala reduzida obedecerem às equações de Maxwell, uma vez que essas equações são lineares. Portanto, o modelo de simulação deve comportar-se de forma similar ao ambiente em escala real. Contudo, modelos com comportamento não linear devem ser excluídos.

Sinclair(1948), Frischknecht(1971), Spies(1976) e outros autores, desenvolveram as relações que permitem escalonar fisicamente dois ambientes com comportamentos eletromagnéticos semelhantes. Supondo que um sistema  $\mathbf{C}$  de coordenadas cartesianas represente o sistema real e o sistema  $\mathbf{M}$  representa o modelo, também em coordenadas cartesianas. Se um ponto  $P(x,y,z)$  no sistema  $\mathbf{C}$  mapea um ponto  $P'(x',y',z')$  no sistema  $\mathbf{M}$  através de uma transformação linear, então de forma similar, o sistema em escala real  $\mathbf{C}$  poderá ser mapeado pelo o sistema  $\mathbf{M}$  em escala reduzida (modelo físico) através de uma transformação linear. como pode ser visualizado na Figura 2.2.

Seja  $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^3$  e  $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^3$  tal que:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}: \mathbf{C} &\rightarrow \mathbf{M} \\ (x, y, z) &\mapsto (x', y', z'). \end{aligned} \quad (2.43)$$

Se ambos os espaços  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{M}$ , compartilham das mesmas bases vetoriais, pode-se afirmar que a transformação  $\mathbf{T}$  linear sobre o espaço em escala real é isomórfica e inversível. Dessa forma os espaços  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{M}$  estão relacionados por fatores de escala linear. Então a transformação geométrica  $(x, y, z) \mapsto (x', y', z')$  será dada por:

$$x_c = lx_m, \quad y_c = ly_m, \quad z_c = lz_m \quad (2.44)$$

onde  $x_c, y_c$  e  $z_c$  representam as dimensões lineares do espaço real **C** e  $x_m, y_m$  e  $z_m$ , representam as dimensões do espaço do modelo **M** e  $l$  é o escalar de transformação linear. Na Figura 2.2 temos a representação espacial em coordenadas cartesianas dos espaços **C** e **M**.

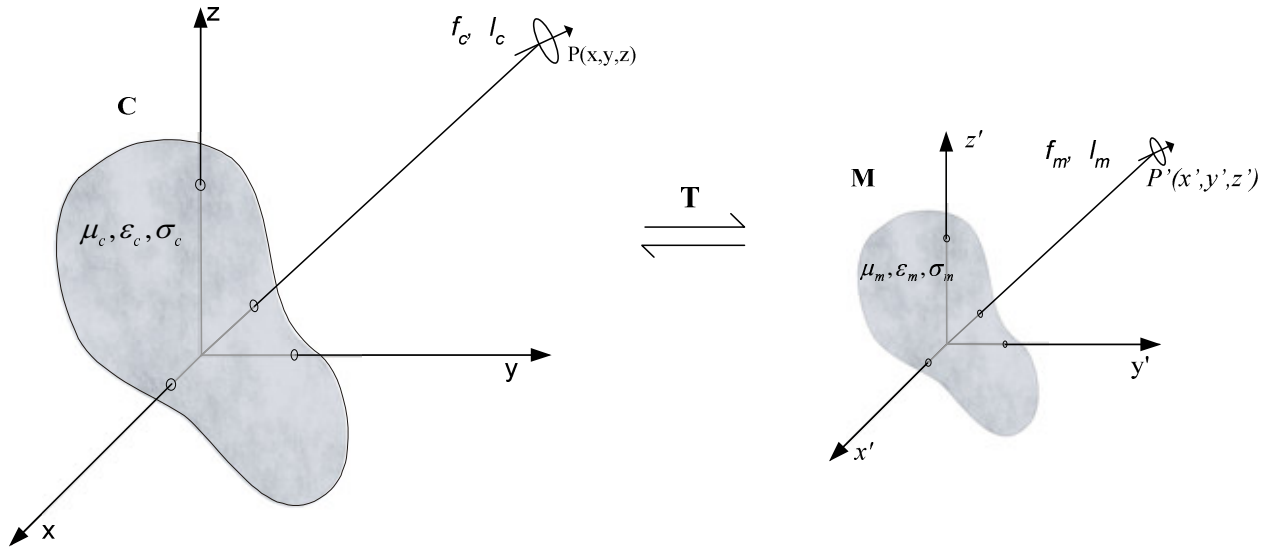


Figura 2.2. Representação espacial das relações entre o sistema de campo **C** e o sistema do modelo **M**.

Limitando-nos à análise para os campos fasoriais (domínio da frequência), as equações (2.13) e (2.14) podem ser escritas para o sistema em escala real e para o modelo, respectivamente, como segue:

$$\nabla_c \times \dot{\mathbf{E}}_c = -j\omega_c \mu_c \dot{\mathbf{H}}_c, \quad (2.45)$$

$$\nabla_m \times \dot{\mathbf{E}}_m = -j\omega_m \mu_m \dot{\mathbf{H}}_m, \quad (2.46)$$

$$\nabla_c \times \dot{\mathbf{H}}_c = \sigma_c \dot{\mathbf{E}}_c + j\omega_c \epsilon_c \dot{\mathbf{E}}_c, \quad (2.47)$$

$$\nabla_m \times \dot{\mathbf{H}}_m = \sigma_m \dot{\mathbf{E}}_m + j\omega_m \epsilon_m \dot{\mathbf{E}}_m, \quad (2.48)$$

Escalonando os campos  $\vec{\mathbf{E}}$ ,  $\vec{\mathbf{H}}$  e a frequência  $f$  temos:

$$\dot{\vec{\mathbf{E}}}_c(x_c, y_c, z_c, f_c) = a \dot{\vec{\mathbf{E}}}_m(x_m, y_m, z_m, f_m) \quad (2.49)$$

$$\dot{\vec{\mathbf{H}}}_c(x_c, y_c, z_c, f_c) = b \dot{\vec{\mathbf{H}}}_m(x_m, y_m, z_m, f_m) \quad (2.50)$$

$$t_c = c t_m \Rightarrow f_c = c^{-1} f_m \quad (2.51)$$

onde  $a, b$  e  $c^{-1}$  são os fatores de escala que relaciona o espaço real  $\mathbf{C}$  com o modelo  $\mathbf{M}$  para a intensidade de campo elétrico, intensidade de campo magnético e frequência, respectivamente e  $t$  é variável independente de tempo. Uma vez escalonados o espaço, os campos e a frequência, é necessário escalonar os parâmetros do meio ( $\sigma, \mu, \varepsilon$ ) para os dois sistemas.

Os operadores  $\nabla_c$  e  $\nabla_m$  descrevem as derivadas parciais e espaciais para cada sistema de coordenadas e podem ser combinados da seguinte forma:

$$\nabla_c = \left( \frac{\partial}{\partial x_m} \frac{\partial x_m}{\partial x_c} + \frac{\partial}{\partial y_m} \frac{\partial y_m}{\partial y_c} + \frac{\partial}{\partial z_m} \frac{\partial z_m}{\partial z_c} \right), \quad (2.52)$$

aplicando as relações dadas na eq. (2.44) na eq. (2.52) temos que:

$$\nabla_c = \frac{1}{l} \left( \frac{\partial}{\partial x_m} + \frac{\partial}{\partial y_m} + \frac{\partial}{\partial z_m} \right) = \frac{1}{l} \nabla_m \quad (2.53)$$

Tomando os rotacionais dos campos  $\dot{\vec{\mathbf{E}}}_c$  e  $\dot{\vec{\mathbf{H}}}_c$  e usando as eq. (2.49) e (2.53) depois de algumas manipulações temos:

$$\nabla_c \times \dot{\vec{\mathbf{E}}}_c = \frac{1}{l} \nabla_m \times (a \dot{\vec{\mathbf{E}}}_m) = \frac{a}{l} \nabla_m \times \dot{\vec{\mathbf{E}}}_m, \quad (2.54)$$

$$\nabla_c \times \dot{\vec{\mathbf{H}}}_c = \frac{1}{l} \nabla_m \times (b \dot{\vec{\mathbf{H}}}_m) = \frac{b}{l} \nabla_m \times \dot{\vec{\mathbf{H}}}_m \quad (2.55)$$

e substituindo a eq. (2.45) pela eq. (2.54) e fazendo uso das relações em (2.50) e (2.51), tem-se que:

$$\frac{1}{l} \nabla_m \times (a \dot{\vec{\mathbf{E}}}_m) = -j \left( \frac{1}{c} \right) \omega_m \mu_m (b \dot{\vec{\mathbf{H}}}_m), \quad (2.56)$$

de modo análogo, substituindo a eq. (2.47) por (2.55) e fazendo uso das relações em (2.49) e (2.51), tem-se que:

$$\frac{1}{l} \nabla_m \times (\dot{\mathbf{H}}_m) = \sigma_c (a \dot{\mathbf{E}}_m) + j \left( \frac{1}{c} \right) \omega_m \varepsilon_c (a \dot{\mathbf{E}}_m), \quad (2.57)$$

comparando a eq. (2.56) com a eq. (2.46) e a eq. (2.57) com a eq. (2.48) temos:

$$\mu_m = \frac{b.l}{a.c} \mu_c; \quad (2.58)$$

$$\sigma_m = \frac{a.l}{b} \sigma_c; \quad (2.59)$$

$$\varepsilon_m = \frac{a.l}{b.c} \varepsilon_c. \quad (2.60)$$

Sinclair(1948) denominou por modelo “absoluto” aquele modelo em que os fatores  $a$  e  $b$  são escolhidos separadamente, e neste caso, os níveis de potência e as morfologias dos campos podem ser simuladas. Se contudo, os parâmetros  $a$  e  $b$  forem escolhidos tal que  $a/b = 1$ , o modelo é dito “geométrico” e os níveis de potência não podem ser simulados.

Em princípio, os fatores  $a, b, c$  e  $l$  podem ser escolhidos arbitrariamente desde que obedeam as relações (2.58), (2.59) e (2.60) para construção do modelo. Entretanto, nem sempre é possível encontrar materiais com as propriedades que satisfaçam a escolha arbitrária para os fatores  $a, b, c$  e  $l$ . Se os parâmetros  $\varepsilon_m$  e  $\mu_m$  escolhidos para o modelo analógico forem iguais aos do ambiente real a ser modelado, então,

$$\frac{a.l}{b.c} = \frac{b.l}{a.c} = 1, \quad (2.61)$$

assim:

$$a = b, \quad (2.62)$$

$$l = c, \quad (2.63)$$

$$\sigma_m = l \sigma_c, \quad (2.64)$$

Em geral é mais fácil encontrar materiais que satisfaçam as relações (2.62), (2.63) e (2.64). Entretanto, nem sempre é fácil dispor de materiais que satisfaçam a relação (2.63) e que ao mesmo tempo satisfaça a relação de frequência (2.51). Se contudo, o ambiente real está sujeito ao regime da difusão de onda, onde a corrente de deslocamento é desprezível, então as equações dadas por (2.58) (mantendo-se  $\mu_c = \mu_m$ ) e (2.64) podem ser reescritas, respectivamente, como:

$$\frac{a}{b} = \frac{p}{c}, \quad (2.65)$$

$$\sigma_m = \frac{l^2}{c} \sigma_c. \quad (2.66)$$

O parâmetro de indução para a modelagem no domínio da frequência pode ser deduzido das relações (2.51) e (2.66),

$$\sigma_m = \frac{l_c^2}{l_m^2} \frac{f_c}{f_m} \sigma_c, \quad (2.67)$$

onde  $l_c$  e  $l_m$  correspondem às dimensões de alguma estrutura no campo e no modelo, respectivamente. Então temos que:

$$\Theta_m = \sigma_m f_m l_m^2 = \Theta_c = f_c l_c^2 \sigma_c, \quad (2.68)$$

As relações desenvolvidas em (2.65), (2.66) e (2.68) são as condições necessárias e suficientes para se realizar a modelagem analógica geométrica em escala reduzida e podem ser sintetizadas em três critérios básicos:

1. A permeabilidade magnética para o modelo deve ser escolhida igual a do ambiente em escala real;
2. A condutividade, dimensões e frequência devem ser escalonadas tal que o número de indução no modelo seja o mesmo do ambiente real;
3. A permissividade elétrica no modelo pode ser escolhida arbitrariamente, contudo a corrente de deslocamento não deve comprometer o regime da difusão de campo eletromagnético.

### 3. CONJUNTO INSTRUMENTAL DE MODELAGEM

O conjunto de modelagem analógica em escala reduzida para simular em laboratório as técnicas geofísicas de levantamentos eletromagnéticas, por fontes controladas, foi projetado e construído observando-se rigorosamente a Teoria da Similitude nas frequências baixas. Segundo esta Teoria, dois ambientes são eletromagneticamente similares se ambos possuírem o mesmo número de indução. O sistema opera no regime quase-estático e nesta faixa, as correntes de deslocamento são desprezíveis em relação às correntes de condução. Para materiais isotrópicos e com constante de perda  $p \gg 1$ , a corrente de condução é dominante, podendo-se afirmar que o material é bom condutor e o campo eletromagnético que viaja no interior do material condutivo é regido pela equação da difusão de onda (veja equação 2.31). Nestas condições, o sistema de modelagem foi projetado para modelar ambientes geológicos numa faixa de frequência de 1 kHz até 1 MHz. Essa largura de banda permite que corpos que apresentam baixa condutância possam ser simulados e suas anomalias observadas nas frequências mais elevadas. No limite superior da faixa de frequências, cuidados devem ser tomados para evitar que a contribuição da corrente de deslocamento torne-se relevante.

O conjunto foi desenvolvido para simular o método Slingram numa de suas configurações HCP, VCP, VCA, PERP, NULL, PAR ou qualquer outra configuração *loop-loop*. Entretanto, com poucas adaptações na estrutura física de suporte do conjunto Tx-Rx (transmissor-receptor), outros métodos de levantamento e sondagem eletromagnética podem ser implementados. Além da sondagem geométrica, mais tradicional nas investigações EM, a sondagem multi-frequencial proposta por Won (1983) também é possível.

Neste conjunto, simulações de levantamentos geofísicos podem ser realizadas deslocando-se o conjunto Tx-Rx a uma velocidade constante de até 40mm/s ou por posicionamentos discretos, cujas posições podem ser escolhidas arbitrariamente com resolução linear de 1 mm. Nos caminhamentos, o tamanho máximo permitido de uma linha é de 1700 mm e nas sondagens o afastamento mínimo e máximo permitido entre a fonte Tx e o receptor Rx é de 40 mm e 400 mm, respectivamente. Na simulação de levantamento aéreo, a altura do conjunto Tx-Rx pode ser ajustada em até 400 mm.

O conjunto de modelagem eletromagnética é composto de todo o aparato necessário para a simulação do ambiente geológico e está dividido em três partes distintas:

- 1- Sistema de Transmissão;
- 2- Sistema de Recepção e
- 3- Estrutura mecânica de modelagem.

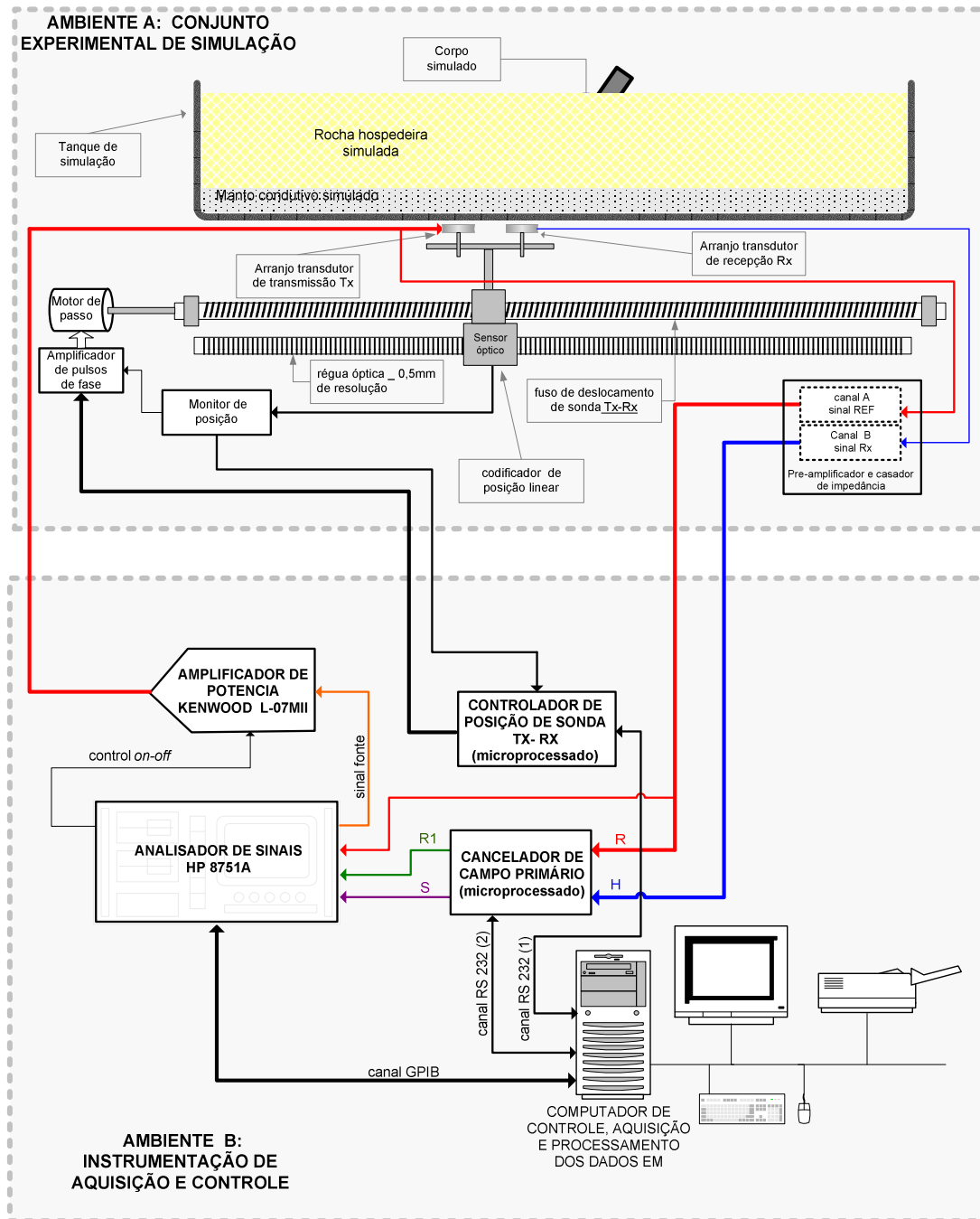


Figura 3.1. Diagrama de blocos do conjunto de modelagem eletromagnética

A Figura 3.1, mostra o diagrama geral do conjunto de modelagem que está distribuído em dois ambientes distintos: Estão localizados no ambiente **A**, a estrutura física de modelagem simulando o modelo e algumas partes da instrumentação eletrônica, e no ambiente **B** estão os instrumentos de controle, aquisição e processamento de dados. A razão dessa separação de ambientes, se deve ao fato de que em algumas experimentações é necessário utilizar soluções salinas para alcançar condutividades de até 30 S/m (como por exemplo, a solução de cloreto de amônia) e, portanto, o ambiente torna-se agressivo para a instrumentação eletrônica envolvida. Além do mais, o modelo sob experimentação deve estar afastado dos instrumentos de medidas e de controle para evitar interações eletromagnéticas. O conjunto será detalhado nas seções seguintes.

### 3.1 - SISTEMA TRANSMISSÃO DE CAMPO ELETROMAGNÉTICO

O sistema de transmissão para a geração do campo eletromagnético é constituído de um sintetizador de forma de onda senoidal (Network Analyzer – HP8751A), um amplificador de potência (Kenwood – LMII) e de um arranjo de bobinas transdutoras e linha de transmissão. Na Figura 3.1.1, temos o diagrama esquemático do sistema de transmissão.

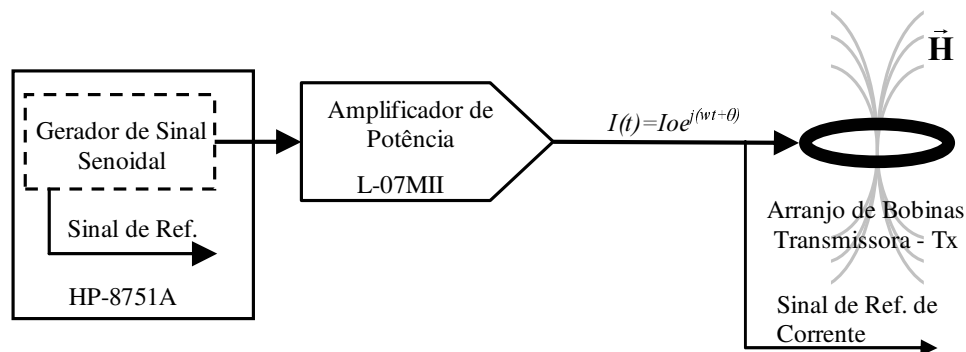


Figura 3.1.1. Diagrama de blocos do sistema de Geração de Campo Eletromagnético.



### 3.1.1 Gerador de Sinal Senoidal

O sinal de excitação senoidal é gerado por um sintetizador senoidal de alta resolução e precisão empregando analisador de redes HP8751A, que sintetiza um sinal com frequência entre 5 Hz até 500 MHz. Este sintetizador emprega um oscilador de cristal de 10 MHz, acomodado em câmara térmica (opção 001) que garante uma resolução em frequência de 1mHz, com a precisão de  $\pm(1 \text{ ppm} + 1 \text{ mHz})$ , numa janela de temperatura de  $0^\circ$  a  $55^\circ\text{C}$  e estabilidade de  $\pm 2,5E^{-9}/8h$ , numa temperatura de  $23^\circ \pm 5^\circ\text{C}$ . A distorção de harmônica é menor que  $-30 \text{ dBc}$  e o ruído de fase numa frequência fixada em 20 kHz é menor que  $-75 \text{ dBc/Hz}$ . A impedância de saída do sintetizador é  $50 \Omega$  e a tensão máxima é de  $2.5 \text{ V}_{pp}$ . O Sintetizador gera vários sinais internos de referências, entre eles as referências de quadratura absoluta, que permite sua utilização como analisador vetorial de sinais. Na Figura 3.3, tem-se o diagrama simplificado dos blocos que constituem o analisador de sinais HP8751A.

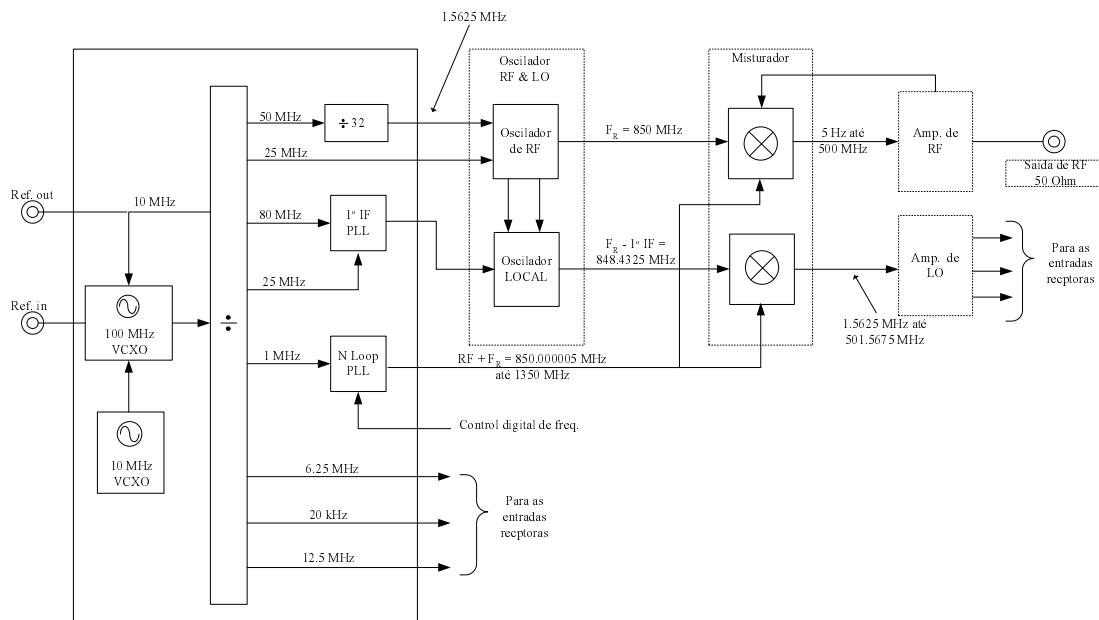


Figura 3.1.2. Diagrama de blocos simplificado do sintetizador senoidal.

### 3.1.2 Amplificador de Potência

A potência do sinal fornecido pelo sintetizador não é capaz de suprir corrente suficiente ao transdutor eletromagnético para gerar campos com a intensidade desejada, uma vez que o

campo magnético ( $H_T$ ) gerado é diretamente proporcional a corrente que flui nas bobinas do transdutor. Quanto mais corrente flui no transdutor, mais energia eletromagnética será convertida e conseqüentemente maior será a *fem* induzida nos corpos condutivos próximos e portanto, maior razão sinal ruído. Dessa forma, um amplificador de potência de áudio comercial da marca *Kenwood*, modelo L-07MII foi utilizado como amplificador. Este amplificador denominado “*high speed dc amplifier*”, apresenta alta estabilidade e boa pureza espectral, sendo capaz de suprir uma carga de  $8 \Omega$  com até  $150 W_{RMS}$ . O L-07MII tem largura de banda de frequência de 600 kHz (-3 dB) e pode operar desde de DC até mais que 1 MHz. Na Figura 3.1.3(a) podemos observar que a resposta em amplitude (curva azul) apresenta-se bastante plana até 200 kHz e na frequência de 1 MHz a queda é menos que 7 db em relação a 100 kHz. Observa-se também um suave deslocamento de fase (curva vermelha) de aproximadamente  $50^\circ$  para a faixa de frequência de 1 kHz até 1 MHz. A Figura 3.1.3(b), mostra que os níveis de ruídos na saída do amplificador para um sinal de entrada com frequência fundamental de 1 kHz (curva azul) e para um sinal nulo de entrada (curva vermelha). Este ruído está em média abaixo de -100 dB e a distorção da segunda harmônica (2 kHz) é menor que -55 dB. Apenas a faixa de 0 a 50 kHz é mostrada na figura de ruído do amplificador para poder enfatizar a componente de 2ª Harmônica. Na faixa de 15 kHz até o limite de 1 MHz, o comportamento do ruído é monótono.

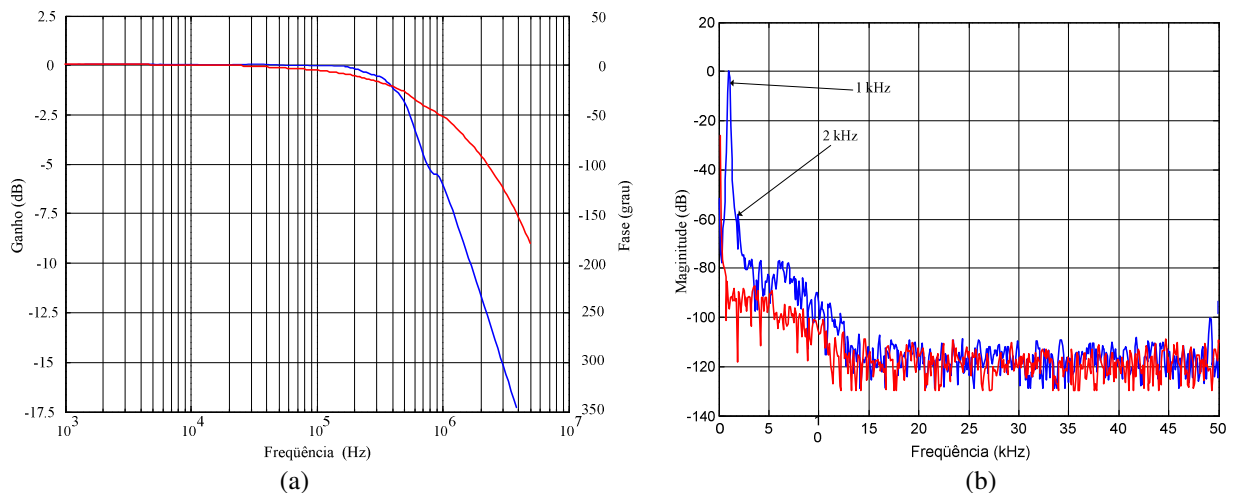


Figura 3.1.3. Resposta do amplificador. (a) Comportamento espectral: ganho (curva azul) e fase (curva vermelha). (b) Nível de ruído do amplificador numa janela espectral de 50 kHz: a curva azul mostra a saída em resposta ao sinal senoidal na frequência de 1 kHz e a curva vermelha mostra a saída em resposta a uma entrada nula.

### 3.1.3 - Transmissor Eletromagnético

O campo EM para excitar um corpo condutivo no semi-espaco é gerado por meio de uma corrente alternada que flui no dipolo magnético e a intensidade de campo magnético é função do seu momento magnético ( $m$ ). Como a intensidade de campo do dipolo decai com o cubo da distância, é necessário manter um elevado momento magnético do transmissor para melhor “iluminar” as regiões mais distantes da fonte e conseqüentemente, obter uma boa resposta do corpo alvo.

Na prática, é difícil alcançar um dipolo ideal, entretanto, bobinas na forma de pequenos anéis podem ser aproximadas dos dipolos com as seguintes condições: o diâmetro da bobina deve ser muito maior que a sua altura e o ponto de observação deve ser mantido em pelo menos 10 raios da bobina transmissora (com erro aproximado de 1%). A Figura 3.1.4(a) mostra uma bobina representando um dipolo magnético e (b) mostra o circuito equivalente dessa bobina operando nas baixas frequências (comprimento de onda muito maior que a curvatura da espira).

O momento magnético de uma bobina é dado por:

$$m = n.A.i, \quad (3.1.1)$$

sendo:  $n$  o numero de espiras,  $A$  a área e  $i$  a corrente.

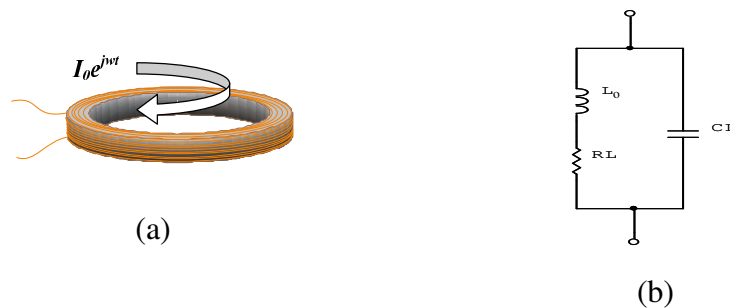


Figura 3.1.4. (a) Dipolo magnético aproximado por uma bobina, e (b) seu circuito equivalente nas baixas frequências.

O fluxo magnético desejado pode ser obtido da seguinte forma: 1- aumentar da área real do transdutor ( $A$ ). Entretanto, isso pode comprometer a observação da Teoria da Similitude quanto ao fator geométrico de escala do tamanho do anel transmissor; 2- aumentar a área efetiva da bobina transmissora através do número de espiras ( $n$ ), porém, isso faz aumentar a auto-

indutância ( $L_0$ ), elevando substancialmente a impedância da bobina ( $L_0$  é função de  $n^2$ ), e também aumenta a capacitância distribuída ( $C_L$ ). Estes fatores combinados fazem reduzir a frequência de auto-ressonância e aumentar o fator Q e conseqüentemente ocorre a redução da largura de banda ótima do transmissor. Além disso, aumentar o número de espiras faz aumentar a resistência ôhmica da bobina o que pode provocar aquecimento excessivo com as correntes mais elevadas e 3- aumentar a corrente ( $i$ ) que flui no transdutor. Porém, a capacidade de potência do amplificador é limitada e também há risco de aquecimento excessivo da bobina. Neste trabalho, a maximização do momento magnético do transdutor foi conseguida otimizando as soluções 1, 2 e 3. Dessa forma, foi desenvolvido um transdutor eficiente com maior momento magnético.

A estratégia aqui desenvolvida consiste na combinação de três conjuntos A, B e C de pequenas bobinas iguais (veja Figura 3.1.5(a)) com núcleo de ar, sobrepostas em forma de camadas, assim diminuindo a capacitância distribuída total do arranjo. Por sua vez cada conjunto de bobinas contém duas bobinas coaxiais e co-planares conectadas em série. Cada bobina funciona como um pequeno anel de corrente independente e adjacente, e cada anel está distanciado dos anéis adjacentes por 1 mm. A distância entre os anéis reduz a capacitância parasita e amplia a largura de banda de frequência efetiva do conjunto. O modo de conexão em paralelo das camadas minimiza a auto-indutância e a resistência ôhmica do arranjo e portanto, maior frequência de ressonância e maior fluxo de corrente nas altas frequências são alcançáveis. Cada bobina possui seção reta quadrada de  $4\text{mm}^2$  e foi enrolada com 13 espiras de fio  $\varnothing = 0,35\text{mm}$  de cobre esmaltado sobre carretéis de material acrílico (ver Figura 3.1.5(b)). Assim, um fluxo de corrente de até 3 A sem aquecimento apreciável foi conseguido. Também a área efetiva de cada bobina foi maximizada para melhorar o momento magnético resultante. Dessa forma, obteve-se um conjunto de bobinas com maior eficiência em relação a uma bobina de seção única de dimensões equivalentes.

O valor da auto-indutância  $L_0$  de cada bobina anelar foi obtido por meio da fórmula aproximada dada por Johnk (1975):

$$L_0 \cong n^2 a \mu_0 \left[ \ln \frac{8a}{b} - 2 + \frac{1}{4n} \right], \quad (3.1.2)$$

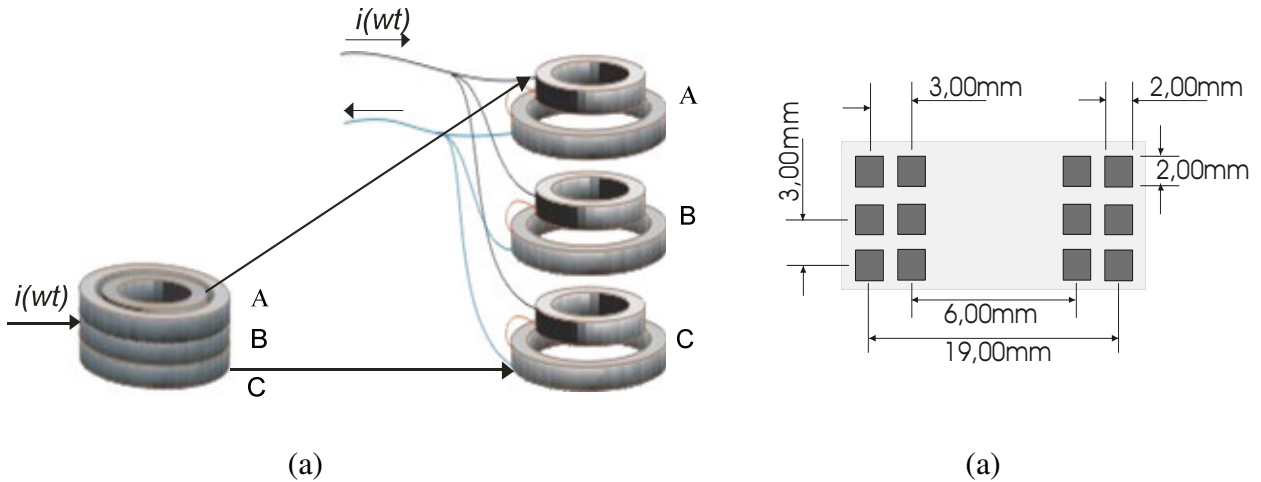


Figura 3.1.5. Arranjo de bobinas transmissoras. (a) Vista do arranjo transdutor e suas as camadas A, B e C em detalhe. (b) Dimensões do arranjo e das bobinas individuais.

sendo  $n$  o número de espiras em cada bobina,  $a$  o raio médio do anel de corrente e  $b$  o raio médio da seção reta do anel. Os valores da auto-indutância calculados  $-L_{0C}$  (utilizando a equação 3.2) e os valores medidos  $-L_{0M}$  (pelo método da ressonância forçada), de cada bobina que constitui arranjo transmissor e de uma bobina de seção única ( $B_{CP}$ ) construída para fins de comparação com o arranjo transdutor, são apresentadas mostradas na Tabela 3.1. Observa-se uma certa discrepância entre os valores teóricos e os valores práticos. Esta discrepância se deve ao fato que a formula dada por Johnk é aproximada e foi obtida para anéis com seção circular.

Tabela 3.1. Parâmetros das bobinas independentes e combinadas formando o arranjo transdutor e da bobina de comparação.

	Bobina	N	a (mm)	b (mm)	$R_{DC}$ ( $\Omega$ )	$L_{0C}$ ( $\mu\text{H}$ ) (calculada)	$L_{0M}$ ( $\mu\text{H}$ ) (medida)
bobinas internas	$B_1$ (A, B e C)	13	6,0	1,00	0,232	2,408	4,70
bobinas externas	$B_2$ (A, B e C)	13	9,5	1,00	0,285	4,741	8,75
Bobinas combinadas	$B_{array}$	78	9,5	6	0,230	---	6,37
bobina de seção única	$B_{CP}$	78	9,5	1,75	1,05	169,52	187,32

O arranjo transdutor resultante, tem impedância de  $30 \Omega$  no limite superior da banda de frequência e ressonância em torno de 6 MHz. Um resistor de  $4.7 \Omega$  e de baixa indutância ligado

em série com o transdutor transmissor é necessário para mantê-la a impedância de carga, vista a partir do amplificador, acima de  $4 \Omega$  nas baixas frequências.

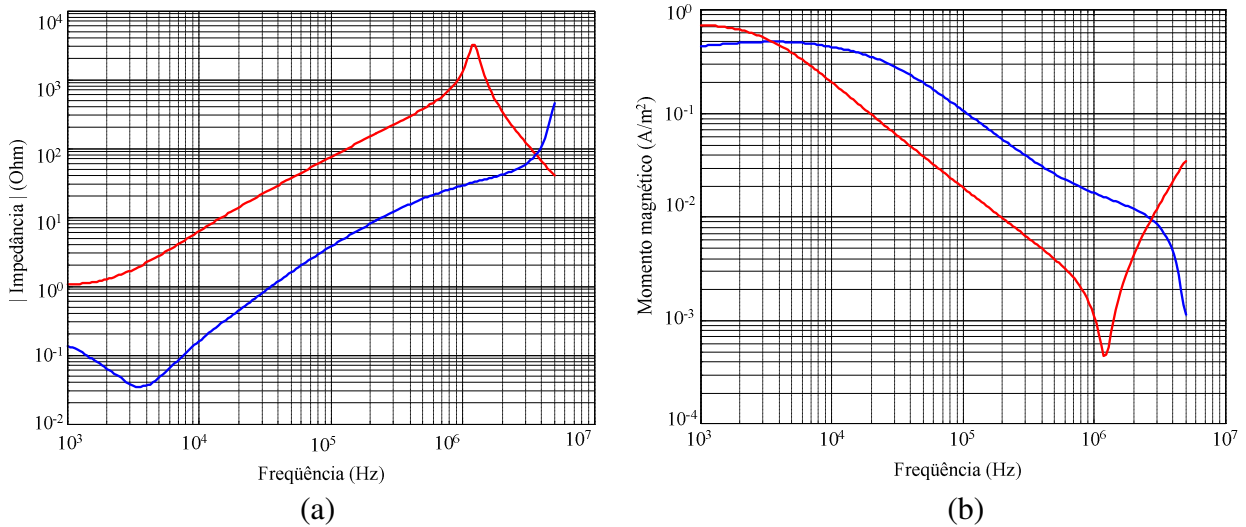


Figura 3.1.6. Respostas do comportamento freqüencial para o arranjo de bobinas anelares  $B_{array}$  (linha azul) e para a bobina anelar de comparação  $B_{CP}$  (linha vermelha). (a) módulo da impedância ( $abs[Z]$ ). (b) momento magnético ( $m$ ).

Observa-se na Figura 3.1.6(a) o comportamento freqüencial da resposta de impedância do transdutor (curva azul) e para a bobina de comparação (vermelho) e na Figura 3.1.6(b) o momento magnético arranjo transdutor (azul) e da bobina de comparação (vermelho). Podemos ver que o arranjo apresenta melhor eficiência a partir de 3 kHz quando comparado com a bobina de seção única. Embora, a resposta espectral seja mais linear para o caso da bobina de seção única, dentro da faixa de interesse, maior densidade de fluxo magnético é alcançável pelo arranjo transdutor nas frequências superiores a 3 kHz, induzindo melhor o semi-espaço e por consequência, o campo secundário induzido será mais intenso.

As camadas  $A$ ,  $B$  e  $C$  do transdutor são exatamente iguais, e operam no regime quase-estacionário, a mesma corrente deve fluir em cada camada e em cada anel, a menos de um pequeno erro devido aos acoplamentos mútuos entre as bobinas (os anéis intermediários sofrem maiores acoplamentos indutivos), cada anel de corrente deve funcionar como uma fonte

magnética, e dado um ponto qualquer  $P(x,y,z)$  no espaço cartesiano distante do centro geométrico do arranjo transdutor em pelo menos 10 raios do arranjo (erro aproximado de 1% em relação ao dipolo ideal), o campo magnético total devido ao arranjo será dado aproximadamente pela somatória dos campos individuais devido a cada anel de corrente. A possível diferença de fase da corrente que flui em cada camada em decorrência das diferenças de características elétricas de cada bobina não deve comprometer o campo magnético resultante. Devendo portanto, ocorrer uma interferência construtiva. Podemos então, calcular qual a contribuição de cada elemento de corrente do arranjo transdutor. No anexo A1, temos uma análise do comportamento do arranjo devido a sua distribuição espacial e dessa análise podemos ver que a contribuição total do campo na componente  $z$  é da ordem de 2,991 vezes o valor do campo devido apenas a camada central (B). Observamos que o erro é de 0,009 ou 0,9% se uma bobina com momento equivalente ocupasse o plano central. Os erros nas direções  $x$  e  $y$  têm valores absolutos bem maiores, entretanto para a configuração mostrada na Figura A1, os campos horizontais se anulam e portanto os erros também são anulados. Para que os erros devidos aos campos horizontais sejam mínimos, é necessário que o dipolo sensor esteja preferencialmente no mesmo plano de simetria horizontal do arranjo transmissor.

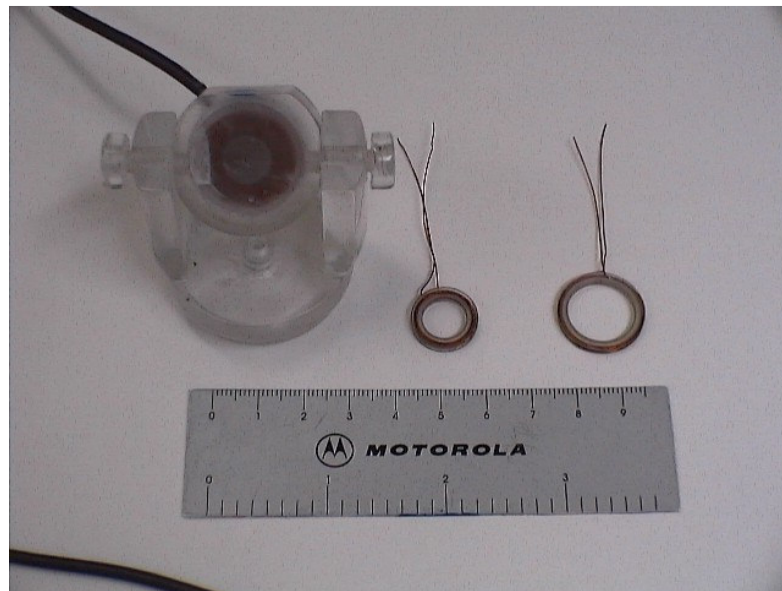


Figura 3.1.7. Fotografia do transdutor de transmissão e suas bobinas individuais.

### 3.2 - SISTEMA DE RECEPÇÃO E ANALIZADOR DE SINAIS

O sistema de recepção consiste num conjunto de sub-sistemas necessários ao sensoriamento, condicionamento e processamento do sinal de campo eletromagnético. Na Figura 3.2.1, temos o diagrama de blocos simplificado do sistema de recepção de. Como pode ser visto, o sensor magnético (1) converte o campo magnético em um sinal de tensão que em seguida é condicionado pela unidade intermediária de amplificação - UIA (3) no nível de potência necessário para a sua transmissão por cabo coaxial de  $50 \Omega$  até ao cancelador de campo primário (5) e ao atenuador (4), ambos localizados na sala de controle (ver Figura 3.1). O sinal de campo magnético convertido em sinal de tensão pelo sensor magnético é composto pelas contribuições do campo primário e do campo secundário (dependendo do acoplamento fonte-receptor). O campo secundário, devido à induções eletromagnéticas no modelo, é avaliado em relação ao campo primário que é obtido por meio de medidas indiretas.

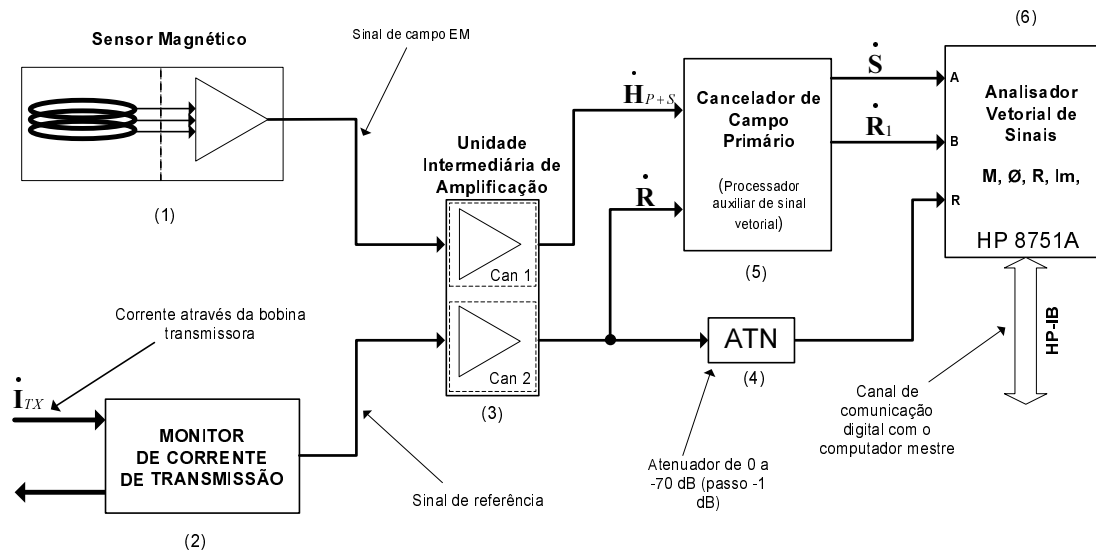


Figura 3.2.1. Diagrama de Blocos Simplificado do Sistema de Recepção de Campo EM.

O campo magnético primário é estimado a partir da corrente que circula no arranjo de bobinas transmissoras. Esta corrente é monitorada pelo monitor de corrente de transmissão (2) que gera um sinal de tensão de referência de campo primário para utilizado no processamento do sinal de campo composto ( $\dot{H}_{P+S}$ ) para a recuperação do sinal de campo secundário ( $H_S$ ) através



do processo de calibração. No analisador de sinais vetoriais (6), o sinal composto (primário + secundário) e o sinal de referência são digitalizados e processados digitalmente para a obtenção das componentes vetoriais no domínio da frequência (componentes Em fase e Quadratura)

Se a razão entre o campo secundário e o campo primário for inferior  $10^{-5}$ , então será necessário o pré-processamento dos sinais composto e de referência a fim de enfatizar a fraca contribuição do sinal de campo secundário. Este pré-processamento é realizado pelo cancelador de campo primário (5) que tem por função atenuar a contribuição dominante do sinal de campo primário presente no sinal de campo composto.

### 3.2.1 - Sensor Magnético

Existem várias maneiras de se medir campo magnético. Pode-se medir o campo por meio de um magnetômetro ou por um dispositivo Hall, ou ainda através da variação temporal do fluxo magnético que cruza uma pequena espira de área  $A$ . O método de medida contemplado neste trabalho segue o princípio do Método Slingram que mede o campo magnético por meio do dipolo magnético que é simulado por uma pequena bobina que sofre indução de *f.e.m.* (ver Figura 3.2.1, bloco 1). Esta bobina pode ser aproximada de um dipolo se o seu tamanho for pequeno comparado à curvatura do campo. Pode-se então, afirmar que as medidas do campo são quase pontuais.

A tensão induzida na bobina anelar é função da sua área efetiva ( $n.S$ ), isso significa que quanto mais espiras ao redor do seu eixo, maior será a  $V_{fem}$  desenvolvida na bobina. Entretanto, bobinas têm parâmetros inerentes que são: auto-indutância ( $L_L$ ), capacitância distribuída ( $C_L$ ) e resistência ( $R_L$ ). A combinação de  $L_L$ ,  $R_L$  e  $C_L$  forma um circuito ressonante e dessa forma, ocorre uma sintonia numa dada frequência. Para detectar campos numa faixa de frequência, contemplado neste projeto, de 1 kHz até 1 MHz é necessário que a frequência de ressonância da bobina receptora esteja acima do limite superior da faixa e preferencialmente, apresente resposta de sensibilidade bastante linear dentro dessa faixa. Como a sensibilidade da bobina é função direta da sua área efetiva, então, para aumentar a sensibilidade bastaria aumentar o número de espiras, sem necessariamente aumentar a sua área real, já que é uma limitação imposta pela aproximação de dipolo. Porém, esta solução não é adequada para bobinas receptoras de banda larga, uma vez que o aumento do número de espiras implica no aumento de  $L_L$  que é função do

quadrado do número de espiras e também faz aumentar a capacitância distribuída  $C_L$ , reduzindo assim a frequência de ressonância da bobina. Dessa forma, a sensibilidade deve ser alcançada pela otimização dos parâmetros  $L_L$ ,  $C_L$  e  $R_L$  da bobina. Alcançar alta sensibilidade com bobina de seção única que apresente boa linearidade e frequência de ressonância além do limite superior da faixa de interesse, é praticamente impossível. Então foi necessário buscar uma estratégia para otimizar os parâmetros da bobina e alcançar a sensibilidade desejada. Neste trabalho, a maximização da sensibilidade e da linearidade foi obtida pela combinação de pequenas bobinas agrupadas. O arranjo de bobinas obtido apresenta grande sensibilidade e resposta bastante linear dentro da faixa de frequência de interesse.

A estratégia aqui desenvolvida, foi a implementação de um arranjo com 9 bobinas na forma de pequenos anéis com núcleo de ar ( $\mu_0$ ). Cada anel aproxima-se de um dipolo magnético, possuindo baixo número de espiras e elevada frequência de ressonância. Cada bobina foi construída com 100 espiras de fio esmaltado de  $\phi = 0.035$  mm enroladas sobre carretéis de material acrílico na forma de anéis com seção reta de  $1 \text{ mm}^2$ . Na Figura (3.2.2) temos as dimensões das bobinas e do arranjo.

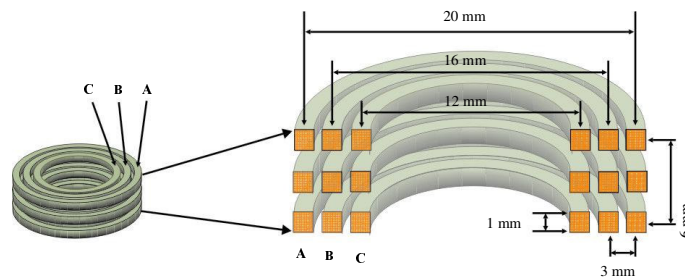


Figura 3.2.2. Vista espacial do arranjo de bobinas receptoras e corte transversal mostrando as dimensões das bobinas (a figura não está em escala).

Como pode ser visto na Figura 3.2.3, as 9 bobinas do arranjo foram combinadas para formar 3 grupos coaxiais (A, B e C), sendo que cada grupo é formado por três bobinas iguais conectadas em série e sobrepostas formando 3 camadas. Cada camada está distante de sua adjacente por 1 mm e cada grupo coaxial também está distante do seu adjacente de 1 mm. Esta disposição espacial dos anéis permite reduzir o acoplamento capacitivo e indutivo entre os mesmos e por conseguinte, a manutenção da linearidade da resposta em magnitude sem afetar

substancialmente a figura de fase e, com isso, a largura de banda necessária é alcançada. Para formar o sensor magnético cada grupo (A, B e C) é conectado ao seu estágio pré-amplificador.

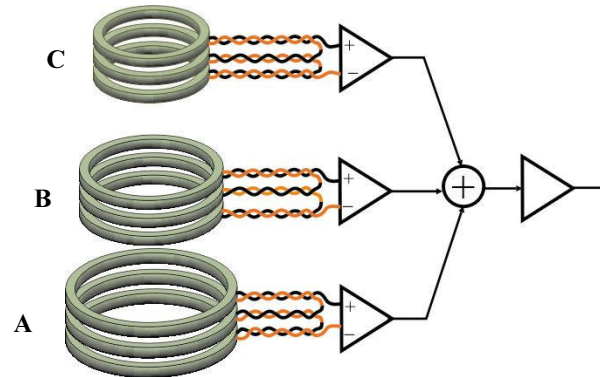


Figura 3.2.3 Vista detalhada do arranjo sensor e configuração das conexões bobinas receptoras.

A otimização dos parâmetros elétricos e físicos das bobinas foi baseada na fórmula empírica apresentada pela Eq. (3.1.2) na seção 3.1.3 e cujos parâmetros foram ajustados por testes e medidas em laboratório. Os melhores resultados obtidos são mostrados na Tabela 3.2. Observa-se que o valor da frequência de auto-ressonância de cada bobina é elevado, apesar da auto-indutância também ser elevada, isso se deve a baixa capacitância distribuída na bobina (bobinas com baixas capacitâncias distribuídas têm maior largura de banda). Os valores reais das frequências de ressonâncias das bobinas são ainda maiores que estes tabelados, pois os cabos utilizados no processo de medidas com capacitância na ordem de 10 pF, contribuem para baixar a frequência de ressonância medida.

Tabela 3.2. Parâmetros das bobinas individuais e combinadas do arranjo receptor

Bobina	$n$	Raio médio $a$ (mm)	Seção trans. $b$ (mm)	$Rdc(\Omega)$ 25°C	$Lo$ ( $\mu\text{H}$ ) calculado	Freq. Resson. $f_o$ (MHz)
A	100	10	0,5	24,11	386,75	1,876
B	100	8	0,5	22,20	286,97	2,392
C	100	6	0,5	18,70	193,54	3,197
3XA	300	10	6,0	73,21	~1100	--
3XB	300	8	6,0	66,87	~860,91	--
3XC	300	6	6,0	56,55	~580,54	--
Arranjo	900	20 (externo)	6,0	--	--	0.976

A tensão ( $V_{fem}$ ) induzida em cada bobina é dada por:

$$V_{fem} = 2\pi^2 f \cdot \mu_o \cdot N \cdot a_i^2 \cdot H_{i(x,y,z)} \cdot \cos(\theta) \quad (3.2.1)$$

onde  $N$  é o número de espiras em cada bobina anelar,  $a_i$  é o raio médio da  $i$ -ésima bobina,  $H_i$  é a magnitude do campo magnético através da  $i$ -ésima bobina e  $\theta$  é o ângulo formado entre o plano da bobina e o vetor magnético  $\mathbf{H}$  no ponto  $x,y,z$  do espaço cartesiano.

Cada grupo de bobinas do arranjo sensor pode ser modelado por meio de uma associação de indutor ( $L$ ), resistor ( $R$ ) e capacitor ( $C$ ). Se forem desconsiderados os acoplamentos magnéticos mútuos entre as bobinas do arranjo, o circuito equivalente para o grupo **A** é dado como mostrado na Figura 3.2.4, onde  $L_A$ ,  $R_A$ ,  $C_A$  representam a auto-indutância, a resistência  $dc$  e a capacitância distribuída, respectivamente e  $Z_A$  representa a impedância de acoplamento conectada à saída do grupo.

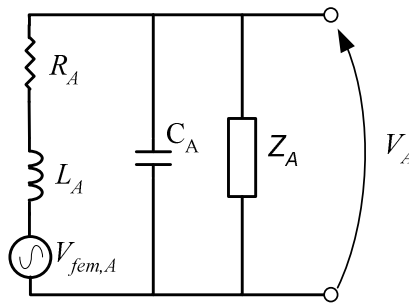


Figura 3.2.4. Circuito equivalente do grupo A de bobinas sensores combinadas em série.

Considerando-se a que o espaçamento entre os planos das bobinas é bem menor que o raio médio da cada bobina e que o arranjo sensor está distante de uma fonte dipolar de pelo menos 10 raios de sua maior bobina, pode-se afirmar que a intensidade de campo magnético no interior do volume ocupado pelos grupos é praticamente uniforme. Dessa forma, pode-se aproximar a tensão induzida no grupo **A**  $V_{fem,A}$  pela soma simples das  $V_{fem}$  desenvolvidas em cada bobina do grupo. Assim, a tensão medida na saída do grupo **A** é dada por:

$$V_A \approx \left( \frac{Z_A}{Z_A + R_A + s(L_A + Z_A R_A C_A) + s^2(Z_A L_A C_A)} \right) V_{fem,A}, \quad (3.2.2)$$

onde  $s = j2\pi f$ ,  $Z_A$  é a impedância acoplada a saída do grupo **A**. A mesma idéia aplica-se aos grupos de bobinas **B** e **C**. A tensão induzida  $V_{fem,t}$  total do arranjo se somados os três grupos é dado por:

$$V_{fem,t} = V_{fem,A} + V_{fem,B} + V_{fem,C} \quad (3.2.3)$$

O nível de sinal de potência nos terminais de cada grupo de bobinas do sensor é muito baixo, por isso, foi implementado um pré-amplificador acoplado junto aos grupos sensores. Tal medida permite que a impedância das bobinas sensores seja casada com a impedância do cabo de transmissão. Na Figura 3.2.5 temos o circuito esquemático desenvolvido para amplificar os níveis de potência do arranjo de bobinas receptoras. Como pode ser visto, a tensão induzida em cada grupo de bobinas (**A**, **B** e **C**) é aplicada ao primeiro estágio pré-amplificador de cada grupo com ganho de corrente em torno de 100 e a saída de cada estágio é somada no estágio seguinte com ganho de tensão 34dB. O pré-amplificador acoplado é do tipo “*pickup*” modificado, construído com transistores bipolares de baixo ruído com encapsulamento SMD SOT-23.

O pré-amplificador apresentado na Figura 3.2.5 foi simulado em computador, montado e ajustado. Os resistores R1A, R2A, R1B, R2B, R1C e R2C são ajustados na placa de circuito de modo a alcançar maior coerência de fase das correntes nas saídas dos estágios de cada grupo e assim ocorrer uma construção total do sinal de corrente que será amplificado pelo segundo estágio. Além dos ajustes das fases das correntes, esses resistores também permitem ajustar a melhor figura de linearidade. A principal vantagem deste tipo de amplificador se deve ao fato que o mesmo cabo de sinal é utilizado para polarizar os transistores por uma fonte de corrente remota localizada na unidade intermediária de amplificação descrita na seção 3.2.3. Porém, as desvantagens devem ser consideradas e são: (1) o ganho do pré-amplificador é sensível à corrente de polarização, obrigando o uso de um bom regulador de corrente; (2) dificuldade em ajustar os resistores de fase e de linearidade e (3) existência de acoplamento DC entre os estágios. Apesar destes problemas, o amplificador desenvolvido é bastante estável, linear e exibe pouco ruído inerente.

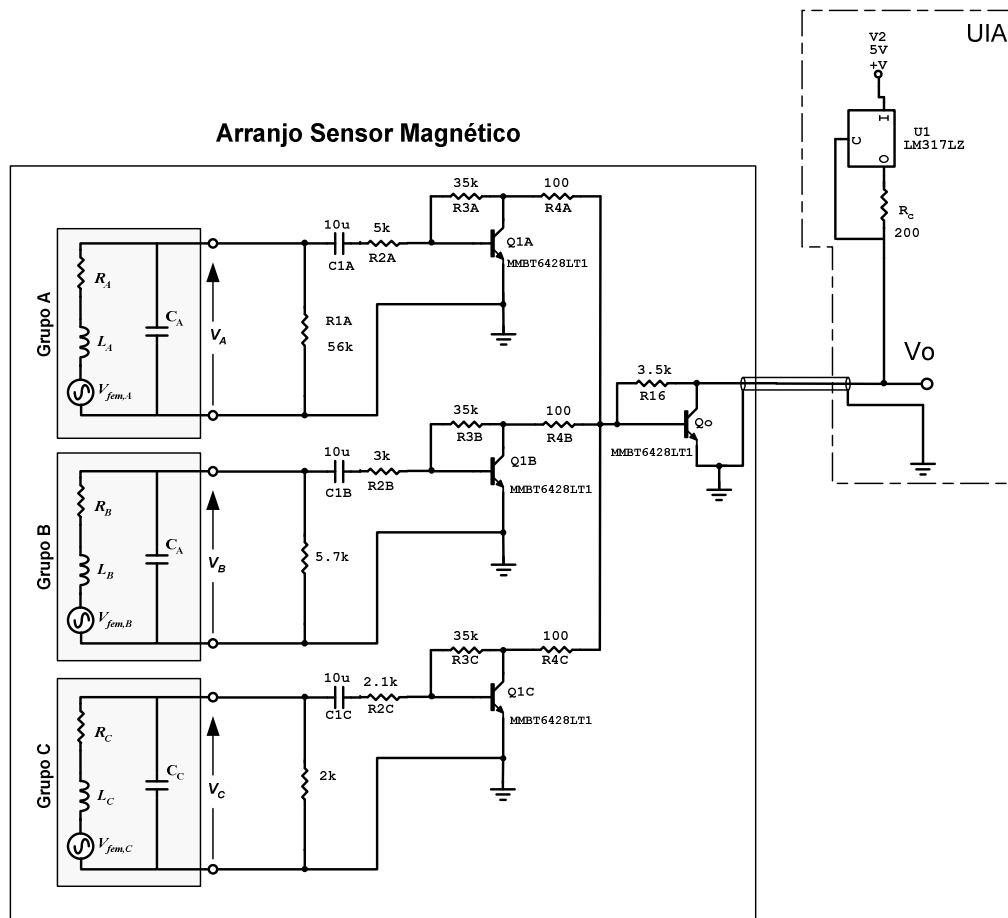


Figura 3.2.5. Circuito esquemático do Sensor Magnético.

Devido aos acoplamentos capacitivos ocasionados por campos potenciais elétricos circunvizinhos ao arranjo sensor, foi necessário blindar eletrostaticamente as bobinas e o pré-amplificador acoplado do sensor magnético. Pois, os acoplamentos capacitivos podem distorcer consideravelmente a resposta dos campos medidos (Fristchnecht, 1988), prejudicando os resultados. Cada camada da blindagem eletrostática desenvolvida consiste de duas finas placas nas quais estão dispostos em paralelo e muito próximos finos filamentos de cobre dispostos sobre uma fina placa de fibra de vidro (placa de circuito impresso). Estas placas construídas em PCI (placa de circuito impresso) são sobrepostas no sentido cruzado para formar a camada de blindagem. Como pode ser visto na Figura 3.2.6, apenas uma das extremidades dos filamentos é conectada ao referencial nulo (terra) de tal modo que nenhum circuito fechado exista e assim não

ocorra nenhuma corrente induzida apreciável nos filamentos da blindagem e dessa forma, o campo magnético medido não sofre nenhuma atenuação devido a blindagem eletrostática

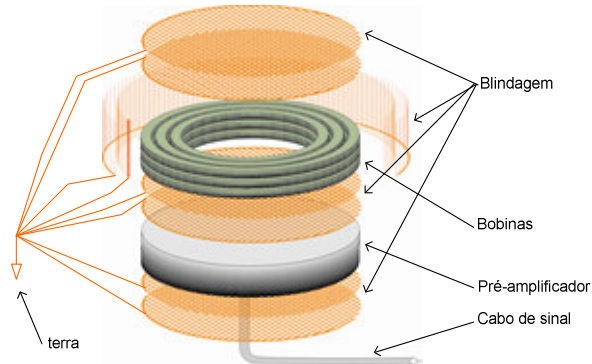


Figura 3.2.6. Vista detalhada da configuração física da blindagem no arranjo sensor.

Para verificar o comportamento espectral da figura de mérito da sensibilidade e do deslocamento de fase do arranjo sensor, foi construído um arranjo de bobinas de Helmholtz com de raio de 35 cm e 7 espiras em cada bobina.

A intensidade de magnético no centro do arranjo de Helmholtz é dado por:

$$H_H = \left( \frac{2}{5^{1/2}} \right)^3 \frac{N_H I_H}{R_H}, \quad (3.2.4)$$

onde  $N_H$  é número de espiras em cada bobina,  $R_H$  é o raio e  $I_H$  é a corrente que flui nas bobinas de Helmholtz. Mediante a relação linear entre o campo  $H_H$  com a corrente  $I_H$ , pode-se normalizar a resposta do sinal de tensão do sensor localizado no centro do arranjo de Helmholtz pela medida da corrente  $I_H$  e calculando-se o campo  $H_H$  dado pela Eq. (3.2.4). As respostas de sensibilidade e de fase foram obtidas e comparadas com os valores teóricos, dados pela Eq. (3.2.3) e cujos resultados são mostradas na Figura 3.2.7(a) e (b), respectivamente. Observa-se que a resposta de sensibilidade é bastante linear com a frequência e apresenta uma inclinação em amplitude de aproximadamente 10 V/A/m por década de frequência e a fase também tem comportamento bastante linear. A diferença nas amplitudes das curvas de sensibilidade deve-se ao ganho devido

ao pré-amplificador acoplado do sensor magnético e a diferença entre o comportamento de fase deve-se ao fato que no cálculo teórico foi utilizado um modelo ideal de bobina, sem capacitância distribuída e nenhuma impedância de acoplamento, enquanto que na fase medida para o arranjo real estão inclusos os efeitos da capacitância distribuída do sensor e também da impedância de acoplamento. Nas proximidades da frequência de 950 kHz, o sensor alcança o seu ponto de ressonância, sem entretanto, apresentar nenhuma mudança brusca na figura de fase e por conseguinte a eficiência do sensor não é prejudicada.

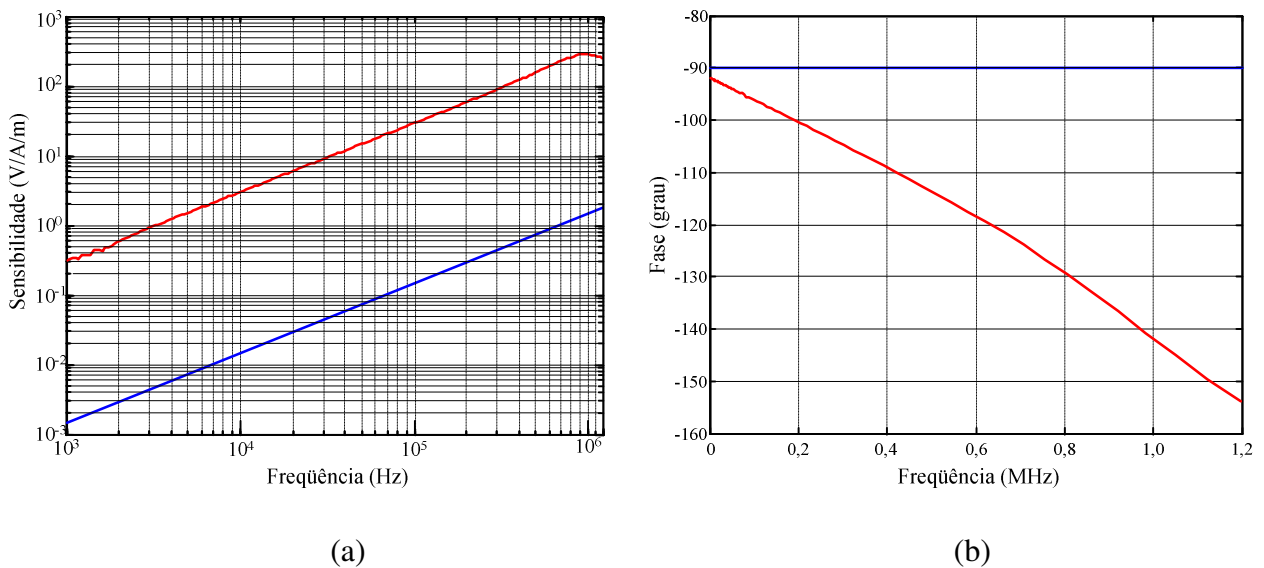


Figura 3.2.7. Respostas reais (curva vermelha) e ideais (curvas azul) do conjunto de bobinas receptoras. (a) sensibilidade e (b) fase.

As bobinas receptoras e o pré-amplificador foram montados sobre suas respectivas placas de circuito impresso. Estas placas foram cuidadosamente desenhadas para evitar o surgimento de correntes induzidas. Após a montagem, o conjunto sensor foi envolvido pelas camadas de blindagens e encaixado numa fôrma de acrílico e os espaços vazios da fôrma foram preenchidos com cera para evitar que vibrações mecânicas possam deslocar as bobinas de suas posições definidas. Na Figura 3.2.8 temos a fotografia do sensor magnético montado e das bobinas utilizadas na montagem e na Figura 3.2.9 temos a fotografia do arranjo de Helmholtz utilizado no processo de calibração do sensor.





Figura 3.2.8. Fotografia do Sensor Magnético e suas bobinas individuais

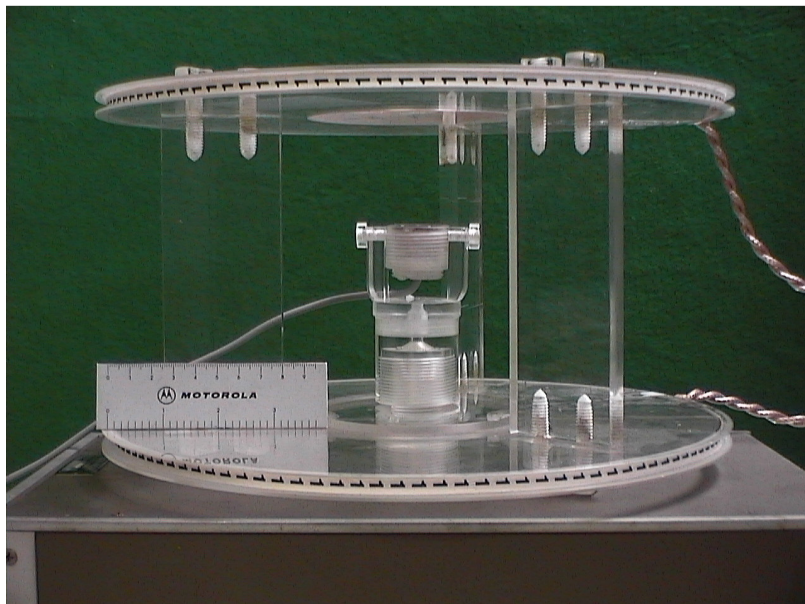


Figura 3.2.9. Fotografia do arranjo de Helmholtz (com o sensor no centro do arranjo) usado na determinação da sensibilidade do sensor magnético.

### 3.2.2 - Sinal de Referência

Nas prospecções geofísicas eletromagnéticas de fontes controladas, as medidas realizadas são quase sempre relativas a alguma grandeza controlada que é denominada por sinal de referência. No regime quase estacionário, o campo magnético primário  $H_p$  é função direta da corrente fluindo através do dipolo transmissor e, neste caso, pode oferecer o sinal referência. Outra forma para obter o sinal de referência é por meio da medida de alguma das componentes do campo magnético primário num ponto predeterminado. A informação de corrente pode ser obtida também através da medida direta da tensão aplicada na bobina transmissora, ou pela medida da corrente logo após do amplificador de potência. Numa outra abordagem, o sinal de referência é obtido por meio de uma bobina de indução, localizada bem próxima da bobina de transmissão. As questões que devem ser consideradas são: 1- a relação entre a tensão aplicada na bobina transmissora e a corrente desenvolvida depende da impedância total da bobina e dessa forma para estimar a corrente por meio da tensão aplicada é necessário saber qual o valor da impedância total da bobina na frequência de trabalho; 2- medir corrente num ponto antes do cabo de alimentação da bobina é desaconselhável, principalmente nas frequências mais elevadas, porque a impedância intrínseca dos cabos geralmente impõe perdas e assim, a corrente medida não corresponde a corrente verdadeira que flui na bobina transmissora e 3- estimar a corrente por meio de uma bobina auxiliar, apesar de ter a vantagem de apresentar alto isolamento elétrico com o sistema de transmissão, esta bobina está sujeita aos efeitos dos campos eletromagnéticos espúrios e do acoplamento mútuo com o semi-espço e por conseguinte a tensão induzida na mesma não será função tão somente do campo magnético primário. O sinal de referência deve ter uma relação única com a corrente geradora de campo magnético e com o menor desvio possível dessa relação.

A forma mais simples e direta de estimar a corrente que flui no transdutor magnético é por meio da medida da tensão sobre um resistor de muito baixo valor, conectado em série com o transdutor e próximo dele. Embora, a implementação desta abordagem seja a mais simples, os resistores normalmente têm indutâncias e capacitâncias parasitas associadas a eles e isso faz com que a tensão medida não seja uma relação linear com a corrente em toda a faixa de frequência requerida. O maior problema entretanto, se deve ao fato que o resistor de prova precisa compartilhar do mesmo referencial de retorno do transdutor e por conseguinte o resistor está

acoplado eletricamente ao sistema de transmissão e, dessa forma, está sujeito à tensão de modo comum desenvolvida no cabo de transmissão. Esse acoplamento produz erros nas medidas, principalmente nas frequências superiores. Para evitar os problemas inerentes ao uso de um resistor de prova e reduzir substancialmente o acoplamento de tensão de modo comum entre o transmissor e o receptor, um transformador de corrente terminado foi utilizado como monitor de corrente. Como podemos ver na Figura 3.2.10, o circuito primário do transformador é o próprio fio condutor do sinal de corrente do transdutor eletromagnético e o circuito secundário está conectado a um resistor de  $47 \Omega$  (ajustado para a máxima transferência de potência), sobre o qual será desenvolvida uma tensão proporcional a corrente que flui no circuito primário. A principal vantagem no uso desse método de medida de corrente, se deve ao total desacoplamento galvânico que o transformador oferece permitindo alta impedância à voltagem de modo comum. Dessa forma, o sistema de transmissão e de recepção, são conectados apenas por acoplamento magnético.

O transformador de corrente consiste de três elementos principais: o núcleo toroidal de alta permeabilidade magnética, o enrolamento secundário distribuído uniformemente e o resistor de terminação. No apêndice B temos o desenvolvimento teórico para o uso do transformador de corrente como conversor de corrente – tensão.

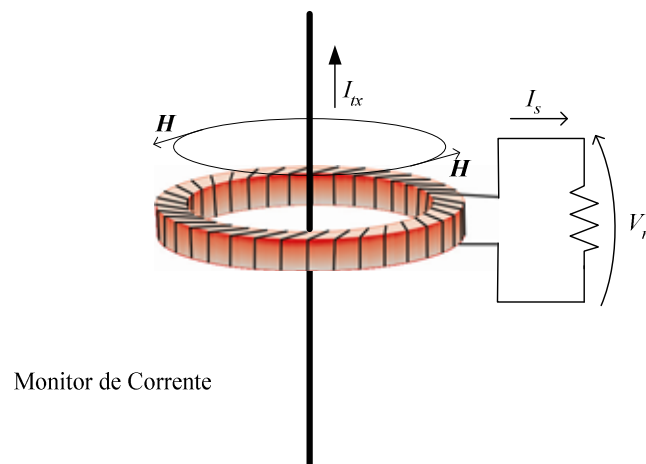


Figura 3.2.10. Transformador de corrente terminado utilizado como monitor de corrente que flui no dipolo transmissor.

Neste trabalho, utilizamos um transformador de corrente terminado desenvolvido em laboratório e cujos resultados são mostrados nas Figuras 3.2.11 (a) – curva vermelha para a tensão de saída e a curva azul para a do deslocamento de fase em resposta a corrente de excitação de 1 A. A frequência de corte superior é limitada pelos parâmetros  $R_t$ ,  $L$  e  $C$  do transformador onde  $R_t$  é a resistência total do circuito secundário incluindo o resistor de terminação ( $R$ ),  $L$  a auto-indutância e  $C$  é a capacitância parasita entre as espiras do enrolamento secundário. O maior problema nesse tipo de transformador é justamente a perda por capacitância. Contudo, técnicas de enrolamento especiais permitem diminuir a auto-capacitância e assim estender a frequência de corte superior. O monitor de corrente desenvolvido foi calibrado para uma sensibilidade de 100 mV/A no centro da banda de passagem (100 kHz). Para teste, correntes até de 3 A foram utilizadas para se verificar a resposta de linearidade, como podemos ver na Figura 3.2.11 (b).

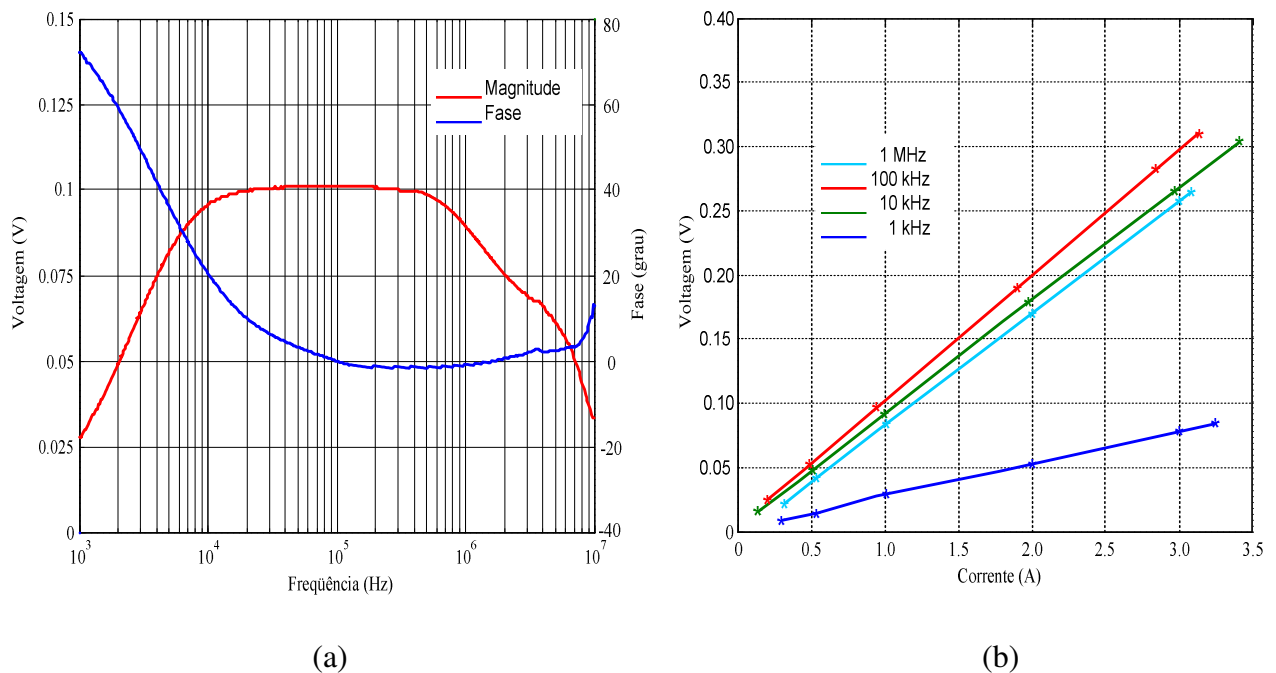


Figura 3.2.11. Desempenho do monitor de corrente. (a) Resposta de amplitude (curva vermelha) e fase (curva azul) para uma corrente de excitação de 1 A. (b) Resposta de linearidade com o sinal de corrente de excitação nas frequências 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz e 1 MHz.

Na Figura 3.2.12 temos o diagrama de conexão do monitor de corrente com o sistema de transmissão e com a unidade de amplificação intermediária. Pode-se observar que uma fonte de corrente (localizada na unidade de amplificação) está ligada ao cabo de sinal do monitor corrente. Essa fonte pode ser necessária para suprir uma pequena corrente DC no circuito secundário do transformador para anular um possível campo magnético DC primário, originado por alguma corrente DC adicionada ao sinal AC de transmissão e cuja presença pode saturar o núcleo do transformador, reduzindo assim a sua eficiência.

Como este monitor de corrente tem baixa impedância, ele é ligado diretamente ao cabo de sinal. Os resistores  $R_{ci}$  e  $R_{co}$  (iguais) são utilizados para um perfeito casamento de impedância. Os capacitores  $C_{ci}$  e  $C_{co}$  são utilizados para ajustar a desempenho de fase. Para o cabo utilizado, os resistores foram ajustados para aproximadamente  $85\Omega$  e os capacitores são de até  $100\text{ pF}$ .

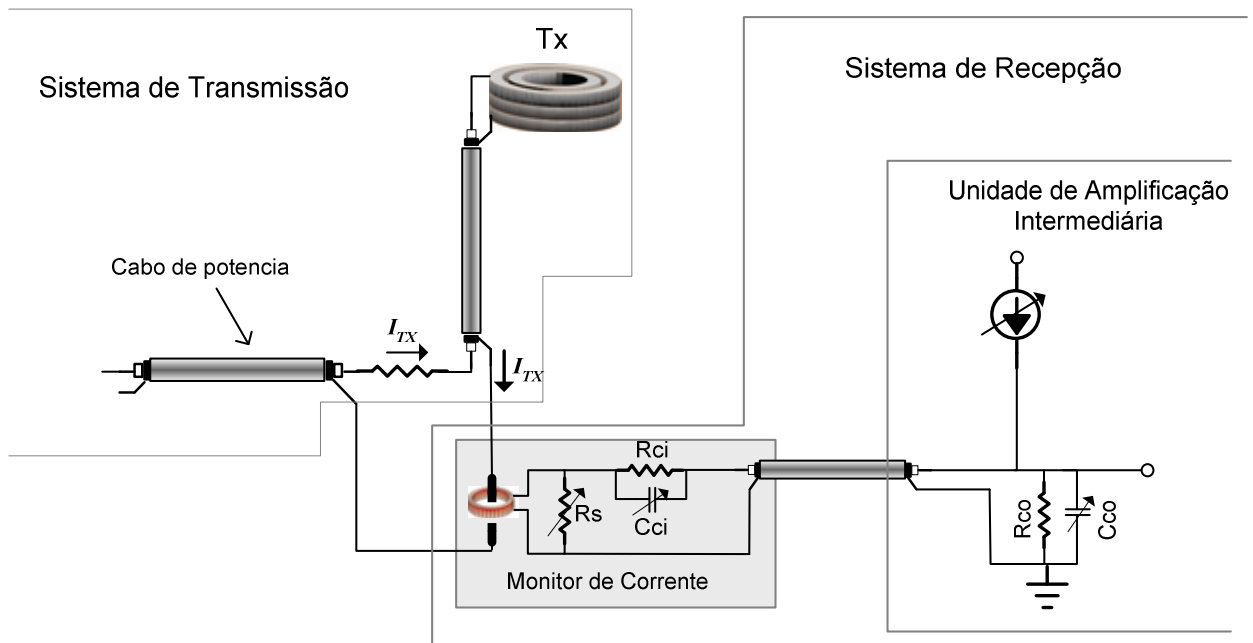


Figura 3.2.12. Diagrama de conexão do monitor de corrente com o sistema de transmissão.

### 3.2.3 - Pré-amplificador Intermediário - UIA

Devido à distância física entre o tanque de modelagem, localizado numa sala, e o sistema de aquisição e processamento de dados, localizados na outra sala, a transmissão de sinais entre a sonda magnética e o analisador de sinais é feita por cabos coaxiais. Contudo, os níveis de potência dos sinais do arranjo sensor e do monitor de corrente de referência são baixos e não podem ser enviados diretamente ao analisador de sinais. Dessa forma, foi implementada uma unidade intermediária de amplificação para adequar devidamente os níveis de energia a serem transmitidos através dos cabos coaxiais com a mínima perda com casamento de impedância.

A unidade de amplificação intermediária – UIA contém dois canais iguais, independentes e blindados. Sua largura de banda de 5 MHz, com a frequência inferior de corte em 100 Hz (-3dB) e frequência superior de corte em 5 MHz (-3dB). O ganho pode ser ajustado em 0, 20 ou 40 dB e a impedância de saída é de 50  $\Omega$ , para cada canal. A unidade é alimentada por fonte de energia própria, suprida através de uma bateria recarregável com capacidade de corrente de 800 mAh. A Figura 3.3.13 mostra o diagrama de blocos simplificado da UIA.

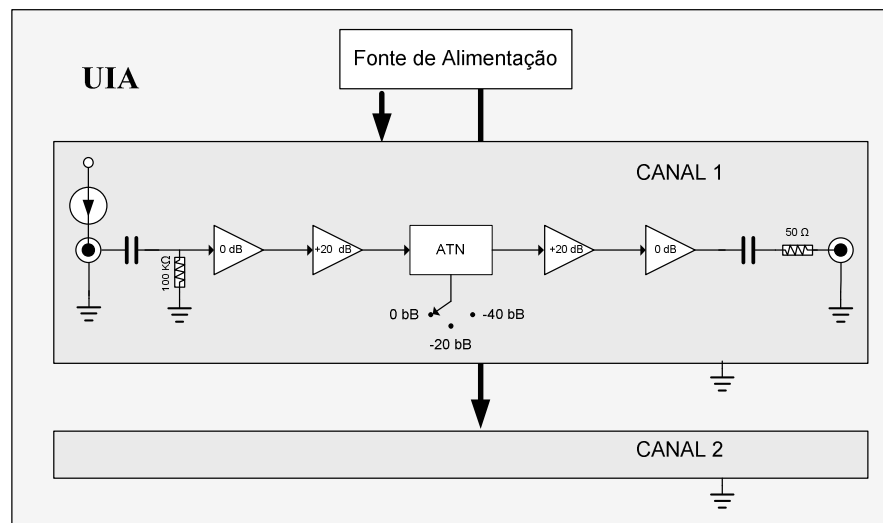


Figura 3.2.13. Diagrama de blocos simplificado da Unidade Intermediária de Amplificação

O canal 1 da UIA é destinado ao sinal do arranjo sensor magnético e tem impedância de entrada de 10 k $\Omega$  e esta configurada no modo comum. A impedância de saída é de 50  $\Omega$  e pode suprir até 50 mA<sub>pp</sub>. Este canal ainda dispõe de uma fonte de corrente que é necessária para

polarizar o pré-amplificador acoplado da sonda EM. No canal 2, que tem as mesmas características do canal 1, a fonte de corrente disponível é utilizada para polarizar o monitor de corrente com um pequeno campo magnético DC oposto ao campo magnético DC gerado pela corrente que flui no circuito primário. Na figura 3.2.14, temos o circuito esquemático da UIA desenvolvido e na Figura 3.2.15 (a) e (b) são mostradas as respostas medidas da magnitude e de fase do amplificador para os canais com os ganhos ajustados em 0 dB (curva azul), 20 dB (curva verde) e 40dB (curva vermelha).

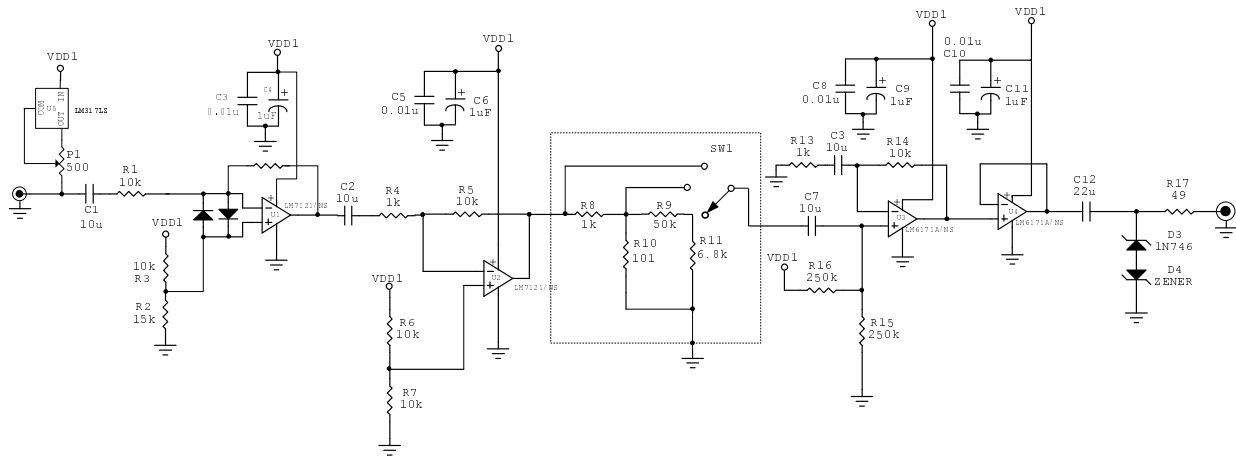


Figura 3.2.14. Circuito esquemático da UIA (canal 1).

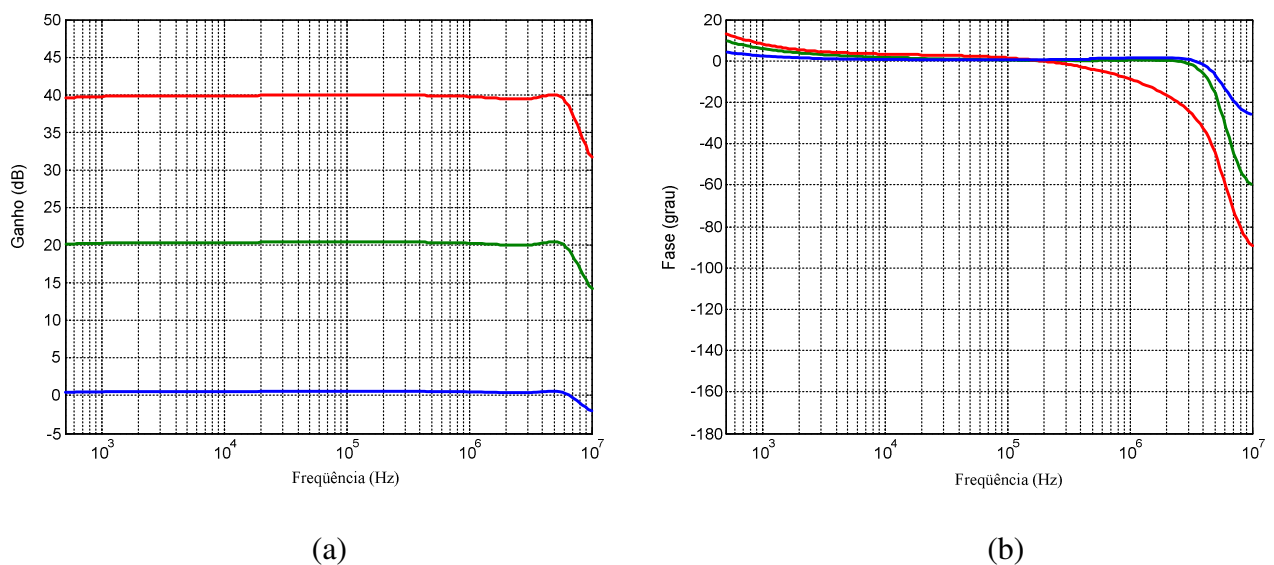


Figura 3.2.15. Respostas do amplificador intermediário para ganho (a) e fase (b) ajustado com ganhos 0 (curva azul), 20 (curva verde) e 40 dB (curva vermelha).

### 3.2.4 - Processamento de Sinais de Campo EM e de Referência

Neste trabalho, o conjunto de modelagem desenvolvido foi implementado em torno do analisador de redes HP 8751A, que tem por função a aquisição e pré-processamento de dados eletromagnéticos. Este equipamento possui as especificações técnicas e as funções necessárias para o processamento dos sinais envolvidos na modelagem, no qual a razão vetorial entre o campo secundário e o campo primário ( $\vec{H}_s/\vec{H}_p$ ) é medida, e as componentes I (em fase) e Q (em quadratura) de ( $\vec{H}_s/\vec{H}_p$ ) são obtidas. Na Figura 3.2.16, temos o diagrama de blocos mostrando a conexão básica do analisador de sinais com o modelo geo-elétrico (neste diagrama não são mostrados os componentes periféricos do conjunto).

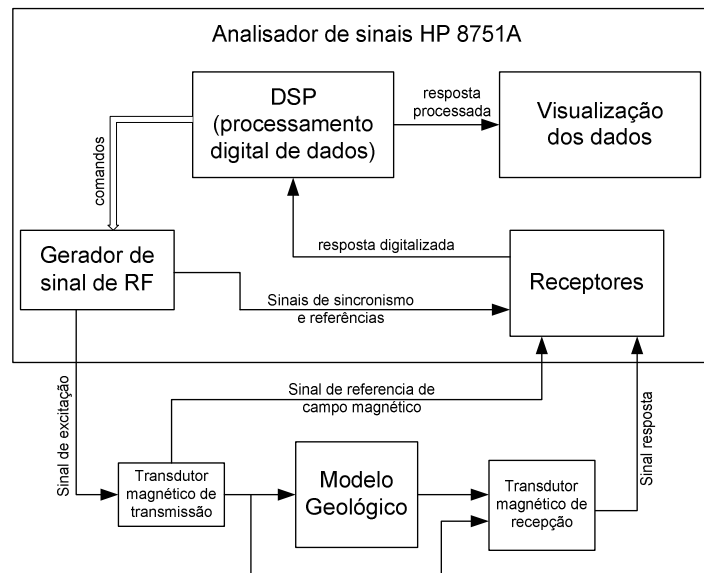


Figura 3.2.16. Diagrama de blocos simplificado do conjunto de modelagem.

Por se tratar de um equipamento de com certo grau de complexidade, é necessário fazer nesta seção uma breve descrição das especificações e funcionalidade do HP 8751A. Maiores informações são disponíveis nos manuais de operação e de serviço do equipamento (HP, 1983–a).

O HP 8751A é um analisador vetorial de sinais concebido para medir parâmetros de reflexão e transmissão de sinais elétricos entre 5 Hz até 500 MHz. Ele integra uma fonte sintetizadora de RF de alta resolução, um receptor com dois canais (canal 1 e canal 2) e três



entradas (R, A e B). Cada canal pode ser chaveado para uma das entradas, para medir e visualizar a magnitude, a fase e o retardo de grupo de fase do sinal de retorno em relação ao sinal transmitido numa rede ativa ou passiva. A visualização dos dados é disponível por meio de um monitor CRT com dois canais independentes. O monitor pode mostrar um ou dois canais de dados em ambos os canais de visualização e os formatos de visualização pode ser na forma retangular, polar ou carta de Smith. O microprocessador de controle e o DSP (unidade processamento digital de dados) são combinados para fornecerem uma interface amigável com o usuário. Todas as funções de medidas são acessíveis por meio de um conjunto de teclas localizadas no painel frontal, que combinadas permitem executar as mais variadas funções do HP 8751A sem a necessidade de controle de um computador externo. Os dados processados e visualizados podem ser acessados por meio de disquete ou por meio um computador externo através da interface HP-IB, disponíveis no equipamento.

O HP8751A tem três entradas idênticas denominadas por A, B e R. O sinal na entrada R é usado como referência para normalização dos sinais nas entradas A e B. Os sinais de RF presentes nas entradas do analisador são processadas em duas etapas. Na primeira etapa, como pode ser visualizado na Figura 3.4.17, o sinal analógico em cada entrada receptora (R,A e B) é misturado no primeiro estágio (1st IF) para produzir um sinal IF (*step down*) com frequência de 1,5675 MHz, e novamente no segundo estágio (2nd IF) para produzir outro sinal IF com frequência de 5 kHz. Um filtro digital elimina as componentes frequenciais superiores a 4 kHz.

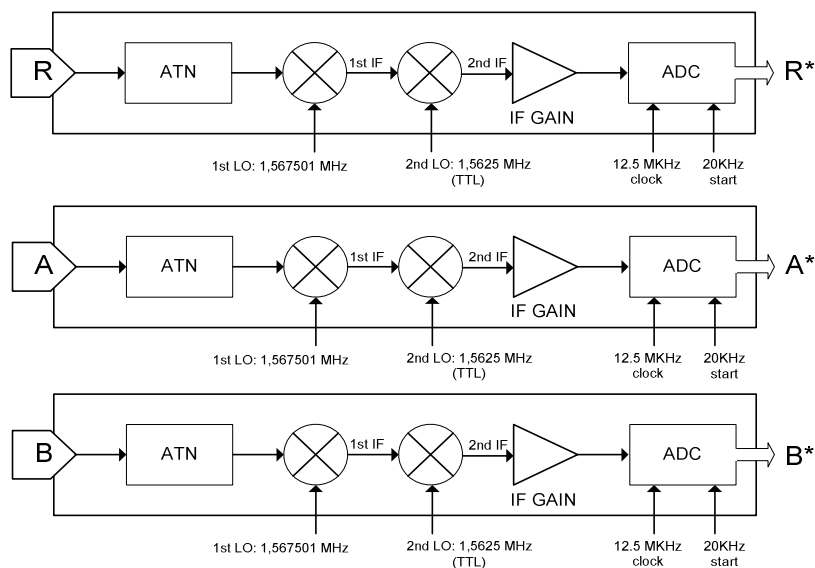


Figura 3.2.17. Diagrama de blocos simplificado dos grupos de receptores

Então os sinais resultantes da heterodinização são digitalizados pelos conversores analógico-digital (ADC) travados em fase (*looked fase*). A partir desse ponto, todo o processamento matemático é digital e é realizado pela unidade de DSP. Na Figura 3.2.18 temos o diagrama de blocos de processamento digital e o fluxo de dados. Os dados digitais na saída de cada conversor AD são processados separadamente até o processo de normalização (4). Neste ponto, os dados de  $R^*$ ,  $A^*$  e  $B^*$  são comutados para o canal 1 ou 2 ou ambos, porém apenas dois sinais poderão ser processados simultaneamente, ou então serem normalizados. A normalização é feita em relação ao sinal R ou B. Então neste bloco, o canal 1 pode assumir A, B, R, A/R ou B/R, o mesmo ocorre com o canal 2. Quando os canais 1 e 2 não estão

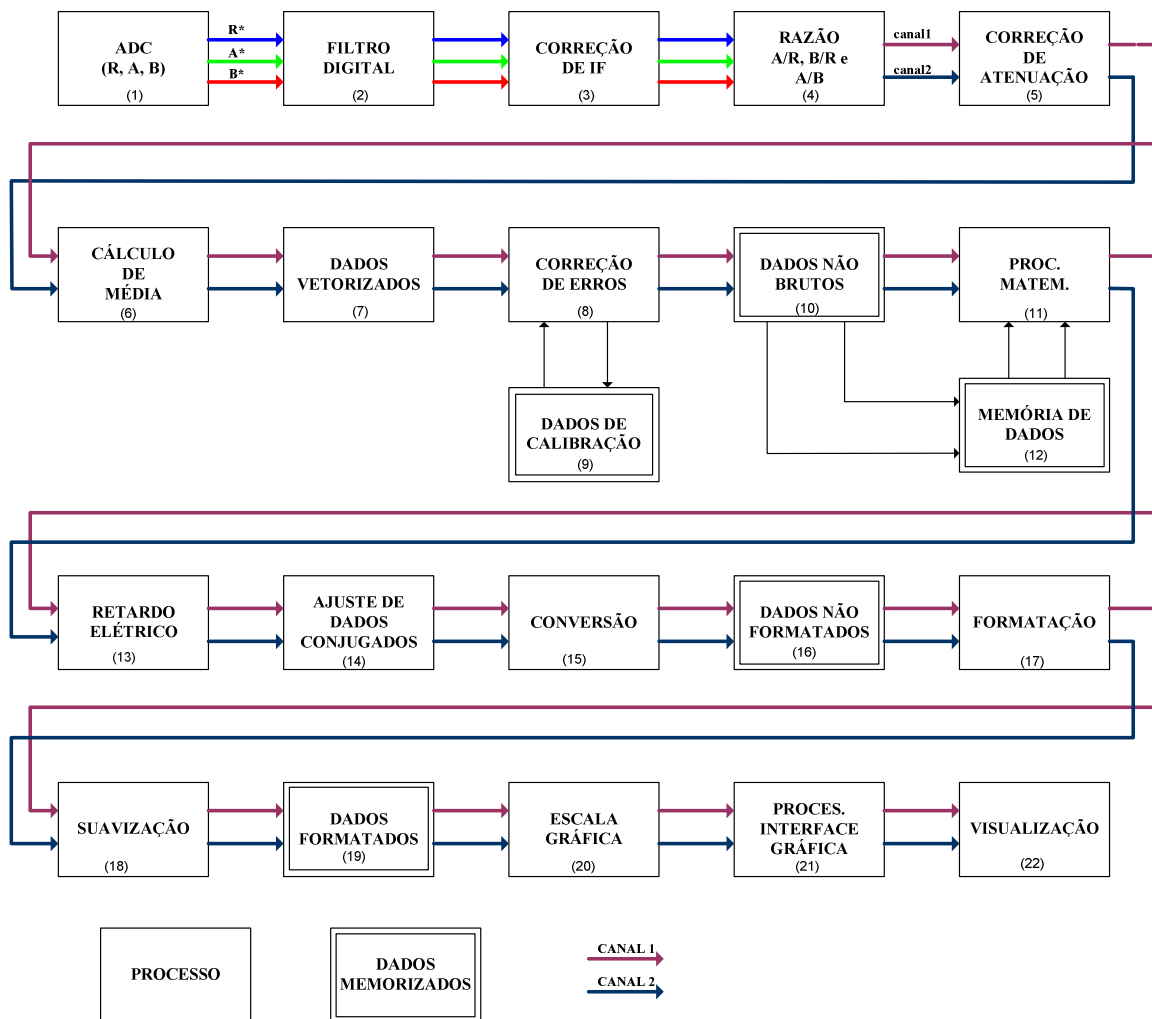


Figura 3.2.18. Diagrama de blocos simplificado do fluxo de processamento digital realizado pelo analisador de sinais HP 8751A

acoplados, cada canal pode ser controlado independentemente e as operações de matemáticas podem ser diferentes um do outro.

Dos blocos de processamento apresentados na Figura 3.2.17, alguns merecem destaques pois a sua compreensão facilitará alcançar melhores resultados no processo de aquisição e qualidade dos dados:

- Bloco 2 – Filtro digital: Este processo detecta o sinal IF (forma digital), modulado na portadora de 5 kHz, por meio de um filtro digital que utiliza uma transformada de Fourier discreta (DFT – *Discrete Fourier Transform*). As amostras são convertidas num par de números complexos, real e imaginário ( $R + jI$ ). A forma do filtro pode ser controlada pela seleção da largura de banda (IFBW) em 2, 20, 200 Hz, 1 kHz ou 4 kHz. A redução da largura de banda do filtro, reduz a flor de ruído do sinal de entrada. Esta técnica reduz substancialmente os sinais espúrios presentes no sinal eletromagnético medido, tais como: os sinais harmônicos superiores, ruídos coerentes em altas frequências, além das fortes interferências ocasionadas pelas linhas de energia de 60 Hz, induzidas no sensor e cabos. Este controle permite que maior faixa dinâmica da razão sinal/ruído (S/N) seja alcançada. Na Figura 3.2.19, podemos visualizar os limites que o filtro pode atenuar o ruído. Como mostra a figura, a eficiência do filtro digital para cada IF BW selecionado é maior quando menor largura de banda IFBW é selecionada.

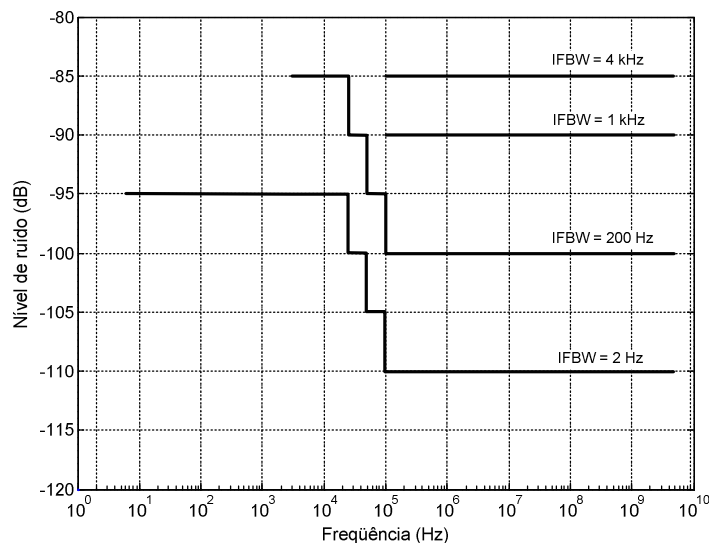


Figura 3.2.19. Nível médio de ruídos nas medidas.

A Figura 3.2.20, mostra um exemplo da atuação do filtro para IFBW = 2 Hz, 20 Hz, 200 Hz e 1 kHz em relação a IFBW = 4 kHz (padrão). Podemos notar que o melhor resultado é dado em (a) com IFBW ajustado em 2 Hz. Entretanto, o tempo necessário para uma aquisição completa é muito elevado. Neste caso, um ponto ótimo entre a redução de ruído e o tempo de aquisição do sinal deve ser considerado.

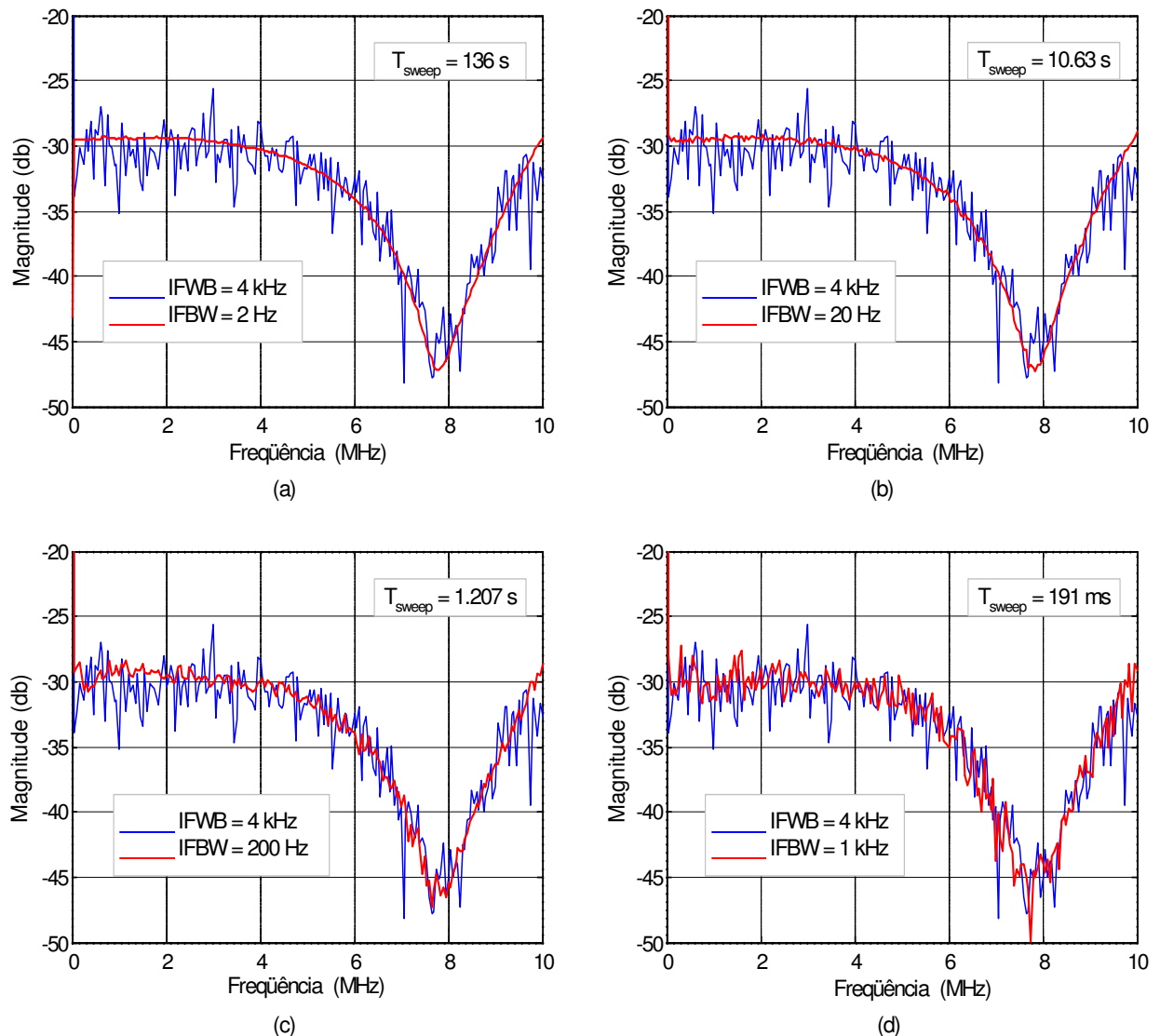


Figura 3.2.20. Curvas de comparação do nível de ruído processado com o fator IFBW = 4 kHz e com: (a) IFBW = 2 Hz, (b) IFBW = 20 Hz, (c) IFBW = 200 Hz e (d) IFBW = 1 kHz.

- Bloco 4 – Normalização: Este processo, se selecionado, realiza a normalização do sinal de entrada. Esta normalização consiste na operação de divisão de números complexos. A importância deste processo se dá por embutir uma auto calibração, já que a razão obtida independe da amplitude e fase do sinal de transmissão. É claro que maior nível de sinal de transmissão, maior a razão S/N. As operações realizadas neste processo são: A/R, B/R e A/B. onde A, B e R são complexos.
- Bloco 6 – Média: Este processo calcula a média de cada ponto baseada na média exponencial das varreduras consecutivas ponderadas por um fator de ponderação definido pelo usuário. A média é realizada traço a traço até que o número de traços seja igual ao fator de ponderação. Cada ponto no traço é um vetor soma do dado do traço atual com os dados dos traços anteriores. O termo traço é entendido aqui como um conjunto de pontos obtidos medidos numa varredura. O algoritmo usado para computar da média é dado por:

$$\overline{A_{(n)}} = \overline{A_{(n-1)}} + \frac{S_n - \overline{A_{(n-1)}}}{F}, \quad (3.2.5).$$

onde:

$\overline{A_{(n)}}$  – média processada até o *n-ésimo* traço.

$\overline{A_{(n-1)}}$  - média processada até (*n-1*)-ésimo traço.

$S_{(n)}$  – conjunto de pontos do *n-ésimo* traço.

$F$  - fator de ponderação.

Altos valores do fator de média  $F$  resultam numa melhor razão sinal/ruído, mas requerem maior tempo de processamento. Dobrar o fato de média, resulta na redução de ruído em 3 dB. Esta técnica se combinada com o filtro IFBW, melhores resultados são obtidos. Entretanto, ela é mais adequada que o filtro digital quando se opera em baixas frequências.. Na Figura 3.5.21, temos um exemplo do processamento de média sobre um sinal ruidoso real. Nesta figura, o sinal na cor azul é o sinal não processado e o sinal na cor vermelha é o sinal processado com um fator de 32. Deve-se ressaltar que ruídos altamente coerentes não são afetados por esse processo de média.

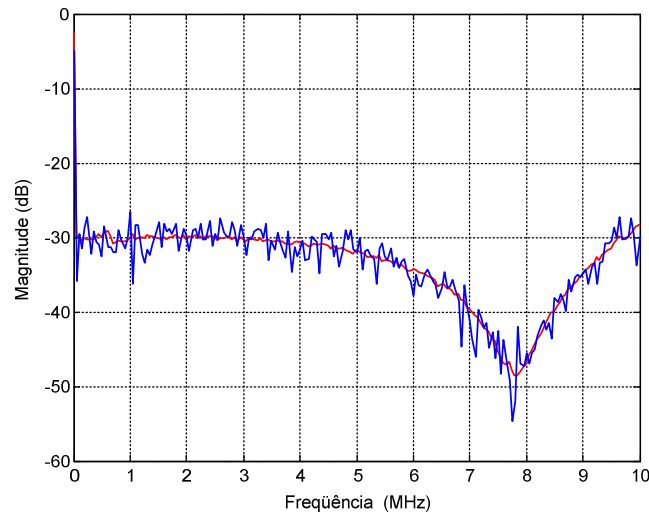


Figura 3.2.21. Exemplo do processo de média ponderada sobre um sinal ruidoso. Na curva azul temos o sinal de um único traço e na curva vermelha o sinal médio de 32 traços empilhados com fator de média  $F = 32$ .

- Bloco 17 – Formatação: Este processo realiza a formatação dos dados complexos em componentes escalares e separadas para melhor visualização. Vários formatos, entre eles o formato polar e retangular, são disponíveis e acessíveis pelo operador, entre eles, podemos destacar os formatos magnitude em dB (LOGM), magnitude linear (LINM), fase  $\pm 180^\circ$  (PHAS), fase expandida (EXPP), real (REAL) e imaginário (IMAG). Uma vez formatados, estes dados podem ser acessados por meio de disquete ou pela interface HP-IB.
- Bloco 18 – Suavização: Este processo é outra técnica excelente de redução de ruídos e atua sobre os dados formatados. Ele aplica uma média móvel entre pontos adjacentes de um único traço e troca estes pontos pela média calculada. A suavização depende do fator  $m$  de suavização que é definido pelo usuário. O algoritmo usado para computar a suavização é:

$$S_{m(n)} = \frac{D_{(n-m)} + \dots + D_{(n)} + \dots + D_{(n+m)}}{2m+1}, \quad (5.2.6)$$

onde  $S_{m(n)}$  é o dado suavizado,  $D_{(n)}$  é o dado não suavizado e  $m$  é fator de suavização.

Em vez de reduzir a flor de ruído, a suavização encontra o valor médio dos dados reduzindo relativamente os pequenos valores pico a pico do ruído em medidas de banda larga. Esta técnica requer que número de pontos no traço seja elevado para evitar perda de informação

Na Figura 3.2.22, temos um exemplo genérico da aplicação do processo de suavização sobre um sinal ruidoso (curva azul) processado com 4 fatores de suavização 1% (verde), 2% (vermelho), 4% (preto) e 8% (ciano). Podemos observar na figura que o melhor resultado ocorre para um fator  $m = 4\%$ . Observamos na ampliação que quanto maior o fator de suavização mais deslocamento no pico do sinal ocorre. Portanto, em sinais com grande faixa dinâmica, tais como sistemas de alto Q, a suavização deve ser usada com cautela após uma inspeção visual nos dados adquiridos sem suavização.

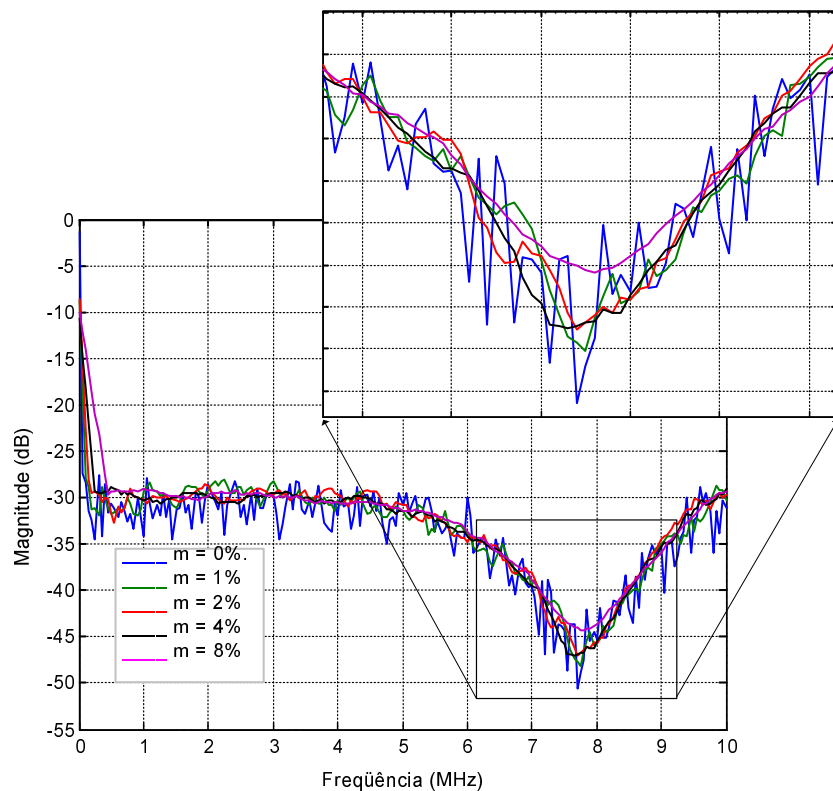


Figura 5.2.22. Efeito da suavização no dado formatado. Dado não suavizado (curva azul) com 201 pontos processados com fatores de suavização de 1%, 2%, 4% e 8% sobre. Na porção ampliada acima, tem-se o efeito do excesso de suavização atenuando a amplitude real do sinal.

Os demais blocos de processamento mostrados no diagrama da Figura 3.5.17, são mais específicos à correção de erros, armazenamento temporário e ajuste de escala para visualização no monitor CRT. Maiores informações estão disponíveis nos manuais do equipamento. As especificações técnicas do HP8751A estão resumidas no anexo C.

### 3.2.5 - Cancelador de Campo Primário.

As linhas de fluxo magnético que cruzam o sensor magnético são compostas de pelo menos duas componentes que são: o fluxo devido ao campo primário (indução direta) e o fluxo devido ao campo secundário (indução dos corpos condutivos próximos). O campo secundário em geral é inferior ao campo primário e na situação em que o corpo indutivo apresenta muito baixa condutividade, o campo induzido por este, será também de baixa intensidade, podendo apresentar várias décadas inferior à intensidade do campo primário. Neste caso, a razão  $H_S/H_P$  será muito pequena e a resolução do sistema de medidas pode ser insuficiente para detectar satisfatoriamente o sinal de campo secundário.

Para experimento que exige maior resolução (na ordem de  $10^{-5} H_P$  (10 ppm)) é necessário que o sinal campo primário seja cancelado, presente no sinal de campo composto, para poder ressaltar o campo secundário. A sensibilidade do analisador permite detectar esse nível de anomalia, porém a razão sinal ruído é muito pequena e dessa forma, muito tempo de aquisição pode ser necessário para uma aquisição com qualidade de dados. Amplificar o sinal composto não resolve o problema uma vez que uma simples amplificação pode levar o sistema eletrônico à saturação, além do mais, o nível de amplitude máxima admitida na entrada do analisador é de 2.5  $V_{p-p}$ . Para melhorar a resolução do sistema, foi projetado e simulado em computador, um subsistema auxiliar para atenuar a contribuição do sinal de campo primário e amplificar apenas o campo secundário. Na Figura 3.2.23, temos o diagrama de blocos da função de transferência do processo de modelagem eletromagnética incluindo o cancelamento do campo primário (blocos mostrados em fundo cinza). Como mostrado na figura, o cancelador processa o campo composto ( $H_{P+S}$ ) subtraindo a contribuição do campo magnético primário.

Para atenuar o sinal de campo primário, a estratégia implementada consiste em saber qual o valor do campo primário no ponto de calibração, na ausência do campo secundário, isto é, sem a presença do corpo alvo. O valor do campo primário obtido naquele ponto é então subtraído do



valor do campo medido. Uma vez realizada a subtração, o sistema é dito calibrado e a partir daquele ponto, apenas o sinal do campo secundário (resíduo) será amplificado. Como mostrado na Figura 3.2.23, o sinal de referência de corrente  $\mathbf{R}$  é processado por  $F(w)$  (analogicamente) gerando o  $\mathbf{R}_C$  com a mesma magnitude e fase oposta ao sinal de campo composto  $\mathbf{H}_{(P+S)}$  medido no ponto de calibração e então somado ao sinal de campo composto, resultando num fasor nulo  $\mathbf{S}$  (amplitude zero e fase zero).

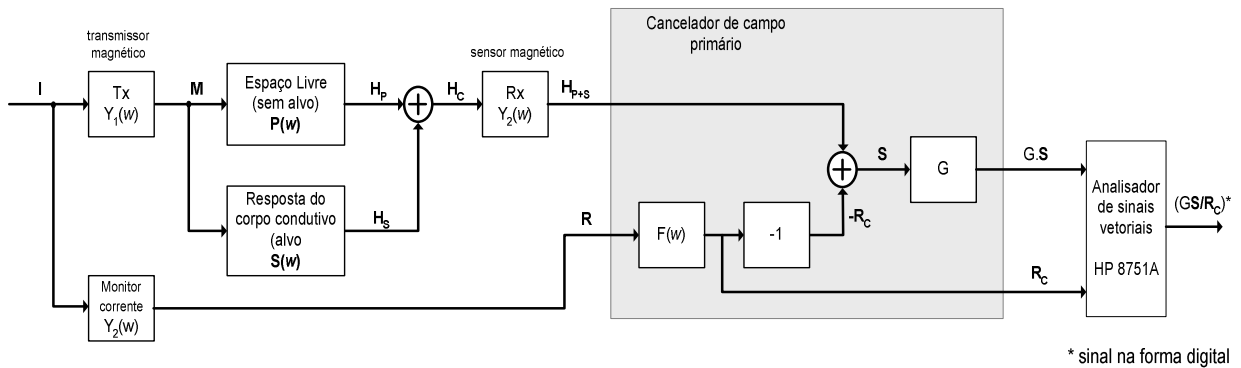


Figura 3.2.23. Diagrama de blocos mostrando o fluxo de sinais no processo de modelagem eletromagnética incluindo o processo de cancelamento de campo primário.

Uma vez o sistema calibrado, o sinal  $\mathbf{R}_C$  é travado e mantido assim durante todo o processo de aquisição no caminhamento. O sinal resultante  $\mathbf{S}$  é amplificado com ganho fixo  $G$ . O sinal processado  $\mathbf{R}_C$  passa a ser o novo sinal de referência para a normalização do campo secundário em relação ao campo primário. A normalização dada pela relação:

$$\frac{g \dot{\mathbf{S}}}{\dot{\mathbf{R}}_C}, \quad (3.2.7)$$

$$g = 10^{(G/20)}, \quad (3.2.8)$$

onde  $G$  e  $g$  são os ganhos de amplitude em escala logarítmica e linear, respectivamente. Dado ao fasor  $g\mathbf{S}$  medido, a relação entre o campo secundário e o campo primário será dada por:

$$\frac{\dot{\mathbf{H}}_s}{\dot{\mathbf{H}}_p} = \frac{1}{g} \cdot \left( \frac{(g \dot{\mathbf{S}})}{\dot{\mathbf{R}}_C} \right), \quad (3.2.9)$$

## DETALHAMENTO:

Para gerar o deslocamento de fase necessário ao processo de cancelamento, o sinal  $\mathbf{R}$  é decomposto em duas componentes: uma componente em fase e outra em quadratura, aqui denominadas por  $\mathbf{K1}$  e  $\mathbf{K2}$ , respectivamente. O sinal em fase  $\mathbf{K1}$  é multiplicado por um fator escalar de ponderação  $w1$  e o sinal em quadratura  $\mathbf{K2}$  por  $w2$ . Estes escalares podem variar entre  $-1$  e  $+1$ . Os sinais ponderados  $w1\mathbf{K1}$  e  $w2\mathbf{K2}$  são somados para gerar o sinal  $\mathbf{W}$ . Na Figura 3.2.24, temos o diagrama de blocos do esquema de deslocamento de fase.

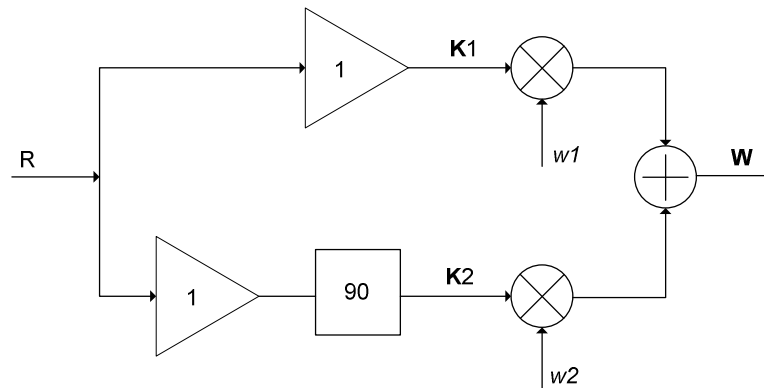


Figura 3.2.24. Esquema para o deslocamento de fase do fasor  $\mathbf{R}$ .

Os fatores de ponderação  $w1$  e  $w2$  combinados controlam a fase do sinal resultante  $\mathbf{W}$ , que poderá variar entre  $0$  e  $360$  graus. Temos então:

$$\dot{\mathbf{W}} = w1 \cdot \dot{\mathbf{K}}1 + w2 \cdot \dot{\mathbf{K}}2, \quad (3.2.10)$$

$$-1 \leq w1 \leq +1, \quad (3.2.11)$$

$$-1 \leq w2 \leq +1, \quad (3.2.12)$$

Os fatores  $w1$  e  $w2$  podem ser ajustados arbitrariamente, porém, uma maneira adequada é a manutenção de um dos fatores fixado em  $-1$  ou  $+1$ , enquanto que o outro fator varia linearmente entre  $-1$  e  $+1$ . Se este esquema for seguido teremos quatro regiões distintas para o controle linear de fase conforme mostrado na Tabela 3.3 e na Figura 3.2.24, temos o diagrama de fase para as quatro regiões de controle do esquema descrito.

Tabela 3.3 Regiões para o controle de fase através dos fatores de ponderação  $w_1$  e  $w_2$ .

	Região I	Região II	Região III	Região IV
$w_1$	+1 até -1	-1	-1 até +1	+1
$w_2$	+1	+1 até -1	-1	-1 até +1
$\angle \mathbf{W}$	45° até 135°	135° até 225°	225° até 315°	315° até 45°

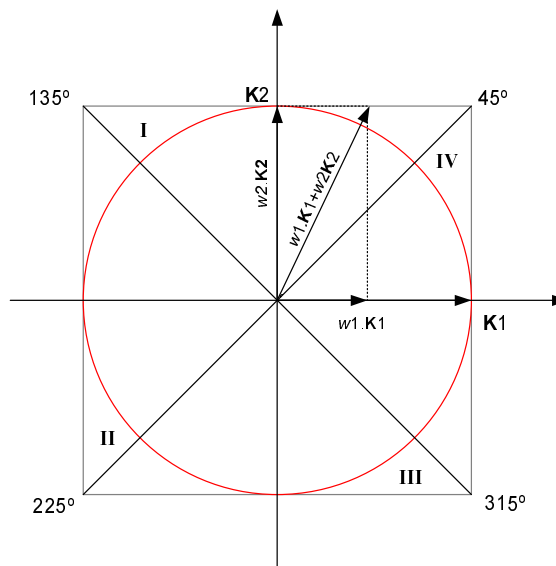


Figura 3.2.25. Diagrama de ajuste de fase em quatro regiões distintas.

Outra maneira de controlar o retrato de fase é por meio de um preciso mapeamento da função de fase em resposta aos sinais de ponderação  $w_1$  e  $w_2$ . Dessa forma, é possível implementar um controle de fase mapeado por memória (tabela). Os valores mapeados dos pesos  $w_1$  e  $w_2$  aplicados na Eq. 3.2.10, farão com que a magnitude de  $\mathbf{W}$  descreva um círculo de raio  $W$ , como pode ser visualizado na Figura 2.3.25 (linha vermelha). Assim, a voltagem de saída  $\mathbf{W}$  do deslocador de fase será constante.

Na Figura 3.2.26, temos o diagrama de blocos simplificado do cancelador de campo primário por controle digital. Para realizar o cancelamento do campo primário, os fasores  $\mathbf{S}$  e  $\mathbf{R}_C$  são observados. No ponto de calibração ( $G_3 = 0$  dB), o vetor  $\mathbf{R}_C$  deverá ser ajustado para entrar

em fase com  $S$ . Uma vez ajustada a fase de  $R_C$ , a sua amplitude deve ser ajustada tal que a amplitude de  $S$  seja atenuada até zero (ou muito próximo de zero). Depois do ajuste de fase e amplitude de  $R_C$ , o fasor  $S$  resultante será nulo e neste ponto e o fasor  $R_C$  será aproximadamente igual ao vetor  $H_{(p+s)}$  e então o sistema estará calibrado. Em seguida,  $R_C$  é travado e o ganho  $G3$  é ajustado entre os valores 1 e 60 db com passo de 1 db.

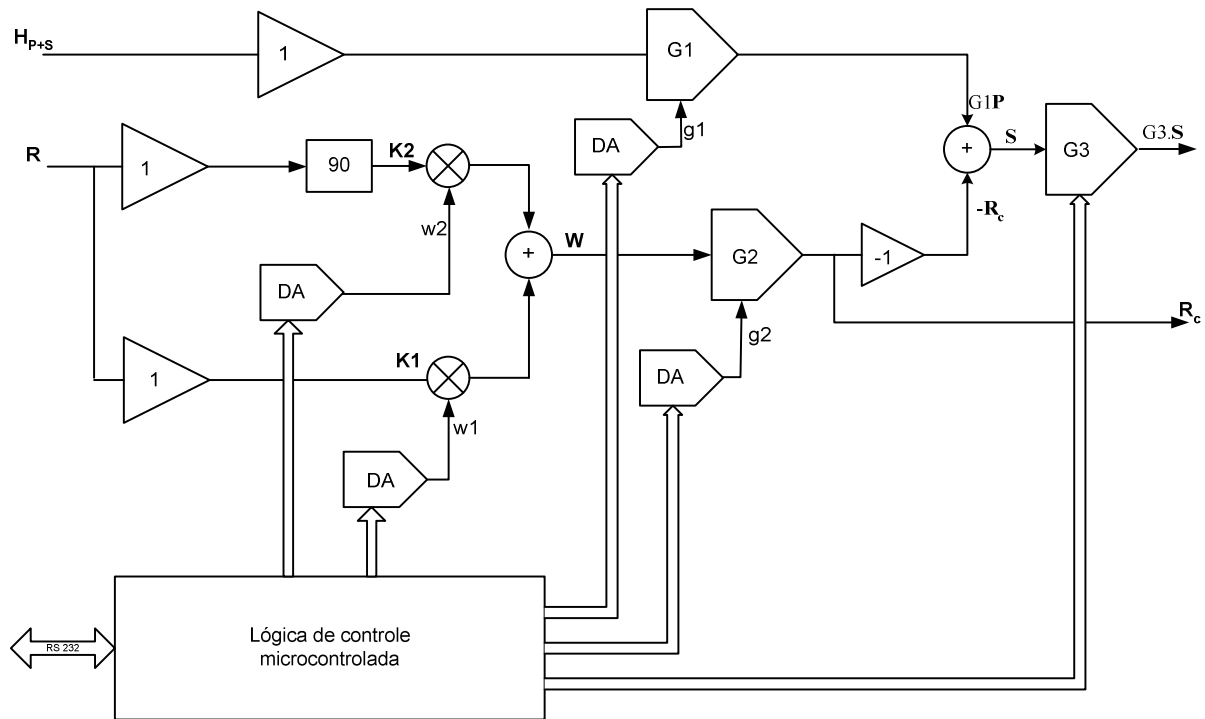


Figura 3.2.26. Diagrama de blocos simplificado do cancelador de campo primário.

A principal desvantagem dessa metodologia refere-se a geração do sinal de quadratura  $K2$  em banda larga. Em geral um sinal de quadratura pode ser realizado por alguma função integradora ou por uma função do tipo *all-pass*. Ambas as técnicas de geração de quadratura, apresentam espectro de amplitude que não é constante em toda a faixa de frequência de interesse. Se  $K2$  que é gerado a partir de um integrador de 1ª. Ordem, cuja função de transferência é dada por :

$$F(s) = \frac{1}{s\tau}, \quad (3.2.12)$$

onde  $s = j\omega$  e  $\tau = R.C$  é a constante de tempo do integrador. O de deslocamento de fase de  $90^\circ$  é realizado por um capacitor  $C$  com impedância  $X_c$  e para manter a resposta espectral constante, a reatância capacitiva  $X_c$  precisaria ser igual a  $R$  em toda a faixa (1 kHz até 1 MHz). Para contornar este problema e manter a resposta espectral do integrador constante, é necessário que alguma estratégia de ajuste de ganho seja implementada. Problema semelhante ocorre com uma função *all-pass* (filtro de Pàde por exemplo).

Como pode ser visto no diagrama de blocos da Figura 3.5.26, todo o controle do subsistema de cancelamento de campo primário é feito digitalmente por um microcontrolador embarcado que deverá realiza todas as funções de controle do cancelador e este se comunicará com o computador mestre através de uma interface RS232 do qual recebe os comandos de controle.

O esquema descrito acima foi testado utilizando o software de simulação eletrônica MicroSim e CircuitMaker (versão estudante) com modelos de componentes comerciais e o núcleo de geração de fase foi montado em placa experimental, para se verificar a eficiência desta metodologia. Porém, as especificações componentes eletrônicos utilizados no teste de bancada não satisfaziam os requisitos mínimos do projeto. Assim, os resultados alcançados não alcançaram a performance esperada. Apesar disso, estes resultados são bastante positivos e mostram que a estratégia aqui desenvolvida é adequada para melhorar a resolução do sistema nas medidas das respostas de anomalias muito fracas (menor que  $10^{-5}$  Hp). De acordo com as simulações realizadas, a resolução de 1 ppm de Hp poderá ser alcançada com os devidos cuidados. Para isso deverão ser utilizados componentes eletrônicos especiais de baixíssimo ruído e de grande faixa dinâmica. Estes componentes estão agora disponíveis, porém, por falta de tempo não foi possível implementar neste trabalho o subsistema projetado e simulado. A sua implementação se dará em seguida desta dissertação, uma vez que o circuito do cancelador é bastante laborioso e demorado, o que vai requerer muita cautela na confecção da sua placa PCI

A falta do subsistema de cancelamento não compromete as medidas de anomalias que são superiores a  $10^{-4}$  Hp, entretanto, maior tempo de aquisição é necessário para a redução do ruído aditivo, quando sinais próximos desta magnitude são medidos.

### 3.3 ESTRUTURA DE SUPORTE E SISTEMA MECÂNICO E TRANSLAÇÃO DO CONJUNTO Tx-Rx.

Na modelagem de levantamento eletromagnético (caminhamento, sondagem e aerolevanteamento EM), a estrutura de suporte e deslocamento mecânica do conjunto Tx–Rx deve produzir o menor erro possível no posicionamento e deslocamento de transdutor, pois o erro de 1% na posição do transmissor ou receptor pode gerar o erro maior que 3% na medida do campo magnético primário. Além destes, os erros de meso-orientações também devem ser minimizados.

Além de minimizar os erros de posicionamento e meso-orientação, a estrutura deve possibilitar que as várias configurações de acoplamento Tx-Rx sejam realizáveis. Um outro fator importante na construção da estrutura de modelagem é a utilização de materiais não condutivos e não ferromagnéticos nas proximidades do modelo geológico, principalmente se modelos de baixas condutividades são simulados.

Para controlar a posição de sonda uma unidade de controle, com um microcontrolador embarcado, lê a posição da sonda por meio de sensores óticos e controla o estado do motor de tração. A unidade é conectada ao computador mestre, por meio de uma interface RS232C, do qual recebe as instruções contendo as posições que devem ser alcançadas.

#### **3.3.1 - Estrutura de Suporte e Transporte de Sonda**

Neste trabalho, foi projetada e construída uma estrutura em material acrílico com 200 cm de comprimento total, sendo 180 cm de comprimento útil, para o suporte e transporte do conjunto Tx-Rx. A estrutura é dividida em três partes principais: mecanismo de mobilidade angular do transdutor; carro de transporte do conjunto Tx-Rx e sistema de translado.

Para simular os vários arranjos usuais no método Slingram, as estruturas de suportes e mobilidades da bobinas de transmissão e recepção devem permitir que os planos do transmissor e receptor possam ser configurados em todos os modos de acoplamentos possíveis, como pode ser visualizado na Figura 3.4.1. Assim, o transdutor deve ter movimento giroscópico para evitar que o seu centro geométrico não deve ser deslocado com a orientação do seu eixo magnético. Para isso, foi desenvolvido um sistema mecânico que permite ajustar o plano do transdutor sem deslocar o seu centro geométrico.

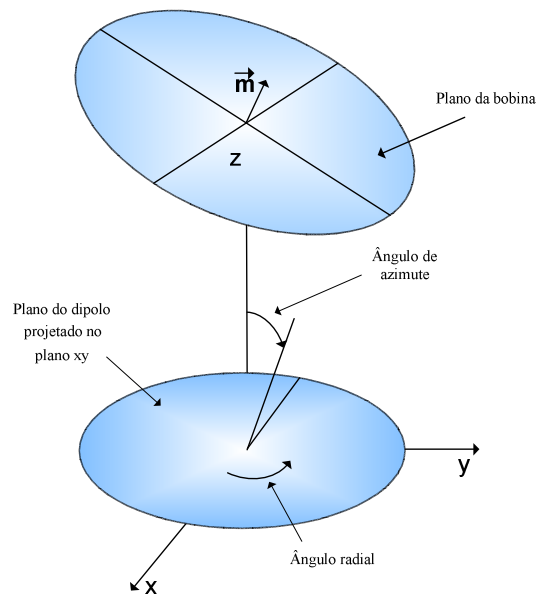


Figura 3.3.1. Movimento angular do plano da bobina.

O mecanismo desenvolvido para dar mobilidade angular ao transdutor (transmissor e receptor), permite que o seu eixo seja orientado arbitrariamente, como pode ser visto na Figura 3.3.2. O ângulo de azimute ( $\theta$ ) pode ser ajustado -180 a 180 graus, e o radial ( $\phi$ ) entre 0 até 360 graus. As medidas dos ângulos são feitas com o auxílio de duas régua, uma para cada ângulo, graduadas em graus e com resolução de um grau, e os ângulos são fixados por meio de dois parafusos de travamento.

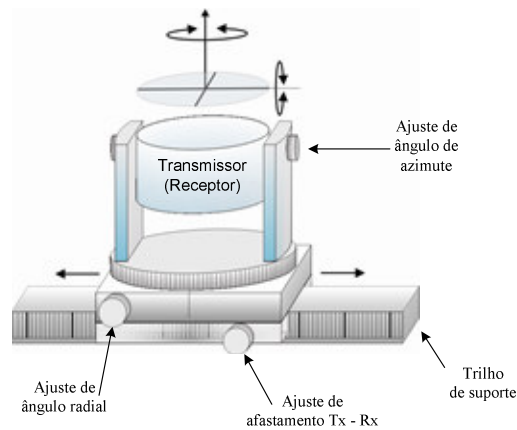


Figura 3.3.2. Estrutura mecânica de mobilidade angular do transdutor (transmissor e receptor) e de afastamento entre transmissor e receptor.

O transmissor e o receptor, uma vez montados na suas respectivas estruturas giroscópicas, são fixadas sobre um trilho de sustentação, cujo comprimento permite que o afastamento entre o transmissor e receptor possa variar entre 4 cm até 40 cm que é ajustado com o auxílio de uma régua graduada em centímetro (com resolução de 1 mm) e fixada no trilho. O trilho é fixado numa haste de elevação. A haste de elevação é acoplada ao carro de transporte e permite ajustar a altura do conjunto Tx-Rx em até 40 cm. Nas simulações de aerolevantamentos, somente as configurações em que o transmissor e receptor estejam na mesma altura é possível com este mecanismo. Na Figura 3.3.3, temos uma vista parcial da estrutura de suporte do conjunto Tx-Rx.

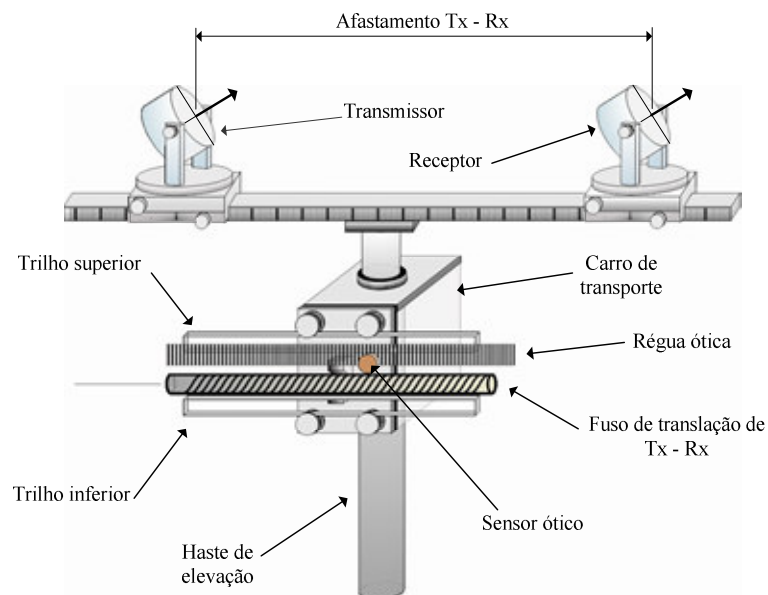


Figura 3.3.3. Sistema de suporte do conjunto Tx - Rx

Para deslocar o conjunto Tx-Rx, foi implementado um sistema de tração rígida em que o movimento linear do carro de transporte se dá por meio de um fuso (construído em material PCV) com movimento rotacional. O acoplamento entre o carro e o fuso é feito por uma trava de tração que é rigidamente presa ao carro e que desliza suavemente nas ranhuras do fuso. O carro de transporte avança (ou retrocede) 2 cm a cada revolução do fuso. O movimento de rotação do fuso é transmitido por meio de um motor de passo de grande torque, com acoplamento direto (1:1). Para reduzir as vibrações mecânicas ocasionadas por um possível desalinhamento entre os eixos do motor e do fuso, um eixo de transmissão e amortecimento foi acoplado entre o motor e fuso, como pode ser visto na Figura 3.3.4.



No deslocamento, as rodas do carro giram presas a dois trilhos planos e nivelados, sobrepostos. O trilho superior sustenta o carro enquanto o trilho inferior estabiliza o movimento durante o deslocamento. Para testar a robustez e estabilidade mecânica da estrutura de suporte, o fuso foi rotacionado com velocidade angular de até 5 rps (revolução por segundo) o que significa velocidade linear do carro de até 10 cm/s, e não foram observadas vibrações significantes. Entretanto, a velocidade de até 3 cm/s deve ser usual para evitar o rápido desgaste do fuso. Na Figura 3.3.4. temos uma vista parcial da estrutura de deslocamento (sem o conjunto Tx-Rx) mostrando o acoplamento entre fuso de transmissão e o motor de passo.

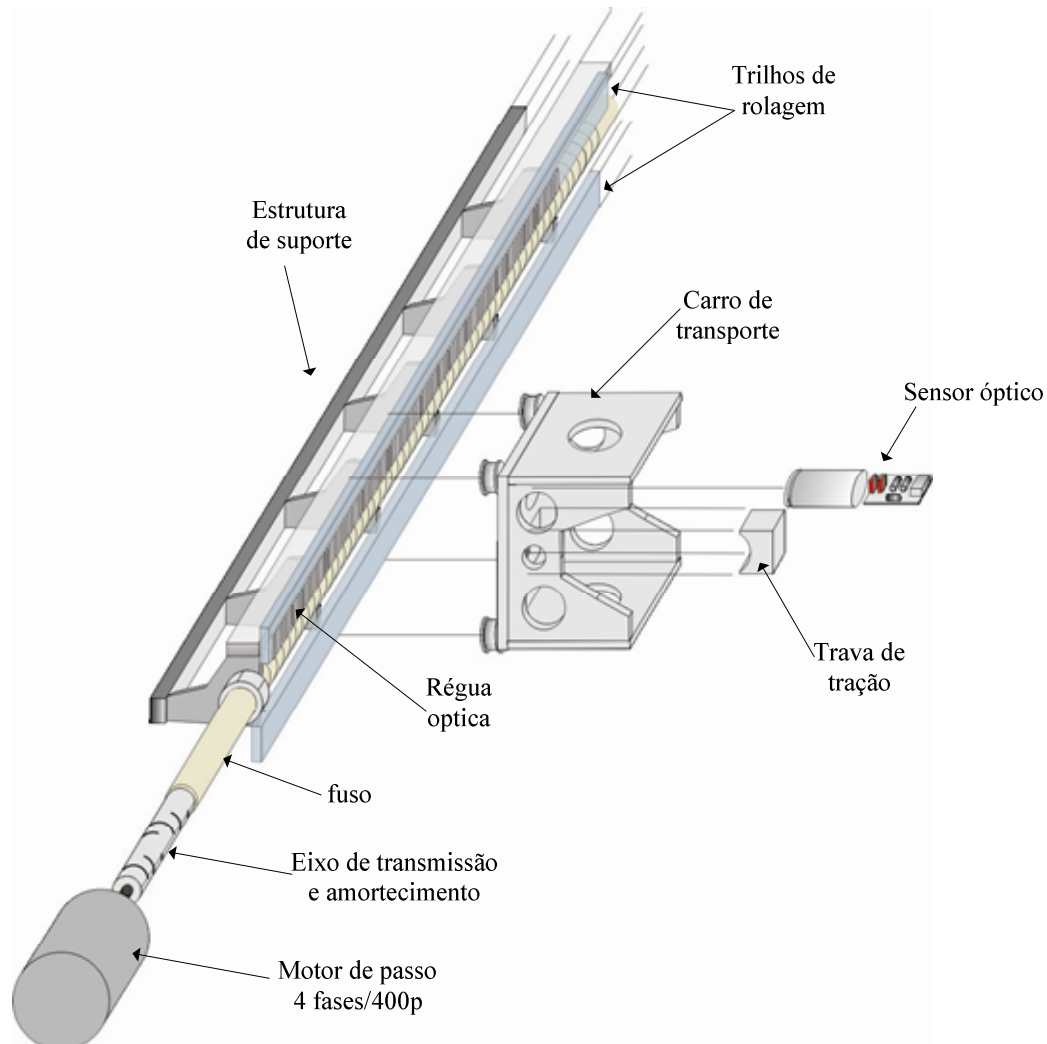


Figura 3.3.4. Vista parcial da estrutura de suporte e transporte do conjunto Tx-Rx, em detalhes.

### 3.3.2 Sistema de Controle de Posição e Deslocamento do Conjunto Tx-Rx

Para dar maior precisão e resolução no posicionamento e deslocamento do conjunto Tx-Rx, foi implementado um sistema de controle por meio de uma unidade com um microprocessador embarcado. Esta unidade foi construída utilizando duas placas comerciais BL1600 (microcontrolador) e XP8800 (controlador de motor de passo), ambas manufaturadas pela *ZWORLD*, e alguns circuitos periféricos. Como podemos ver no diagrama da Figura 3.3.5, o controlador está conectado ao computador mestre através de uma porta serial RS232C, do qual recebe os comandos para as funções de deslocamento e posicionamento do conjunto Tx-Rx. Para deslocar a sonda, o controlador aciona o motor de passo e monitora a posição da sonda por meio de sensores óticos. O monitoramento de posição é realizado por meio de 4 sensores óticos dispostos ao longo da estrutura de suporte. Dois sensores óticos (quadratura) móveis detectam a passagem pelas franjas da régua ótica e geram dois sinais em quadratura que são processados pelo controlador para determinar a direção de deslocamento. A régua ótica estendida ao longo da estrutura, contém 1715 franjas afastadas de 1 mm uma da outra de centro a centro e cada franja tem 0,5 mm de largura. Outros dois sensores óticos localizados nas extremidades da estrutura são utilizados para detectar os limites absolutos (início e fim) de curso do carro. O quarto sensor ótico é opcional e, é utilizado para definir uma origem relativa (zero) do sistema. Dois sensores mecânicos fixados nas extremidades da estrutura são utilizados para a proteção do sistema em caso de falha. Estes sensores, se pressionados pelo carro, o motor de passo será imediatamente desabilitado e um sinal de alarme é gerado. Neste caso, a intervenção do usuário será necessária para reativar o sistema. Estas medidas são necessárias para evitar que o fuso de tração seja danificado por falhas de controle. Esta unidade fornece ainda uma saída (TO – *trigger out*) no formato TTL com 571 pulsos por varredura, ou seja 3 pulsos por centímetro, que é utilizado pelo analisador de sinais HP 8751A quando a aquisição é feita no modo contínuo de varredura.

Os sinais de fases A, B, C e D de acionamento do motor de passo gerados pelo controlador (placa XP800) são enviados ao amplificador de corrente (*step motor driver*) e por sua vez ao motor. Estes sinais são desacoplados eletricamente do sistema de potência do motor para evitar que os fortes ruídos elétricos gerados pelo motor possam interferir no processo de controle. O motor é do tipo KY56LM1-07 com 400 ppr (passos por revolução) e 4 fases de acionamento.

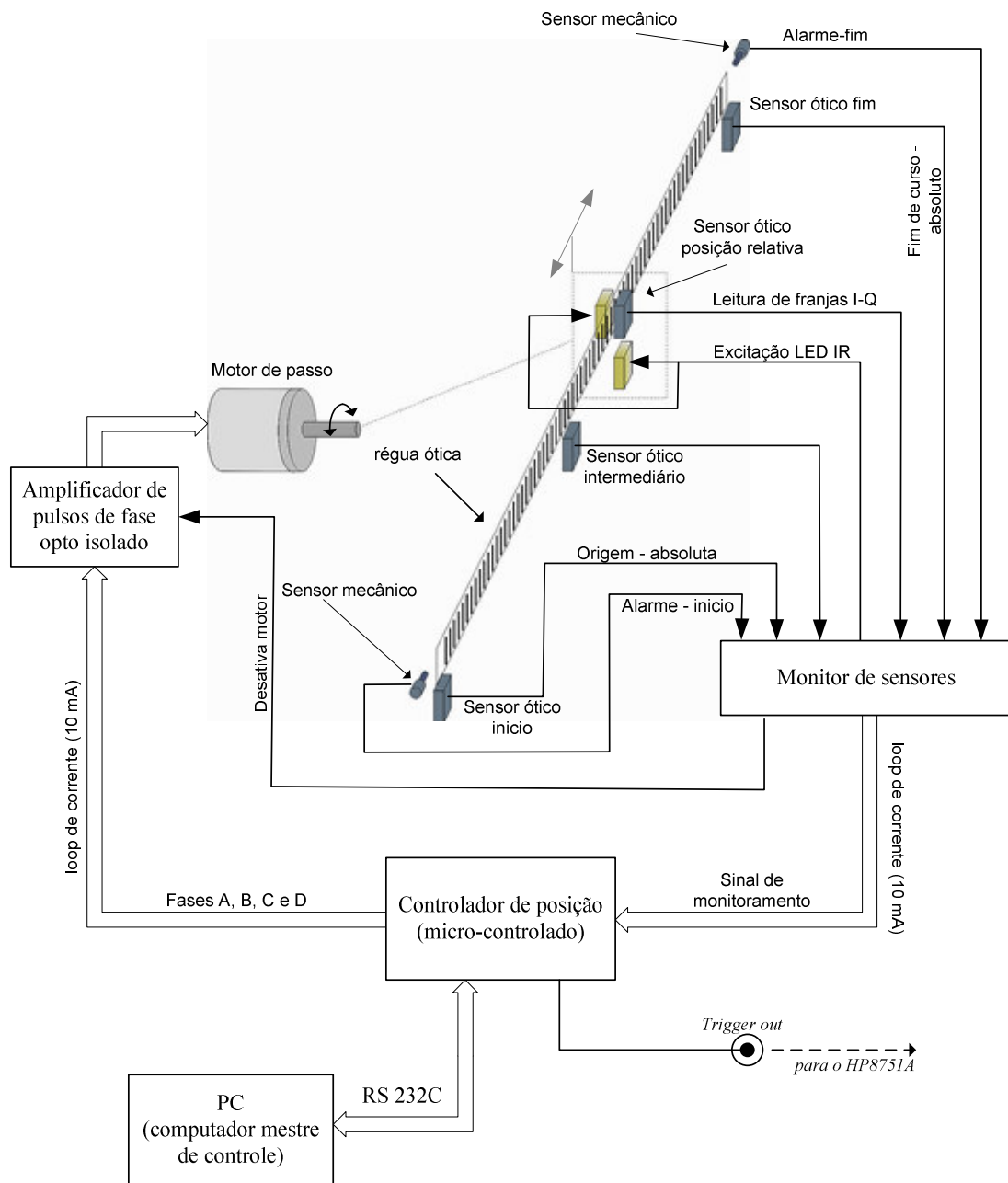


Figura 3.3.5. Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle de posição e deslocamento do conjunto Tx-Rx.

Com este sistema de controle, quatro modos de operação do sistema são disponíveis. Estes modos são programados no computador mestre e descarregados na memória interna do controlador, via interface serial RS 232, que executará as funções definidas por cada modo de operação. Os modos disponíveis são:

Modo manual - Neste modo, o carro é deslocado na direção e velocidade dada pelo usuário que comanda o deslocamento diretamente a partir do teclado do computador mestre. Este modo é importante para o usuário fazer um levantamento preliminar do modelo e melhor ajustar o modo de levantamento.

Modo contínuo - Neste modo, o carro é deslocado continuamente com velocidade constante a partir da posição absoluta inicial até a posição absoluta final. A velocidade de deslocamento é informada pelo usuário. Este modo é mais adequado para aquisição de dados de anomalias superiores a 0,5% de  $H_p$ .

Modo discreto seqüencial - Neste modo, o carro é deslocado para posições discretas, seqüenciais e eqüidistantes a cada ordem de avançar dado pelo computador mestre. O número de pontos é informado pelo usuário. Este modo é necessário para medidas de alta resolução em que cálculo de média dos dados são realizados.

Modo discreto baseado em lista - Neste modo, o carro é deslocado para posições discretas e seqüências, porém não eqüidistantes, dadas por uma lista fornecida pelo usuário. Este modo é importante para otimizar o processo de aquisição em medidas de alta resolução e redução do tempo de aquisição de dados.

As operações de controle do sistema, aquisição e pré-processamento dos dados serão realizados por meio de uma interface gráfica amigável que ainda está em fase de elaboração. Esta interface está sendo escrita na linguagem de programação visual HP-VEE 6.0 e também na linguagem C. Uma vez finalizada, a interface facilitará ao usuário maior interação com o sistema de modelagem.

#### 4 - PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO, MEDIDAS E PROCESSAMENTOS DOS DADOS EM.

O analisador de sinais HP 8751A que é utilizado para gerar o sinal de campo eletromagnético de transmissão, adquirir os sinais de campo primário composto (primário mais secundário) e sinal de referência, como mostrado na Figura 3.2.1. Este equipamento como foi descrito, gera e analisa os sinais em relação às suas referências internas. Portanto, existe um par de eixos cartesianos (real e imaginário) gerados a partir das referências internas e no qual os sinais de geração e recepção de campo EM são referenciados. Na Figura 4.1, é mostrado como o sinal de RF e os sinais de recepção A, B e R estão referenciados pelo sistema de coordenadas cartesianas geradas pelo analisador. Como podemos ver, o sinal de RF tem fase 0 (na saída do equipamento) e os sinais de recepção A, B e R têm suas respectivas magnitudes e fases referenciadas ao sistema de eixos.

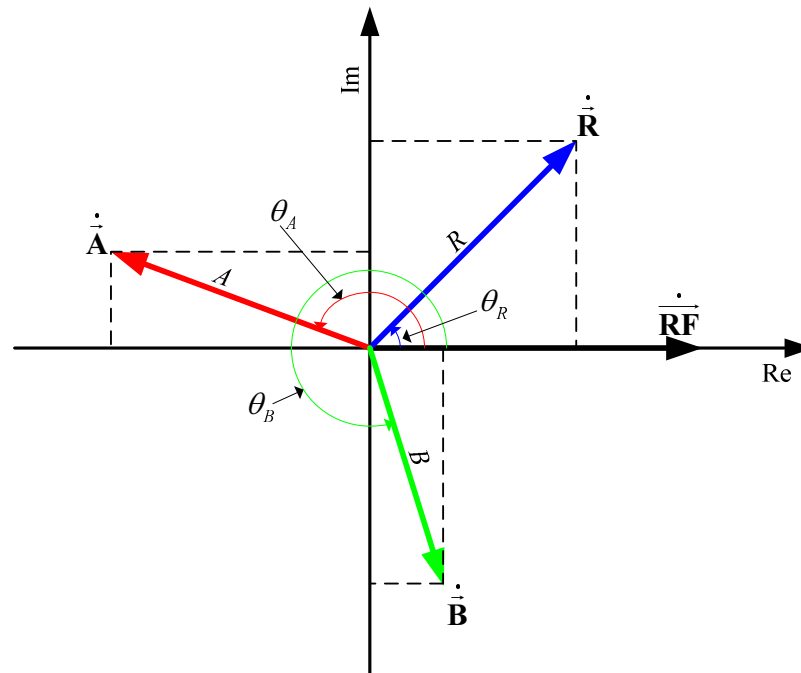


Figura 4.1. Sistema de medidas cartesianas do analisador de sinais HP 8751A. Os sinais de RF, de recepção R, A e B, são referenciados às coordenadas cartesianas (parte real e imaginária). O sistema de eixo cartesiano, gira com frequência angular  $\omega$ .

Da Figura 4.1, temos as seguintes relações vetoriais com relação ao sinal de RF.

$$\vec{\mathbf{A}} = \text{Re}[\vec{\mathbf{A}}] + j \text{Im}[\vec{\mathbf{A}}], \quad (4.1)$$

$$\vec{\mathbf{B}} = \text{Re}[\vec{\mathbf{B}}] + j \text{Im}[\vec{\mathbf{B}}], \quad (4.2)$$

$$\vec{\mathbf{R}} = \text{Re}[\vec{\mathbf{R}}] + j \text{Im}[\vec{\mathbf{R}}], \quad (4.3)$$

onde,

$$\text{Re}[\vec{\mathbf{A}}] = A \cdot \cos(\theta_A), \quad (4.4)$$

$$\text{Im}[\vec{\mathbf{A}}] = A \cdot \text{sen}(\theta_A), \quad (4.5)$$

$$\text{Re}[\vec{\mathbf{B}}] = A \cdot \cos(\theta_B), \quad (4.6)$$

$$\text{Im}[\vec{\mathbf{B}}] = A \cdot \text{sen}(\theta_B), \quad (4.7)$$

$$\text{Re}[\vec{\mathbf{R}}] = A \cdot \cos(\theta_R), \quad (4.8)$$

$$\text{Im}[\vec{\mathbf{R}}] = A \cdot \text{sen}(\theta_R), \quad (4.9)$$

onde  $A$ ,  $B$  e  $R$ ,  $\theta_A$ ,  $\theta_B$  e  $\theta_R$  são as magnitudes e as fases dos sinais nas entradas A, B e R, respectivamente, referenciadas amplitude e fase do sinal de RF (RF tem fase 0).

O HP 8751 A possui dois canais de medidas. Cada canal pode ser configurado individualmente para medir uma das entradas A, B ou R, ou uma das razões  $A/R$ ,  $B/R$  ou  $A/B$ . Cada canal pode ser configurado num dos formatos de medida: *MAGNITUDE* (decibel ou linear), *PHASE*, *REAL* ou *IMAGINARY*. As Eq. (4.1) até (4.9) descrevem a relação entre os formatos disponíveis. Se as medidas precisam ser normalizadas, então um dos formatos  $A/R$ ,  $B/R$  ou  $A/B$  deve ser escolhido. No modo normalizado, os canais **1** e **2** processarão a razão das magnitudes dos sinais de entrada conforme a configuração escolhida e a diferença das fases. Por exemplo, se a entrada A recebe o sinal de campo composto  $H_{(P+S)}$  e a entrada R recebe o sinal de referência de campo e se o canal **1** for configurado como  $A/R$  para o formato MAG linear, e o canal **2**, também configurado para  $A/R$  no formato FASE, teremos que:

$$\text{MAG}(A/R) = \frac{\text{MAG}(A)}{\text{MAG}(R)} = \frac{|\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}|}{|\vec{\mathbf{R}}|}, \quad (4.10)$$

$$\Delta\theta = \theta_A - \theta_B, \quad (4.11)$$

onde  $\text{Mag}(A/R)$  e  $\Delta\theta$  são as variáveis fornecidas pelo equipamento.

#### 4.1 - CALIBRAÇÃO DE DO SISTEMA E MEDIDAS DO SINAL ELETROMAGNÉTICO

O Analisador HP 8751A não permite ajustar (rotacionar) os eixos real e imaginário, uma vez que ele possui um sistema cartesiano de medidas referenciadas com referência indireta ao sinal de RF. Tanto a magnitude quanto a fase do sinal medido, será em relação ao sinal de potência RF. Se o modo normalizado for escolhido, a referencia será externa ( $R$  ou  $B$ ) e, dessa forma, podemos calibrar o sistema de medida independentemente do sinal de potência RF.

O ponto de captação de campo primário para a calibração do sistema deve estar distante da heterogeneidade (anomalia geo-elétrica) e preferencialmente distante das bordas do tanque de modelagem. Neste ponto de calibração, podemos admitir que o campo composto  $H_{(P+S)}$  tem a contribuição apenas do campo primário (sem consideração dos campos espúrios). A corrente de excitação no transdutor de transmissão deverá ser ajustada para se obter a melhor razão sinal-ruído, mas não deve ser excessiva para não levar o sistema à saturação e preferencialmente deverá ser travada durante o processo de medida. Uma vez estabelecida a corrente de transmissão, o ganho dos canais 1 do amplificador intermediário deve se ajustado em 1, 20 ou 40 dB. No HP8751A, a entrada  $A$  recebe o sinal de campo, correspondente ao canal 1 da UIA. A entrada  $R$  recebe o sinal de referência de campo e que passa através do atenuador. Um atenuador variável de 0 até -70 dB, com passo de 1 dB é interposto no caminho do sinal de referência para ajustar o nível do sinal de referência com relação ao sinal de campo composto  $H_{(P+S)}$ . O atenuador deve ser ajustado tal que a amplitude do sinal de referência torne-se aproximadamente igual ao sinal de campo composto no ponto de calibração. Depois da calibração, o sinal normalizado  $A/R$  deverá ter magnitude aproximadamente igual a 1 e a fase de  $A/B$  dará a diferença de fase entre o campo composto e o sinal de referência. Esta diferença de fase é a fase de *background* e deverá ser deduzida no processamento final. O sinal normalizado dará então a razão entre o campo secundário e o campo primário na presença da heterogeneidade.

A calibração é dependente da frequência, já que a impedância de acoplamento de Tx e Rx depende da frequência. Assim, o sistema calibrado numa frequência, medidas realizadas nas

freqüências adjacentes sofrerão desvios em relação à relação a freqüência de calibração. Entretanto, isso não impede que medidas com varredura de freqüência sejam realizadas. Porém, cuidados especiais devem ser tomados, devido ao comportamento não linear com a freqüência de alguns componentes utilizados no conjunto de modelagem, como por exemplo o monitor de corrente (veja a seção 3.2.2).

As medidas são realizadas após configuração e calibração do sistema. O procedimento de aquisição dos dados vai depender do modo de deslocamento da sonda (Tx-Rx). Podemos usar um dos modos de deslocamento predefinidos: o modo contínuo ou o modo discreto.

Se o modo contínuo for escolhido, o analisador deve ser configurado para aquisição em *ext trigger on point*. Neste modo, o número de pontos configurados no analisador deverá ser igual 571, que corresponde a  $571 \times 3 = 1713$  mm, pois o controlador de posição gera um pulso de *trigger* a cada 3 mm. Se o sinal de campo for ruidoso, a largura do filtro IF poderá ser reduzida para 1 kHz, 200, 20 ou 2 Hz, dependendo do valor RMS do ruído, porém, quanto menor a largura de banda do filtro IF, menor deverá ser a velocidade de deslocamento da sonda. Este modo é mais adequado para simulações em que o modelo apresente sinal anômalo de 0,5% ou mais. Neste modo de operação não é possível o uso do cálculo de média, a não ser que se faça vários levantamentos. A razão sinal ruído pode ainda ser melhorada se suavização for utilizada, contudo, o fator de suavização deve ser otimizado em relação a velocidade de deslocamento e a faixa dinâmica do sinal medido.

Se o modo discreto for escolhido, o analisador deve ser configurado para aquisição em *contínuo mode trigger*, e as medidas serão realizadas com a sonda parada na posição preestabelecida. Neste caso, além do ajuste da largura de banda do filtro IF pode-se calcular a média de várias medidas (traços). O uso do cálculo de média é opcional e vai depender do nível de ruído presente no sinal medido. Quanto menor  $H_p/H_s$ , maior será o número de medidas em cada empilhamento (cálculo de média traço a traço) e conseqüentemente maior será o tempo de aquisição. A melhor solução para redução de ruído é buscar um ponto ótimo entre a largura de banda IFBW, o fator de média, o fator de suavização e o tempo decorrido para uma aquisição completa. Este modo de operação é mais adequado nas modelagens em que anomalias muito baixas ( $< 0,5\%$ ) precisam ser detectadas.

A freqüência de operação que dependerá dos fatores de modelagem deve ser ajustada por inspeção visual numa janela espectral estreita em torno da freqüência desejada. Este cuidado



evita que sinais espúrios altamente coerentes que ocorrem em certas frequências (ou faixas de frequências) sejam medidos inadvertidamente.

Uma vez escolhido modo de aquisição, média, largura de banda IF e suavização, as medidas poderão ser realizadas. Os dados obtidos nos dois canais poderão ser gravados na memória interna do analisador para depois serem enviados ao computador mestre para processamento.

#### 4.2 - DECOMPOSIÇÃO DO SINAL DE CAMPO MEDIDO NAS COMPONENTES EM FASE E EM QUADRATURA

Como podemos ver na Figura 4.1, os sinais medidos são referenciados ao par de eixos (real e imaginário) do analisador HP 8751A que não podem ser rotacionados. Dessa forma, é necessário processar o sinal medido para se obter as componentes em fase I e em quadratura Q do sinal medido. Na Figura 4.2, temos um exemplo do processo de medida do analisador e como obter as componentes em I e Q. Como podemos ver, o sistema de eixos precisa ser rotacionado de  $\theta_p$  para entrar em fase com campo primário. Observando a Figura 4.2, podemos deduzir que:

$$I[\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}] = |\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}| \cos(\theta_{(P+S)} - \theta_p), \quad (4.12)$$

$$I[\vec{\mathbf{H}}_S] = I[\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}] - I[\vec{\mathbf{H}}_P] = I[\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}] - |\vec{\mathbf{H}}_P|, \quad (4.13)$$

$$Q[\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}] = |\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}| \sin(\theta_{(P+S)} - \theta_p), \quad (4.14)$$

$$Q[\vec{\mathbf{H}}_S] = Q[\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}] - Q[\vec{\mathbf{H}}_P] = Q[\vec{\mathbf{H}}_{(P+S)}], \quad (4.15)$$

onde as magnitudes e os ângulos dos vetores  $\mathbf{H}_{(P+S)}$  e de  $\mathbf{H}_P$  são obtidos pelas medidas no equipamento. No modo normalizado, temos:

$$I \left[ \frac{H_s}{H_p} \right] \% = [I[\bar{\mathbf{H}}_{(P+S)}] - 1] \times 100\% , \quad (4.16)$$

$$Q \left[ \frac{H_s}{H_p} \right] \% = [Q[\bar{\mathbf{H}}_{(P+S)}]] \times 100\% , \text{ já que } [Q[\bar{\mathbf{H}}_p]] = 0 \quad (4.17)$$

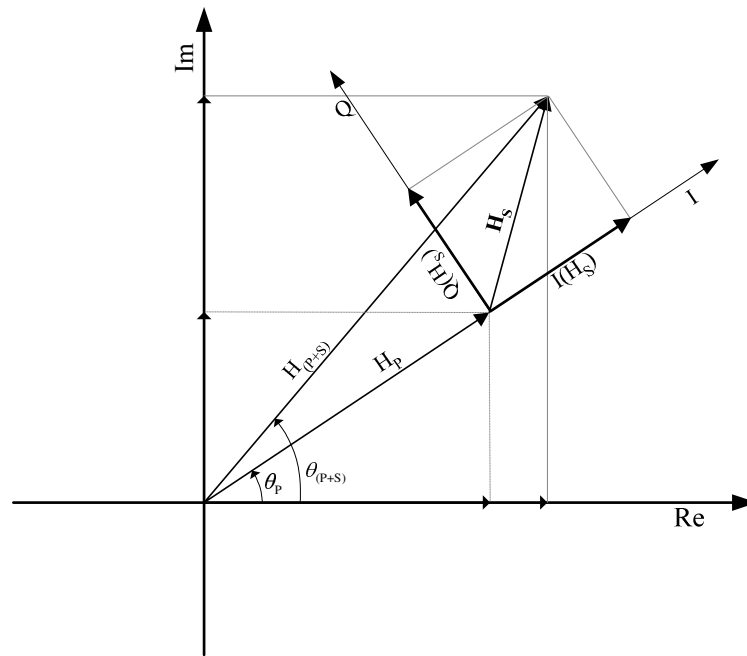


Figura 4.2. Sistema de eixos para a obtenção das componentes em fase e em quadratura do campo secundário.

## 5 - ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

Após a integração dos sistemas e subsistemas que constituem o conjunto, foi avaliada a performance geral do conjunto.

Na Figura 5.1 é mostrada a resposta de amplitude e de fase do acoplamento Tx-Rx, na configuração HCP com afastamento L fixado em 10 raios da maior bobina externa (10 mm), operando na faixa de frequência entre 1 kHz até 1,2 MHz, cujo sinal de campo medido foi normalizado na frequência de 100 kHz.

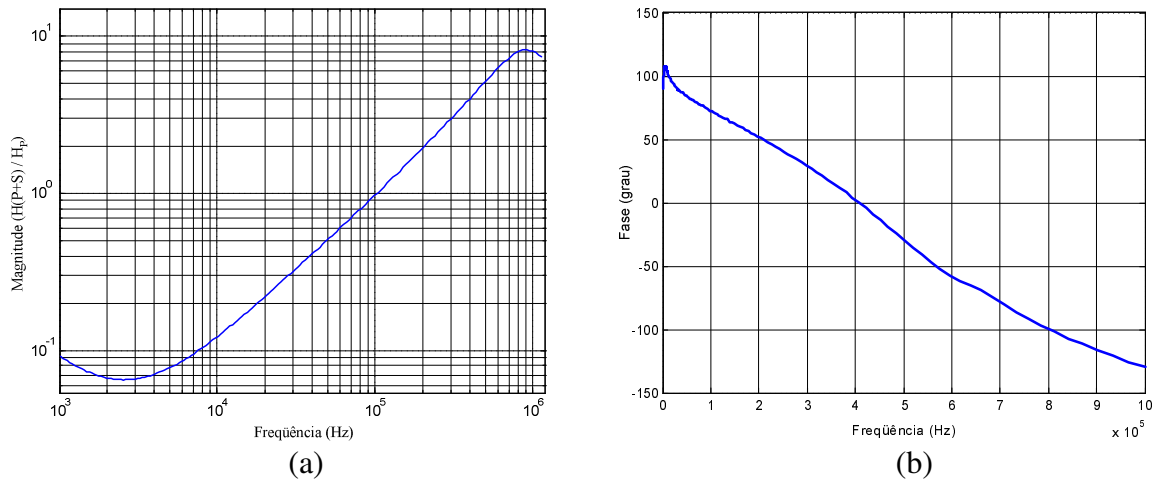


Figura 5.1. Resposta em frequência do acoplamento entre o transmissor e o receptor na configuração HCP normalizada em relação ao sinal de referência na frequência de 100 kHz, no ar livre. (a) Magnitude e (b) Fase.

Podemos observar na Figura 5.1(a) que a resposta de magnitude é bastante linear, exceto no início da faixa de frequência em torno de 3 kHz e próximo ao final da faixa em torno de 900 kHz, onde o arranjo receptor alcança a sua frequência de ressonância. No limite inferior da faixa de frequência, a não linearidade deve-se ao monitor de corrente que fornece o sinal de referência para a normalização. Na faixa de 4 kHz até 700 kHz, a resposta do sistema é bastante linear com inclinação de 20 dB/dec.

Observamos que a faixa dinâmica em magnitude é de aproximadamente 40 dB em toda a faixa de frequência. O comportamento de fase, como é mostrado na Figura 5.1(b), é bastante suave com deslocamento aproximado de 220 graus na faixa de 10 kHz até 1 MHz.

Outra importante informação refere-se ao comportamento do acoplamento indutivo dos transdutores de transmissão e recepção, comparados a um sistema de fonte e receptor dipolares infinitesimais acoplados. Para esta análise, foram avaliadas três configurações do sistema Tx-Rx: VCA, HCP e PERP. Em cada configuração foram tomadas medidas do valor do campo primário em 14 posições de afastamentos ( $L_i$ ) diferentes e os afastamentos foram normalizados em relação ao raio da maior bobina do arranjo receptor ( $R=10$  mm).

Os valores de campo medidos para as configurações VCA e HCP foram normalizados em relação ao valor medido no maior afastamento ( $L=35$ ) de Tx-Rx. Assim o erro foi calculado em relação ao valor do decaimento teórico também normalizado ( $L_{(14)}/(L_i)^3$ ). Para estimar os erros produzidos por estas configurações, foi utilizada a seguinte relação:

$$Erro\% = \left[ \frac{\frac{V_i}{V_{(14)}} - \left(\frac{L_{n(14)}}{L_{n,i}}\right)^3}{\left(\frac{L_{n(14)}}{L_{n,i}}\right)^3} \right] \times 100\% , \quad (5.1)$$

onde  $L_{n,i}$  e  $L_{(14)}$  é o valor do i-ésimo e último afastamento, e  $V_i$  e  $V_{(14)}$  são os valores do campo medidos respectivamente. Na Figura 5.2(a), são mostradas as curvas dos decaimentos para as configurações VCA e HCP e dos dipolos infinitesimais. Na Figura 5.2(b) são mostrados os erros para as configurações VCA e HCP em relação aos dipolos infinitesimais.

Como podemos observar, as configurações VCA e HCP produzem erros devido aos seus tamanhos finitos. Entretanto, a configuração VCA produz o maior erro. Observamos também que na configuração HCP, o menor erro ocorre em  $L/R=10$ . A partir dessa posição o erro cresce novamente alcançando um máximo de 3% em  $L/R=20$  e volta a cair. Diferentemente, para a configuração VCA o menor erro ocorre em  $L/R=9$  e cresce com o afastamento alcançando um máximo de 3 % em  $L/R=20$ . A razão deste comportamento ainda não foi devidamente estudada.

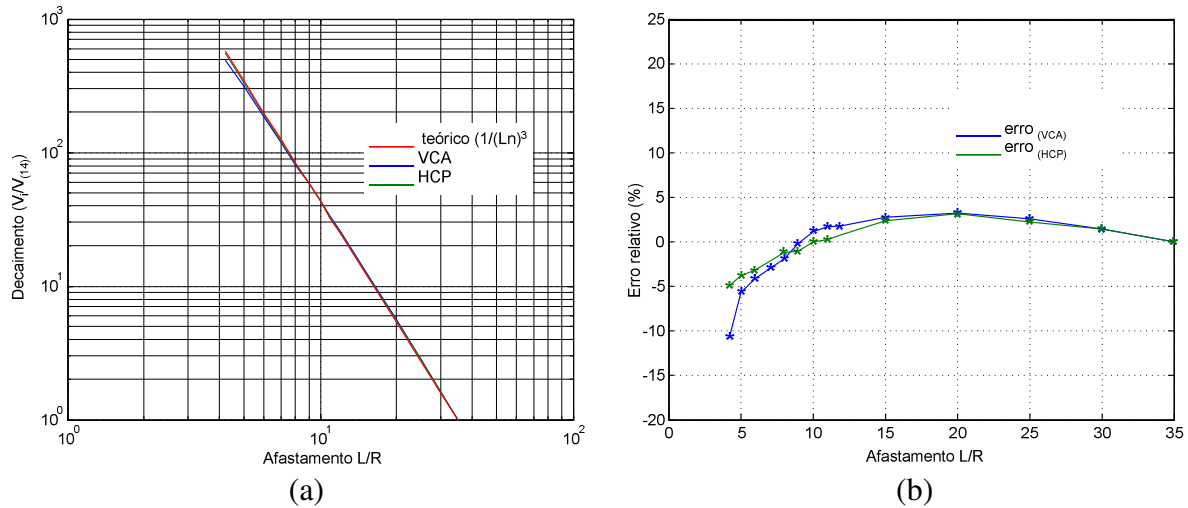


Figura 5.2. Comportamento dos transdutores Tx-Rx nas configurações VCA e HCP. (a) Decaimento do campo magnético primário com o afastamento entre o transmissor e o receptor Tx-Rx, normalizado em relação ao máximo afastamento  $L$ . (b). Erro estimado para cada configuração comparada ao decaimento teórico de dipolos.

Para estimar o erro produzido na configuração PERP, os valores medidos nesta configuração foram comparados com os valores medidos na configuração HCP e o erro estimado foi obtido pela relação:

$$Erro_{(PERP)} \% = \left( \frac{V_{i(PERP)}}{V_{i(HCP)}} \right) \times 100\% , \quad (5.2)$$

Na Figura 5.3.(a), são mostrados os valores medidos (normalizados) dos decaimentos dos campos para as configurações HCP (curva verde) e para PERP (curva azul) e na Figura 5.3.(b), é mostrado o erro estimado para a configuração PERP em relação a configuração HCP. Podemos observar que o erro relativo é muito pequeno, porém, apreciável (deveria ser nulo).

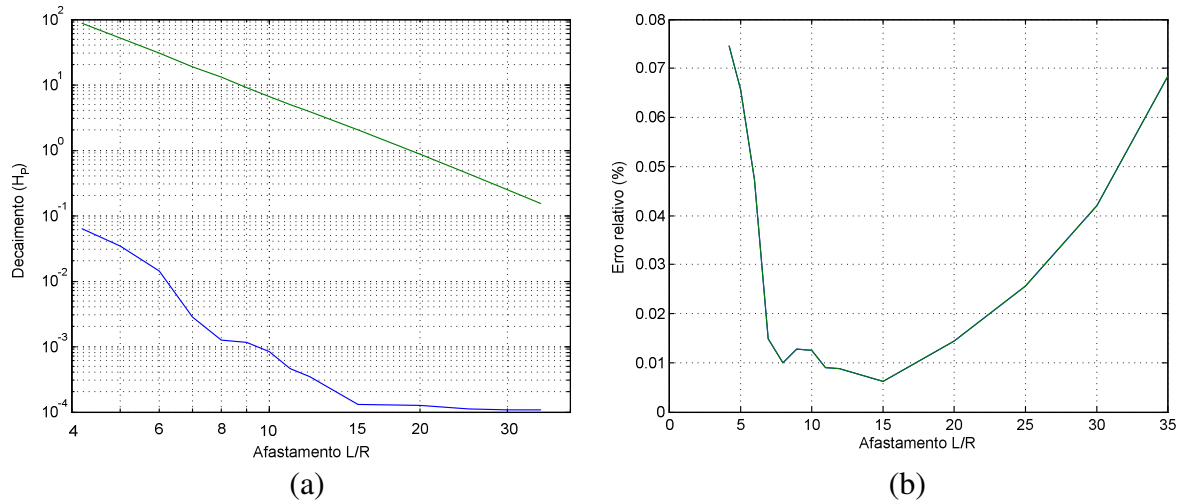


Figura 5.3. Comportamento dos transdutores Tx-Rx. (a) Decaimento do campo magnético primário com o afastamento  $L$  nas configurações PERP (curva azul) e HCP (curva verde). (b). Erro estimado para configuração PERP em relação a configuração HCP.

Outro fator importante na avaliação do conjunto, refere-se ao nível de ruído geral presente no sinal medido. Para medir a flor de ruído do sistema de recepção, a configuração HCP com afastamento de  $L/R = 10$  foi tomada como referência e o valor do campo neste ponto foi normalizado na frequência de 100 kHz. A partir desse ponto de calibração, o sensor foi afastado do transmissor para um ponto suficientemente distante (5 m) de modo que o campo primário tornou-se desprezível e apenas o sinal de campos espúrios (mais os ruídos inerentes) foi medido na faixa de frequência de 1 kHz até 1MHz. Na Figura 5.4, é mostrado o nível de ruído medido. Observa-se que no início da faixa de frequência em torno de 1 kHz o ruído é bastante elevado. Isso ocorre por que os ruídos ambientais eletromagnéticos na faixa de frequência de 1 kHz são mais ativos. Após 1,5 kHz, o nível de ruído torna-se inferior a -95 dB e mantém-se neste nível até próximo a frequência de 700 kHz, quando sobe novamente para aproximadamente -92 dB.

O nível médio de ruído no sistema receptor pode variar sazonalmente, mas em média, os ruídos medidos ficaram abaixo de -95 dB.

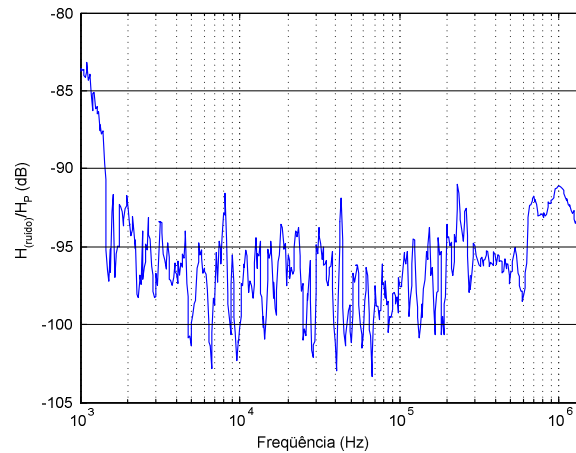


Figura 5.4. Nível do ruído no sistema de recepção (ruídos eletromagnéticos mais ruídos internos), para o sensor afastado do transdutor de transmissão.

A estabilidade elétrica do sistema foi avaliada para verificar o *drift* dos dados medidos. Para isso, foi estabelecida a configuração HCP com afastamento  $L/R=10$ . A corrente no transmissor foi estabelecida em torno de 500 mA na frequência de 10 kHz, o pré-amplificador de recepção foi ajustado para 0 dB, o sinal de campo medido foi normalizado em relação a corrente no transmissor. Em seguida, o sistema foi totalmente desligado para retornar as condições de temperatura ambiental. Após 60 minutos, o sistema foi reativado e as medidas de magnitude do campo foram realizadas em intervalos de tempo como mostrados na Figura 5.5.

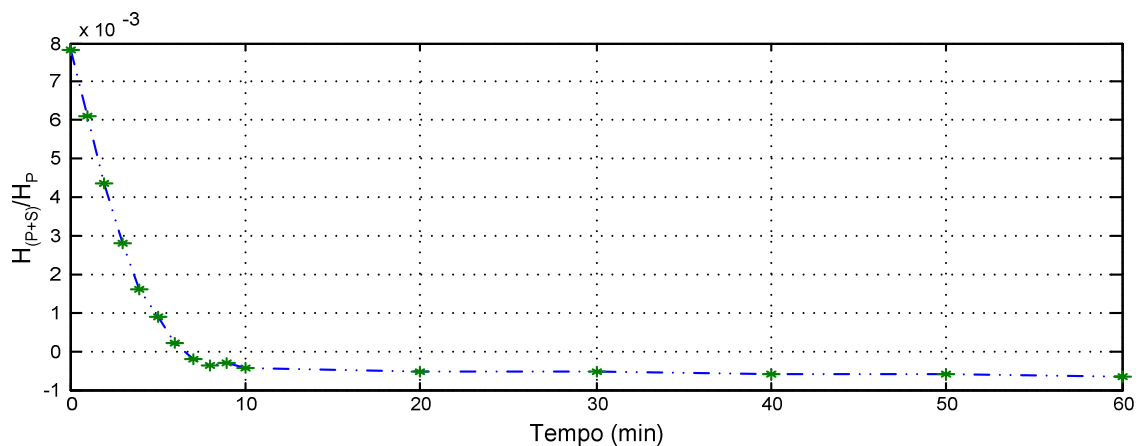


Figura 5.5. Estabilização elétrica do sistema.

Como podemos observar, o sistema alcança a sua estabilidade após 10 minutos da sua total ativação. Entretanto, observa-se que ocorre um pequeno *drift* de aproximadamente de  $-30 \times 10^{-6}/h$  na magnitude do sinal normalizado medido após 10 min de energização do sistema. A causa deste *drift* não é completamente conhecida, mas provavelmente é função da temperatura. Como os perfis são obtidos em tempos inferiores à 10 minutos, o efeito do *drif* nos dados poderá ser subtraído. Se medidas em longos intervalos de tempo forem executadas, será necessário recalibrar o sistema periodicamente.



## 6 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Um conjunto de modelagem analógica eletromagnética de alta resolução e de banda larga para simular os métodos eletromagnéticos indutivos foi desenvolvido. Com este sistema, é possível estudar os problemas geo-eletromagnéticos que apresentam muito baixas anomalias EM, menores que  $10^{-4} H_p$ , numa faixa de frequência de 1 kHz até 1 MHz.

O diagrama de blocos do conjunto mostrado na Figura 3.1 foi montado e testado. Os resultados obtidos são satisfatórios. A razão de campo secundário detectável é de 0,025%, sem o auxílio de um cancelador auxiliar de campo primário. Contudo, com a implementação do cancelador auxiliar, a resolução de 0,01%  $H_p$  poderá ser alcançada.

O nível de ruído inerente do sistema é inferior a  $50 \mu V_{RMS}$  e a estabilidade do sistema é da ordem  $10^{-6}$  V/h. Contudo, um intervalo de tempo de 10 minutos após o acionamento do sistema, deve ser esperado para que ocorra a estabilidade térmica necessária e as medidas iniciadas.

O fluxo de corrente de até 3 Ap-p no arranjo transmissor permite que maior densidade de fluxo magnético seja gerado e, por conseguinte, forças eletromotrizes mais intensas serão induzidas na região condutora de investigação, melhorando a razão sinal-ruído. Além do mais, a sensibilidade de 3 V/A/m na frequência de 10 kHz com inclinação de 20 dB/dec permite que o sensor detecte campos muito tênues.

A versatilidade mecânica do sistema permite que as mais variadas técnicas de levantamento EM que utilizam as configurações *loop-loop* (formato Slingram), possam ser facilmente simuladas. O posicionamento do conjunto Tx-Rx com a resolução de 1 mm e precisão de 0,05 mm, permite que perfis com grande densidade de dados sejam adquiridos.

Apesar dos bons resultados alcançados, a dimensão física dos arranjos de transmissão (raio = 0,95 mm) e de recepção (raio = 10 mm), limita as aplicações do conjunto Tx-Rx para afastamentos inferiores a 10 cm, pois o erro de 1% em relação às fontes dipolares só é alcançado para afastamentos  $L$  superiores a 10 raios da maior bobina do arranjo receptor, isto é  $L \geq 10$  cm.

## SUGESTÕES:

Os resultados obtidos podem ser melhorados e maior resolução pode ser alcançada, como por exemplo:

1 - O melhoramento do processo de blindagem das bobinas do arranjo receptor para reduzir os acoplamentos elétricos, principalmente nas frequências superiores;

2- A redução do tamanho do arranjo receptor para melhor se aproximar dos dipolos ideais, sem entretanto, perder a sua sensibilidade. Isso pode ser alcançado, buscando uma melhor otimização entre a área, a altura e o número de espiras das bobinas anelares individuais que constituem o arranjo. Além disso, deve-se obter o afastamento ótimo entre as bobinas adjacentes, buscando assim minimizar a capacitância entre elas e por conseguinte estender a banda espectral do arranjo resultante.

3- O pré-amplificador acoplado no sensor magnético pode ser melhorado com a utilização de componentes com menor figura de ruído (NF) e menor capacitância de entrada e com isso reduzir o ruído inerente e o efeito passa baixa do pré-amplificador.

4- Os pré-amplificadores intermediários do sensor magnético e do sinal de referência devem estar fisicamente separados, pois suas proximidades geram interferências intercanais que prejudicam as medidas realizadas e reduzem a resolução final do sistema.

5- A construção de um cancelador de sinal de campo primário contribuirá para evidenciar o sinal de campo secundário e conseqüentemente maior resolução será alcançada.

6- Na estrutura mecânica, o sistema de ajuste de ângulos deve ser melhorado para reduzir os erros de orientação dos planos de bobinas.

## REFERÊNCIAS

- CARVALHO, P. R., 2000, *Respostas eletromagnéticas dos arranjos coplanar e coaxial em poço*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 79p. (Tese de Doutorado).
- FONSECA, N. R., 1979, *Equipamento eletromagnético para prospecção geofísica e modelamento reduzido*. Belém, Universidade Federal do Pará – Núcleo de Ciências Geofísicas e Geológicas. 75p. (Dissertação de Mestrado).
- FRISCHKNECHT, F. C., 1971, Electromagnetic scale modeling. In WAIT, J. R., *Electromagnetic probing in geophysics*. Golem Press. p 265-320.
- FRISCHKNECHT, F. C., 1988, Electromagnetic physical scale modeling. In NABIGHIAN, M. N., *Electromagnetic Methods Applied Geophysics*. Society of Exploration Geophysicists. V. 1, p 364-441.
- FRISCHKNECHT, F. C., LABSON, V. F.; SPIES, B. R.; ANDERSON, W. L., 1988, Profiling methods using small sources. In: In NABIGHIAN, M. N., *Electromagnetic Method*. Applied Geophysics, Society of Exploration Geophysicists. V. 2, p 105-170 .
- GAUR, V. K., 1959, *Model experiments simulating conditions encountered in airborne electromagnetic prospecting*. London, University of London. 115p. (Ph D Thesis).
- GROVER, F. W., 1946, *Inductance calculations: Working Formulas and Tables*. Dover Publications, INC.
- GUPTA SARMA, D. & MARU, V. M. 1971, A study of some effects of a conducting host Rock With a New Modelling Apparatus. *Geophysics*, 36 (1): 166–183.
- HARPER C. A.. 1977. *Handbook of Components for Electronics*. McGraw-Hill Book Company.
- HP 8751A, 1993, a - *Network Analyzer Operation Manual*. Yokogawa-Hewlett-Packard, LTD.
- HP 8751A, 1993, b- *Network Analyzer Service Manual*. Yokogawa-Hewlett-Packard, LTD.
- HUND, A.. 1933. *High frequency measurements*. McGraw-Hill Book Company, INC.
- JOHNK, C. T. A.. 1975. *Engineering electromagnetic fields and waves*: John Wiley & Sons.
- LOWRIE, W. & WEST, G. F., 1965, The effect of a conducting overburden on electromagnetic prospecting measurements. *Geophysics*, 30 (4): 624–632.
- MONTENEGRO, J. F. B., 1991, *Estudo da resposta de diferentes arranjos de bobinas na perfilagem de indução de poço: Modelagem Analógica*. Belém, Universidade Federal do Para – Centro de Geociências. 70p. (Dissertação de Mestrado).

- NAIR, M. R.; BISWAS, S. K.; MAZUMDAR, K., 1968. Experimental studies on the electromagnetic response of tilted conducting half-plane to a horizontal loop prospecting system. *Geoexploration*, 6: 187–206.
- NASH, E., Julho, 1998, *A practical review of common mode and instrumentation amplifiers*. Guide, Analog Devices. Disponível em: <<http://www.analog.com/applicationnotes>>. Acessada em 26/09/2001
- NERES, R. L., 1989, *Modelamento eletromagnético de corpos tabulares em contato e sem contato com o manto*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 67p. (Dissertação de Mestrado).
- QUEIROZ, J. C. B., 1986, *Estudo de anomalias eletromagnéticas de um condutor tabular vertical sob camadas parcialmente condutiva em multifrequência e multiseparação através de modelamento analógico*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 99p. (Dissertação de Mestrado).
- RAMO, S., WHINNERY, J. R., DUZER, T. V.. 1995. *Fields and waves in communications electronics*: John Wiley & Sons, INC.
- ROZAL, E. O., 1997, *Efeitos do manto de intemperismo sobre anomalias “VLF” dos corpos tabulares inclinados*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 101p. (Dissertação de Mestrado).
- SALVADORETH, P., 1990, *Construção de um modelo experimental simulando condições de perfilação de Indução*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 54p. (Dissertação de Mestrado).
- SILVA, E. M. S., 2000, *Retirada dos efeitos de heterogeneidades no manto de intemperismo pelo método de diferenças de frequências*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 73p. (Dissertação de Mestrado).
- SILVA, M. C., 1981, *Efeito do manto de intemperismo sobre anomalias electromagnéticas provocadas por corpos tabulares inclinados – Um Estudo Através de Modelo Reduzido*. Belém, Universidade Federal do Para – Núcleo de Ciências Geofísicas e Geológicas. 115p. (Dissertação de Mestrado).
- SILVA, R. C., 1987, *Anomalias eletromagnéticas de corpos tabulares inclinados em contato com o manto de intemperismo usando diferentes arranjos de bobinas – Modelo Analógico*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 107p. (Dissertação de Mestrado).
- SINCLAIR, G., 1948, Theory of models of electromagnetic systems: *Proc. Inst. Radio Eng.*, 36: 1364-1370.
- SOUZA, N. P. R., 1992, *Detecção de fraturas no poço usando ferramenta de indução: Modelamento Analógico*. Belém, Universidade Federal do Pará – Centro de Geociências. 69p. (Dissertação de Mestrado)

- SPIES, B. R., 1976, The derivation of absolute units in electromagnetic scale modeling: *Geophysics*, 41: 1042-1047.
- STRATTON, J. A., 1941, *Electromagnetic theory*: McGraw Hill Book Co., Inc.
- VERMA, O. P., 1972, *Electromagnetic model experiments simulating conditions encountered in geophysical prospecting*, Roorkee, University of Roorkee. 143p, (PhD. Thesis).
- WALTERS, C., 2001, *Current transformers provide accurate, isolated measurements*. Application Note PEARSON ELECTRONICS, INC. Disponível em: <<http://www.pearsonelectronics.com>>. Acessada em 12/07/2003
- WON, I. J., 1983, *A sweep-frequency electromagnetic exploration method*. In: FITCH, A. A., *Developments in Geophysics Exploration Methods*. Applied Science Publishers LTD. p 39-64.

**ANEXOS**

## ANEXO A- COMPORTAMENTO DO ARRANJO TRANSMISSOR: ANÁLISE DE ERROS

Seja um arranjo de bobinas transmissoras, composto de três camadas de bobinas, na forma de anel e, cada camada contém duas bobinas. Supondo que este arranjo esteja com o seu eixo orientado verticalmente e tenha o seu centro geométrico localizado no ponto  $(0,0,h)$  no espaço cartesiano. As camadas A, B e C estão localizadas nas alturas  $h+\Delta h$ ,  $h$ ,  $h-\Delta h$ , respectivamente sobre a origem do plano  $xy$ .

Como pode ser visto na Figura A1, as componentes do vetor campo magnético  $\vec{H}$ , no espaço livre, devido as contribuições das camadas A, B e C, são dadas por:

$$Hz_t = H_{zA} + H_{zB} + H_{zC}, \quad (\text{A.1})$$

$$Hx_t = H_{xA} + H_{xB} + H_{xC} \quad (\text{A.2})$$

$$Hy_t = H_{yA} + H_{yB} + H_{yC} \quad (\text{A.3})$$

Cada camada é composta de duas bobinas concêntricas e ligadas em série, sendo que o anel de corrente interno tem momento magnético  $\mathbf{m}_1$  e o anel externo tem momento  $\mathbf{m}_2$ , então o campo devido a cada camada e dado por:

$$Hz_A = Hz_{A1} + Hz_{A2} = \frac{1}{4\pi} (m_{A1} + m_{A2}) \left[ \frac{3(z-h_A)}{R_A^5} - \frac{1}{R_A^3} \right], \quad (\text{A.4})$$

$$Hz_B = Hz_{B1} + Hz_{B2} = \frac{1}{4\pi} (m_{B1} + m_{B2}) \left[ \frac{3(z-h_B)}{R_B^5} - \frac{1}{R_B^3} \right], \quad (\text{A.5})$$

$$Hz_C = Hz_{C1} + Hz_{C2} = \frac{1}{4\pi} (m_{C1} + m_{C2}) \left[ \frac{3(z-h_C)}{R_C^5} - \frac{1}{R_C^3} \right], \quad (\text{A.6})$$

$$\text{sendo: } R_i^2 = \rho^2 + h_i^2, \quad (i = A, B, C) \quad (\text{A.7})$$

$$e \quad \rho^2 = x^2 + y^2, \quad (\text{A.8})$$

$$\text{fazendo: } h_A = h + \Delta h; \quad h_B = h \text{ e } h_C = h - h_A, \quad (\text{A.9})$$

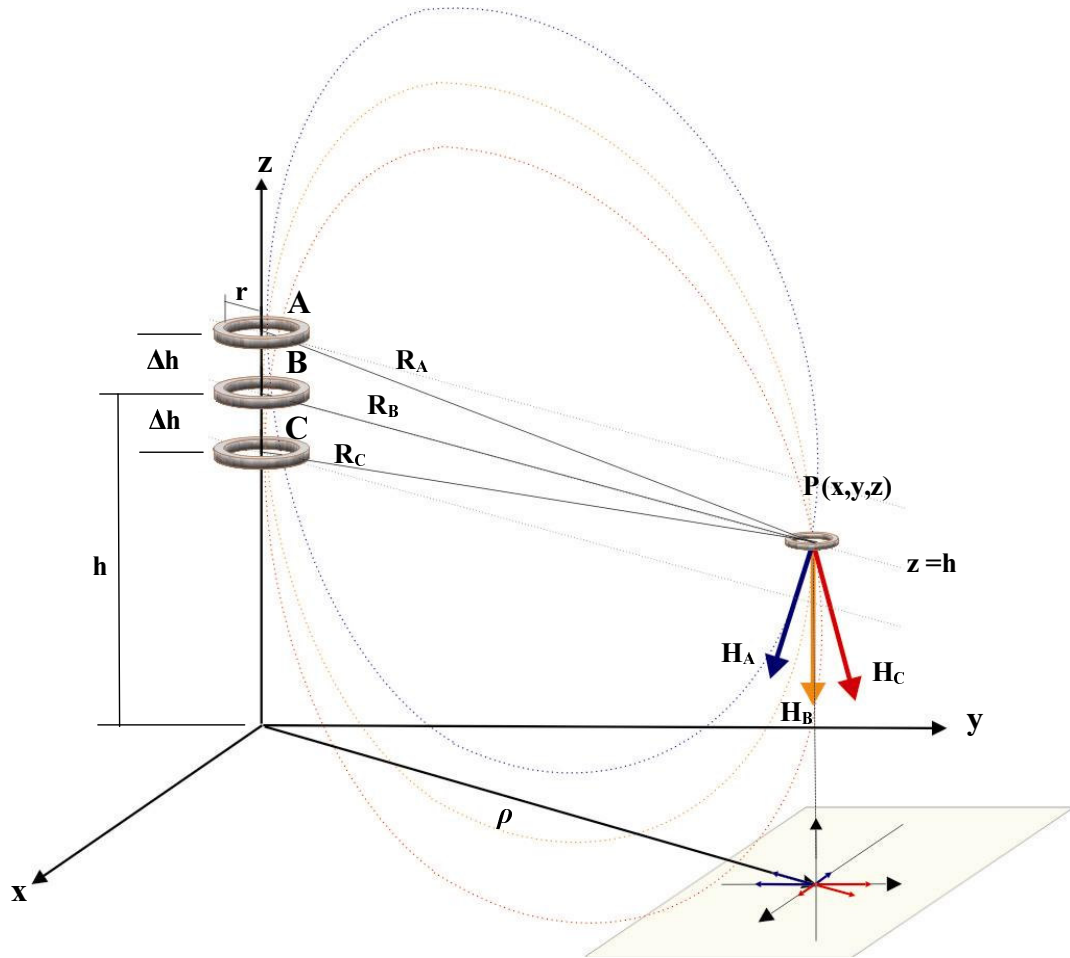


Figura A1. Configuração espacial de arranjo de bobinas no espaço cartesiano.

$$R_B = (\rho^2 + (z - h)^2)^{1/2}; \quad (\text{A.10})$$

$$R_A = (\rho^2 + (z - (h + \Delta h))^2)^{1/2}, \quad (\text{A.11})$$

$$R_C = (\rho^2 + (z - (h - \Delta h))^2)^{1/2}, \quad (\text{A.12})$$



Supondo um dipolo sensor magnético esteja localizado no ponto P (x,y,z) distante do centro geométrico do arranjo transmissor de pelo menos 10 raios da maior bobina do arranjo e, sabendo-se que a altura do dipolo sensor mais próximo do centro do geométrico do arranjo transmissor ocorre quando  $z = h$ . Para o arranjo desenvolvido tem-se que  $\Delta h = 0,315r_l$ , sendo  $r_l = 9,5$  mm o raio da bobina externa do arranjo. Então, para a configuração mostrada na Figura A1, temos que:

$$z = h, \quad (\text{A.12})$$

$$\Delta h = 0,0315\rho \quad (\text{A.13})$$

$$R_B = \rho, \quad (\text{A.14})$$

$$R_A^2 = R_C^2 = \rho^2 + \Delta h^2 \Rightarrow R_A^2 = R_C^2 = 1,001\rho^2, \quad (\text{A.15})$$

Aplicando os resultados obtidos nas Eq. A.13 e A.15 na Eq. dada por A.4, temos que:

$$\begin{aligned} Hz_A &= \frac{1}{4\pi} (m_{A1} + m_{A2}) \left[ \frac{3\Delta h^2}{(\rho^2 + \Delta h^2)^{5/2}} - \frac{1}{(\rho^2 + \Delta h^2)^{3/2}} \right], \\ &= -\frac{1}{4\pi\rho^3} (m_{A1} + m_{A2}) \left[ \frac{0,003}{1,0025\rho^3} - \frac{1}{1,0015\rho^3} \right] = -\frac{0,9955}{4\pi\rho^3} (m_{A1} + m_{A2}), \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

De forma similar:

$$Hz_B = -\frac{1}{4\pi\rho^3} (m_{B1} + m_{B2}), \quad (\text{A.17})$$

$$Hz_A = -\frac{0,9955}{4\pi\rho^3} (m_{C1} + m_{C2}), \quad (\text{A.18})$$

$$Hz_i = -\frac{2,991}{4\pi\rho^3} (m_{C1} + m_{C2}) \quad (\text{A.19})$$

As componentes  $H_x$  e  $H_y$  podem são avaliadas da mesma maneira e os resultados são:

$$Hx_A = \frac{3mx(z - h_A)}{4\pi R_A^5} = \frac{3mx(-0,0315\rho)}{(1,001\rho^2)^{5/2}} = -\frac{0,0314}{4\pi} \frac{x}{\rho^4} (m_{A1} + m_{A2}) \quad (\text{A.20})$$

$$Hx_B = 0, \quad (\text{A.21})$$

$$H_{x_C} = \frac{3mx(z-h_C)}{4\pi R_C^5} = \frac{3mx(0,0315\rho)}{(1,001\rho^2)^{5/2}} = \frac{0,0314}{4\pi} \frac{x}{\rho^4} (m_{C1} + m_{C2}) \quad (\text{A.22})$$

$$H_{x_A} = 0, \quad (\text{A.23})$$

$$H_{y_A} = \frac{3mx(z-h_A)}{4\pi R_A^5} = \frac{3my(-0,0315\rho)}{(1,001\rho^2)^{5/2}} = -\frac{0,0314}{4\pi} \frac{y}{\rho^4} (m_{A1} + m_{A2}), \quad (\text{A.24})$$

$$H_{y_C} = 0, \quad (\text{A.25})$$

$$H_{y_C} = \frac{3my(z-h_C)}{4\pi R_C^5} = \frac{3my(0,0315\rho)}{(1,001\rho^2)^{5/2}} = \frac{0,0314}{4\pi} \frac{y}{\rho^4} (m_{C1} + m_{C2}), \quad (\text{A.26})$$

Dos resultados obtidos acima, podemos obter os erros cometidos na geração campo devido à localização das camadas em relação ao plano  $z = h$ :

1-componente vertical

$$\hat{\epsilon}_{Hz_A} = \frac{H_{z_A} - H_{z_B}}{H_{z_B}} \times 100\% = -0,45\%, \quad (\text{A.27})$$

$$\hat{\epsilon}_{Hz_C} = \frac{H_{z_C} - H_{z_B}}{H_{z_B}} \times 100\% = -0,45\%, \quad (\text{A.28})$$

2-componente horizontal  $x$ :

$$\hat{\epsilon}_{H_x} = \frac{H_x}{H_{z_B}} \times 100\% = 3,14\%, \quad (\text{A.29})$$

$$\hat{\epsilon}_{H_{x_C}} = \frac{H_{x_C}}{H_{z_B}} \times 100\% = -3,14\%, \quad (\text{A.31})$$

3-componente horizontal  $y$

$$\hat{\epsilon}_{H_{y_A}} = \frac{H_{y_A}}{H_{z_B}} \times 100\% = 3,14\%, \quad (\text{A.31})$$

$$\hat{\epsilon}_{H_{y_C}} = \frac{H_{y_C}}{H_{z_B}} \times 100\% = -3,14\%. \quad (\text{A.32})$$

## ANEXO B - TRANSFORMADOR DE CORRENTE COMO UM MONITOR DE CORRENTE

Um transformador com núcleo toroidal com permeabilidade magnética  $\mu$  pode ser utilizado como um conversor de corrente para tensão com alto isolamento elétrico, precisão e robustez. Neste tipo de transformador, o circuito primário consiste de um único fio passando pelo eixo do toroide e o circuito secundário consiste de  $n$  espiras enroladas ao redor do dele. O campo magnético produzido pela corrente passando pelo circuito primário, tem simetria aproximadamente radial. De acordo com a Lei de Ampere, a corrente no circuito primário e no circuito secundário estão relacionadas com a intensidade de campo magnético no interior do toroide como segue:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\vec{l} = i_p - n.i_s, \quad (\text{B.1})$$

onde  $i_p$  é a corrente no circuito primário (corrente na bobina transmissora) e  $i_s$  a corrente no circuito secundário e  $n$  é o número de espiras do circuito secundário. Se a seção transversal do toroide é pequena comparada ao seu raio, o campo magnético no interior do núcleo devido a corrente no circuito primário, é aproximadamente uniforme, bem como o campo devido a corrente secundária. Assim, integrando ao redor do eixo o caminho médio fechado dentro do núcleo tem-se:

$$\mathbf{H} = (i_p - n.i_s)/l, \quad (\text{B.2})$$

onde  $l$  é caminho médio integrado. Supondo que o núcleo não possua fontes magnéticas, a permeabilidade  $\mu$  do material do núcleo é dada por  $\mu = B/H$ , onde  $B$  é a densidade de fluxo magnético no interior do núcleo. Se a seção transversal do núcleo é  $A$  então o fluxo  $\phi$  no núcleo é dado por:

$$\Phi = BA = \mu HA = \mu A(i_p - ni_s)/l, \quad (\text{B.3})$$

e pela Lei de Faraday,

$$V = n \frac{d\Phi}{dt} = i_s R, \quad (\text{B.4})$$

onde  $R$  é o resistor de terminação.

Combinando as eq. (B.3) e (B.4) temos que:

$$i_s R = (n^2 \mu A / l) \frac{d}{dt} (i_p / n - i_s), \quad (\text{B.5})$$

Sabendo-se que a auto-indutância de um indutor na forma toroidal com  $n$  espiras, área transversal  $A$  e comprimento radial  $l$  é dado por:

$$L = n^2 \mu A / l, \quad (\text{B.6})$$

então a eq. (3.3.5) torna-se:

$$\frac{di_s}{dt} + i_s \frac{R}{L} = (1/n) \frac{di_p}{dt}, \quad (\text{B.7})$$

tomando a transformada de Laplace da eq. (B.7), temos que:

$$I_s(s) = \frac{s}{n(s+a)} I_p(s), \quad (\text{B.8})$$

Observa-se na eq. (B.8) que o fator  $s/(s+a)$  é a função de um filtro passa alta com frequência de corte em  $w_o = a/2\pi$ . Então temos um sistema cuja resposta  $V_o$  é dada pela convolução entre o sinal de excitação  $I_s$  e a função de transferência do filtro passa alta com ganho  $1/n$ . O monitor de corrente deve operar acima da frequência de corte do filtro numa região em que o comportamento de magnitude e de fase do monitor é pouco dependente da frequência. No regime estacionário, a função de transferência pode ser dada por:

$$\frac{V_o(wt)}{I(wt)} = (1/n) \frac{\left(\frac{w}{w_o}\right)^2 + j\left(\frac{w}{w_o}\right)}{1 + \left(\frac{w}{w_o}\right)^2}, \quad (\text{B.9})$$

onde  $w$  é a frequência de operação.

Para frequências angulares muito maiores que  $w_o$ , a resposta em magnitude do conversor tende para  $1/n$  e a fase tende para 0 grau e para as frequências muito menores que  $w_o$ , a magnitude tende pra 0 e a fase para 90 graus.

## ANEXO C - RESUMO DAS ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO ANALISADOR DE SINAIS HP8751A

### Gerador de RF:

Faixa de frequência ..... 5 Hz até 500 MHz.

Resolução de frequência ..... 1 mHz.

Nível de potência de RF..... -60 dB até 20 dB.

Impedância nominal de saída..... 50  $\Omega$ .

### Características de entradas R, A e B:

Faixa de frequência ..... 5 Hz até 500 MHz.

Impedância nominal de entrada..... 50  $\Omega$ .

Largura de Banda de modulação.....2 Hz, 20 Hz, 200 Hz, 1 kHz e 4 kHz.

Interferência entre canais (crosstalk).... < -95 dB (freq. < 10 kHz).

< -100 dB (freq.  $\geq$  10 kHz).

Interferência entre fonte e entrada..... < -100 dB (freq. < 10 kHz).

< -135 dB (freq.  $\geq$  10 KHz).

Características Absolutas de magnitude e de fase (23  $\pm$ 5°C).

Resolução de amplitude..... 0,00001 dB.

Resolução de fase..... 10<sup>-4</sup> grau.

Ruído de amplitude ..... -100 dB (IFBW=2 Hz e freq.= 10 kHz).

Ruído de fase ..... 30 mgrau (IFBW=2 Hz e freq.= 100 kHz).

Características relativas (A/R, B/R e A/B) de magnitude e de fase (23  $\pm$ 5°C).

Resolução de amplitude..... 0,00001 dB.

Resolução de fase..... 10<sup>-4</sup> grau.

Ruído de amplitude ..... -100 dB (IFBW = 2 Hz e freq.= 100 kHz).

Ruído de fase ..... 30 mgrau (IFBW= 2 Hz e freq.= 100 kHz).