

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM CIÊNCIAS GEOFÍSICAS E GEOLÓGICAS

EQUIPAMENTO ELETROMAGNÉTICO PARA PROSPECÇÃO GEOFÍSICA E MODELAMEN
TO REDUZIDO.

Tese Apresentada por

NÉLIO RAIMUNDO MEDEIROS DA FONSECA

como requisito parcial à obtenção do grau de




MESTRE EM CIÊNCIAS

Na área de

GEOFÍSICA

Conferido pelo Programa de Pós-Graduação em
Ciências Geofísicas e Geológicas da
Universidade Federal do Pará

Aprovado: 13.12.79


OM PRAKASH VERMA (ORIENTADOR)

LUIZ RIJO

JÜRGEN ENRICH BISCHOFF

Comitê de Tese

AGRADECIMENTOS

O autor deseja expressar agradecimentos

Ao Dr. Om Prakash Verma pela orientação da tese.

Ao Dr. Luiz Rijo pelas críticas e sugestões no decorrer do desenvolvimento da tese.

Ao Dr. Jürgen Bischoff pelas correções e modificações sugeridas.

Ao Núcleo de Ciências Geofísicas e Geológicas da UFPa., na pessoa do Dr. José Seixas Lourenço, pelo apoio e infraestrutura oferecida ao desenvolvimento do equipamento.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico-CNPq pelo financiamento do equipamento através do Projeto de Instrumentação Geofísica.

A Rio Doce Geologia e Mineração S/A-DOCEGEO, pelo apoio técnico e logístico durante os testes do equipamento, em suas áreas de trabalho.

Aos geofísicos Kiyoshi Kadokaru e Florisvaldo Oliveira Sena pela valiosa colaboração durante os testes de campo.

RESUMO

Nas últimas décadas, a prospecção por métodos eletromagnéticos vem-se constituindo numa técnica eficiente para prospecção mineral.

O objetivo deste trabalho foi desenvolver um equipamento para prospecção eletromagnética quantitativa de corpos condutores, através do método dipolo-dipolo, podendo ainda ser usado em modos reduzidos.

Eletricamente, o sistema mede grandezas relacionadas ao acoplamento indutivo entre duas bobinas: transmissora e receptora. Elas são dispostas na superfície da terra, afastadas entre si, e a terra, desse modo, constitui o núcleo acoplador. Quando existem corpos condutores nas proximidades, estes são denunciados por alterações no comportamento do sinal induzido na bobina receptora.

O equipamento compreende dois conjuntos: o transmissor e o receptor, além de acessórios. O transmissor gera um campo eletromagnético nas frequências de 520 e 3.090 Hz, e um sinal de referência para o receptor, o qual é enviado através de um cabo. O receptor, inicialmente, separa o sinal induzido pelos campos secundários gerados por condutores, do campo normalmente recebido, quando a condutividade da subsuperfície é relativamente uniforme (campo primário). Em seguida, decompõe esse sinal em duas componentes ortogonais, uma em fase, e outra em quadratura com o campo primário. Através de duas escalas de precisão, as amplitudes dessas componentes são mostradas como percentagens do campo primário, com precisão de 1%. A sensibilidade do receptor é de 0,5 μ V.

O circuito eletrônico foi rigorosamente testado com preciso instrumental de laboratório. Em seguida, testou-se sua aplicação no Laboratório de Modelo Reduzido Eletromagnético do NCGG, refazendo-se experiências clássicas, encontradas na literatura especializada. No campo, foi experimentado próximo da cidade de Araci no Estado da Bahia, em áreas prospectadas pela "Rio Doce Geologia

e Mineração S/A-DOCEGEO". Em ambos os casos, verificaram-se bons resultados.

ABSTRACT

In the last decade, electromagnetic methods constituted an efficient technique for prospecting of minerals.

The objective of this work was to develop an equipment for quantitative electromagnetic prospecting of conducting bodies using dipole-dipole technique. The equipment can also be adopted for reduced scale model experiments.

The equipment, in principle, measures the variation in the mutual electromagnetic coupling of two coils, namely the transmitting and the receiving coils. Ground will also contribute to this coupling when the coil system is used near it. This mutual impedance of the transmitter - receiver - ground system shall vary in the vicinity of an anomalous conductor which is manifested as a variation in the signal induced in the search coil.

The equipment consists of two sets: a transmitter and a receiver alongwith accessories. The transmitter generates an electromagnetic field at frequencies of 520 Hz and 3090 Hz, and a reference signal for the receiver which is connected through a cable. The receiver first separates the anomalous secondary e.m. field from the uniform primary field. Then this secondary signal is decomposed into two orthogonal components, one inphase and other in quadrature with respect to the primary field. Amplitudes of these phase components can be measured directly in terms of the percentage of the primary field within a precision of 1%, using two amplitude scales. The sensibility of the receiver is 0.5 μ V.

Electronic circuits were rigorously tested by using precise laboratory instruments. The performance of the e.m. equipment was verified (a) by carrying out classical e.m. model experiments in the laboratory and comparing them with the published results; and (b) by taking some e. m. traverses in an area near Araci, in the State of Bahia, which has been prospected

by "Rio Doce Geologia e Mineração S/A-DOCEGEO". All these tests verify a highly good performance of the equipment in terms of its precision and usefulness for field work.

SUMÁRIO

PAG

INTRODUÇÃO

1. O MÉTODO ELETROMAGNÉTICO

1.1. Introdução	3
1.2. Considerações Teóricas	3
1.3. Técnicas de Campo	9
1.4. Sistema de Laço Indutivo Horizontal	10
1.5. Problemas Especiais	12
1.6. Profundidade de Exploração	14

2. PROJETO DO EQUIPAMENTO

2.1. Sistema Transmissor	15
2.1.1. Análise dos Estágios do Transmissor	15
2.1.1.1. Circuito Oscilador	17
2.1.1.2. Amplificador de Potência	21
2.1.1.3. Sistema Irradiante	21
2.1.2. Desempenho do Transmissor	24
2.2. Sistema Receptor	26
2.2.1. Princípio de funcionamento	26
2.2.2. Análise dos Estágios do Receptor	28
2.2.2.1. Bobina Receptora	28
2.2.2.2. Pré-amplificador	31
2.2.2.3. Comparador	35
2.2.2.4. Atenuador e Circuito Isolador	37
2.2.2.5. Ponte de Bruckshaw	38
2.2.2.6. Filtro	42
2.2.2.7. Amplificador para o Fone	44
2.2.2.8. Amplificador para o Microamperímetro	46
2.2.3. Desempenho do Receptor	46

	PAG
2.3. Adaptador para Modelo Reduzido	48
2.4. Modo de Operação do Equipamento	48
3. TESTES DE APLICAÇÃO DO EQUIPAMENTO	
3.1. Testes com Modelos Reduzido	50
3.1.1. Noções Básicas sobre Modelamento Reduzido .	50
3.1.2. Teste com Modelo ao Ar Livre	51
3.2. Testes de Campo	54
3.2.1. Local de Aferição do Equipamento	56
3.2.2. Teste Realizado no Alvo E	56
3.2.3. Teste Realizado no Alvo B	56
CONCLUSÃO	60
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63
APÊNDICE 1	
APÊNDICE 2	

ÍNDICE DAS FIGURAS APRESENTADAS NO TEXTO

	PAG
Figura 1 - Fotografia do equipamento completo	xi
2 - Diagrama fasorial dos campos EM	5
3 - Componentes da resposta secundária de uma espira para um campo senoidal homogêneo	5
4 - Parâmetros elétricos de um problema de exploração eletromagnética	8
5 - Arranjos usados em dispositivos eletromagnéticos	11
6 - Esquema básico do sistema terrestre de laço horizontal	11
7 - Geometria do sistema de laço horizontal	13
8 - Diagrama em blocos do transmissor	16
9 - Circuito básico do oscilador	18
10 - Circuito do oscilador incluindo o controle automático de ganho	18
11 - Circuito completo do oscilador	20
12 - Circuito do Amplificador de potencia	22
13 - Diagrama da bobina transmissora	23
14 - Aspecto da bobina transmissora	23
15 - Circuito completo do transmissor	25
16 - Diagrama em blocos do receptor	27
17 - Resposta de fase em função da frequência de um circuito LC sintonizado	30
18 - Forma e dimensões da bobina	30
19 - Circuito do pré-amplificador	32

Figura 20 - Circuitos básicos dos estágios de Nível, Deslocador de fase e Normalizador	32
21 - Circuito equivalente do deslocador de fase ...	34
22 - Circuito dos estágios de Nível, deslocador de fase e normalizador	34
23 - Circuito básico de um amplificador diferencial	36
24 - Circuito do comparador	36
25 - Circuito do atenuador e do isolador	36
26 - Circuito básico da ponte de Bruckshaw	39
27 - Ponte de Bruckshaw com cada potenciômetro desdobrado em frações de sua resistência total ..	39
28 - Diagrama mostrando as condições do balanço da ponte	41
29 - Circuito da ponte onde se efetuam as medidas .	41
30 - Circuito do filtro	43
31 - Circuito "Bootstrapped Darlington" básico	43
32 - Circuito do amplificador para o fone	45
33 - Circuito do medidor	45
34 - Circuito completo do receptor	47
35 - Arranjo utilizado nos testes de laboratório ..	52
36 - Curvas obtidas nos testes de laboratório comparadas com curvas teóricas, para $\theta^2 = 3.738$...	53
37 - Curvas obtidas para $\theta^2 = 629$; ábaco das respostas para semi-plano infinito	53
38 - Esboço geológico da área onde foram realizados os testes de campo	55
39 - Curvas plotadas com o aparelho sob teste no alvo "E", comparadas a dados obtidos anteriormente	57

Figura 40 - Curvas plotadas com o aparelho sob teste no alvo "B", comparadas a dados obtidos anteriormente

59

A.1 - Circuito da Ponte de Bruckshaw incluindo resistores de compensação

SIMBOLOGIA USADA NO TEXTO

A	-	área; ganho de voltagem
C	-	capacitância
\vec{E}	-	vetor campo elétrico
f	-	freqüência
\vec{H}	-	vetor campo magnético
I	-	corrente
\vec{J}	-	vetor corrente de deslocamento
k	-	constante de propagação
k_e	-	constante dielétrica relativa
k_m	-	permeabilidade magnética relativa
L	-	indutância
N	-	número de espiras
R	-	resistência
V	-	volt; voltagem
X_c	-	reatância capacitiva
X_L	-	reatância indutiva
Z	-	impedância
ϵ	-	permissividade elétrica
θ	-	parâmetro resposta de corpos sob influência de um campo eletromagnético
μ	-	permeabilidade magnética
ϕ	-	ângulo de fase
σ	-	condutividade elétrica
ω	-	freqüência angular

Fig. 1 - Fotografia do Equipamento completo

- (1) Transmissor
- (2) Bobina transmissora
- (3) Adaptador para modelamento
- (4) Bobina receptora
- (5) Receptor

INTRODUÇÃO

Os métodos de prospecção geofísica por campos eletromagnéticos ou, simplesmente, métodos EM, vêm se tornando tradicionais na pesquisa de sulfetos, grafites, zonas de falhamentos e corpos condutores imersos na subsuperfície de modo generalizado. Além disso, em alguns casos, podem-se obter bons resultados em investigações onde se procuram anomalias negativas.

No Brasil, os métodos EM estão sendo bastante aplicados, mas os equipamentos, em geral, são de origem estrangeira, o que a carrega problemas de importação e, principalmente, de manutenção. Em escala mundial a demanda muito limitada de aparelhos deste tipo, ainda incrementa seus custos de fabricação, tornando-os demasiadamente caros.

Este trabalho apresenta o projeto de um equipamento para medir respostas eletromagnéticas quantitativas e qualitativas, de condutores. Eletricamente, o sistema mede grandezas relacionadas ao acoplamento indutivo entre duas bobinas, dispostas na superfície da terra e afastadas entre si, onde a própria terra constitui o núcleo acoplador. Sem a presença de corpos condutores abaixo da superfície, o campo magnético produzido em uma das bobinas é atenuado pela relutância magnética imposta pela terra e, o campo recebido pela outra bobina (campo primário ou normal) induz nesta uma voltagem. Quando existem condutores no percurso, a relutância é diferente, pois o campo transmitido induz correntes nesses condutores, que por sua vez, dão origem a campos secundários. Estes se sonam vetorialmente ao campo primário, induzindo uma voltagem também diferente na bobina de recepção.

O equipamento compreende dois conjuntos: o transmissor e o receptor, além de acessórios. O transmissor é um circuito gerador de ondas senoidais, fornecendo cerca de 30 Watts RMS à bobina geradora do campo magnético. Esta bobina é parte de um circuito LC sintonizado, respectivamente, nas frequências de 520 e 3.090 Hz, supridas pela unidade eletrônica. O transmissor ainda fornece um si

nal de referência para as medidas no receptor, o qual é transportado por um cabo que interliga os dois conjuntos, durante a prospecção. O receptor constitui-se da bobina receptora e do circuito de processamento eletrônico do sinal. Este circuito recebe a voltagem induzida na bobina receptora e discrimina os sinais referentes ao campo secundário e primário. O sinal do campo secundário passa por um circuito potenciométrico, onde é comparado ao sinal do campo primário e decomposto em duas componentes ortogonais, uma em fase com o campo primário, e outra em quadratura. O mesmo circuito, registra as amplitudes dessas duas componentes, como percentagens da amplitude do campo primário e os valores podem ser lidos em duas escalas acopladas aos potenciômetros de balanceamento. A indicação de nulo do circuito potenciométrico é feita simultaneamente por um fone e um medidor.

O equipamento também pode ser usado em modelamentos de laboratório. Estes modelamentos se constituem de arranjos que simulam, em escala reduzida, feições geológicas de subsuperfície, possibilitando, de modo análogo a uma prospecção terrestre, a medida de respostas características, daí plotando-se curvas e ábacos. Estas respostas são muito úteis na interpretação dos dados obtidos no campo, principalmente, devido à limitação de ábacos existentes na literatura especializada, quando se procura interpretar casos específicos.

Este equipamento, em sua aplicação, é semelhante aos seguintes, produzidos comercialmente no Canadá e Suécia (Hood, 1977): Apex-modelo Maxmin II, Geonics-modelos EM17 e EM17L, McPhar-modelo VHEM, Scintrex-modelo SE-600, feitos no Canadá, e, ABEM-modelo Demigun, feito na Suécia.

1. O MÉTODO ELETROMAGNÉTICO

1.1. Introdução

O método eletromagnético (método EM) baseia-se na recepção de campos eletromagnéticos provenientes de fontes naturais ou artificiais, para determinar a distribuição das condutividades elétricas dos diferentes meios na subsuperfície do terreno.

Utilizando-se campos artificiais, distinguem-se o método condutivo, se o campo produzido é enviado diretamente ao solo através de eletrodos, e o indutivo quando através de uma bobina ou laço indutivo. A recepção é puramente indutiva. O método indutivo apresenta a vantagem de prescindir do contato direto com o solo, tornando a prospecção terrestre bem mais rápida e podendo ser utilizado também em aeronaves.

Nas últimas décadas, este método se tem revelado muito importante na prospecção de corpos condutores, como sulfetos, grafite, zonas de falhamentos, etc. Na prospecção de sulfetos maciços, o método EM, através de suas diversas técnicas de aplicação, reúne vantagens decisivas sobre os outros métodos geofísicos.

Por outro lado, um dos efeitos prejudiciais ao bom desempenho do método EM, consiste nas correntes secundárias nas camadas superficiais e nas rochas encaixantes de boa condutividade, por exemplo, argilas, xistos grafíticos, etc., as quais podem blindar parcial ou totalmente o campo primário dos condutores mais profundos. Estes condutores, que são o objeto da exploração, produzirão anomalias muito fracas e/ou de difícil interpretação podendo, portanto, não serem detetadas.

1.2. Considerações Teóricas

A seguir, apresenta-se uma breve revisão da teoria do método EM por campos artificiais, reunindo-se dados de fontes clássicas, notadamente Grant e West (1965), Keller e Frischknecht (1966), Parasnis (1966) e Ward (1967).

Se um campo eletromagnético é produzido na superfície da terra, correntes fluirão em corpos condutores que proventura existam na subsuperfície, de acordo com as leis da indução eletromagnética (leis de Maxwell). Estas correntes dão origem a campos eletromagnéticos secundários que distorcem o campo primário em qualquer ponto da superfície. Em geral, o campo resultante, que pode ser captado por uma bobina, será diferente do campo primário em intensidade, fase e direção, revelando a presença de condutores. Como os campos secundários, somam-se ao campo primário, em tempos diferentes, a polarização da resultante é elítica.

Sabe-se que, se um campo magnético primário

$$H_p = H_0 \text{ sen } \omega t, \quad (1)$$

onde,

$$H_0 = \text{amplitude máxima do campo magnético primário, e}$$

$$\omega = \text{frequência angular} = 2\pi f,$$

atua sobre um circuito elétrico, por exemplo uma bobina, a força eletromotriz (f.e.m) induzida atrasa-se $\pi/2$ do campo primário. Se R e L denotarem a resistência e a autoindutância da bobina, a corrente induzida e o campo magnético por ela produzida atrasam-se $(\pi/2 + \phi)$ sobre o campo primário, onde

$$\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (2)$$

O atraso $\pi/2$ é causado pela lei fundamental da indução e ϕ pelas propriedades do circuito secundário.

Na figura 2 mostra-se a relação entre o campo magnético primário (\vec{H}_p), o secundário (\vec{H}_s) e o campo resultante (\vec{H}_r). Trata-se de um diagrama vetorial convencional da teoria de circuitos elétricos, com a única diferença de que o eixo das ordenadas é positivo para baixo. Segue-se que, um condutor muito bom produz um campo secundário quase oposto em fase ao campo primário ($R \rightarrow 0$, $\phi \rightarrow \pi/2$), enquanto um mau condutor, produz um campo atrasado 90° do campo pri

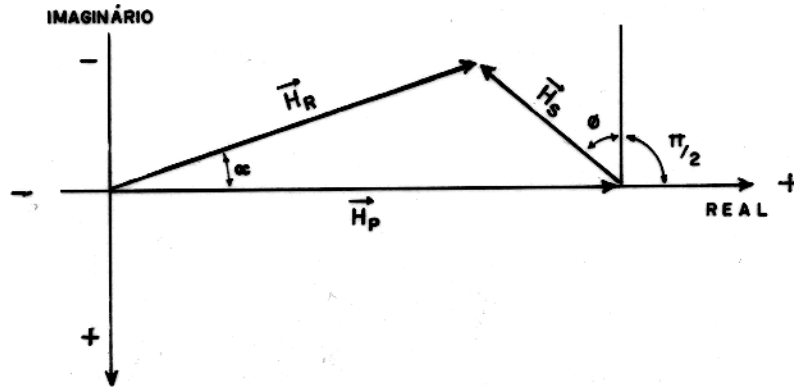


FIG. 2 - DIAGRAMA FASORIAL DOS CAMPOS EM. \vec{H}_p = CAMPO PRIMÁRIO. \vec{H}_s = CAMPO SECUNDÁRIO. \vec{H}_R = CAMPO RESULTANTE.

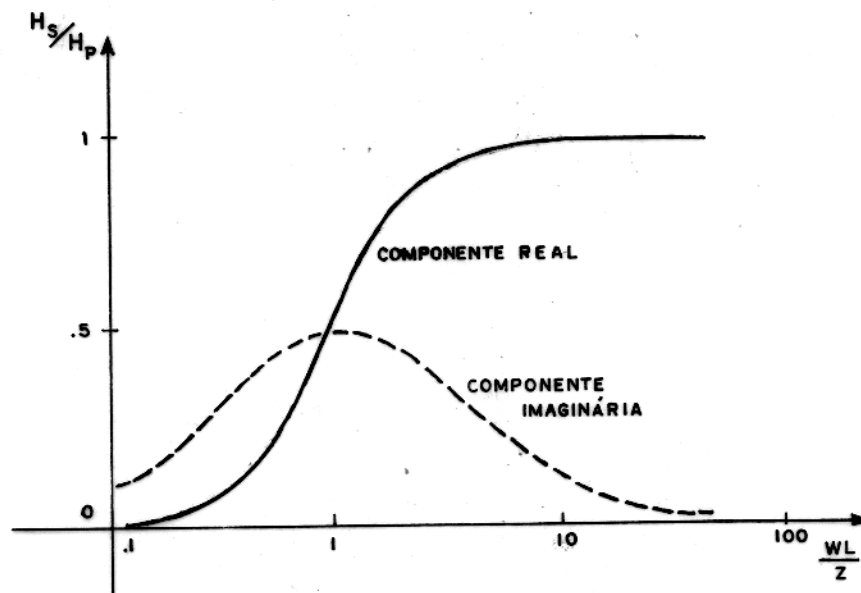


FIG. 3 - COMPONENTES REAL E IMAGINÁRIA DA RESPOSTA SECUNDÁRIA DE UMA ESPIRA, PARA UM CAMPO SENOIDAL HOMOGÊNEO.

mário ($R \rightarrow \infty$, $\phi \rightarrow 0$).

A componente de \vec{H}_s em fase com \vec{H}_p ou componente real, é

$$H_{sr} = H_s \sin \phi \quad (3)$$

A componente de H_s atrasada 90° em relação a H_p , ou componente fora de fase, em quadratura, ou imaginária, é:

$$H_{si} = H_s \cos \phi \quad (4)$$

Essas componentes podem ser convenientemente expressas em unidades, tais como, milivolts, nanoWb/m por ampère de corrente primária, etc., mas é também costume, expressá-las como frações ou percentagens do campo primário.

As componentes, real e imaginária, da resposta secundária de um laço de espira única para um campo senoidal homogêneo, estão plotadas contra wL/R na fig. 3. Este caso reproduz, qualitativamente, a resposta indutiva de condutores em geral, sob a influência de um campo senoidal homogêneo ou de outro tipo. Regras simples para a identificação de condutores podem ser obtidas a partir desse gráfico.

Assim, um bom condutor produz a componente real grande, mas a componente imaginária pequena, enquanto um mau condutor produz uma componente imaginária relativamente grande, mas uma componente real pequena. Se o condutor tem uma resistividade média, ambas as componentes são moderadamente grandes. Quantitativamente, a relação das grandezas real/imaginária é freqüentemente usada, sendo maior que 1 para bons condutores e menor que 1 para maus condutores.

A propagação das ondas eletromagnéticas através de um meio, depende da condutividade elétrica σ , da permissividade dielétrica ϵ , da permeabilidade magnética μ e da freqüência w , de acordo com a constante de propagação,

$$k = \sqrt{\mu\epsilon w^2 + j \mu\sigma w} \quad (5)$$

Além disso, a resposta de modelos simples, tais como esferas, cilindros e lâminas, é controlada pelo parâmetro adimensional,

$$\theta = (\sigma\mu w)^{1/2} \alpha, \quad (6)$$

onde, α pode representar uma ou mais dimensões lineares. Portanto, deve ser considerada a importância relativa das propriedades físicas σ , μ e w .

Com referência à fig. 4, o problema da exploração eletromagnética pode ser enunciado da seguinte maneira (Ward, 1967): precisa-se determinar a natureza do campo magnético total H_t , na superfície da terra, resultante da superposição do campo magnético primário H_p , do campo secundário da camada de cobertura H_0 , do campo secundário da estrutura vista, ou seja, do alvo H_s , e do campo secundário das rochas encaixantes H_e . A partir deste campo total H_t , é teoricamente possível o conhecimento das propriedades físicas e da geometria do alvo. Cada meio é caracterizado pelas constantes σ_i , ϵ_i , μ_i .

Considere-se agora, a escala de valores que os parâmetros físicos podem tomar. A constante dielétrica, ou permissividade relativa K_e dos materiais geológicos, varia de 1 a 81 (Stratton, 1941, Birch, 1942). Isto fornece uma escala de $0,854 \times 10^{-12}$ a 718×10^{-12} F/m, para a permissividade. A permeabilidade relativa K_m dos materiais terrestres, raramente difere muito da unidade. Para as minerações de sulfetos mais magnéticos, K_m pode ser tão alta quanto 1,25, mas, comumente, é muito menor. Por outro lado, para a magnetita maciça, K_m pode alcançar 5 ou mais. Assim, a escala de permeabilidade μ encontrada é de $4\pi \times 10^{-7}$ a $20\pi \times 10^{-7}$ H/m. As rochas geralmente possuem condutividades entre 10^{-1} e 10^{-6} Ω/m . A camada de cobertura possui condutividades da ordem de 10^{-5} a 1 Ω/m . Corpos mineralizados de sulfetos e de magnetita, exibem uma larga faixa de condutividade, mas em geral estão entre os limites de 10^{-1} a 10^4 Ω/m .

Com os valores dos parâmetros físicos acima, é natural que sejam geralmente, desprezadas as correntes de deslocamento na resolução dos problemas de prospecção eletromagnética.

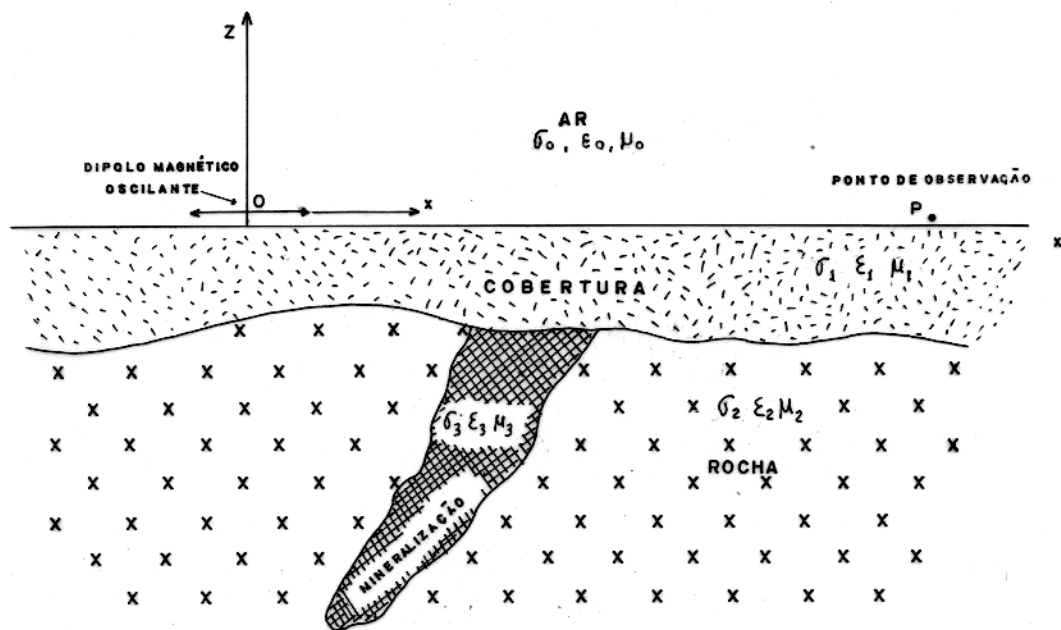


FIG. 4 - CONFIGURAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DE SUBSUPERFÍCIE DE UM PROBLEMA DE EXPLORAÇÃO ELETROMAGNÉTICA TÍPICO (WARD, 1967).

Das equações de Maxwell, a corrente total é dada por:

$$\vec{J} = (\sigma - j\omega\epsilon)\vec{E} \quad (7)$$

Pode-se verificar que a corrente de deslocamento será desprezível perante a corrente de condução, se $\sigma \gg \omega\epsilon$. Então, a escolha da frequência máxima utilizável na fonte emissora deve ser tal que torne desprezíveis as correntes de deslocamento. Se para um minério toma-se um valor mínimo $\sigma = 10^{-1} \text{U/m}$ e um valor máximo $\epsilon = 718 \times 10^{-12} \text{F/m}$, a frequência máxima utilizável será de 100 KHz, para uma corrente de deslocamento menor que 0,1% da corrente total. Para a camada de cobertura ou o meio rochoso, possuindo uma combinação de alta constante dielétrica e baixa condutividade, a corrente de deslocamento poderia igualar a corrente de condução, mas essas correntes seriam pequenas comparadas com as correntes circulantes em uma mineralização, de tamanho suficiente para justificar uma investigação.

1.3. Técnicas de Campo

Na investigação eletromagnética por campos artificiais, podem ser registrados um ou mais de um dos seguintes parâmetros:

1. Direção do eixo maior da elipse de polarização do campo magnético.
2. Mergulho, ou mais precisamente, a inclinação do eixo maior da elipse de polarização do campo magnético.
3. Valores absolutos de amplitude do campo magnético total ou de qualquer das componentes.
4. Determinação de uma ou mais componentes da intensidade do campo magnético, medidas em relação à amplitude e fase da corrente primária, ou ao campo magnético primário.
5. Componente do campo magnético em quadratura com relação ao campo primário.
6. Razões dos campos magnéticos e diferenças de fase em pontos de observação adjacentes.

Em sistemas eletromagnéticos terrestres que utilizam um dipolo transmissor e um receptor, os parâmetros acima podem ser medidos através de diversos arranjos, alguns específicos a um determinado método. Os arranjos básicos estão esquematizados na Fig. 5. Além desses arranjos, algumas vezes é vantajoso usar disposições especiais, tais como os arranjos "em tandem" e os sistemas em que os acoplamentos nem são máximos, nem são mínimos.

1.4. Sistema de Laço Indutivo Horizontal

O método de laço horizontal foi desenvolvido a algumas décadas atrás, na Suécia, mas tem ganho popularidade rapidamente, desde meados da década de 1950, no continente norteamericano (Byers 1957, Morreau 1957, Ward e Gledhill 1959, Frischknecht 1959). As bobinas, transmissora e receptora, em arranjo coplanar horizontal (arranjo número 4 na fig. 5), movem-se ou em "tanden", ou em linha, ou lado a lado (broad-side). Desde que o sistema é de acoplamento máximo, são mais convenientes as medidas em termos das relações de voltagem em fase e em quadratura, induzidas no receptor, com base em um sinal de referência. Este sinal pode ser tomado diretamente do transmissor e conduzido através de um cabo ao receptor (Fig. 6), ou através de um elo de rádio-freqüência. A voltagem de referência e a voltagem recebida são comparadas em uma ponte, sendo o sinal de saída amplificado o suficiente para excitar um fone. Quando uma leitura é tomada, os potenciômetros de "em fase" e "em quadratura" da ponte, são ajustados para a obtenção de um nulo. Os diais dos potenciômetros são calibrados para mostrarem as medidas como percentagens do campo normal. O campo normal é definido como o campo recebido quando não existem condutores presentes nas proximidades.

Em investigações com o arranjo "em linha", as duas bobinas são movidas "em tandem", ao longo de linhas perpendiculares à estrutura geológica. A separação entre as bobinas, transmissora e receptora, deve ser mantida constante, e as leituras plotadas correspondem ao ponto central do espaçamento. Esta separação ge











1.  T_x  R_x ACOPLAMENTO MÍNIMO - RESPOSTA NULA PARA FOLHAS PLANAS INFINITAS.
2.  T_x  R_x ACOPLAMENTO MÁXIMO - RESPOSTA MUITO PEQUENA PARA FOLHAS PLANAS INFINITAS.
3.  T_x  R_x ACOPLAMENTO MÁXIMO - RESPOSTA MEDIANA PARA FOLHAS PLANAS INFINITAS.
4.  T_x  R_x ACOPLAMENTO MÁXIMO - BOA RESPOSTA PARA FOLHAS PLANAS INFINITAS.
5.  T_x  R_x ACOPLAMENTO MÍNIMO - ÓTIMA RESPOSTA PARA FOLHAS PLANAS INFINITAS.

FIG. 5 - ARRANJOS BÁSICOS DAS BOBINAS TRANSMISSORA (T_x) E RECEPTORA (R_x) USADOS EM DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS.

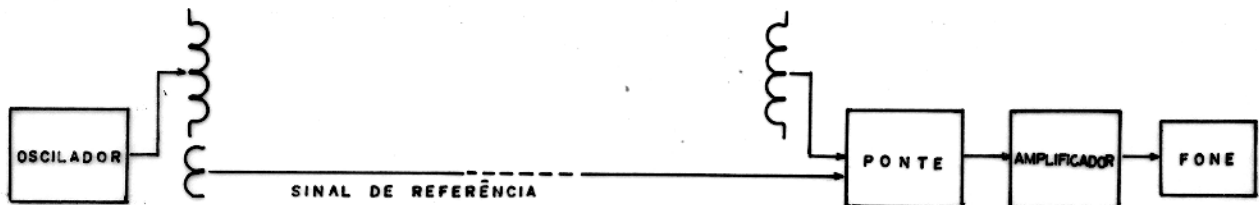


FIG. 6 - ESQUEMA BÁSICO DO SISTEMA TERRESTRE DE LAÇO INDUTIVO HORIZONTAL

ralmente está entre 30 e 150 m, sendo 100 m a mais comumente usada. As leituras são tomadas a cada 25 m. A área a ser pesquisada deverá estar dividida em linhas transversais ao "strike", separadas entre si de 50 a 100 m, dependendo dos estudos realizados anteriormente. As linhas não precisam ser previamente piquetadas, pois o cabo de referência serve como medida de comprimento para essa tarefa, a qual pode ser feita enquanto se tomam os dados. O equipamento opera em duas frequências, e é alimentado por baterias.

1.5. Problemas Especiais

O cabo de referência deve ser mantido esticado, de modo a manter fixa a distância entre o transmissor e o receptor, a fim de que haja um mapeamento correto. Além disso, o campo irradiado por um dipolo decresce na razão cúbica da distância, portanto, um erro de 2% nesta, conduzirá a um erro de 6% nas leituras. Em terrenos muito acidentados, este erro pode tornar-se grande. A relação "em fase" fica maior que 100% considerado máximo, enquanto que não se obtém relação "em quadratura". Também em qualquer declive, onde o transmissor e o receptor fiquem em diferentes cotas de elevação, a componente horizontal do campo emitido pode estar contida fora do eixo (ou plano) das bobinas. Neste caso, esta componente será menor do que quando existir o alinhamento entre as bobinas. Essa condição afetará somente as medidas "em fase".

Pode-se analisar esta ocorrência através da geometria do campo dipolar, descrita pela equação: (Ward, 1967)

$$H = \frac{NAI}{4\pi} \left[\frac{3xz\vec{i} - 3yz\vec{j} - (2z^2 - y^2 - x^2)\vec{k}}{r^5} \right] \quad (8)$$

onde, A = área da bobina irradiante,
 N = número de espiras da bobina,
 I = corrente circulante na bobina,
 r = distância entre as bobinas

Na Fig. 7a no ponto A, a componente \vec{k} do campo magnético

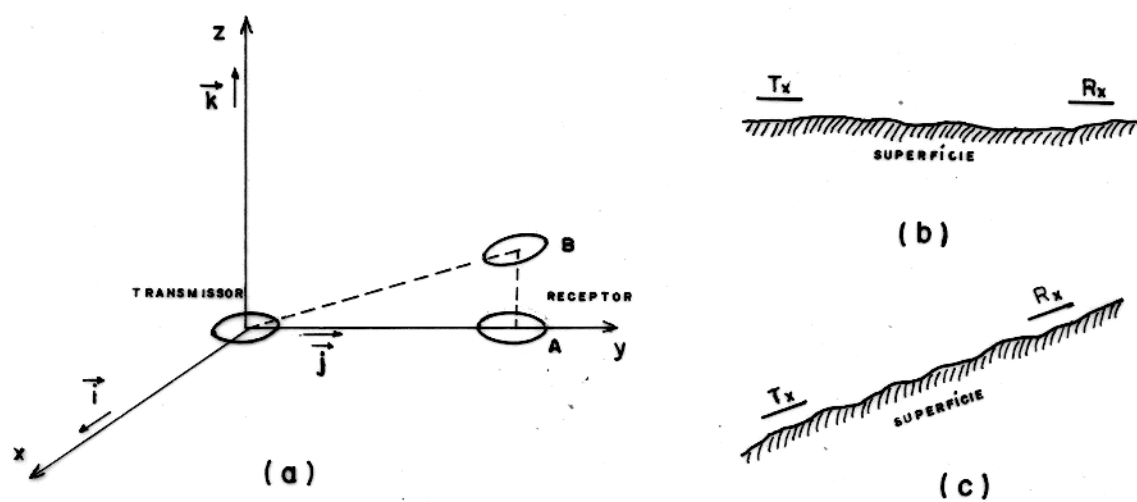


FIG. 7 - GEOMETRIA DO SISTEMA DE LAÇO HORIZONTAL: (a) VISTA TRIDIMENSIONAL, MOSTRANDO A ORIENTAÇÃO TRANSMISOR-RECEPTOR, RELATIVA A UM EIXO DE REFERÊNCIA ORTOGONAL; (b) SEÇÃO DE UM ARRANJO PARA SUPERFÍCIES PLANAS; E (c) ARRANJO PARA SUPERFÍCIES INCLINADAS. (WARD, 1967).

induzirá voltagem em um receptor de laço horizontal, sendo proporcional a $-y^2/r^5$, enquanto no ponto B ela é proporcional a $(2z^2 - y^2)/r^5$. Uma diferença de nível de 25 m entre o transmissor e o receptor, horizontalmente espaçados de 100 m, o que representa uma inclinação de 14° , conduzirá a uma variação do campo normal de 12,5%. Sob tais condições, é costume orientar-se o transmissor e o receptor de tal modo que fiquem coplanares (fig. 7, b e c). Se isto puder ser feito dentro de uma precisão de 5° , o erro devido ao desnível será menor que 1,5%.

1.6. Profundidade de Exploração

Estima-se a profundidade de exploração como 50% da distância entre o transmissor e o receptor (Ward, 1967).

Um nível de ruído de 5% da componente em fase pode ser considerado médio para o método de laço horizontal. O nível de ruído da componente em quadratura depende, acentuadamente, da condutividade da camada de cobertura na área de pesquisa, mas uma média de 5% é muito comum. Os efeitos de qualquer tipo de terreno, em geral, não causam desvios maiores que 10% do campo normal.

2. PROJETO DO EQUIPAMENTO

O equipamento se constitui do transmissor, receptor, bobinas de campo, dispositivos de adaptação para uso em modelos reduzidos e um carretel com cabo de 100 m, que transfere o sinal de referência do transmissor para o receptor. As frequências de operação do sistema são 520 e 3.090 Hz. A Fig. 1 mostra a fotografia do equipamento completo.

Em seqüência serão analisados: sistema transmissor, sistema receptor, e adaptador para modelamento.

2.1. Sistema Transmissor

O sistema transmissor consiste em uma bobina circular com 1 m de diâmetro, alimentada por um amplificador de potência, este, excitado por um oscilador senoidal de duas frequências, como se vê no diagrama de blocos da Fig. 8.

O oscilador é constituído de um circuito em "ponte de Wien", e gera sinais senoidais de baixa distorção, altamente estabilizados em amplitude e frequência. As frequências são, $f_A = 3.090$ Hz e $f_B = 520$ Hz, sendo comutadas por um relé. Estes sinais são aplicados ao amplificador de potência através do controle de nível, que fixa a potência irradiada. O amplificador de potência é do tipo "push-pull" classe B, acoplado com transformador.

A bobina circular é parte de um circuito oscilante LC em paralelo, sintonizado na frequência de trabalho, através do bloco de comutação que seleciona o capacitor e, simultaneamente, coloca todo o circuito na mesma frequência. O amplificador ainda fornece um sinal usado como referência de fase e amplitude. Este sinal é enviado ao Receptor através de um cabo.

2.1.1. Análise dos Estágios do Transmissor

Aqui serão analisados os tópicos mais importantes de cada

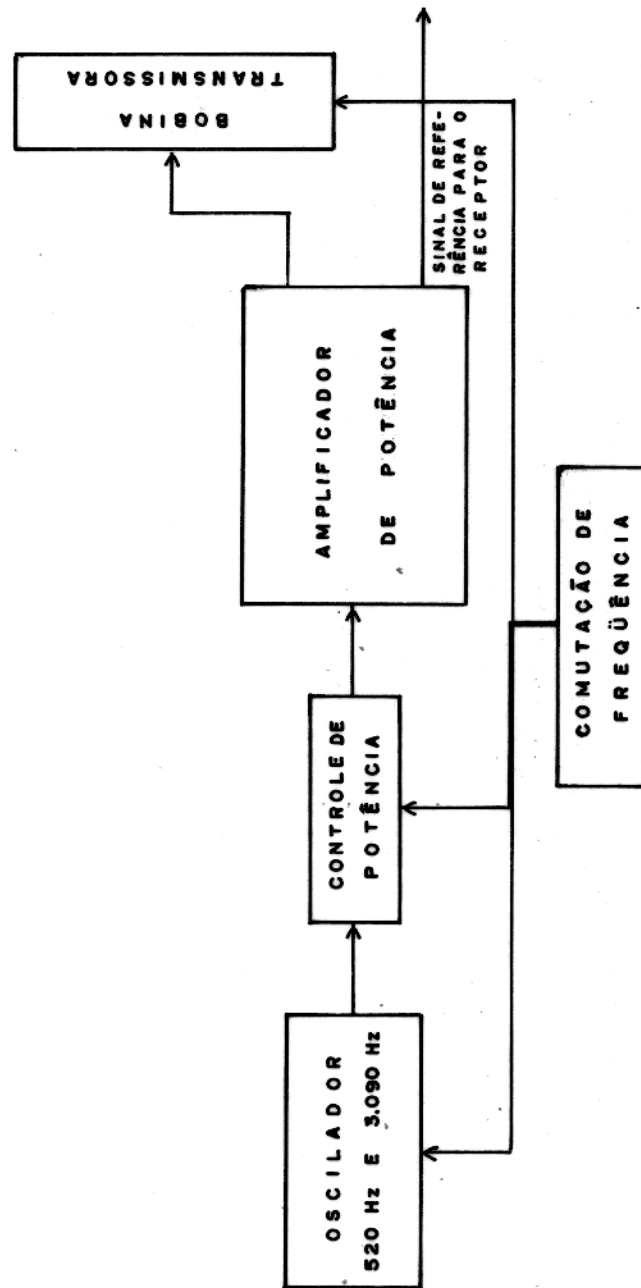


FIG. 8 - DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA TRANSMISSOR.

estágio do transmissor.

2.1.1.1. Circuito Oscilador

O circuito básico do Oscilador está na Fig. 9. Trata-se de um oscilador em "Ponte de Wien", onde se utilizou como elemento ativo, um amplificador operacional (Lilen, 1975).

O funcionamento do oscilador se fundamenta na aplicação de duas realimentações ao amplificador, uma negativa e outra positiva. A primeira é aplicada à entrada inversora, através de R_3 e R_4 . A segunda é aplicada na entrada não inversora, através de malha constituída por R_1 C_1 e R_2 C_2 .

O circuito entra em oscilação quando a realimentação positiva é igual ou maior que a realimentação negativa. No entanto, para minimizar a distorção da senóide gerada, é preciso que as duas realimentações sejam iguais. Considerando-se R_1 $C_1 = R_2$ C_2 , a frequência de oscilação será:

$$f = 1/2\pi R_1 C_1 \quad (9)$$

A atenuação introduzida pela malha de realimentação positiva pode ser escrita, por simples inspeção do circuito, como:

$$\alpha = \frac{R_2 // X_{C_2}}{R_1 + X_{C_1} + R_2 // X_{C_2}} \quad (10)$$

onde, $X_{C_1} = 1/wC_1$ e $X_{C_2} = 1/wC_2$

Das equações (9) e (10) obtém-se:

$$\alpha = \frac{1}{1 + (2R_1 / R_2)} \quad (11)$$

A atenuação α deve, então, ser compensada pelo amplificador, cujo ganho A em voltagem é dado pela relação,

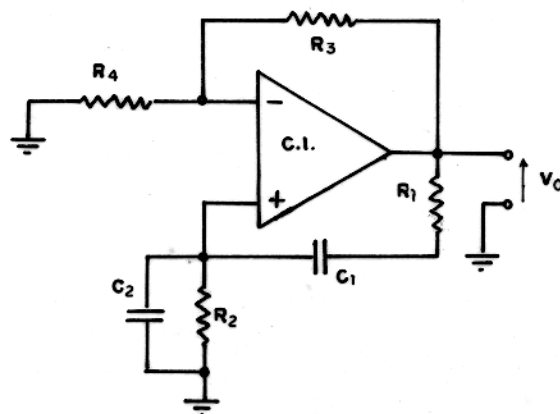


FIG. 9 - CIRCUITO BÁSICO DO OSCILADOR.

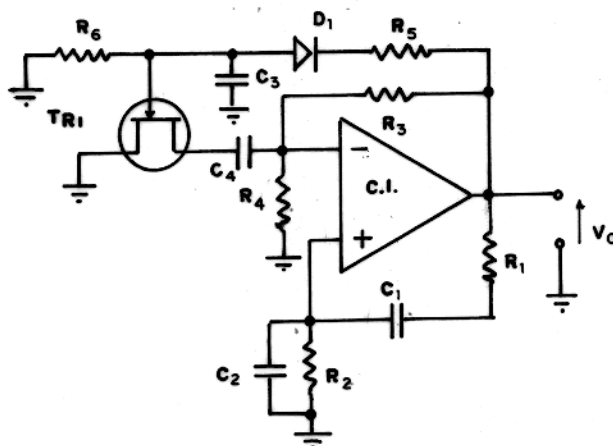


FIG. 10 - CIRCUITO DO OSCILADOR INCLUINDO O CIRCUITO AUTOMÁTICO DE GANHO.

$$A = R_3/R_4 \quad (12)$$

Para $R_1=10R_2$, o amplificador precisa ter um ganho $A=21$. A escolha do capacitor deve ser feita de modo que haja certo ba lanceamento nas impedências das realimentações. Além disso, os va lores desses componentes devem ser adaptados às impedências típi cas do circuito integrado (C.I.) em uso.

Apesar deste circuito funcionar bem, ele é algo crítico quanto a variações de temperatura, que provocam derivas nos parâ metros do C.I. Isto pode desviar o circuito da condição ótima de funcionamento, ou seja, o ganho do amplificador compensando a ate nuação da malha RC. Recorre-se, então, a um circuito de compensa ção automática de ganho, inserido na rede de realimentação nega tiva (Fig. 10).

O circuito de compensação é constituído pelo transistor de efeito de campo T_{R1} , o diodo D_1 e R_5 , R_6 , C_3 e C_4 . O sinal de saída é atenuado por R_5 , retificado por D_1 , filtrado por C_3 e enviado a T_{R1} , atuando sobre sua transcondutância, que através C_4 , fica em paralelo com R_4 , daí influenciando no ganho do C.I., de acordo com a eq.(12). Com isto se consegue um equilíbrio per feito entre as duas realimentações.

O circuito real se encontra na Fig. 11. Os diodos zener D_2 e D_3 estabilizam a tensão de alimentação, a fim de manter-se estável a frequência de oscilação.

Este circuito permitiu obter-se uma senóide, cuja distor ção não foi possível notar no osciloscópio, mesmo comparando-a com a senóide gerada por um gerador de sinais de laboratório. Portan to, a distorção deve ser menor que 1%. Também não se percebeu nenhuma variação de amplitude ao se variar a tensão de alimenta ção entre 7 e 14 volts, mantendo-se a amplitude do sinal de saída em 4,4 Vpp. Um pequeno desvio de frequência se faz notar quando a tensão de alimentação cai para 10 V, porém este desvio é infe rior a 0,3% na frequência alta e a 0,25% na frequência baixa. Os testes foram feitos em um intervalo de temperatura de 25 a 50°C, iniciadas as leituras trinta minutos após a ligação do oscilador,

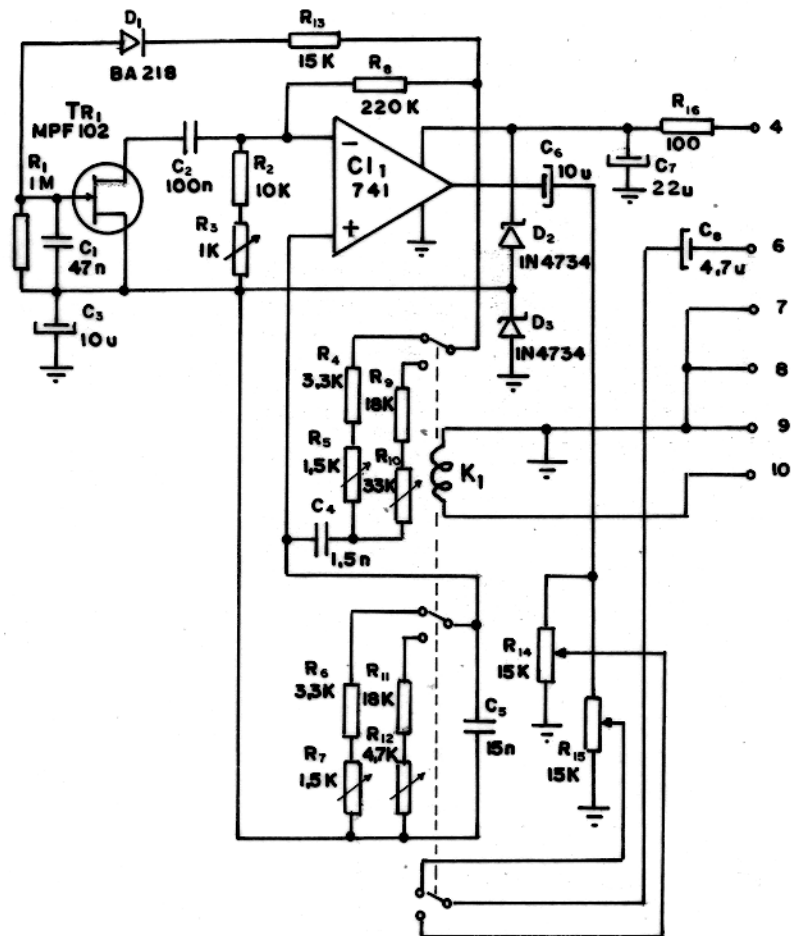


FIG. II — CIRCUITO COMPLETO DO OSCILADOR

com a fonte de alimentação variando entre 10 e 13 volts.

2.1.1.2. Amplificador de Potência

O estágio amplificador de potência está esquematizado na Fig. 12. Trata-se de um circuito amplificador em "push-pull" classe B, acoplado a transformador, de topologia clássica (Texas Instruments, 1963).

O circuito excitador é constituído por um amplificador classe A, acoplado por transformador. Usa-se um transistor tipo BD136, que é capaz de fornecer a potência necessária ao estágio final. Os cálculos referentes aos transformadores estão no apêndice 1.

Os diodos D_4 e D_5 desviam para a massa algum pulso inverso que possa surgir na comutação dos capacitores do circuito tanque, passíveis de danificar a junção de coletor dos transistores de saída. Também, não se está compensando a variação do ponto quiescente destes transistores, com a temperatura, por ser tolerável certa distorção neste estágio, devido à filtragem dos harmônicos pelo circuito irradiante. No entanto, pode-se compensar esta deriva com um resistor NTC (resistor com coeficiente de temperatura negativo) no circuito de polarização de base, no lado da massa, ou com um resistor PTC (resistor com coeficiente de temperatura positivo) no lado do polo positivo.

2.1.1.3. Sistema Irradiante

O sistema irradiante se constitui de um circuito ressonante em paralelo, sintonizado para cada frequência de operação.

Estando na frequência de sintonia, a impedância Z do circuito LC paralelo é resistiva, de acordo com a eq. (27). Se for feita uma derivação na bobina, a impedância neste ponto ainda é resistiva e decresce com o quadrado da relação de espiras. Estes conceitos permitem o cálculo da bobina transmissora, cujo diagrama está na Fig. 13.

Para 520 Hz tem-se a indutância total da bobina, igual a

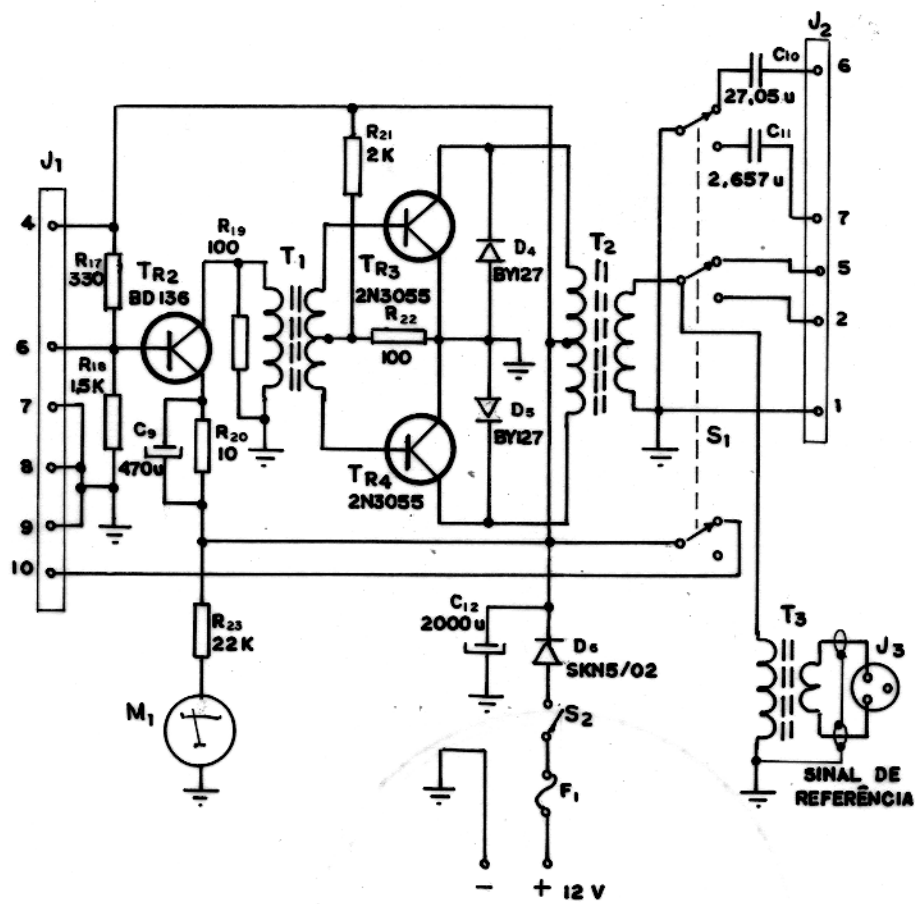


FIG. 12 - CIRCUITO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA.

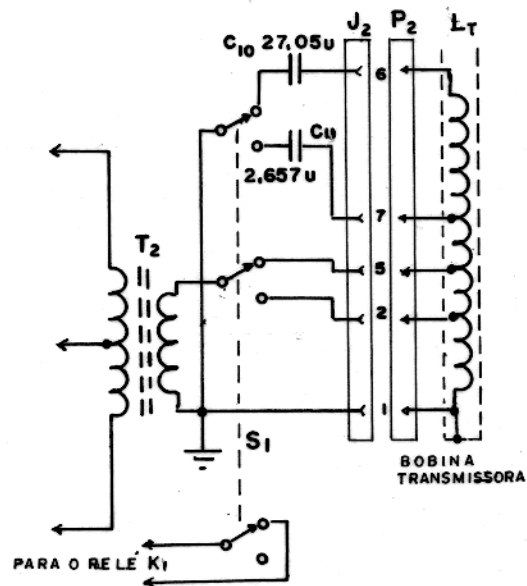


FIG. 13 - DIAGRAMA DA BOBINA TRANSMISSORA INTEGRADA AO CIRCUITO FINAL.

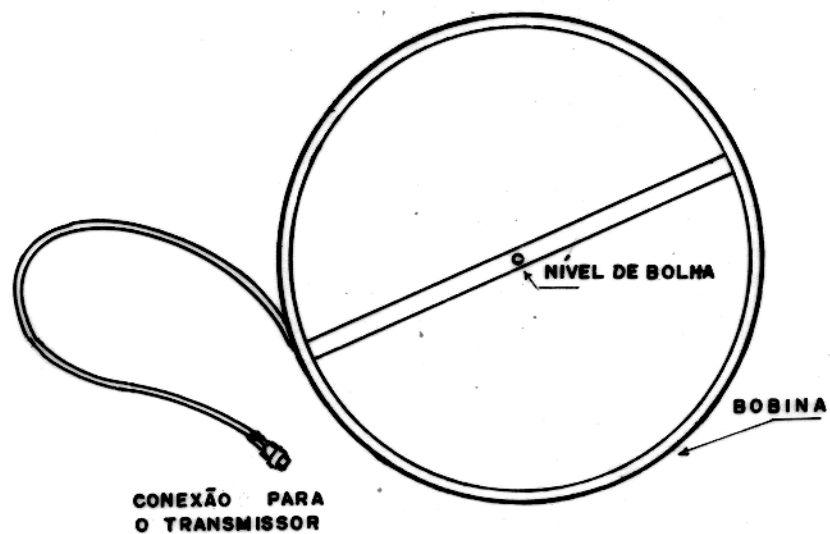


FIG. 14 - ASPECTO DA BOBINA TRANSMISSORA.

3,5 mH, em paralelo com o capacitor C_{11} , de 27,05 μF , e para 3.090 Hz, respectivamente 1 mH e 2,657 μF . A comutação é feita pela chave S_1 , que, ao mesmo tempo, seleciona as derivações correspondentes à impedância de saída do amplificador, a fim de obter transferência máxima de potência. Esta chave ainda aciona o relé K_1 , que comuta as frequências no Oscilador.

A bobina transmissora é envolvida por um tubo de PVC de 1/2 polegada de diâmetro e blindada eletrostaticamente. O conjunto tem o aspecto de um anel de 1 m de diâmetro, reforçado por uma haste feita com um tubo de PVC de 3/4 de polegada, no sentido diametral (Fig. 14). Esta haste contém ainda um nível de bolha, para facilitar o posicionamento do sistema.

Embora no protótipo se use este tipo de bobina, pode ser usada uma outra, com núcleo de ferrite, o que diminui bastante suas dimensões, tornando o sistema transmissor mais portátil.

2.1.2. Desempenho do Transmissor

A Fig. 15 apresenta o circuito total do Transmissor. Inclui-se um medidor para verificar a tensão da bateria, além de um fusível de 5A para proteção do circuito. No painel frontal do aparelho estão distribuídos todos os comandos.

O circuito de saída é ajustado através de R_{14} e R_{15} , controles de nível, respectivamente para f_A e f_B , para mínima distorção e máxima saída. Devido à rejeição automática dos harmônicos gerados no circuito pela bobina irradiante, não se percebe distorção na onda irradiada, a não ser quando existe excitação em demasia. Por isso, ajusta-se o nível de potência para uma distorção mínima no coletor de T_{R_3} ou T_{R_4} , em vez de monitorar diretamente a bobina. Nestas condições, o aparelho entrega à bobina irradiante cerca de 30 Watts RMS. Verificou-se, uma hora depois do aparelho estar ligado, uma temperatura de 45°C, no dissipador de T_{R_3} e T_{R_4} , a uma temperatura ambiente de 29°C.

Os testes de estabilidade em frequência do circuito oscilador, descritos no parágrafo 2.1.1.1, realizaram-se 3 meses depois de o transmissor ter entrado em funcionamento normal. Os des

vios de frequência foram observados tomando-se o sinal na saída de referência.

2.2. Sistema Receptor

2.2.1. Princípio de funcionamento

A Fig. 16. mostra o diagrama de blocos do sistema receptor. O sinal captado pela bobina receptora é levado ao estágio pré-amplificador. Neste estágio o sinal é ampliado com um fator de amplificação de 34 dB. O pré-amplificador é linear, isto é, sua resposta é plana, tanto em amplitude como em fase, ao longo de ampla faixa de frequências. Em seguida, o sinal entra no estágio designado Comparador. A função deste estágio é comparar esse sinal com o de referência, resultando daí uma voltagem de saída igual a zero, caso os dois sinais sejam coincidentes em amplitude e fase.

O sinal da fonte de referência, antes de entrar no Comparador, passa pelos circuitos de Nível e Deslocador de Fase que permitem ajustes individuais da amplitude e da fase, separadamente, para cada uma das frequências de operação (520 e 3.090 Hz). O estágio Normalizador fixa a relação entre o sinal aplicado à Ponte de Bruckshaw e ao Comparador, de modo a estabelecer durante as medidas, uma razão percentual com respeito ao campo primário. A ação destes estágios permite, que seja obtido, na entrada do Comparador, o sinal de referência com a mesma amplitude e fase do sinal tomado no pré-amplificador. Nestas condições, a resposta do Comparador é zero, e o instrumento estará calibrado, se o sinal, ora recebido pela bobina receptora, for o do campo primário. Do normalizador, o sinal de referência passa por um atenuador, que permite sua redução por duas vezes, se necessário, a fim de serem obtidas na Ponte de Bruckshaw as faixas de leitura de 0 a 100% e 0 a 50% do campo primário. Em seguida, o sinal vai para a Ponte, através do estágio Isolador, constituído de um circuito seguidor de emissor, que casa a relativamente alta impedância desse estágio com a baixa impedância da Ponte. Esta recebe ainda o sinal

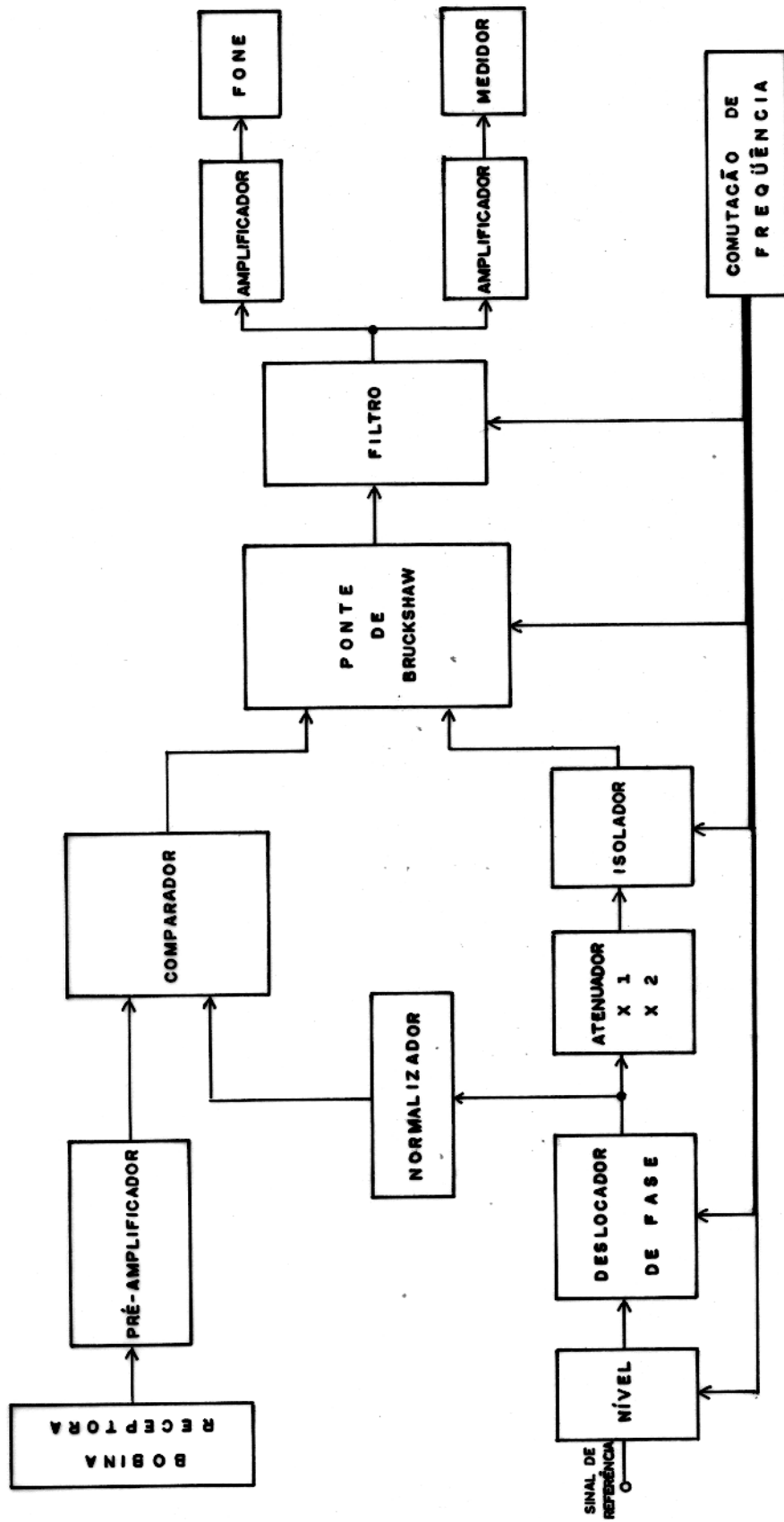


FIG. 16 - DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA RECEPTOR.

vindo do Comparador.

O estágio denominado Ponte de Bruckshaw recebe os dois sinais, dando uma voltagem resultante na saída. Trata-se de um circuito potenciométrico, onde se tem a presença de dois potenciômetros helicoidais de precisão, associados, cada um, a uma escala multivoltas graduada. Ajustando-se conjuntamente estes potenciômetros até se obter uma voltagem nula na saída da Ponte, pode ser lido diretamente nas escalas o valor percentual, relativo ao campo primário, das amplitudes das componentes "em fase" e "em quadratura" do campo secundário. A voltagem que se obtém na saída da Ponte é amplificada, filtrada, e mostra-se em um medidor. Também pode ser ouvida através de um fone incorporado ao receptor. O medidor e o fone permitem, portanto, indicação de anulamento da voltagem em forma visual e auditiva. Observe-se que os filtros foram situados depois da Ponte. Nesse ponto do circuito não mais importam desvios de fase, pois as medidas já foram registradas, tornando os filtros menos críticos, simplificando, assim, sua elaboração. Através deles se obtém ótima rejeição dos sinais fora da frequência de trabalho, assim como uma alta relação sinal/ruído.

2.2.2. Análise dos Estágios do Receptor

Nesta seção, as características mais importantes de cada estágio do diagrama da Fig. 16, são analisadas em detalhes.

2.2.2.1. Bobina Receptora

Para se obter um melhor rendimento, a bobina receptora deve possuir a maior autoindutância possível, portanto, um número muito grande de espiras. No entanto, quanto maior o número de espiras, maior é a capacitância distribuída formada entre as mesmas, assim como a resistência ôhmica do enrolamento. Estes dois fatores limitam o valor da autoindutância, pois a capacitância distribuída forma com a bobina um circuito ressonante. Deve-se, então, impedir que essa frequência de ressonância se situe próximo da

freqüência de trabalho, pois a bobina ficaria mais sensível a deslocamentos de fase, em função de um pequeno desvio de freqüência. Isto pode ser melhor compreendido examinando-se a Fig. 17, que representa a curva de resposta de fase de um circuito sintonizado em função da freqüência. Portanto, a bobina deve ser confeccionada de maneira especial, subdividida em enrolamentos parciais, igualmente distribuídos em um núcleo de ferrite. É imperativo o uso do núcleo de ferrite. Por suas características de material com alta permeabilidade magnética e baixas perdas, ele permite a obtenção de um alto Q, em face da grande redução do número de espiras para um mesmo valor de L, em relação a um núcleo de ar.

O fio empregado deve ser recoberto por uma camada de algodão, além da camada de esmalte, para permitir um maior afastamento entre espiras. Deve-se evitar que as espiras se acamem paralelamente, trançando-as entre si. Este tipo de enrolamento é conhecido como "em ninho de abelha" (honey comb). Além disso, é conveniente blindar eletrostaticamente a bobina. Essas precauções permitem seja alcançada uma eficiência máxima, fator fundamental para o bom desempenho do aparelho.

A bobina se constitui de 4.000 espiras de fio esmaltado, com capa de algodão, bitola 25 AWG, em um núcleo constituído de 7 hastes de ferrite fabricado pela "Siemens" tipo 2.088/735, de diâmetro igual a 1 cm e comprimento de 24 cm. O enrolamento foi subdividido em 5 bobinas de 800 espiras cada, do modo descrito anteriormente e seu formato e dimensões encontram-se na fig. 18 Usou-se também, uma blindagem eletrostática, constituída de uma fita de cobre envolvendo helicoidalmente o núcleo, e uma folha de alumínio envolvendo o conjunto. Os valores da indutância L e da resistência ôhmica R da bobina foram medidos com uma ponte RCL, sendo,

$$L = 1,88 \text{ H} \quad \text{e} \quad R = 51 \Omega$$

Depois de confeccionada, a bobina foi inserida em um cilindro de PVC e lacrada com uma mistura de duas partes de parafina

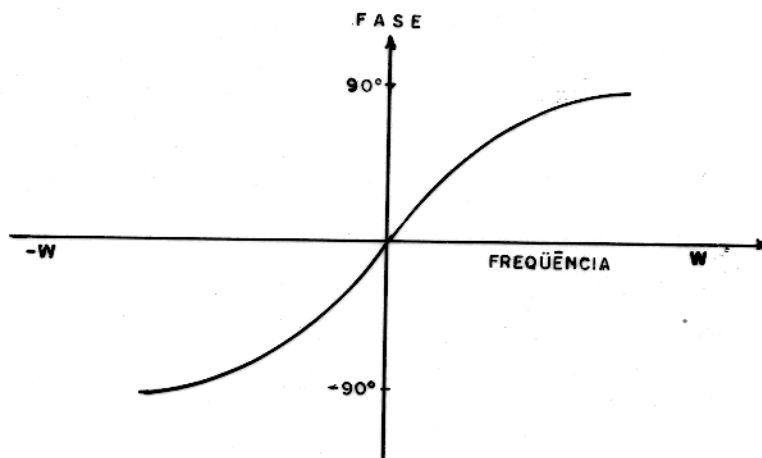


FIG. 17 - RESPOSTA DE FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE UM CIRCUITO LC SINTONIZADO.

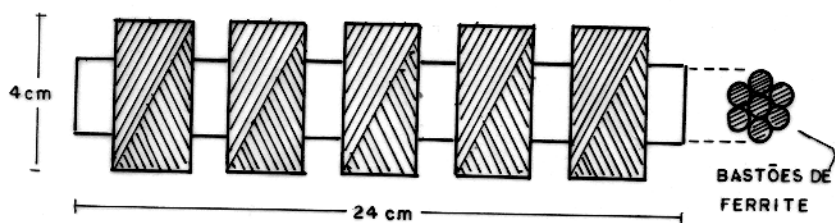


FIG. 18 - FORMA E DIMENSÕES DA BOBINA RECEPTORA.

na e uma de cera virgem, para impedir a penetração de umidade, dando um aspecto final bastante rígido e compacto. No topo do cilindro colocou-se um nível de bolha, necessário para manter o cilindro sempre na posição vertical, por ocasião das medidas, além de um suporte que facilita a operação.

2.2.2.2. Pré-amplificador

O circuito do preamplificador está na Fig. 19. Trata-se de um amplificador diferencial de $30\text{ K}\Omega$ de impedância de entrada.

Os diodos D_1 e D_2 , juntamente com os resistores R_3 e R_4 , limitam a amplitude do sinal aplicado ao circuito integrado (CI), protegendo-o contra fortes sinais induzidos na bobina por campos indesejáveis, tais como, descargas elétricas na atmosfera, campos induzidos das linhas de distribuição de energia e sinais espúrios de um modo geral, que poderiam destruir o CI. O fator de amplificação é 34 dB. O ruído deve manter-se baixo. Assim sendo, principalmente os resistores R_7 e R_8 precisam ser muito estáveis quanto a variações de temperatura devendo, se possível, serem de filme metálico. O CI, um amplificador operacional, deve ser de alto ganho e baixo ruído. Escolheu-se o LM725CN por dispor-se do mesmo no laboratório, podendo ser usado, entretanto, qualquer outro análogo.

A Fig. 20 apresenta o diagrama básico dos estágios de nível, deslocador de fase e normalizador, simplificados para melhor análise. O sinal de referência é aplicado ao potenciômetro de controle de Nível P_N , de onde pode ser tomado desde zero até sua amplitude máxima. O potenciômetro P_N é do tipo helicoidal de 10 voltas, de precisão, a fim de permitir um ajuste suave e contínuo. No circuito real (Fig.22), existem dois destes potenciômetros, um para cada frequência, comutados através do relé K_1 , constituindo o estágio de Nível. O sinal de referência, uma vez no estágio deslocador de fase, pode ter sua fase variada desde 0 até 180° , através do potenciômetro P_F . O funcionamento do circuito Deslocador de Fase pode ser resumido nos seguintes termos: o transistor T_{R1}

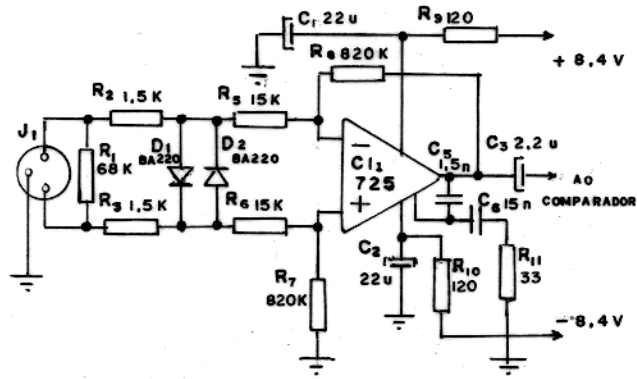


FIG. 19 - CIRCUITO DO PRÉ-AMPLIFICADOR.

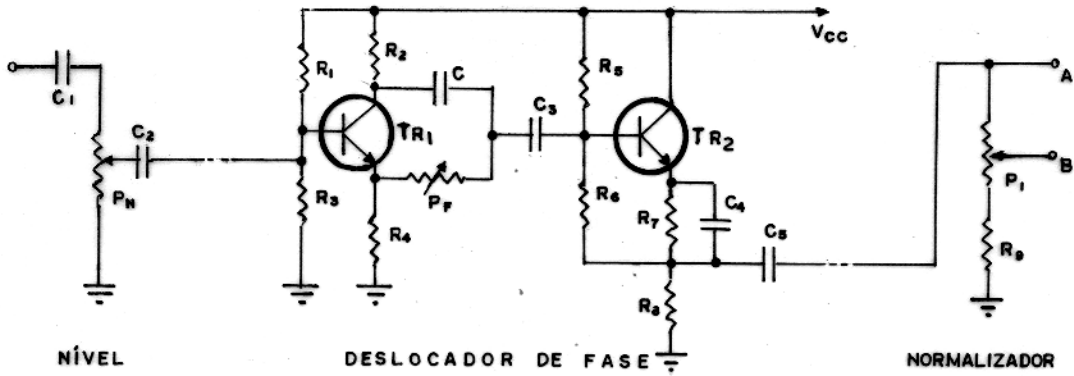


FIG. 20 - CIRCUITOS BÁSICOS DOS ESTÁGIOS DE "NÍVEL", "DESLOCADOR DE FASE" E "NORMALIZADOR".

está montado em configuração emissor comum, sem desacoplamento do emissor para a massa, de modo a permitir retirar-se o sinal também neste ponto. Devido às características do circuito em montagem seguidor de emissor, o ganho de voltagem obtido no emissor é 0,98, sendo, ainda, o transistor polarizado de modo a apresentar o mesmo ganho de voltagem no coletor. Deste modo, no emissor, o sinal tem a mesma fase que no circuito de entrada, e no coletor, 180°. Obtém-se, portanto, um amplificador com saída simétrica. Entre o coletor e o emissor encontra-se a malha RC, constituída pelo potenciômetro P_F , montado como um reostato, e o capacitor C. Esta malha, juntamente com o sinal simétrico oferecido por T_{R1} constituem o circuito Deslocador de Fase propriamente dito. Então, o circuito equivalente pode ser considerado como duas fontes de sinais simétricos aplicados à malha RC, com a voltagem de saída V_o tomada na junção de R com C, (Fig. 21).

Sendo V_c o sinal tomado no coletor, e V_e o sinal tomado no emissor, pelo princípio da superposição, pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
 V_o &= -V_c \left(\frac{R}{R-j/\omega C} \right) + V_e \left(\frac{-j/\omega C}{R-j/\omega C} \right) = -\frac{V_c R \omega C}{R \omega C - j} + \left(\frac{-j V_e}{R \omega C - j} \right) = \\
 &= \frac{-V_c R \omega C (R \omega C + j)}{[R \omega C - j](R \omega C + j)} + \frac{-j V_e (R \omega C + j)}{[R \omega C - j](R \omega C + j)} = \\
 &= \left(\frac{-V_c R^2 \omega^2 C^2 - j V_c R \omega C}{R^2 \omega^2 C^2 + 1} \right) + \left(\frac{-j V_e R \omega C + V_e}{R^2 \omega^2 C^2 + 1} \right) \\
 V_o &= \frac{-V_c R^2 \omega^2 C^2 + V_e}{R^2 \omega^2 C^2 + 1} - j \frac{R \omega C (V_c + V_e)}{R^2 \omega^2 C^2 + 1} \quad (13)
 \end{aligned}$$

Como V_c e V_e são simétricos, suas amplitudes absolutas são iguais a um valor V. Então, a eq. (13) resulta em:

$$V_o = \frac{V(1-R^2 \omega^2 C^2)}{R^2 \omega^2 C^2 + 1} - j \frac{2VR \omega C}{R^2 \omega^2 C^2 + 1} \quad (14)$$

Considerem-se os três casos particulares em que:

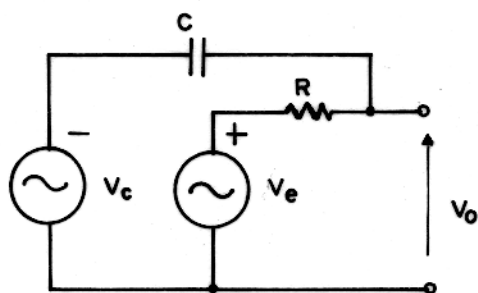


FIG. 21 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO DESLOCADOR DE FASE.

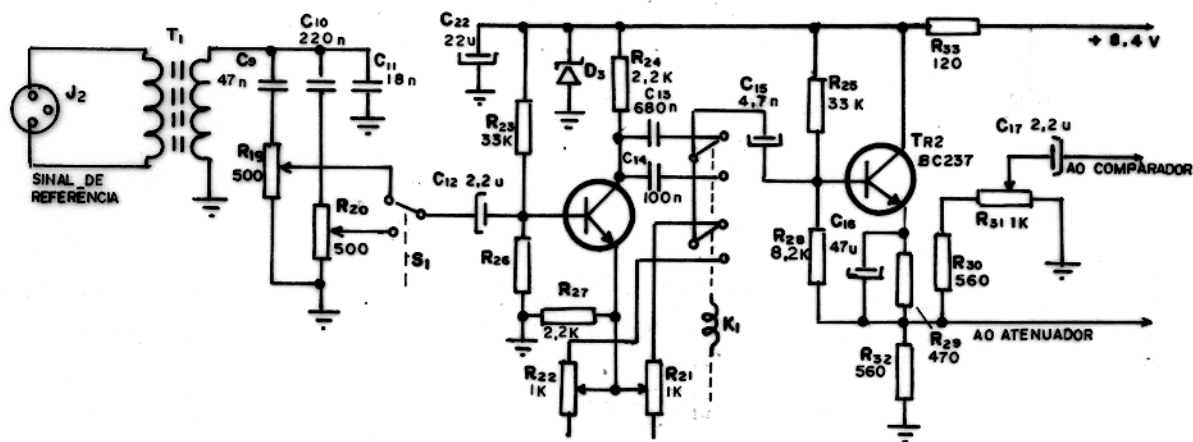


FIG. 22 - CIRCUITO DOS ESTÁGIOS DE NÍVEL, DESLOCADOR DE FASE E NORMALIZADOR.

- a) $R=0$. Isto equivale ao reostato P_F na posição de mínima resistência, e a eq. (14) resulta, $V_0=V$; quer dizer, o sinal em fase.
- b) $R=1/wC$. Com o reostato nesta posição fica, $V_0 = -jV$; quer dizer, o sinal retardado em 90° .
- c) $R \gg 1/wC$. Esta é a posição de máxima resistência de P_F e implica $V_0 \rightarrow -V$; quer dizer, o sinal está praticamente defasado em 180° .

Do que acima foi exposto, conclui-se que, ao ser variada a resistência de P_F , obtém-se um deslocamento contínuo de fase do sinal de entrada desde 0 até 180° .

Para um bom desempenho do circuito é preciso não sobrecarregar a malha RC pelo estágio seguinte. O circuito seguidor de emissor, constituído por T_{R2} , por suas características, oferece a impedância de entrada necessária, além de baixa impedância de saída requerida pelo estágio Normalizador. O estágio Normalizador é um divisor de voltagem, e deve ser ajustado para oferecer ao comparador, uma correta relação de voltagens que normalizará as medidas em relação ao campo primário. Esta relação de voltagem é dada por:

$$V_1 = F_P V_2 \quad (15)$$

onde, V_1 = voltagem no terminal A

V_2 = voltagem no terminal B, e

F_P = fator de proporcionalidade = 5,4 (ver o parágrafo 2.3 no Apêndice 2).

Na Fig. 22 está o circuito completo dos três estágios. O transformador T_2 casa a impedância do cabo condutor do sinal de referência com o circuito.

2.2.2.3. Comparador

O diagrama básico do Comparador está na fig. 23. O circuito se constitui de um amplificador diferencial com ganho unitário,

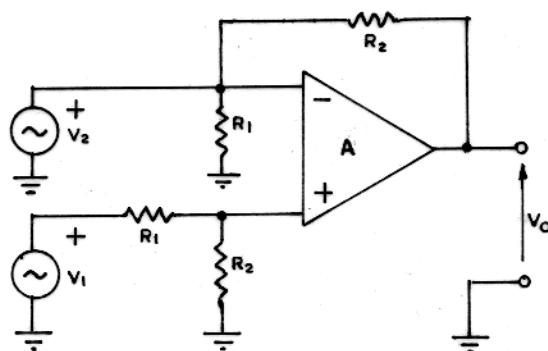


FIG. 23 - CIRCUITO BÁSICO DE UM AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.

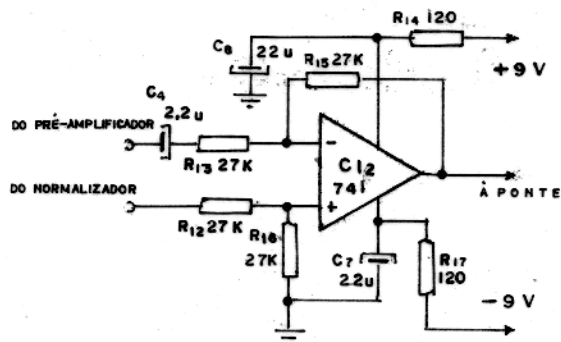


FIG. 24 - CIRCUITO DO COMPARADOR

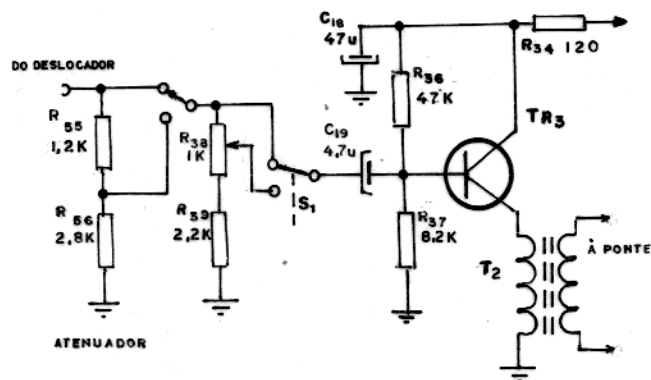


FIG. 25 - CIRCUITO DO ATENUADOR E DO ISOLADOR.

onde se aplicam V_1 e V_2 simultaneamente nas duas entradas.

O sinal de saída será então:

$$V_0 = (V_1 - V_2) A \quad , \quad (16)$$

sendo, A o ganho do amplificador, determinado pela relação:

$$A = \frac{R_2}{R_1} \quad , \quad (17)$$

desde que o ganho em malha aberta do amplificador seja considerado infinito (Milman - Halkias, 1972). Neste caso, como o ganho é unitário,

$$R_1 = R_2 \quad (18)$$

O circuito do comparador está na Fig. 24. Os resistores foram escolhidos com base na impedância de saída dos circuitos de excitação, devendo ser altos o bastante para não sobrecarregá-los.

2.2.2.4. Atenuador e Circuito Isolador

O circuito Atenuador consta da chave comutadora S_3 e dos resistores R_{55} e R_{56} . Sua função é reduzir o sinal à metade, quando solicitado. Esta redução permite ampliar as escalas da Ponte de Bruckshaw, de modo a ler-se um intervalo de 0 a 50% do campo primário, utilizando-se toda a gama de variação da escala. Tanto o circuito Atenuador como o Isolador estão na fig. 25.

O Isolador casa a impedância do estágio anterior com a da ponte, isolando qualquer interação entre os mesmos. O potenciômetro R_{38} possibilita o ajuste do desnível entre as duas frequências que, como será explicado adiante, ocorre na ponte. O transformador T_2 apresenta resposta plana nas duas frequências e resistência ôhmica muito baixa no enrolamento secundário, a qual é considerada no circuito da ponte. Foi confeccionado em núcleo "Icotron", PC 100, 30 mm, e consta de 200 espiras de fio AWG 28 tanto no primário como no secundário, com acoplamento espira por

espira (enrolamento bifilar).

2.2.2.5. Ponte de Bruckshaw

Neste estágio se realizam as medidas. O circuito, em sua forma básica, foi utilizado por Bruckshaw desde 1934, para medi-
das de fase em prospecção eletromagnética. Entre outros circuitos que poderiam ser usados, ele foi escolhido pela sua eficiência e simplicidade, aliada à grande estabilidade possível de ser alcançada com o uso de componentes de boa qualidade.

A Fig. 26 apresenta o circuito básico utilizado, e as relações que determinam o seu funcionamento são:

$$\omega L = 1/\omega C = R \quad (19)$$

$$\omega L_1 = R + R_1 \quad (20)$$

Para a análise do funcionamento da Ponte, considerem-se a sua condição de equilíbrio e cada ramo do potenciômetro R como um resistor em separado, correspondente à fração de sua resistência total (Fig. 27).

Nas condições de equilíbrio, a voltagem de saída V_0 torna-se zero, portanto, i_1 e i_2 devem ser iguais. Então,

$$i_1 \left[(1-a)\frac{R}{2} + (1-b)\frac{R}{2} + j\omega\frac{L}{2} + \frac{1}{2j\omega C} \right] - i_3 \left[(1-a)\frac{R}{2} + \frac{1}{2j\omega C} \right] - V_S = 0 \quad (21)$$

$$i_1 \left[(1+a)\frac{R}{2} + (1+b)\frac{R}{2} + j\omega\frac{L}{2} + \frac{1}{2j\omega C} \right] - i_3 \left[(1+a)\frac{R}{2} + \frac{1}{2j\omega C} \right] - V_S = 0 \quad (22)$$

$$-i_1 \left[R + \frac{1}{j\omega C} \right] - i_3 \left[R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L_1 + R_1 \right] - V_R = 0 \quad (23)$$

Logo, para determinar a relação entre V_R e V_S , tem-se:

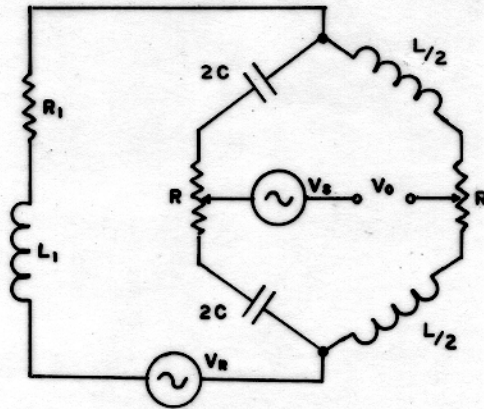


FIG. 26 - CIRCUITO BÁSICO PONTE DE BRUCKSHAW.

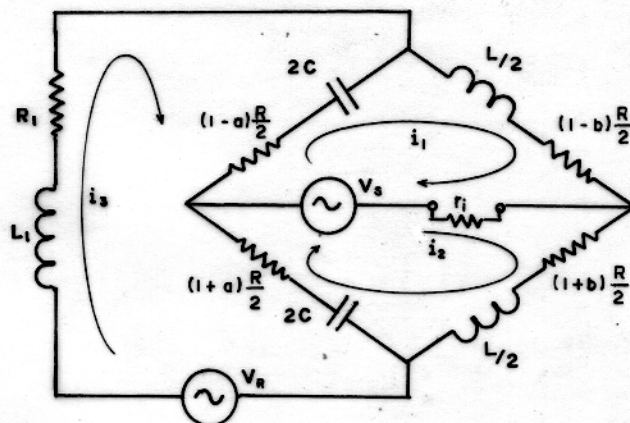


FIG. 27 — PONTE DE BRUCKSHAW NAS CONDIÇÕES DE EQUILÍBRIO COM CADA POTENCI-
ÔMETRO R DESDOBRADO EM 2 RESISTORES, FRAÇÕES DE SUA RESISTÊNCIA
TOTAL. r_i = RESISTÊNCIA INTERNA DO CIRCUITO MEDIDOR. V_R = VOLTAGEM DE
REFERÊNCIA. V_s = VOLTAGEM A SER COMPARADA.

$$\begin{bmatrix} (1-a)\frac{R}{2} + (1-b)\frac{R}{2} + jw\frac{L}{2} + \frac{1}{2jwC} & -(1-a)\frac{R}{2} - \frac{1}{2jwC} & -V_S \\ (1+a)\frac{R}{2} + (1+b)\frac{R}{2} + jw\frac{L}{2} + \frac{1}{2jwC} & -(1+a)\frac{R}{2} - \frac{1}{2jwC} & -V_S \\ -R - \frac{1}{jwC} & R + \frac{1}{jwC} + jwL_1 + R_1 & -V_R \end{bmatrix} = 0 \quad (24)$$

De onde,

$$\begin{bmatrix} R + jwL & -R - \frac{1}{jwC} & 0 \\ (1+b)\frac{R}{2} + jw\frac{L}{2} & -1(1+a)\frac{R}{2} - \frac{1}{2jwC} & \frac{V_S}{V_R} \\ jwL_1 + R_1 & R + \frac{1}{jwC} + jwL_1 + R_1 & -1 \end{bmatrix} = 0 \quad (25)$$

Usando-se as equações (19) e (20), que determinam as condições de funcionamento, obtêm-se:

$$\frac{V_S}{V_R} = \frac{R(a + jb)}{4(R + R_1)} \quad (26)$$

Conclui-se, então, que deslocando-se os respectivos potenciômetros R no braço da Ponte, onde estão os capacitores, obtêm-se a compensação da componente de V_S em fase com V_R , e no braço dos indutores obtêm-se a compensação em quadratura. No caso ideal, em que R_1 é desprezível em função de R , a voltagem máxima compensada tanto da componente "em fase" como da "em quadratura", é quatro vezes menor que a voltagem de referência V_R . Neste caso, onde se tem para R_1 um valor não desprezível, esta relação é algo maior, conforme se mostrará mais adiante. A Fig. 28 mostra as condições de balanço da ponte, em particular, para o primeiro quadrante.

As frequências de operação foram escolhidas de modo a evitar interferência dos harmônicos de 60 Hz, das linhas de distribui

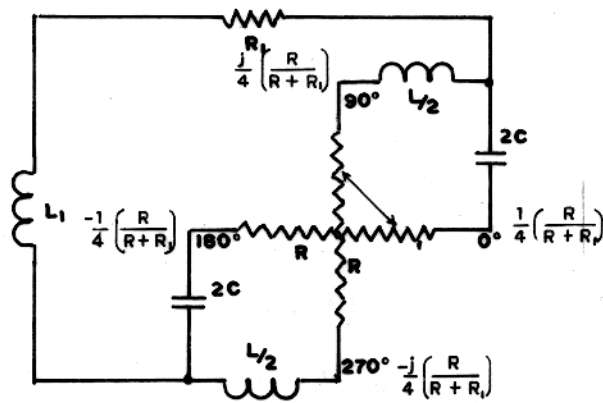


FIG. 28 — DIAGRAMA MOSTRANDO AS CONDIÇÕES DE BALANÇO DA PONTE, EM PARTICULAR, PARA O PRIMEIRO QUADRANTE.

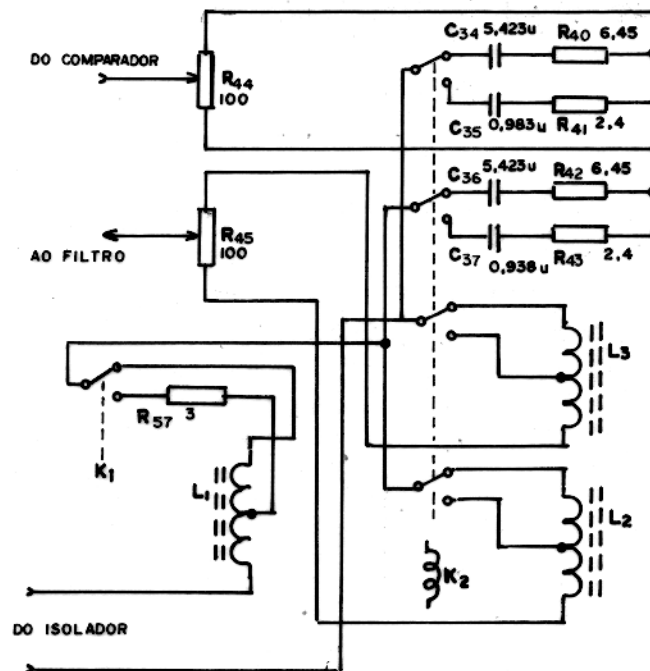


FIG. 29 — CIRCUITO DA PONTE ONDE SE EFETUAM AS MEDIDAS.

ção de energia industrial. Considerou-se para a frequência baixa, $f_B = 520$ Hz, pois os harmônicos de 60 Hz mais próximos são 480 Hz e 540 Hz, e para a frequência alta, $f_A = 3.090$ Hz, desde que os Harmônicos de 60 Hz mais próximos são 3.060 Hz e 3.120 Hz.

O circuito completo deste estágio está na fig. 29. O relé K_2 faz a comutação dos indutores e capacitores, com seus respectivos resistores de compensação (ver apêndice 2), de acordo com as duas frequências.

2.2.2.6. Filtro

O circuito esquemático do filtro está na fig. 29. Trata-se de um amplificador sintonizado clássico. A vantagem no uso deste tipo de circuito é o elevado ganho de voltagem obtido, aliado a uma boa rejeição sinal/ruído.

A polarização quiescente do transistor é calculada do mesmo modo que em um circuito resistivo emissor comum, considerando-se como impedância Z_C do coletor a própria resistência ôhmica do indutor.

O circuito oscilante LC é otimizado pela estabilidade, faixa de passagem, impedância de saída do circuito considerado e pela impedância de entrada do estágio seguinte, devendo apresentar impedâncias semelhantes nas duas frequências, a fim de ser obtido aproximadamente o mesmo ganho no circuito.

Nas frequências fora de sintonia, o circuito LC apresenta uma impedância baixa, sendo mais indutiva ou mais capacitiva, conforme o afastamento do ponto de sintonia. Na sintonia, a impedância é resistiva e muito alta, determinada por,

$$Z_{LC} = \omega^2 L^2 / R \quad (27)$$

Com este circuito inserido no circuito de coletor de T_{R4} se obtém, portanto, uma amplificação muito grande na frequência de sintonia e, uma amplificação pequena, com a fase deslocada como na fig. 17, nas frequências fora de sintonia. Da eq. (27) pode-se

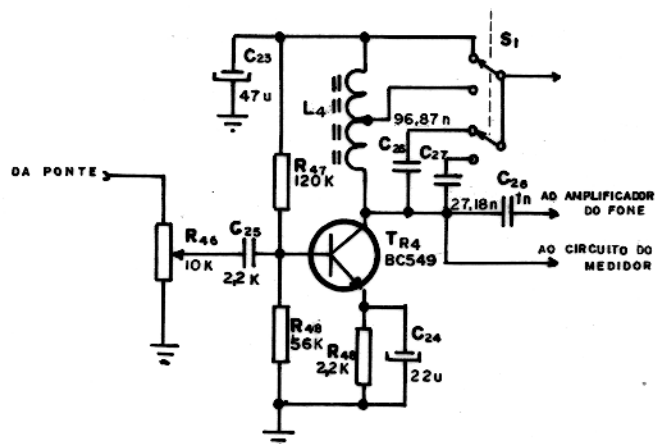


FIG. 30 - CIRCUITO ESQUEMÁTICO DO FILTRO.

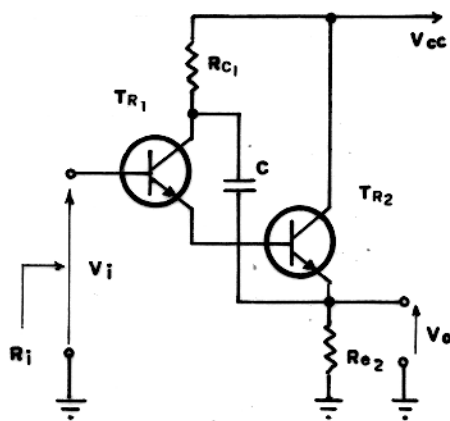


FIG. 31 - CIRCUITO "BOOTSTRAPPED DARLINGTON" BÁSICO.

deduzir:

$$L = \sqrt{ZR/\omega} , \quad (28)$$

e daí, se obtém, respectivamente para f_A e f_B , os valores de 97,7 mH e 968 mH para os indutores.

Pode-se calcular, então, os capacitores através da relação

$$C = 1/\omega^2 L , \quad (29)$$

dando respectivamente, 27,18 nF e 96,87 nF.

A comutação é efetuada por dois polos da chave S_1 .

2.2.2.7. Amplificador para o Fone

No estágio anterior foi obtido um nível de sinal satisfatório a um bom desempenho do aparelho, sendo o ganho total em voltagem até este ponto,

$$A \approx 100.000$$

No entanto, ainda é necessário um ganho em corrente, a fim de prover potência capaz de excitar o fone, que constitui o indicador de nulo auditivo.

Para não sobrecarregar o circuito do Filtro, o que lhe acarretaria maior amortecimento, baixando o fator de qualidade do mesmo, este amplificador deve ter impedância de entrada bastante alta, pelo menos uma ordem de grandeza da impedância de saída do circuito do Filtro. Esta se constitui da impedância do circuito de coletor do transistor T_{R4} , em paralelo com a do circuito sintonizado $Z_{LC} = Q\omega L$. Neste caso, para simplificar o cálculo, considerou-se a impedância de entrada do amplificador de saída,

$$Z_i > 10 Z_{LC} = 10 Q\omega L \approx 500 \text{ K } \Omega$$

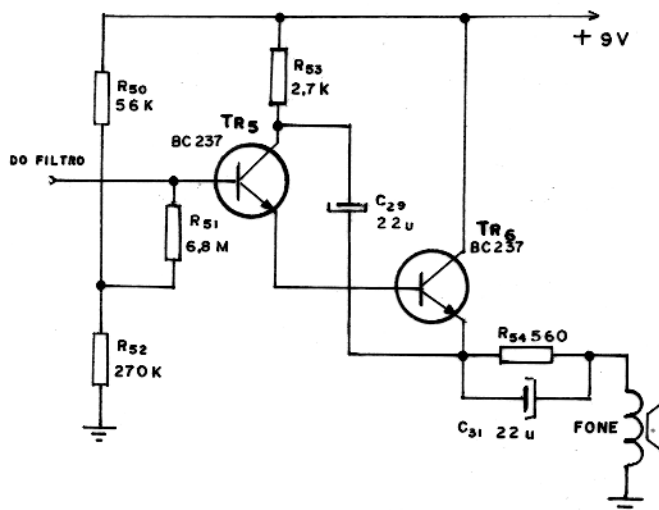


FIG. 32 - CIRCUITO DO AMPLIFICADOR PARA O FONE, O INDICADOR DE NULO AUDITIVO.

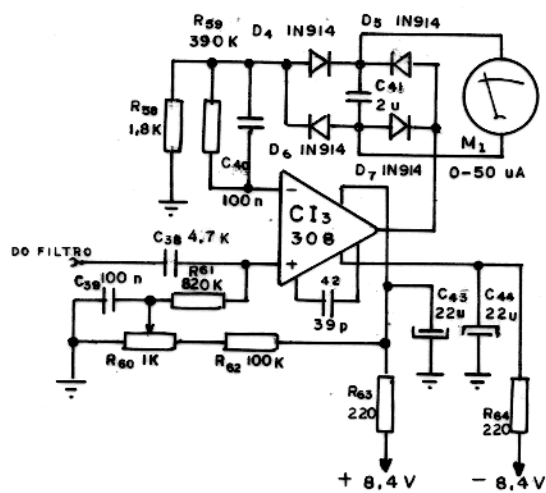


FIG. 33 - CIRCUITO DO MEDIDOR DE VOLTAGEM QUE CONSTITUI O INDICADOR DE NULO VISUAL.

Por permitir obtenção de alta impedância de entrada, alto ganho de corrente e baixa impedância de saída, optou-se por um circuito de topologia "Bootstrapped Darlington" para o amplificador de saída (Millman - Halkias, 1972). Neste circuito (Fig. 31), a resistência de entrada é:

$$R_i \approx \beta_1 \beta_2 R_e \quad , \quad (30)$$

onde, β_1 e β_2 são os ganhos de correntes respectivos a cada transistor, e $R_e = R_{C1} // R_{E2}$, em face do capacitor C agir como um curto-circuito para os sinais alternados.

O circuito está na fig. 32. O fone é de baixa impedância (500 Ω), do tipo usado em telefones.

2.2.2.8. Amplificador para o Microamperímetro

Para o indicador de nulo visual, está sendo utilizado um microamperímetro de 0 a 50 μ A. Como o sinal deve ser tomado do filtro, no mesmo ponto que para o amplificador do fone, pelas mesmas razões expostas no parágrafo anterior, a impedância deste estágio deve ser maior que 500 K Ω . O circuito, que é um medidor de voltagens alternadas, está na Fig. 33. Os diodos D_4 , D_5 , D_6 e D_7 , estão ligados em ponte e retificam o sinal para o microamperímetro. Esta ponte está incluída na malha de realimentação para a entrada inversora de um amplificador operacional que, deste modo, se constitui em um retificador praticamente ideal, podendo detectar voltagens menores que 1 mV. Isto não seria possível em um retificador que empregasse somente diodos, devido à barreira de potencial nos mesmos (cerca de 0,6 volt para diodos de silício). Escolheu-se o amplificador operacional LM308 devido a sua alta impedância de entrada (cerca de 10 M Ω).

2.2.3. Desempenho do Receptor

Na Fig. 34 tem-se o diagrama esquemático completo do Re

ceptor. A comutação das frequências é feita pela chave S_1 que aciona os relés K_1 e K_2 . Os relés devem ser do tipo com retenção mecânica, a fim de diminuir o consumo das baterias. A fonte usa 18 pilhas de lanterna tamanho D.

O Receptor é sensível a sinais de entrada desde $0,5 \mu V$ em ambas as frequências. Possui elevada estabilidade quanto a variações de temperatura, verificada tanto no laboratório, em um modelo reduzido, como nos trabalhos de campo. Durante vários dias de operação não se fez necessário qualquer retoque nos ajustes de cancelamento do campo normal, função mais crítica do sistema. A precisão de leitura é melhor que 1% nas duas escalas, para uma faixa de temperatura entre 0 e $50^{\circ}C$.

O instrumento foi instalado em uma caixa de madeira, forrada com espuma de nylon (Fig. 1), para uso a tiracolo, pesando toda a unidade, incluindo as baterias, cerca de 2,4 Kg.

2.3. Adaptador Para Modelo Reduzido

O adaptador para modelos reduzidos consta de uma haste de acrílico de 40 cm de comprimento que suporta duas bobinas enroladas em um núcleo de ferrite de 1 cm de diâmetro por 0,5 cm de altura. Uma das bobinas é conectada ao transmissor e a outra ao receptor. O sinal de referência é retirado através de duas voltas de fio blindado que foram feitas em torno da bobina transmissora.

Não é necessário um sinal muito forte quando se trabalha com modelos, portanto, deve ser reduzido o nível de excitação na bobina transmissora. Isto é feito através dos controle de nível de potencia, R_{14} e R_{15} , respectivamente para as frequências baixa e alta, situados na parte lateral do aparelho.

2.4. Modo de Operação do Equipamento

O equipamento precisa ser aferido em uma área isenta de condutores, com o mesmo espaçamento entre a bobina transmissora e

a receptora, a ser usado nas medições, tanto em modelos como em prospecção. O Transmissor não requer ajustes, mas é conveniente reduzir-se a potência através dos controles de níveis R_{14} e R_{15} , quando se está trabalhando com modelos.

Para a aferição do receptor, inicialmente as escalas multivoltas de leitura "em fase" e "em quadratura" devem estar posicionadas em 500. Esta posição corresponde a 0 %. Devido não ter sido possível adquirir-se escalas com zero no centro, usou-se as convencionais de 0 a 1000. Porém, verificou-se na prática, que elas são até convenientes, pois as medidas podem ser tomadas sem riscos de omissão do sinal de polarização. Após a plotagem das curvas pode-se, então, substituir os valores lançados pelos seus percentuais relativos.

Depois de interligado todo o equipamento, de acordo com a pesquisa a ser realizada, através dos controles de nível P_{NA} e P_{NB} , e de fase P_{FA} e P_{FB} , na parte traseira do receptor, procura-se obter um nulo em cada uma das duas frequências. Esta operação deve ser feita em local onde se saiba não haver condutores na subsuperfície, ou sem o corpo de prova, no caso de se estar usando um modelo reduzido.

Tanto a bobina receptora quanto a transmissora devem ficar niveladas, e não se deve segurar a bobina receptora quando em uso. O cabo de referência deve ficar do lado oposto ao da bobina receptora. Após conseguido o nulo, o aparelho estará calibrado e pronto para operar.

3. TESTES DE APLICAÇÃO DO EQUIPAMENTO

3.1. Testes com Modelo Reduzido

Estes testes foram realizados no laboratório de Modelo Reduzido do Núcleo de Ciências Geofísicas e Geológicas (NCGG).

3.1.1. Noções Básicas Sobre Modelamento Reduzido

A equação de modelamento pode ser deduzida, relacionando-se o parâmetro θ com um θ_m relativo ao modelo utilizado, (Verma, 1972), ou,

$$\theta = \theta_m \quad (31)$$

Então, desprezando-se as corrente de deslocamento, devido ao uso de frequências baixas, da eq. (6), pode-se escrever:

$$\sigma \mu \omega^2 = \sigma_m \mu_m w_m \alpha_m^2 \quad (32)$$

Considerando-se o uso de metais não ferrosos na simulação, $\mu = \mu_m$, e se $w = w_m$, obtém-se:

$$\sigma \alpha^2 = \sigma_m \alpha_m^2, \quad \text{ou} \quad (33)$$

$$\frac{\sigma_m}{\sigma} = \frac{\alpha^2}{\alpha_m^2} \quad (34)$$

Portanto, para um fator de redução de 100 vezes,

$$\frac{\sigma_m}{\sigma} = 100^2, \quad \text{ou} \quad \sigma_m = 10^4 \sigma \quad (35)$$

3.1.2. Teste com Modelo ao Ar Livre

Para testar o desempenho do equipamento, construiu-se um modelo ao ar livre, utilizando-se o adaptador para modelamentos (Parágrafo 2.3.), e um arranjo mecânico cujo croquis apresenta-se na fig. 36.

Em uma prospecção terrestre, as bobinas são deslocadas por sobre o alvo. Em modelos pode-se fazer as medidas da mesma forma, ou manter-se fixa a posição das bobinas e deslocar-se o corpo, obtendo-se os mesmos resultados. Nesta experiência o alvo se mantém fixo.

As bobinas foram dispostas em laço horizontal, com afastamento $\ell = 40$ cm. O modelo, uma chapa de alumínio ($\sigma = 3,83 \times 10^7$ U/m) com $1,2 \times 1$ m e espessura de 1 mm, foi situado a 8 cm ($0,2\ell$) do plano das bobinas. Estas bobinas deslocam-se presas a um suporte de acrílico, o qual desliza em dois trilhos de madeira, sendo um deles graduado em centímetros. O centro do espaçamento entre as bobinas é considerado como o ponto de investigação.

As medidas foram tomadas em intervalos de 4 cm ($0,1\ell$) com o deslocamento perpendicular à chapa (strike 90°), e estão plotadas nas figs. 37 e 38. Nestas figuras, as linhas cheias referem-se às medidas em fase, e, as linhas interrompidas, às medidas em quadratura. Estas curvas foram comparadas a resultados teóricos e práticos obtidos por Grant & West, 1965 publicados em "Interpretation Theory in Applied Geophysics" pp. 465-556, e atestam um desempenho preciso do equipamento.

Para a frequência $f_A = 3.090$ Hz, o fator θ^2 , também chamado número de indução, de acordo com a eq. (6), é:

$$\theta^2 = 3,83 \times 10^7 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 2\pi \times 3.090 \times 4 \times 10^{-1} \times 10^{-3}$$

$$\theta^2 = 374$$

Para a frequência $f_B = 520$ Hz, este fator é:

$$\theta^2 = 3,83 \times 10^7 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 2\pi \times 520 \times 4 \times 10^{-1} \times 10^{-3}$$

$$\theta^2 = 63$$

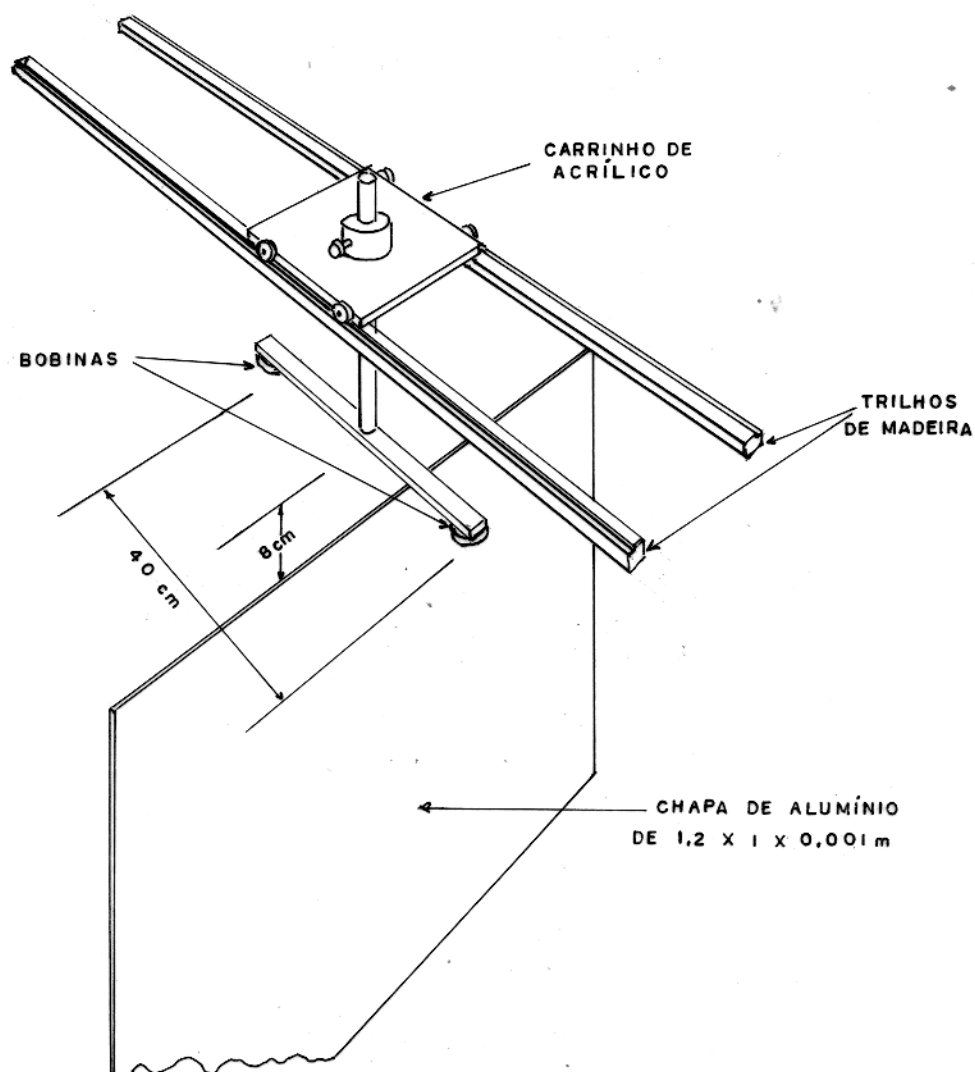


FIG. 35 - ARRANJO UTILIZADO NOS TESTES DE LABORATÓRIO. A CHAPA DE ALUMÍNIO ($\sigma = 3,83 \times 10^7 \text{ U/m}$), APROXIMA-SE DE UM SEMI-PLANO CONDUTOR INFINITO.

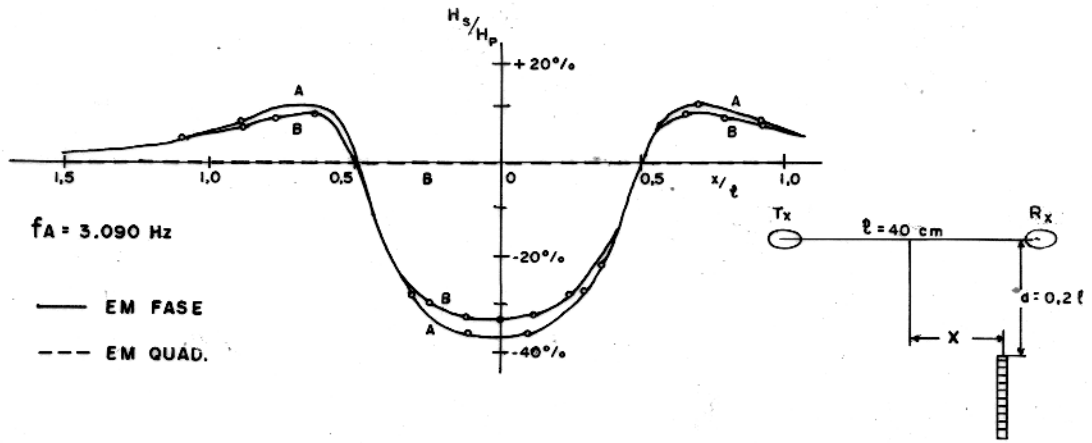
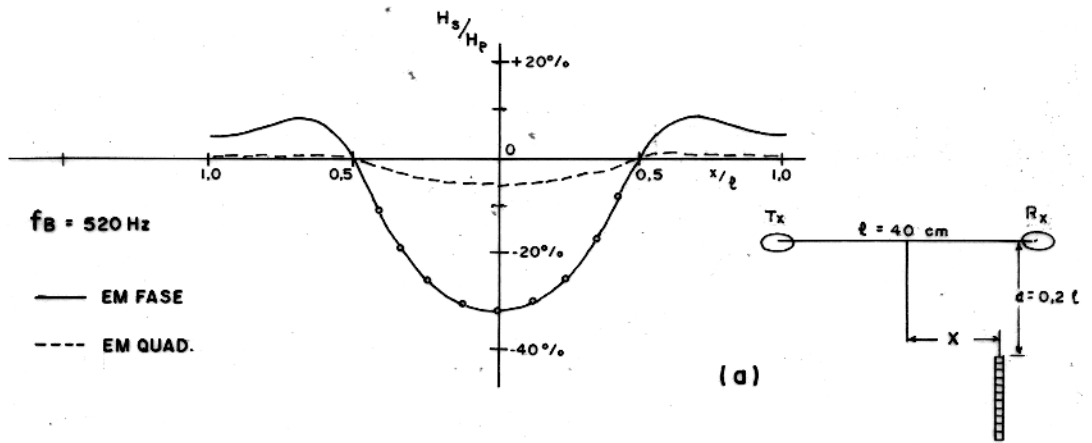
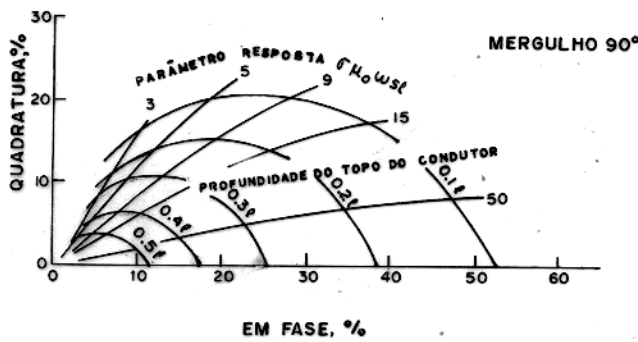


FIG. 36 - CURVAS OBTIDAS, COM MODELAMENTO AO AR LIVRE PARA $\theta^2 = 374$ (CURVA B). A CURVA "A" É A RESPOSTA TEÓRICA, PARA $\theta^2 = \infty$ (A QUADRATURA É ZERO), APÓS GRANT & WEST, 1965.



(a)



(b)

FIG. 37 - (a) PERFIS OBTIDOS PARA $\theta^2 = 63$ ($f = 520\text{Hz}$); E (b) ÁBACO DAS RESPOSTAS PARA SEMIPLANO INFINITO, EM SISTEMAS DE PROSPECÇÃO POR LAÇO HORIZONTAL, APÓS GRANT & WEST, 1965.

Observe-se que na frequência f_A , o fator θ^2 é bastante alto.

A fig. 36, apresenta a curva obtida (curva B) superposta à curva teórica (curva A) de um semiplano infinito, perfeitamente condutor ($\theta^2 = \infty$), extraída da referência citada, página 526 (curva A, para "strike" 90°). Para um condutor perfeito, a resposta em fase tende para um valor máximo, enquanto a quadratura tende para zero (fig. 3). Neste caso, portanto, a resposta em quadratura é zero (p. 553 da referência).

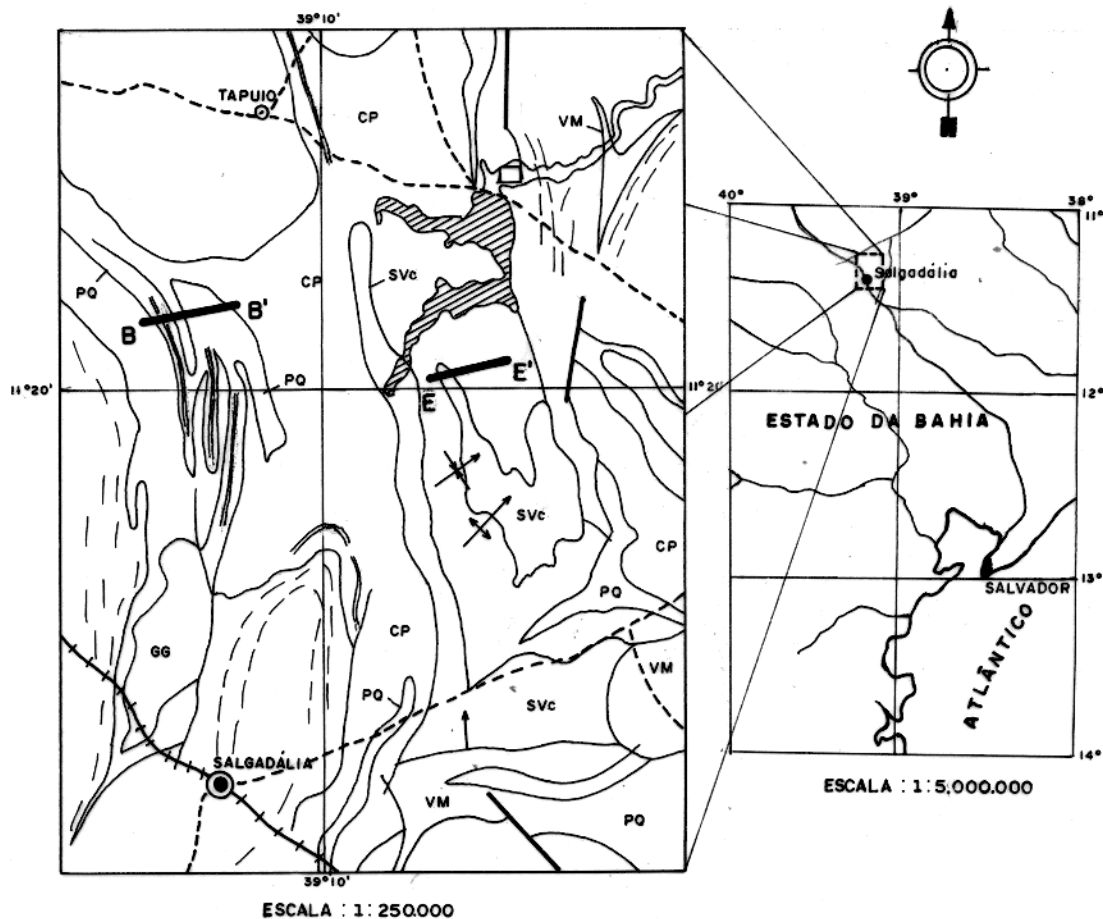
Nas curvas da frequência f_B (fig. 37a), nota-se menor resposta em fase, e um incremento da resposta em quadratura. Estes resultados estão de acordo com o ábaco da página 554, fig. 18-3 da referência, reproduzido na fig. 37b.

3.2. Testes de Campo

Os testes de campo foram efetuados nas proximidades do município de Araci, no Estado da Bahia. As áreas escolhidas foram prospectadas pela "Rio Doce Geologia e Mineração S/A-DOCEGEO", sendo estes trabalhos relatados por Sena, 1977, de onde foram extraídas todas as informações de apoio aos testes.

Inicialmente, métodos geofísicos aéreos (Magnetometria e INPUT) foram aplicados, revelando muitas anomalias. Em seguida, métodos terrestres selecionaram diversos alvos para furos exploratórios, designados por Sena, pelas letras A, B, C, D e E.

Para a realização dos testes, escolheram-se os alvos E e B, situados na área denominada "Salgadália". A fig. 38 mostra o esboço geológico regional, assim como a localização geográfica desta área. Estes alvos foram localizados com os seguintes equipamentos: Magnetômetro "Geometric G 816", Slingran "Apex Maxmin II", Slingran "Apex Maxmin II", sistema de Polarização Induzida em tempo "Scintrex IPC-7/IPR-8" e Gravímetro "Worden Prospector" (alvo E). Não foi obtida boa resposta com o método "Shootback". Também encontraram-se dificuldades no uso de Slingran na frequência de 1.777 Hz.



LEGENDA

SÍMBOLOS LITOLÓGICOS

- GG** GRANITOS E GNAISSES
- PQ** SEDIMENTOS PELÍTICOS E QUÍMICOS, FOLHADOS CARBONÁTICOS, CHERT, FORMAÇÃO FERRÍFERA, SILTITOS GRAFITOSOS
- CP** SEDIMENTOS CLÁSTICOS FINOS (GRAUVACAS), SILTITOS, PELITOS, E MAIS RARAMENTE CHERT. CONTÉM VÁRIOS NÍVEIS GRAFITOSOS.
- Svc** SEDIMENTOS CLÁSTICOS GROSSEIROS, MATURES, INTERCALADOS A SEDIMENTOS VULCANO-CLÁSTICOS PÉLSICOS.
- VM** VULCÂNICAS MÁFICAS RARAS INTERCALAÇÕES FELSÍCAS E SEDIMENTARES FINAS
- FORMAÇÃO FERRÍFERA

SÍMBOLOS GEOLÓGICOS

- EIXO SINCLINAL
- EIXO ANTICLINAL
- FALHA
- CONTATO GEOLÓGICO
- ORIENTAÇÃO DE GRANITOS E GNAISSES
- DIREÇÃO E CAIMENTO DE LINEAÇÃO

SÍMBOLOS CARTOGRÁFICOS

- ESTRADA SECUNDÁRIA
- ESTRADA DE FERRO
- DRENAGEM
- LAGOA
- ALVOS ESTUDADOS

FIG.38 - ESBOÇO GEOLÓGICO DA ÁREA ONDE FORAM EFETUADOS OS TESTES DE CAMPO.

com anomalias muito altas, principalmente no alvo B, onde chegaram a superar os 100% do campo normal e, portanto, a escala do aparelho. Devido a isto, não foram consideradas. Estes pontos coincidem com elevadas anomalias de INPUT, daí aconselhar-se a utilização de frequências mais baixas na prospecção terrestre, quando essas anomalias são de grande amplitude (Sena, 1977).

3.2.1. Local de Aferição do Equipamento

O equipamento foi aferido em uma área nas cercanias de Araci, de topografia suave, caindo ligeiramente para leste, solo arenoso, altamente resistivo, litologia granítica homogênea, com parte intemperizada de cerca de 1 m de espessura.

3.2.2. Teste Realizado no Alvo E

O alvo E está sob uma topografia razoavelmente suave, em um pequeno vale. Com o Slogran "Apex" ($f = 444$ Hz), Sena estimou a condutância do corpo em 20μ e a profundidade em 10 m. A sua espessura é de cerca de 25 m. Os dados de Polarização Induzida em tempo revelaram cargabilidade de 90 mV/V e resistividade inferior a $5 \Omega.m$. O perfil gravimétrico mostrou uma anomalia bem definida. Os resultados do furo, neste alvo, mostraram o condutor relacionado a um nível de 50 m de metatupo com intercalações de siltitos grafitosos com até 15% de pirita e pirrotita disseminadas.

A fig. 39 mostra as curvas obtidas com o aparelho sob teste, usando-se espaçamento entre bobinas de 100 m, em confronto com as que foram obtidas com o "Apex" (espaçamento de 150 m), além do perfil geológico. Na frequência de 520 Hz nota-se boa concordância com a curva do Apex em 444 Hz. Em 3.090 Hz não se tem a comparação, motivo pelo qual não se expõem as curvas obtidas.

3.2.3. Teste Realizado no Alvo B

O alvo B localiza-se entre rochas da unidade químico-pelí

tica sob topografia menos suave que o alvo E, no topo de uma colina com inclinação de cerca de 20° e desnível aproximado de 20 m, com inclinações mais bruscas nas cercanias. Dados de magnetometria revelaram que o condutor não tem associação magnética. Um aspecto importante foi a amplitude excessiva das anomalias obtidas com o Apex (superando 100 % em cima do alvo), quando se tentou usar a frequência de 1.777 Hz (Sena, 1977).

Os resultados do Apex nas frequências de 222 e 888 Hz, estimam a condutância média do corpo entre 20 e 30 μ , e um mergulho de 60° W, concordante com a estrutura geológica local. Dados de Polarização Induzida mostram um "background" elevado (20 a 30 mV/V para 80 mV/V na anomalia), e um contraste de condutividade de 10 vezes o regional. Os resultados do furo mostraram que o corpo fonte das anomalias de EM e IP é um xisto grafitoso com 2 a 5% de piritita disseminada, sem contraste de resistividade marcantes entre os anfibolitos xistos e os metassiltitos mostrados no perfil geológico da fig. 38 (Sena, 1977).

A fig. 40 mostra as curvas obtidas usando-se o equipamento sob teste em 520 Hz, com espaçamento de 100 m, juntamente com as curvas obtidas com o Apex em 222 Hz e espaçamento de 150 m, além do perfil geológico que inclui os dados do furo.

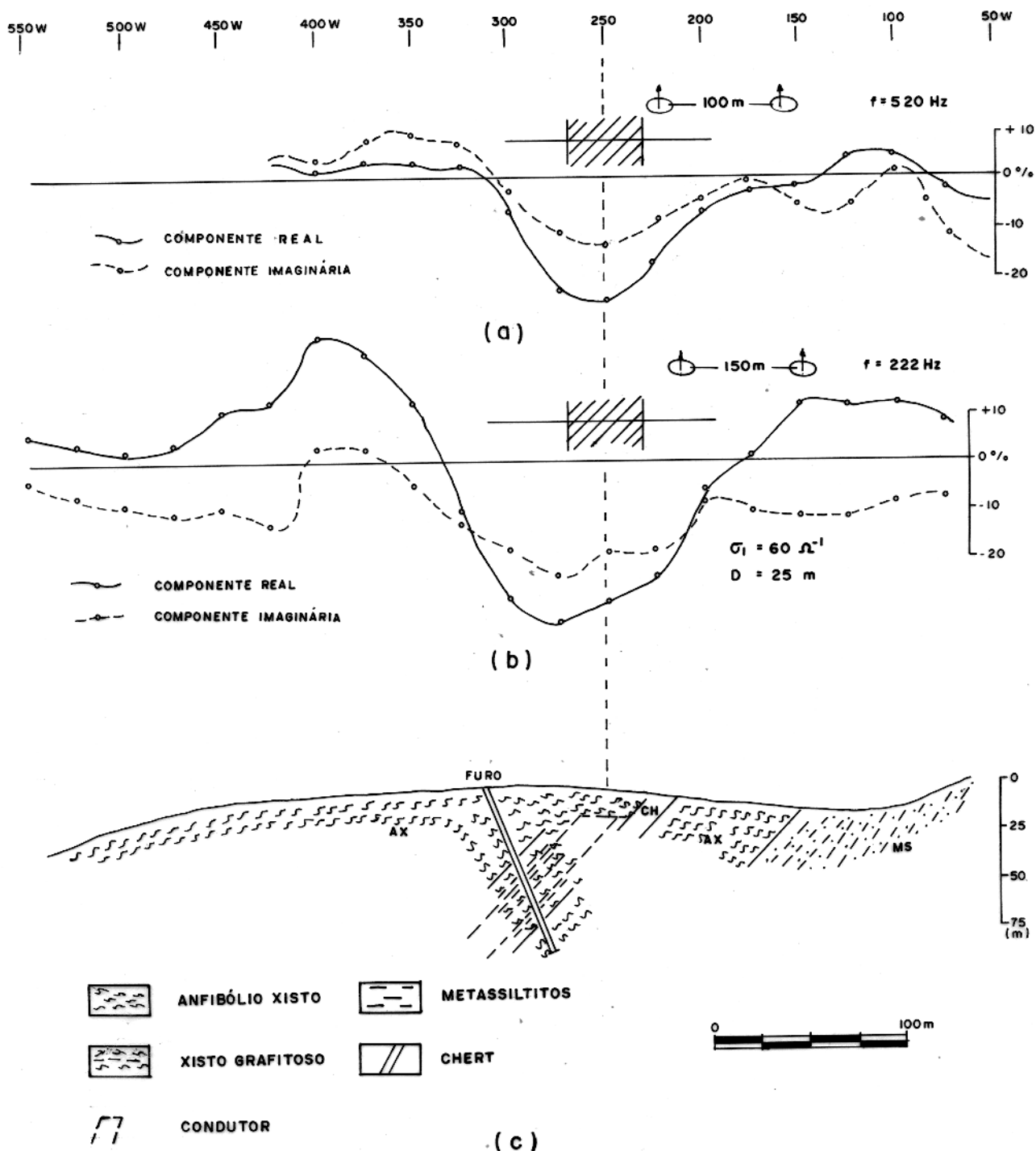


FIG. 40- (a) CURVAS PLOTADAS COM O APARELHO SOB TESTE, NO ALVO "B"; (b) E (c) DADOS OBTIDOS POR SENA, 1977, NO MESMO ALVO.

CONCLUSÃO

O objetivo desta tese foi desenvolver um equipamento para medir respostas eletromagnéticas quantitativas de corpos condutores. O equipamento constitui-se de um conjunto transmissor e outro, receptor, além de acessórios.

O transmissor (fig. 8), compreende um oscilador senoidal em ponte de Wien, que excita um amplificador de potência em push-pull, classe B. As frequências são de 520 e 3.090 Hz, com estabilidade melhor que 0,25% e 0,3% respectivamente, medidos em um intervalo de temperatura de 25° a 50°C. O circuito excita, com cerca de 30 Watts RMS a bobina geradora de campo magnético, a qual é parte de um circuito LC sintonizado. O transmissor também fornece um sinal de referência para o receptor, cuja entrada balanceada, dispensa o uso de um cabo blindado.

O receptor (fig. 16), é sensível a sinais de 0,5 μ V e, muito estável quanto a variações de temperatura. Os sinais induzidos na bobina receptora, são ampliados 34 dB pelo pré-amplificador e daí seguem ao comparador, cuja saída vai para a ponte de Bruckshaw. Durante a calibração, no campo, o sinal de referência é ajustado em amplitude e fase, por meio dos controles de "nível", "deslocador de fase" e "normalizador". Este sinal deve coincidir com o sinal do campo primário amplificado, resultando daí um sinal zero na saída do comparador. A função do normalizador é proporcionar o fator de correção para que as medidas sejam percentuais do campo primário. Durante os levantamentos, se a saída do comparador for diferente de zero, será em consequência do acréscimo de voltagem gerado por campos secundários. Na ponte, este sinal é decomposto em duas componentes, uma em fase e outra em quadratura com o sinal de referência, igualado ao do campo primário no processo de calibração. Então, a ponte mede as amplitudes dessas componentes em função do campo primário, com precisão de 1%. A saída da ponte é aplicada a um filtro agudo e amplificada o suficiente para excitar um microamperímetro e um fone, que constituem os indicadores de

anulamento do sinal. O atenuador permite a opção das escalas 0 - 100% e 0 - 50%.

Cerca de 98% das peças empregadas no circuito, são de fabricação nacional e as restantes são de fácil aquisição no Brasil. Cada estágio do equipamento foi testado individualmente e, depois, em conjunto com o auxílio de instrumentos de laboratório de grande precisão.

Os testes de desempenho foram feitos no Laboratório de Modelo Reduzido do NCGG e no campo, em uma área próxima a localidade de Araci, no Estado da Bahia (ver fig. 42).

As curvas obtidas no laboratório (figs. 37, 38 e 40) foram comparadas a modelos teóricos e práticos, assegurando um perfeito desempenho do equipamento.

As curvas obtidas em campo (figs. 44 e 45) revelam de maneira inconfundível a presença de condutores e são muito semelhantes às aquelas produzidas por equipamento análogo, nas mesmas figuras.

O equipamento mostrou-se muito prático, mesmo onde o deslocamento era difícil, e o cabo ajuda a manter constante o afastamento entre bobinas, dispensando piquetagem prévia.

No campo, observou-se a presença, às vezes bastante intensa, de ruídos de AFMAG. Este é um dos motivos de se preferir detectar o sinal por comparação, e com indicação visual e auditiva. Se o sinal recebido for fraco, e, os trabalhos em zonas muito ruidosas, ele será mais facilmente detetado através do fone, pois o ouvido discriminará o ruído do sinal.

Na primeira montagem, além do circuito apresentado, no receptor, incluía-se um circuito rejeitor de 60 Hz, para os trabalhos em laboratório, mas verificou-se ser o mesmo dispensável.

Para abranger-se as mais variadas condições geológicas, é necessário maior número de frequências, o que ainda permite melhor estudo da área prospectada. Uma seqüência típica seria 260, 520, 1.040 e 2.080 Hz. O mesmo circuito poderá ser usado, sendo que o sistema de comutação, em vez de duas frequências, deverá comutar

quatro. Os cálculos relativos a essas frequências obedecem às mesmas equações.

Para melhoria do equipamento, uma possibilidade será enviar-se o sinal de referência através de um elo de radiofrequência (RF), a fim de possibilitar afastamentos maiores entre as bobinas e, conseqüentemente, maior penetração, sem o incômodo de cabos muito longos. Neste caso deve-se modular a portadora de RF em frequência (FM), embora seja bem mais fácil modulá-la em amplitude (AM). Na recepção de AM, a mensagem demodulada, no caso o sinal de referência, acompanha as variações de amplitude da portadora, decorrentes de posicionamento irregular das antenas, obstáculos no percurso, topografia, etc, e mesmo um bom circuito automático de ganho pode não efetuar a compensação, se as variações forem acentuadas. A modulação em frequência é praticamente insensível a esses problemas, pois a demodulação relaciona-se a variações de frequência e não de amplitude. Além disso é menos sensível a ruídos atmosféricos. Um sistema de comunicação pode ser incluído entre o transmissor e o receptor aproveitando a mesma portadora de RF.

Outra possibilidade é implementar-se um sintetizador de frequência altamente estável, como excitador do transmissor, e um circuito igual controlando o receptor. Sendo muito estáveis, os dois sinais estarão sempre em fase, dentro de uma margem de erro desprezível para as frequências usadas em prospecção geofísica, estando, portanto, garantida a referência de fase. Este último método é viável com o uso de cristais de quartzo sob temperatura controlada, trabalhando em uma frequência, por exemplo, de 10 MHz.

O desenvolvimento deste protótipo servirá como base para serem construídas unidades finais, com todas as características sugeridas pelo seu uso. Ademais, devido ser muito compacto e robusto, pode ser usado com pleno sucesso, tanto no campo como no laboratório.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BIRCH, F., 1942. Handbook of physical constants: G.S.A. (special paper n° 36).
- BRUCKSHAW, J.McG., 1934. An instrument for electrical prospecting by the inductive method. Proc. Phys. Soc. London. 46:350-364.
- BYERS, A.R., 1967. Comparison of electromagnetic geophysical prospecting methods over known sulphide zones in the Flin Flon area, Saskatchewan. Province of Saskatchewan, Canada, Department of Mineral Resources, Metallic and Industrial Minerals Branch. (Report n° 28).
- FRISCHKNECHT, F.C., 1959. Scandinavian electromagnetic prospecting. A.I.M.E. Trans., 214:932-937.
- GRANT, F.S. & WEST, G.F., 1965. Interpretation theory in applied geophysics. New York, McGraw Hill.
- HOOD, P., 1977. Mineral exploration: trends and developments in 1976. Canadian Mining Journal. 98(1): 8-17.
- KELLER, G.V. & FRISCHKNECHT, F.C., 1977. Electrical methods in geophysical prospecting. Oxford, Pergamon Press.
- LILEN, H., 1975. Circuitos integrados lineares principios y aplicaciones. Barcelona, Marcombo.
- MILLMAN, J. & HALKIAS, C.C., 1972. Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems. Kagakusha, Tokyo, McGraw Hill.
- MORREAU, M.J., 1957. The loop-frame electromagnetic methods of prospecting and its application in Canada. (Private report).
- PARASNIS, D.S., 1966. Electromagnetic Prospecting; C.W. Techniques. Geoexploration. 8:177-208.
- PARASNIS, D.S., 1966. Principles of Applied Geophysics. London, Chapman and Hall.

- SENA, F.O., 1977. Identificação geofísica de corpos condutivos na região de Santa Luz - Bahia. Bahia, Universidade Federal. Tese de Mestrado.
- STRATTON, J.A., 1941. Eletromagnetic theory. Mc Graw Hill Book.
- TEXAS INSTRUMENTS, 1963. Transistor circuit design. Tokyo, McGraw Hill Kogakusha.
- VERMA, O.P., 1972. Eletromagnetic model experiments simulating conditions encountered in geophysical prospecting. Roorkee, University of Roorkee. Ph.D. Thesis.
- WARD, S.H., 1967. The electromagnetic method. In: Mining Geophysics. Tulsa, S.E.G. V.II. p. 244.
- WARD, S.H. & GLEDHILL, T.R., 1959. Electromagnetic surveying-ground methods. In: Methods and case histories in mining geophysics. C.I.M.M.. p. 63-70.

APÊNDICE 1 - CÁLCULO DOS TRANSFORMADORES DO SISTEMA TRANSMISSOR

1. Transformador Excitador T_1

Como a impedância de entrada do circuito final (T_{R3} e T_{R4}), varia com o ponto instantâneo de operação, portanto, também entre os próprios transistores, T_1 é calculado tendo-se como base a impedância de coletor do transistor excitador T_{R1} . Calcula-se a indutância mínima do enrolamento primário, capaz de permitir resposta plana até a frequência mais baixa considerada, neste caso 520 Hz, sem considerar o enrolamento secundário e tendo em vista a potência máxima de excitação, incluindo-se as perdas em T_1 , que inferem o dimensionamento do transformador.

A amplitude máxima de excitação a cada transistor de saída, V_{T1max} , a ser fornecida pelo enrolamento secundário de T_1 , neste caso, é dada praticamente por,

$$V_{T1max} = V_{BEmax} + V_{BB} \quad (A.1)$$

onde, V_{BEmax} é a voltagem de pico entre base e emissor com o transistor conduzindo, e

V_{BB} é a voltagem de polarização de base.

Por sua vez, a corrente de pico I_{T1PICO} , que deve ser fornecida por cada metade do secundário de T_1 é dada por:

$$I_{T1PICO} = I_{BON PICO} + I_{BoffPICO} \quad I_{BON PICO} = \frac{I_{Cmax}}{h_{FEmin}} \quad (A.2)$$

onde, $I_{BON PICO}$ é a corrente de pico de base do transistor que está conduzindo,

$I_{BoffPICO}$ é a corrente de pico de base do transistor que não está conduzindo,

I_{Cmax} é a corrente máxima de coletor em cada transistor, e

h_{FEmin} é o fator estático mínimo de amplificação de corrente.

Os transistores T_{R3} e T_{R4} são do tipo 2N3055, amplamente usados em circuitos de potência deste tipo, e, consultando-se um manual de transistores, obtêm-se:

$$V_{BE_{max}} = 1,8 \text{ Volt}$$

$$h_{FE_{min}} = 15$$

I_{Cmax} é estipulado de acordo com a potência máxima desejada. Neste caso, requer-se potência total média $P_{TOT(RMS)} = 36 \text{ W}$, que implica $I_{CRMS} = 3 \text{ A}$, pois o circuito é alimentado por um acumulador de 12V. Logo, $I_{Cmax} = 4,24 \text{ A}$.

Os dados acima possibilitam o cálculo do transformador excitador T_1 . O enrolamento primário consta de 300 espiras de fio 27 AWG e o secundário de 224 espiras de fio 22 AWG com uma derivação central. Este último deve ser bifilar, a fim de se obter uma perfeita simetria de excitação. Usou-se um núcleo de ferrite tipo "Icotron T26", por haver disponível, mas pode-se usar núcleo de ferro silícico laminado.

Cálculo do Transformador de Saída T_2

O transformador de saída T_2 , ao contrário do excitador T_1 , não é projetado para casar com a impedância de coletor dos transistores T_{R3} e T_{R4} , mas deve oferecer ao transistor ora conduzindo, uma impedância Z_{min} , na prática, dada por:

$$Z_{min} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{I_{Cmax}} \quad (A.3)$$

onde, V_{CC} é a tensão de alimentação, e

$V_{CE(SAT)}$ é a tensão de saturação de coletor do transistor, aproximadamente 1 volt (extraído do manual).

Então, $Z_{min} = 2,6 \Omega$

Logo, cada lado do enrolamento primário de T_2 deve oferecer ao transistor que está conduzindo, para a potência máxima, $2,6 \Omega$ de impedância.

O secundário do transformador deve casar com a impedância da bobina irradiante, de modo a ser obtida a transferência máxima. As considerações feitas neste amplificador supõem uma carga resistiva de $6,7 \Omega$. De posse destes dados, calcula-se T_2 . O enrolamento primário deve ser bifilar, para uma boa simetria, e consta de 72 espiras de fio AWG com uma derivação central. O secundário consta de 57 espiras do mesmo fio. Para economizar espaço, usou-se também um núcleo de ferrite, constituído de três núcleos "Icotron E-65", porém pode-se usar núcleo de ferro silícico laminado.

Cálculo de T_3

O transformador T_3 fornece um sinal balanceado, com cerca de 50 mV, que é usado como referência de fase e amplitude no receptor. É confeccionado em núcleo de ferro silícico laminado, com 64 mm^2 de seção, e consta de 1.800 espiras de fio 40 AWG no primário. O secundário é constituído de três voltas de fio blindado, o qual é diretamente ligado ao conector J_3 .

APÊNDICE 2 - CÁLCULO DOS COMPONENTES DA PONTE DE BRUCKSHAW

2.1. Cálculo dos Indutores:

De acordo com a eq. (19), a indutância em cada frequência é dada por:

$$wL = R, \text{ ou } L = R/w \quad (\text{A.4})$$

É conveniente usar-se núcleos ajustáveis nas bobinas a fim de facilitar ajustes posteriores. Para o cálculo do número de espiras recorre-se a um método prático, descrito a seguir. Enrola-se certo número de espiras de fio da mesma espessura a ser usada, em núcleo do tipo requerido pelos indutores, tendo-se o cuidado de situar seu ajuste em um ponto médio. A seguir, mede-se, com uma ponte RCL, o valor da indutância desta bobina-teste. Então, pode-se calcular, sem recorrer ao valor exato da permeabilidade μ do núcleo, o número de espiras N necessário à indutância desejada, relacionando-o à bobina-teste. A relação que determina a indutância em função do número de espiras e dimensões físicas do núcleo é:

$$L = N^2 \mu A / \ell \quad (\text{A.5})$$

onde, A = área da seção do núcleo, e

ℓ = comprimento do enrolamento

Obtém-se para a indutância da bobina-teste L_t ,

$$L_t = N_t^2 \mu A / \ell \quad (\text{A.6})$$

e, desde que o núcleo é o mesmo, para a bobina L_x ,

$$L_x = N_x^2 \mu A / \ell \quad (\text{A.7})$$

Então, comparando-se as equações (A.6) e (A.7), fica,

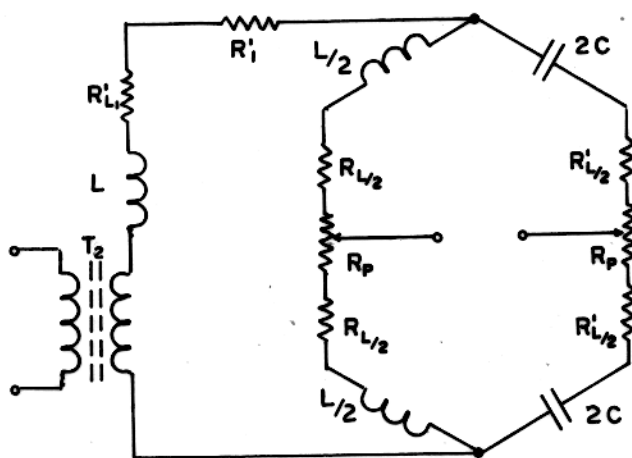


FIG. A.1 - CIRCUITO DA PONTE DE BRUCKSHAW INCLUINDO OS RESISTORES $R'_{L/2}$ PARA COMPENSAR AS RESPECTIVAS RESTÊNCIAS ÔMICAS DOS INDUTORES $R_{L/2}$.

$$N_x = N_t \quad L_x/L_t \quad (A.8)$$

Desse modo, calcula-se com precisão o número de espiras necessário às indutâncias, mesmo desconhecendo-se a permeabilidade do núcleo. O núcleo deve ser envolvente, do tipo "pot-core", e com alto coeficiente de permeabilidade.

Para R deve ser escolhido um valor relativamente baixo, para manter baixa a impedância do circuito. Com isto, obtém-se menor interação entre as bobinas, menor possibilidade de captação de sinais espúrios, menores dimensões das bobinas, além da menor resistência apresentada pelo enrolamento, que devido conter menos espiras, pode, inclusive, ser constituído de fio mais grosso. Isto é essencial para ser obtido um alto fator de qualidade Q, a fim de tornar as medidas bem definidas. A resistência dos enrolamentos $R_{L/2}$ deve ser compensada no braço da ponte que contém os capacitores, pois irá somar-se ao valor de R. Esta compensação é feita por $R_{L/2}$ (fig. 46).

Com base nesses critérios, escolheram-se os potenciômetros com valores $R_p = 100 \Omega$. Assim sendo, para R tem-se,

$$R = R_p + R_{L/2} + R_{L/2} ,$$

sendo, $R_{L/2}$ a resistência ôhmica de cada bobina.

Consultando-se uma tabela de fios, pode-se avaliar a resistência por metro do fio usado (neste caso, bitola 32 AWG) e, desde que há certa flexibilidade na escolha, além de o núcleo ser sintonizável, pode-se estimar um valor inicial para essa resistência. Supondo-se, para $f_A = 3.090 \text{ Hz}$, $R_{L/2} = 2 \Omega$, obtém-se $R = 104 \Omega$. Então, da eq. (A.5) resulta:

$$L_A = 5,35 \text{ mH} , \quad e \quad L_{A/2} = 2,675 \text{ mH}$$

Aplicando-se o método descrito acima para o cálculo do número de espiras, obteve-se:

$$N_{A/2} = 103 \text{ espiras}$$

$$R_{L_{A/2}} = 2,4 \ \Omega$$

$$R_A = 104,8 \ \Omega$$

Para $f_B = 520 \text{ Hz}$, através de processo semelhante, obtém-se:

$$L_{B/2} = 17,11 \text{ mH}$$

$$N_{B/2} = 263 \text{ espiras}$$

$$R_{L_{B/2}} = 6,45 \ \Omega$$

$$R_B = 112,9 \ \Omega$$

Confeccionaram-se as duas indutâncias com um só enrolamento de 263 espiras para 520 Hz, com uma derivação na espira número 103 para 3.090 Hz, em cada unidade. O núcleo é do tipo PC 63,3, diâmetro externo de 22 mm, fabricado pela "Icotron".

2.2. Cálculo de L_1 e R_1

De acordo com a eq. (A.5) e, aplicando-se os valores obtidos, para $f_A = 3.090 \text{ Hz}$, tem-se:

$$w_A L_{1A} = R_A + R_{1A} = 104,8 + R_{1A}$$

Consultando-se uma tabela de fios, pode-se fazer,

$$R_{1A} = R'_{L_{1A}} + R'_{1A} = 10 \ \Omega,$$

onde $R'_{L_{1A}}$ é a resistência ôhmica de L_1 mais a do secundário de T_2 (fig. 21), sendo o resistor R'_{1A} acrescentado para compen

sar o erro dessa estimativa, obtendo-se:

$$w_A L_{1A} = 104,8 + 10 \implies L_{1A} = 5,92 \text{ mH} .$$

Utilizando-se o método acima descrito para confeccionar os outros indutores com o mesmo tipo de núcleo, tem-se:

$$N_{1A} = 153 \text{ espiras} ,$$

$$R'_{L1A} = 7,1 \Omega ,$$

$$\phi = 0,2019 \text{ mm} = \text{bitola } 32 \text{ AWG}$$

$$R'_{1A} = R_{1A} - R'_{L1A} = 10 - 7,1 = 2,9 \Omega$$

Para $f_B = 520 \text{ Hz}$, consultando-se a tabela de fios pode se fazer,

$$R_{1B} \approx R'_{1B} + R'_{L1B} = 12 \Omega$$

Então,

$$w_B L_{1B} = R_B + R_{1B} = 112,9 + 12 = 124,9 \text{ , logo,}$$

$$L_{1B} = 38,3 \text{ mH}$$

De modo análogo, obteve-se:

$$N_{1B} = 390 \text{ espiras}$$

$$R'_{L1B} = 11,8 \Omega ,$$

$$R'_{1B} = R_{1B} - R'_{L1B} = 10 \Omega - 11,8 \Omega = 0,2 \Omega$$

2.3. Cálculo do desnível entre as amplitudes de f_A e f_B , e determinação do fator de proporcionalidade F_P .

É necessário compensar a impossibilidade do potenciômetro R_P tomar 100 % do valor de R , assim como o erro introduzido pela relação R_1/R .

Na frequência de 3.090 Hz,

$$R_A = 104,8 \Omega, \text{ e}$$

$$R_P = 100 \Omega,$$

então, R_P alcança o máximo de 95,42 % de R_A .

Na frequência de 520 Hz,

$$R_B = 112,9 \Omega, \text{ e}$$

$$R_P = 100 \Omega,$$

logo, R_P alcança o máximo de 88,57% de R_B .

Portanto, para se uniformizar a escala nas duas frequências, deve ser compensada uma diferença relativa de

$$95,42 \% - 88,57 \% = 6,85 \%$$

Quanto ao erro da relação R_1/R , de acordo com a eq.(26), para a frequência de 3.090 Hz,

$$\frac{V_S}{V_R} = \frac{R_A(a+jb)}{4(R_A+R_{1A})} = \frac{104,8(a+jb)}{4(104,8+10)} = 0,228 (a+jb),$$

Então, o fator de proporcionalidade F_P apresentado na eq.(15) deveria ser:

$$\frac{1}{0,228} = 4,39 \quad ,$$

porém, devido R_P tomar somente 95,42 % de R_A , e o ganho de voltagem do estágio isolador ser inferior à unidade (0,86), este fator sobe para 5,4.

Para $f_B = 520$ Hz ,

$$\frac{V_S}{V_R} = \frac{R(a+jb)}{4(R_B+R_{1B})} = \frac{112,9(a+jb)}{4(112,9+12)} = 0,226(a+jb)$$

Assim sendo, V_S/V_R é 0,88% menor na baixa frequência.

Em consequência, o total das diferenças percentuais entre os parâmetros da alta para a baixa frequência é:

$$6,85\% + 0,88\% = 7,73\%$$

Portanto, para se ter amplitudes máximas iguais nas duas frequências, a baixa frequência deve ser compensada com 7,73% do valor da amplitude do sinal de alta frequência. Esta compensação é feita pelo potenciômetro R_{38} , no estágio isolador.

2.4. Cálculo dos Capacitores e Resistores de Compensação:

Da eq. (19.) obtém-se,

$$C = 1/wR \quad ,$$

logo, para $f_A = 3.090$ Hz,

$$C_A = \frac{1}{w_A R_A} = \frac{1}{3.090 \times 2\pi \times 104,8} = 0,4915 \mu F$$

Então, $2C$, que é o valor de cada capacitor, para f_A , fica,

$$2C_A = 0,983 \mu\text{F}$$

De modo análogo, para $f_B = 520 \text{ Hz}$,

$$2C_B = \frac{1}{\omega_B R_B} = \frac{2 \times 1}{520 \times 2\pi \times 112,9} = 5,423 \mu\text{F}$$

Os resistores de compensação devem ser iguais às resistências respectivas dos enrolamentos dos indutores da Ponte,

$$R'_{L_{A/2}} = R_{L_{A/2}} = 2,4 \Omega, \text{ e}$$

$$R'_{L_{B/2}} = R_{L_{B/2}} = 6,45 \Omega$$