USP / FQSC / 801

8-2-88847

De

"CÁPSULA TRANSMISSORA LINEAR COM
TRANSDUTOR DE ELETRETO, PARA USC
EM TELEFONIA"

Joaquín Roberto Jaime

Dissertação apresentada ao Instituto de
Física e Química de São Carlos, para a
obtenção do Título de Mestre em Física
Aplicada.

Orientador: Prof. Dr. Milton Soares de Campos

Departamento de Física e Ciência dos Materiais

São Carlos - 1983

BIBLIOTECA DO INSTITUTO DE FÍSICA E QUÍMICA DE SÃO CARLOS - USP
FÍSICA

MEMBROS DA COMISSÃO JULGADORA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE _____

JOAQUIM ROBERTO JAIME

APRESENTADA AO INSTITUTO DE FÍSICA E QUÍMICA DE SÃO CARLOS, DA
UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, EM 15 DE dezembro DE 1983.

COMISSÃO JULGADORA:

Dr. Milton Soares de Campos - Orientador

Dr. Jan F.W. Slaets

Dr. Jaroslav Smit

À

Mírian, meus pais

e irmãos

AGRADECIMENTOS

Ao Prof.Dr. Milton Soares de Campos, orientador, pela idéia inicial do trabalho e apoio material durante o mesmo.

Ao Prof.Dr. José Alberto Giacometti (Lençóis), pelas valiosas discussões e brilhantes sugestões ao longo de todo o trabalho.

Ao Eng. Bardini do CPqD - TELEBRÁS, pelas valiosas sugestões e ajuda na compreensão das normas e sistemas telefônicos.

A Yvone, pelo excelente trabalho de datilografia.

Aos técnicos, Marcos e Dante pelas sugestões e elaboração dos protótipos.

Aos técnicos, Zé Roberto, Salvador e Lírio pelas valiosas sugestões e elaboração dos circuitos impressos.

As bibliotecárias do DFCM, pela eficiência na aquisição de bibliografia.

A todos os demais Professores, alunos e funcionários do IFQSC, particularmente do Grupo de Eletretos Prof. Bernhard Gross, que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho.

Este trabalho foi realizado com apoio financeiro da FAPESP, TELEBRÁS, CNPq, FINEP e CNEN.

ÍNDICE

Lista de ilustrações	I
Resumo	IV
Abstract	V
Introdução	1
Capítulo I - O ELETRETO	4
Capítulo II - MICROFONE DE ELETRETO	10
2.1 - Princípio de funcionamento	11
2.2 - Cálculo do campo elétrico no gap.....	12
2.3 - Cálculo da resposta em frequência e sensibi- lidade do microfone de eletreto.....	14
Capítulo III - CONSTRUÇÃO DO MICROFONE DE ELETRETO	23
3.1 - Primeiro protótipo de microfone de eletreto.	23
3.2 - Protótipo com colagem de arruelas	25
3.3 - Protótipo final	27
3.4 - Cálculo das características do protótipo fi- nal de microfone construído	28
3.4.1 - Frequência de corte superior (f_2).....	28
3.4.2 - Sensibilidade (S_M)	28
3.4.3 - Frequência de corte inferior (f_1)	35
Capítulo IV - AMPLIFICADOR DA CÁPSULA TRANSMISSORA.....	39
4.1 - Análise do circuito amplificador	40
4.1.1 - Análise do pré-amplificador	41
4.1.2 - Análise teórica do amplificador propriamente dito	43
4.2 - Sistema de teste do amplificador	46
4.3 - Simulação no computador do circuito amplifi- cador	48
4.4 - Influência da temperatura na resposta em fre- quência	51

	4.5 - Montagem e encapsulamento da cápsula transmis_	
	sora	52
Capítulo	V - RESULTADOS E CONCLUSÕES	55
	5.1 - Normas TELEBRÁS para aceitação de cápsulas	
	transmissoras lineares	55
	5.1.1 - Características de emissão	55
	5.1.2 - Distorção de atenuação	56
	5.1.3 - Distorção harmônica	57
	5.1.4 - Inversão de polaridade	57
	5.2 - Sistema padrão para medidas objetivas OREM-A.	59
	5.3 - Resultados das medidas objetivas	60
	5.3.1 - Características de emissão.....	60
	5.3.2 - Distorção de atenuação e distorção harmônica.	60
	5.3.3 - Inversão de polaridade	60
	5.4 - Conclusão	61
	Referências bibliográficas	66

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	-	Esquema do triodo de corona	5
Figura 2	-	Triodo de corona utilizado	7
Figura 3	-	Variação do potencial de superfície de uma amostra polarizada de FEP. (5 min. e 2 meses).	8
Figura 4	-	Esquema do método do potencial de superfície.	9
Figura 5	-	Circuito elétrico dos microfones capacitivos com polarização externa	10
Figura 6	-	Construção típica de um microfone de eletreto	11
Figura 7	-	Distribuição do campo elétrico no microfone de eletreto.....	12
Figura 8	-	Circuito equivalente elétrico do microfone de eletreto	14
Figura 9	-	Circuito equivalente acústico-elétrico do microfone de eletreto	15
Figura 10	-	Circuito equivalente acústico-elétrico simplificado	16
Figura 11	-	Circuito equivalente elétrico com todas as capacitâncias associadas	19
Figura 12	-	Circuito equivalente elétrico total	19
Figura 13	-	Primeiro protótipo de microfone construído...	24
Figura 14	-	Método de fixação da membrana por colagem de arruelas.....	25
Figura 15	-	Microfone de eletreto com colagem de arruelas	26
Figura 16.a	-	Protótipo final de microfone de eletreto	29
Figura 16.b	-	Carcaça do microfone	30
Figura 16.c	-	Arruela de separação e contato	31
Figura 16.d	-	Placa fixa sensora (backplate).....	32
Figura 16.e	-	Corpo interno do microfone	33
Figura 16.f	-	Circuito impresso do pré-amplificador e tam -	

	pa do microfone	34
Figura 17	- Resposta em frequência do protótipo final de microfone	38
Figura 18	- Circuito amplificador da cápsula transmissora	40
Figura 19	- Circuitos anteriores ao protótipo final do amplificador	41
Figura 20	- Circuito equivalente do pré-amplificador....	42
Figura 21	- Circuito equivalente ac do pré-amplificador.	42
Figura 22	- Circuito equivalente ac do estágio a transistor	43
Figura 23	- Modelo híbrido simplificado para baixos sinais (transistor).....	43
Figura 24	- Circuito equivalente do estágio a transistor	44
Figura 25	- Circuito equivalente total, usado para análise do estágio a transistor	44
Figura 26	- Diagrama em blocos do sistema de teste do amplificador	46
Figura 27	- Circuito equivalente resistivo do "jig" de transmissão recomendado pela TELEBRÁS.....	48
Figura 28	- Resposta em frequência do amplificador levantada no sistema de teste (0 e 5 Km)	49
Figura 29	- Circuito usado na simulação no computador , do amplificador da cápsula transmissora	50
Figura 30.a	- Resposta em frequência obtida na simulação (0 Km, 27 e 60°C).....	51
Figura 30.b	- Resposta em frequência obtida na simulação (5 Km, 27 e 60°C).....	52
Figura 31	- Circuito impresso da cápsula transmissora ..	53
Figura 32	- Cápsula transmissora com encapsulamento	54

Figura	33	-	Esquema elétrico do "jig" de teste recomendado pela TELEBRÁS	56
Figura	34	-	Limites de ERT para cápsulas transmissoras lineares	57
Figura	35	-	Limites para a resposta em frequência de cápsulas transmissoras lineares	58
Figura	36	-	Diagrama em blocos do sistema padrão para medi _{das} objetivas	59
Figura	37	-	Valores de ERT obtidos para cápsulas transmissoras de carvão, dinâmica e de eletreto.....	61
Figura	38	-	Resposta em frequência e distorção harmônica da cápsula transmissora de carvão	62
Figura	39	-	Resposta em frequência e distorção harmônica da cápsula transmissora dinâmica	63
Figura	40	-	Resposta em frequência e distorção harmônica da cápsula transmissora de eletreto	64

RESUMO

Neste trabalho, mostra-se o desenvolvimento de uma cápsula transmissora linear com transdutor de eletreto, como opção para substituir o transmissor de carvão atualmente usado nos telefones brasileiros. A cápsula transmissora desenvolvida, é compatível mecânica e eletricamente com os telefones, graças a um amplificador a transistor que acopla eletricamente o transdutor à linha telefônica, e a um encapsulamento apropriado fornecido por uma indústria nacional. O transdutor desenvolvido já possui um casador de impedância interno, o que evita interferências eletromagnéticas. O amplificador é bastante estável contra variações de temperatura e componentes, protegido contra sobre-tensões e inversão de polaridade. Os resultados de medidas objetivas OREM-A mostraram as excelentes características do protótipo desenvolvido, que satisfaz plenamente as normas TELEBRÁS.

ABSTRACT

In this work, we show the development of a linear transmitter with electret transducer, as an option for the carbon transmitter actually used in the brazilian telephone set. The transmitter developed is electrically and mechanically compatible with the telephone, by means of an amplifier which couples the transducer with the telephone line, and a adequated involucre furnished by a brazilian industry. The transducer developed has an internal impedance converter, that avoids electromagnetical interferences. The amplifier is very stable against component variations and temperature, protected against polarity inversion and over-voltages. The results of OREM-A objective measurements, show the excellent characteristics of the developed prototype, that fully satisfies the TELEBRÁS standards.

INTRODUÇÃO

Sabe-se que as principais funções de um aparelho telefônico são:

- a) Fechar um circuito DC, ligando o assinante à central , através da linha telefônica.
- b) Gerar sinais codificados, representando os dígitos necessários pelo equipamento da central para efetuar a ligação.
- c) Converter sinais elétricos vindos da central, em sinais acústicos, para atrair a atenção do assinante sendo chamado.
- d) Converter sinais acústicos em sinais elétricos, para a transmissão da mensagem até o receptor do outro assinante.
- e) Converter os sinais elétricos vindos do transmissor do outro assinante, em fala audível.

Durante os últimos cem anos de uso do telefone, estas funções tem sido conseguidas usando circuitos magnéticos, contatos mecânicos e grânulos de carvão.

O componente que tem permitido a transmissão de sinais de fala sem amplificação adicional, através de distâncias consideráveis é o transmissor de carvão, que ao mesmo tempo que converte os sinais acústicos em elétricos, introduz amplificação de -40 a 50 dB com tensão de alimentação entre 4 e 5 V.

Sabemos também, que a qualidade das conversações por telefone, está completamente determinada pela qualidade dos canais de transmissão e recepção. A disponibilidade de amplificadores eletrônicos, permitiu um grande avanço na melhoria da qualidade, tanto do nível, quanto da naturalidade da fala. Estudos⁽¹⁾ tem mostrado que,

na prática, a transmissão não pode ser otimizada com o microfone transmissor de carvão, surgindo a necessidade de um outro tipo de transmissor.

Para substituir o transmissor de carvão, podem ser usados microfones lineares (relação linear entre pressão acústica e voltagem de saída) baseados em diferentes princípios físicos, entre os quais podemos citar como principais, os seguintes:

- Piezoelétrico
- Eletromagnético
- Eletrodinâmico
- Eletreto

Destes vários princípios, o eletreto aparece como a melhor opção, seja técnica ou econômica, e por isto é motivo de estudo em vários países, sendo que Inglaterra e Suécia já estão usando as cápsulas transmissoras lineares com microfone de eletreto. Em comum, os microfones citados acima, tem, a necessidade de um amplificador eletrônico, para acoplar o microfone aos sistemas telefônicos. A mudança de transmissor, para ser viável, tem de ser feita sem introduzir modificações nos sistemas usados atualmente.

Neste trabalho, mostra-se o desenvolvimento de um protótipo de cápsula transmissora linear com transdutor de eletreto, sem introduzir modificações no aparelho telefônico.

No capítulo I será abordado o eletreto, a teoria básica e os processos de obtenção. No capítulo II, o microfone de eletreto, sua teoria e princípio de funcionamento. No capítulo III, a construção do microfone de eletreto usado neste trabalho, suas características e a comparação dos valores teóricos com os valores obtidos para os parâmetros de interesse. No capítulo IV será analisado o amplificador da cápsula transmissora, os requerimentos, o cálculo, a análise teórica e os resultados obtidos. Será mostrada também, a simulação no computador do circuito nos sis

temas telefônicos, o sistema de teste do amplificador e os vários circuitos utilizados até chegar ao circuito definitivo.

No capítulo V, serão descritas as normas padrão para cápsulas transmissoras lineares e o equipamento usado para confe -
rir estas normas. Também serão mostrados os resultados obtidos nas medidas objetivas, a comparação com outras cápsulas transmissoras e as conclusões do trabalho.

CAPÍTULO I

O ELETRETO

O eletreto⁽²⁾ é um armazenamento quase permanente de carga elétrica, que dá origem a um campo elétrico estático. Podemos pensar no eletreto como o equivalente elétrico do magneto, daí a origem do nome.

O primeiro a especular sobre a existência do eletreto foi Olivier Heaviside por volta de 1890, que também foi o primeiro a usar a palavra eletreto.

Trinta anos mais tarde, o físico japonês Eguchi re-inventou a palavra eletreto e conseguiu produzir corpos com propriedades elétricas análogas às propriedades magnéticas dos ímãs permanentes.

Durante muito tempo, o eletreto permaneceu como curiosidade científica. Foi somente depois do descobrimento de que certos polímeros, disponíveis em filmes bastante finos, possuem propriedades de armazenamento de carga elétrica, que o interesse por aplicações práticas do eletreto motivou a pesquisa intensa destes materiais, e assim, o seu comportamento físico foi amplamente explicado.

A principal aplicação dos eletretos tem sido em microfones dos mais diversos tipos, no entanto, os eletretos tem sido utilizados nas mais variadas aplicações, tais como⁽³⁾: dosimetria de radiação, eletrofotografia, filtros de ar, motores, geradores e gravações eletrostáticas.

O material mais usado na atualidade como eletreto para microfones é o Teflon FEP (Fluor Ethyl Propylene) fabricado pela Du Pont Nemours. No entanto vários outros materiais já foram bastante usados, tais como o Mylar, o Aclar e o Kapton-F. Todos fabricados pela Du Pont, com exceção do Aclar, fabricado pela Allied

Chemical Corporation.

Dentre as várias maneiras de se produzir um eletreto, podemos citar como principais, as seguintes:

- Termoeletretos
- Radiação
- Carga Líquida
- Descarga Corona.

Destes processos, analisaremos a descarga corona⁽⁴⁾, pois este é o processo usado, neste trabalho, para produzir os eletretos.

Para produzir eletretos por descarga corona, é usado o chamado triodo de corona, mostrado na Figura 1 e descrito a seguir

FIG. 1 - Triodo de Corona

A fonte de alta tensão $-V_C$ ($\sim 6\text{kV}$), aplicada à ponta coronada, produz ionização no ar (descarga corona). Estes ions são acelerados pela grade metálica que está ao potencial da fonte $-V_g$, fazendo com que os ions alcancem a superfície do filme. Os ions são presos no dielétrico em armadilhas (traps), próprias do material. O acúmulo de carga na superfície do dielétrico, dá origem a uma densidade de carga superficial σ_C , que por sua vez origina o potencial equivalente de superfície V_S . Quando esse potencial de superfície V_S , atinge o valor $-V_g$ o campo elétrico entre a grade e a superfície do dielétrico é cancelado, terminado assim o processo de polarização. Para $V_g = 500\text{V}$, amostra de FEP com espessura de $25\mu\text{m}$, distância entre grade metálica e filme da ordem de $1,0\text{cm}$, o processo demora aproximadamente 1 minuto. A relação entre a densidade superficial de carga (σ_C) o potencial de superfície (V_S) está expressa na equação 1.1.

$$\sigma_C = \frac{\epsilon}{d_1} V_S \quad (1.1)$$

com ϵ = constante dielétrica do filme

d_1 = espessura do filme

Esta expressão é facilmente deduzida considerando o filme polarizado como um capacitor de placas planas paralelas de área A e carga $Q = \sigma_C A$. Neste trabalho, a maioria dos resultados será dado em função do potencial de superfície V_S , ao contrário da maioria dos autores que usa a densidade de carga σ_C . Preferimos usar V_S porque este é o parâmetro controlado diretamente no triodo de corona. O método por descarga corona possui como vantagem principal, a sua simplicidade, já que não é necessário vácuo nem instrumental sofisticado. O triodo de corona usado neste trabalho está mostrado na Figura 2.

FIG. 2 - Triodo de Corona Utilizado

Os eletretos criados por descarga corona são bastante estáveis. Na Figura 3, mostramos a variação do potencial de superfície de um filme circular de FEP, polarizado com $V_s = -500V$, após 5 minutos e após 2 meses, ao longo da linha central do filme. A medida foi realizada usando um voltímetro eletrostático.

Como podemos notar não existe variação significativa. Estudos baseados no princípio de superposição tempo-temperatura, mostram que o potencial de superfície se mantém praticamente constante durante períodos de muitos anos, daí a designação de armazenamento quase permanente de carga.

FIG. 3 - Variação do potencial de superfície, 5 minutos e 2 meses após a polarização.

Para medir o potencial de superfície V_s existem voltímetros eletrostáticos importados, no entanto, utilizamos um método bastante simples e preciso, chamado método de compensação de Kelvin⁽⁴⁾, cujo esquema está mostrado na Fig. 4. O método consiste, basicamente, em fazer um microfone usando o dielétrico polarizado.

Colocamos o eletreto para vibrar, usando um suporte vibrante (e.g. acoplado com um alto-falante) e aplicamos um potencial V_g de mesma polaridade a V_s na placa sensora fixa. Quando há diferença de potencial no gap entre a grade e o filme, existe um campo elétrico, que dará origem a uma corrente através da resistência de medida R_M , proporcional as vibrações do suporte vibrante. Quando o valor de V_g for igual a V_s , o campo no gap se anulará e assim também a corrente na resistência R_M . Portanto, variando V_g e observando quando o sinal em R_M se anula (e.g. com um osciloscópio) determinamos facilmente o valor do potencial de superfície V_s .

FIG. 4 - Método de medida do potencial de superfície

Ambos sistemas de medida e de polarização podem ser combinados, formando um sistema só, de tal forma que é possível, fazer as duas coisas ao mesmo tempo.

Existem outros métodos de medida de carga elétrica em eletretos, alguns destrutivos, como o método de corrente termoestimulada (TSC) ⁽⁴⁾ e outros não destrutivos, como o método do pulso térmico (Heat pulse) ⁽⁵⁾, os quais podem ser usados para determinar a localização exata das cargas no eletreto. Neste trabalho consideramos somente o efeito dessa carga, manifestada no potencial de superfície V_s .

CAPÍTULO II

MICROFONE DE ELETRETO

O microfone de eletreto pertence a categoria dos microfones capacitivos, com a principal diferença e vantagem de não necessitar de polarização externa, pois a polarização necessária para a transdução é proporcionada pela carga elétrica contida na superfície do eletreto.

O princípio de funcionamento dos microfones capacitivos é baseado na variação do espaçamento entre as placas de um capacitor especialmente construído. Neste capacitor, uma das placas é uma membrana tensionada a qual vibra de acordo com a pressão acústica incidente, variando o espaçamento entre a membrana e uma placa sensora fixa, a qual constitui a outra placa do capacitor. No caso dos microfones capacitivos tradicionais, o campo elétrico necessário entre as placas do capacitor, para transformar as vibrações da membrana em sinais elétricos correspondentes, é dado por uma bateria externa, como mostrado na Figura 5.

FIG. 5 - Circuito elétrico dos microfones capacitivos com polarização externa.

A principal desvantagem dos microfones capacitivos, é a necessidade de pré-amplificadores com alta impedância de entrada, devido a baixa capacitância que apresentam na saída. Com o surgimento dos amplificadores a transistor e sua posterior miniaturização, esta desvantagem tem sido superada.

Com o surgimento dos microfones de eletreto, que podem ser miniaturizados sem perda de sensibilidade, e dos circuitos integrados, tem sido construídos microfones de tamanho bastante reduzido, com o pré-amplificador fazendo parte integrante do microfone.

2.1- Princípio de Funcionamento

A construção de um microfone de eletreto típico está mostrada na Figura 6⁽³⁾

FIG. 6 - Construção típica de um microfone de eletreto

A membrana está polarizada na superfície não metalizada, com densidade de carga σ_c , que dá origem ao campo elétrico entre a

membrana e a placa fixa. Os furos na placa fixa tem por finalidade ligar o volume de ar do gap (entre membrana e placa fixa) que é muito pequeno, ao volume de ar maior da cavidade posterior. Tal cavidade é responsável pela força de restituição aplicada na parte não metalizada da membrana, e assim, responsável em parte pela frequência de corte superior na resposta do microfone.

2.2- Cálculo do campo elétrico no gap⁽³⁾

Consideremos a Figura 7

FIG. 7 - Distribuição do campo elétrico no microfone de eletreto

Pela continuidade do fluxo elétrico na superfície não metalizada da membrana, temos

$$\epsilon E_1 - \epsilon_0 E_2 = \sigma_c \quad (2.1)$$

Da integral de linha do campo (em curto) temos

$$E_1 d_1 + E_2 d_2 = 0 \quad (2.2)$$

Combinando as equações (2.1) e (2.2) obtemos

$$E_2 = - \frac{\sigma_c d_1}{\epsilon_{def}} \quad (2.3)$$

$$\text{Com } def = \frac{d_1}{K} + d_2 \quad (2.4)$$

K = constante dielétrica relativa do FEP

Convêm expressar o campo E_2 em função do potencial de superfície V_s , originado pela densidade de carga σ_c , pois ao polarizar a membrana este é o parâmetro controlado diretamente no triodo de corona.

Da equação (1.1) sabemos que

$$\sigma_c = \frac{\epsilon V_s}{d_1}, \text{ portanto}$$

$$\text{com } V_s = \frac{d_1}{\epsilon} \sigma_c \text{ na equação (2.3) obtemos}$$

$$E_2 = - \frac{V_s}{def} \quad (2.5)$$

O valor máximo de E_2 é limitado de tal forma a não ultrapassar o limite de ruptura Paschen⁽⁶⁾, que descarregaria o eletreto por arco e de forma que a força de atração eletrostática não atraia a membrana até a placa fixa, impedindo a membrana de vibrar⁽⁷⁾. Podemos ver então, que existe um compromisso entre os parâmetros elétricos do microfone, de tal forma que a máxima sensibilidade e capacitância estão limitadas pelos fatores citados.

2.3- Cálculo da resposta em frequência e sensibilidade do microfone de eletreto

Os limites da resposta em frequência do microfone de eletreto são determinados pelas características geométricas do microfone e pelas características de entrada do pré-amplificador. A frequência de corte inferior (f_1) é determinada pela capacitância do microfone (C_M) e pela resistência de entrada do pré-amplificador (R_e). O microfone pode ser considerado como o circuito equivalente da Figura 8, que corresponde

FIG. 8 - Circuito equivalente elétrico do microfone de eletreto

a um circuito passa-altas, com frequência de corte f_1 dada por

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_M R_e} \quad (2.6)$$

Apesar de podermos diminuir a área do microfone, sem afetar a sensibilidade, existe um limite, fixado pela diminuição da capacitância equivalente do microfone. Quanto menor a capa

citância, maior tem de ser a impedância de entrada do amplificador, para não prejudicar a resposta do microfone em frequências baixas. Por exemplo, para um microfone com capacitância de 10pF (valor típico) e frequência de corte inferior de 20Hz (Audio) é necessário um amplificador com impedância de entrada da ordem de $8 \times 10^8 \Omega$. A frequência de corte superior (f_2) é limitada pelos parâmetros geométricos ligados com a acústica do microfone, especificamente com aqueles que limitam a vibração da membrana.

Para calcular a frequência de corte superior, consideremos o circuito equivalente acústico-elétrico⁽⁸⁾ mostrado na Figura 9.

FIG. 9 - Circuito equivalente acústico-elétrico do microfone de eletreto

onde

- r_m = resistência acústica da membrana
- M_m = inertância acústica da membrana
- C_m = compliância acústica da membrana
- C_1 = compliância acústica do volume de ar entre membrana e placa fixa
- r_f = resistência acústica dos furos na placa fixa
- M_f = inertância acústica dos furos na placa fixa
- C_2 = compliância acústica do volume de ar da cavidade posterior

p = pressão acústica aplicada na membrana

v = volume deslocado pela membrana, devido a pressão a cústica

ω = velocidade angular

Para facilitar o cálculo, assumimos que: $C_1 \ll C_2$, pois a compliância acústica é proporcional ao volume.

$M_f \ll M_m$, pois a inertância acústica é proporcional a massa. Com estas simplificações, o circuito equivalente da Figura 9 se reduz ao circuito mostrado na Figura 10

FIG. 10 - Circuito equivalente acústico-elétrico simplificado

Neste caso, a pressão acústica p corresponde a voltagem aplicada, e o volume deslocado v , multiplicado por $j\omega$, à corrente obtida, ou seja:

$$j\omega v = \frac{P}{(r_m + r_f) + j\omega M_m + \frac{1}{j\omega C_m} + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (2.7)$$

Simplificando obtemos

$$v = \frac{P}{j\omega(r_m+r_f) - \omega^2 M_m + \frac{1}{C'_m}} \quad (2.8)$$

com $C'_m = \frac{C_m C_2}{C_m + C_2}$

O volume deslocado pela membrana (v) é dado por $v = AS$, onde A = área da membrana e s = deslocamento da membrana. A equação (2.8) é típica de um circuito passa-baixas com frequência de corte f_2 dada por

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{M_m C'_m}} \quad (2.9)$$

com $M_m = \frac{M}{A^2}$ (2.10)

$$C'_m \approx C_2 = \frac{Ah}{\rho_0 C^2}$$

M = massa da membrana

A = área da membrana e da cavidade posterior

h = altura da cavidade posterior

ρ_0 = densidade do ar

C = velocidade do som no ar

Substituindo (2.10) em (2.9) obtemos

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{M}{A} \frac{h}{\rho_0 C^2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{\sigma_m h}{\rho_0 C^2}}} \quad (2.11)$$

Com $\sigma_m = \frac{M}{A}$ = densidade superficial da membrana

Para frequências menores que f_2 podemos desprezar $j\omega(r_m+r_f)$ e $\omega^2 M_m$ na equação (2.8) obtendo assim

$$v = AS = P C'_m \rightarrow S = \frac{PC'_m}{A} \quad (2.12)$$

Substituindo o valor de C'_m obtemos

$$S = \frac{Ph}{\rho_0 C^2} = \frac{P}{\sigma_m \omega_2^2} \quad (2.13)$$

$$\text{Com } \omega_2^2 = (2\pi f_2)^2 = \frac{\rho_0 C^2}{\sigma_m h}$$

O sinal elétrico na saída do microfone V_M é dado pelo produto do campo E_2 e o deslocamento S introduzido pela pressão a cústica, ou seja

$$V_M = SE_2 \quad (2.14)$$

$$\text{Assim } V_M = - \frac{P}{\sigma_m \omega_2^2} \frac{V_s}{\text{def}} \quad (2.15)$$

A sensibilidade S_M é definida como

$$S_M = \left| \frac{V_M}{P} \right| = \frac{|V_s|}{\sigma_m \omega_2^2 \text{def}} \quad (2.16)$$

$\frac{d_1 + d_2}{f} \quad \frac{A \cdot E}{E_0} -$
 $\text{def } d_1, d_2$

Este valor não considera as capacitâncias introduzidas pelo pré-amplificador e pelo suporte da membrana que também é de material dielétrico.

Estas capacitâncias podem ser consideradas como cargas na saída do microfone, como mostrado na Figura 11.

FIG. 11 - Circuito equivalente elétrico considerando o espaçador e o pré-amplificador

onde , C_S = capacitância associada ao suporte da membrana

C_e = capacitância de entrada do pré-amplificador

Usando o equivalente de Thevenin podemos simplificar para o circuito da Figura 12

$$C_{eq} = C_M + C_S + C_e$$

$$V_e = V_M \frac{C_M}{C_{eq}}$$

FIG. 12 - Circuito equivalente elétrico total

A assim a sensibilidade total $S_e = \left| \frac{V_e}{P} \right|$

pode ser escrita como

$$S_e = \frac{|V_s|}{\sigma_m \omega_2^2 \text{def}} \frac{C_M}{C_{eq}} = S_M \frac{C_M}{C_{eq}} \quad (2.17)$$

e a frequência de corte inferior como

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_e C_{eq}} \quad (2.18)$$

Resumindo, a resposta do microfone de eletreto tem frequências de corte:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_{eq} R_e}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{\sigma_m h}{\rho_0} C^2}}$$

com sensibilidade no meio da banda, dada por

$$S_e = \frac{|V_s|}{\sigma_m \omega_2^2 \text{def}} \left(\frac{C_M}{C_{eq}} \right)$$

Para a sensibilidade, os valores típicos, são de ordem de 1 a 20 mV/ μbar (1 Pa = $\frac{1\text{N}}{\text{m}^2} = 10 \mu\text{bar}$).

É interessante notar, que a sensibilidade é independente da área da membrana. Assim o limite para miniaturização é imposto pela capacitância equivalente do microfone e a impedância de entrada do pré-amplificador, os quais determinam a resposta nas frequências baixas.

Sessler e West⁽³⁾ propõem para a sensibilidade e frequência de corte superior, as fórmulas

$$S_M = \frac{h \sigma d l}{\epsilon_{\text{def}} \gamma P_0} \quad (2.19)$$

com $\frac{\gamma P_0 A}{h} \gg 8\pi T$

$$\omega_2 = \left(\frac{P_0}{h \sigma_m} \right)^{1/2} \quad (2.20)$$

onde

T = tensão mecânica

P_O = pressão atmosférica

γ = relação de calor específico (1,14 para o ar)

h = largura efetiva das camadas de ar sob a placa fixa.

Sabemos que a pressão devido a um fluxo de partículas num determinado meio é dada aproximadamente por $P = \rho C v$

com P = pressão

ρ = densidade do meio

C = velocidade do som no ar

v = velocidade das partículas no meio

Para ar e pressão atmosférica temos

$$P_O = \rho_O C^2 \quad (2.21)$$

P_O = pressão atmosférica

ρ_O = densidade do ar

usando a equação (2.21) em (2.20) obtemos

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{\sigma_m h}{\rho_O C^2}}} = 2\pi f_2 \quad (2.22)$$

que corresponde a equação (2.11) deduzida neste trabalho.

Para a sensibilidade S_M , usando a equação (2.4) em (2.19)

obtemos

$$S_M = \frac{h |V_s|}{\text{def} \gamma P_O} \quad (2.23)$$

usando a eq. (2.20) em (2.23) obtemos

$$S_M = \frac{|V_s|}{\text{def}} \frac{1}{\gamma \omega_2^2 \sigma_m} \quad (2.24)$$

que difere da fórmula deduzida neste trabalho pelo fator $\frac{1}{\gamma} = \frac{1}{1,14} = 0,88$.

Comparamos nossos resultados com aqueles obtidos por Sessler e West⁽³⁾, pois estes são os criadores do microfone de eletreto moderno e seus resultados tem sido usados como referência na maioria dos trabalhos sobre microfones de eletreto.

Como pode ser notado, a tensão mecânica da membrana não influi na sensibilidade. Isto é possível, desde que seja mantida num valor relativamente baixo, da ordem de 10 N/m, de tal forma que a força de restituição da membrana seja dada pela compressibilidade das camadas de ar sob a placa fixa. Isto é assumido no cálculo teórico e realizado na construção do microfone de eletreto.

CAPÍTULO III

CONSTRUÇÃO DO MICROFONE DE ELETRETO

Na construção do microfone de eletreto, optou-se pelo processo mais simples e econômico. Neste processo, a membrana acumula as funções de elemento ativo e sensor, ou seja, a membrana além de ser o elemento vibrante, também é o eletreto. Nos microfones de eletreto de alta qualidade e de frequência de corte superior bastante alta, as funções de eletreto e membrana são executadas por elementos diferentes. Nestes microfones o eletreto está localizado na placa fixa e a membrana normalmente é metálica. Desta forma, é possível otimizar separadamente as propriedades elétricas e mecânicas do microfone.

3.1- Primeiro protótipo de microfone de eletreto

A forma mais utilizada para manter a membrana tensionada é colar uma arruela metálica no lado metalizado da membrana, após esta ter sido tensionada, o que facilita a montagem e o manuseio. Este processo foi experimentado inicialmente neste trabalho, sendo abandonado depois de várias tentativas, sem sucesso, de colar uma arruela metálica tanto no lado metalizado com alumínio quanto no lado não metalizado de filmes de Teflon FEP. Descobriu-se então, que não existe um tipo especial de FEP chamado FEP-C, especial para esta aplicação. Este material consiste de FEP submetido a um tratamento de superfície feito pelo fabricante, que não altera as propriedades elétricas e permite colagem no FEP. Não foi possível encontrar este material. Outra tentativa foi a de mudar o metal depositado no FEP, no caso alumínio, para um outro metal de maior aderência como o cromo. Em filmes metalizados com cromo foi possível colar uma arruela de latão, usando cola super-bonder, no entanto, a aderência não foi satisfa-

FIG. 13 - Primeiro protótipo de microfone desenvolvido

tória, de tal forma que a arruela podia ser retirada sem esforço, junto com a metalização.

Abandonado o processo de colagem, foi necessário um novo método de fixação. O primeiro método utilizado foi a fixação da membrana com uma arruela parafusada. O primeiro protótipo de microfone construído com este processo está mostrado na Figura 13

Neste microfone, o espaçamento entre membrana e placa fixa é dado pelas saliências no backplate, que foram conseguidas experimentalmente no torno. O processo de construção era extremamente complicado, de tal forma que nem todos os microfones tinham a mesma resposta, dependendo quase que exclusivamente da habilidade do técnico no torno mecânico.

Devido às dificuldades de construção e à falta de reprodutibilidade, este protótipo foi abandonado.

3.2.- Protótipo com colagem de arruelas

Outro método utilizado, foi a colagem sob pressão de duas arruelas concêntricas de diâmetros internos iguais. Uma metálica (latão) e outra isolante (lucite) de diâmetro externo ligeiramente maior, com o filme preso entre elas, como mostrado na Figura 14

FIG. 14 - Método de fixação da membrana por colagem de arruelas

Este processo, apesar de complicado na montagem, apresentou bons resultados para microfones de diâmetro grande (> 15 mm). Com este processo foram montados alguns protótipos de microfone, que apresentaram bom desempenho. O protótipo de microfone construído com este processo está mostrado na Figura 15

FIG. 15 - Microfone de eletreto com colagem de arruelas

Neste microfone, o espaçamento entre membrana e placa fixa, é dado pela espessura da arruela isolante, que vai em contato com a placa fixa, ou seja, a espessura desta arruela é feita ligeiramente maior do que a altura da área útil da placa fi

xa.

3.3- Protótipo final

Como os microfones foram montados dentro do invólucro de uma cápsula não específica para nossos protótipos, devido à limitações de espaço, houve necessidade de se reduzir as dimensões do microfone. Por essa razão o processo de colagem foi abandonado, pois não permitia reduções apreciáveis. Partimos então, para encontrar um processo que permitisse construir protótipos de microfone, reproduzíveis, com diâmetro externo da ordem de 10 mm. A solução encontrada foi o método de bastidor. Este método consiste em usar o próprio encapsulamento metálico do microfone, para manter pressionada a membrana contra as peças internas do microfone.

O método pode ser usado também para microfones de maior diâmetro externo. Optou-se por uma placa fixa de formato plano, devido a facilidade de construção e reprodutibilidade. O espaçamento entre membrana e placa fixa, foi obtido usando uma arruela de material isolante, de formato bem definido, como espaçador. O material do espaçador teria que ser eletricamente isolante, de boa rigidez mecânica e de espessura bem definida. Um material que reúne todas estas características é o Mylar, que foi o escolhido. O corpo do microfone, teria que ser de material isolante e fácil de se manipular no torno mecânico, para isso, foi escolhido o lucite. Para o material do encapsulamento, da placa fixa e da arruela de separação e contato entre membrana e encapsulamento, foi escolhido o latão, devido a facilidade de torneamento mecânico e possibilidade de soldagem com estanho, do tipo usado em circuitos eletrônicos. Considerando todas as características mencionadas, foi construído o microfone mostrado nas Figuras 16.a a

16.f.

O método de teste dos microfones, apesar de empírico, mostrou-se durante a fase de desenvolvimento, bastante útil. Foi construído um acoplador mecânico com um calibrador sonoro incorporado. Este calibrador, emite um tom de 1 KHz com pressão acústica de 94,6 dB, referidos a 2×10^{-4} μbar, ou seja, 10,7 μbar. Assim, com este calibrador é possível medirmos a sensibilidade no meio da banda e com isto, verificar a reprodutibilidade dos microfones com respeito a sensibilidade.

3.4- Cálculo das características do protótipo final de microfone construído

3.4.1- Frequência de corte superior (f_2)

Da Eq. 2.11. temos que

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{\sigma_m h}{\rho_0 C^2}}}$$

Para o microfone das Figuras 16.a a 16.f temos

$$\sigma_m = 2,5 \times 10^{-2} \text{ Kg/m}^2 \text{ (FEP, espessura } 25 \mu\text{m)}$$

$$h = 4,6 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$\rho_0 = 1,18 \text{ Kg/m}^3$$

$$C = 345 \text{ m/s}$$

$$f_2 = 5,56 \text{ KHz}$$

3.4.2- Sensibilidade (S_M)

Da Eq. 2.16. temos que

$$S_M = \frac{|V_s|}{\sigma_m \omega_2^2 \text{ def}}$$

$$\omega_2 = 2\pi f_2$$

$$\text{def} = \left(\frac{25}{2} + 50\right) \times 10^{-6} \text{ m} = 62,5 \times 10^{-6} \text{ m}$$

$$V_s = -500 \text{ V}$$

FIG. 16.a - Protótipo final de microfone de eletreto
 (1 - Carcaça, 2 - Arruela de separação
 3 - Backplate, 4 - Corpo interno,
 5 - Circuito impresso).

FIG. 16.b - Carcaça do microfone

FIG. 16.c - Arruela de separação e contato

FIG. 16.d - Placa fixa sensora (backplate)

FIG. 16.e - Corpo interno do microfone

FIG. 16.f - Circuito impresso do pré-amplificador e tam-
pa do microfone

$$S_M = 0,262 \text{ V/Pa} \times 10^2 = 26,2 \text{ mV/}\mu\text{bar}$$

S_M ainda não considera a divisão de tensão na capacitância associada ao espaçador.

3.4.3- Frequência de corte inferior (F_1)

Para o cálculo da frequência de corte f_1 , é necessário calcular primeiro as capacitâncias envolvidas.

A capacitância associada à parte vibrante da membrana (C_m) é dada por:

$$C_m = \frac{\epsilon_0 A_m}{\text{def}_m}$$

com $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$, $K = 2,0$ (FEP)

$$A_m = 50,30 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$\text{def}_m = \left(\frac{25}{2} + 50\right) \times 10^{-6} \text{ m} = 62,50 \times 10^{-6} \text{ m}$$

O diâmetro para cálculo da área A_m é $\phi = 8,0 \text{ mm}$.

Para os valores citados obtemos

$$C_m = 7,12 \text{ pF}$$

A capacitância associada ao espaçador (C_E), é dada por

$$\epsilon_E = \frac{\epsilon_0 A_E}{\text{def}_E}, \quad K = 3,4 \text{ (Mylar)}$$

com $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$

$$A_E = 28,30 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$\text{def}_E = \left(\frac{25}{2} + \frac{50}{3,4}\right) \times 10^{-6} \text{ m} = 27,21 \times 10^{-6} \text{ m}$$

$$C_E = 9,20 \text{ pF}$$

Assim, a capacitância total, associada ao microfone (C_{eq}) é dada por

$$C_{eq} = C_E + C_m = 16,32 \text{ pF}$$

A capacitância de entrada do pré-amplificador é da ordem de 2 a 3 pF e não será considerada no cálculo. A resistência de entrada do pré-amplificador, medida, é de 30 MΩ.

Com estes valores, achamos a frequência de corte f'_1 (sem considerar C_E) e f_1 (usando C_{eq})

$$f'_1 = \frac{1}{2\pi C_m R_e} = 745 \text{ Hz} ; \quad f_1 = \frac{1}{2\pi C_{eq} R_e} = 325 \text{ Hz} \quad (2.18)$$

O fator de perda de sensibilidade, devido a divisão de tensão entre a membrana e o espaçador é

$$\frac{C_m}{C_{eq}} = \frac{7,12}{7,12+9,20} = 0,44$$

Assim, a sensibilidade total (S_e) é

$$S_e = \left(\frac{C_m}{C_{eq}}\right) S_M = 26,2 \times 0,44 = 11,43 \text{ mV/}\mu\text{bar} \quad (2.17)$$

correspondente a -40dB (rel 1V/ μ bar)

A perda de sensibilidade de mais de 50% é compensada pela diminuição da frequência de corte inferior, de 745 Hz para 325 Hz, o que permite cobrir toda a faixa de telefonia (300 a 3400 Hz).

Na Figura 17 está mostrada a resposta em frequência do microfone das Figs. 16.a a 16.f. Como pode-se observar da Fig. 17, a resposta é compatível com os valores teóricos calculados. Foram montados vários protótipos, os quais confirmaram a reprodutibilidade dos valores teóricos. O pico da resposta em 5,5 KHz, é devido a que a frequência de corte superior f_2 , se manifesta co-

mo ressonância e não como diminuição de 3 dB⁽⁹⁾. Este protótipo de microfone de eletreto, se adapta as exigências da cápsula transmissora linear, e é considerado o protótipo final neste trabalho.

FIG. 17 - Resposta em frequência do protótipo final de microfone

CAPÍTULO IV

AMPLIFICADOR DA CÂPSULA TRANSMISSORA

O amplificador da cápsula transmissora, tem por finalidade, acoplar o microfone de eletreto aos sistemas telefônicos já existentes, proporcionando as características elétricas necessárias para satisfazer as especificações TELEBRÁS. O amplificador, deve estar encapsulado junto com o microfone de eletreto, de tal forma, que o conjunto seja compatível mecanicamente com os telefones em uso na atualidade. Considerando as características do microfone construído e as especificações TELEBRÁS, o amplificador deverá possuir as seguintes características:

- a) Alimentação pela própria linha telefônica, independente de polaridade.
- b) Resistência DC de saída da ordem de 200Ω .
- c) Ganho em tensão independente do comprimento da linha de transmissão, ou equalização
- d) Proteção contra sobre-tensões.
- e) Insensibilidade com variações de temperatura.
- f) Resposta em frequência de acordo com as normas.

Considerando estas exigências e as características do microfone construído, foi projetado o circuito mostrado na Figura 18.

Chegou-se a esta configuração, depois de inúmeros projetos, sendo que, os primeiros circuitos apresentavam falhas, principalmente quanto a polarização, número excessivo de componentes e resposta em frequência. Algumas das principais configurações tentadas estão mostradas na Figura 19

FIG. 18 - Circuito amplificador da cápsula transmissora.

4.1- Análise do circuito amplificador

O circuito é composto por 3 estágios básicos:

- Casador de impedância (Pré-amplificador), colocado dentro do microfone, a fim de diminuir as capacitâncias parasitas e minimizar a indução da rede de 60 Hz. É usado o casador de impedância J6A, usado no microfone de eletreto tipo 1033 RDZ, microfone encontrado facilmente nas lojas especializadas em material eletrônico. Este componente se comporta como um FET de alta qualidade, que trabalha com baixos níveis de tensão e corrente. O resistor R1 serve para polarizar o pré-amplificador.
- Amplificador propriamente dito, formado pelo transistor Q1, os resistores de polarização R3, R4 e R5 e o capacitor C3 que filtra as frequências altas.
- Estágio de proteção contra sobretensões e inversão de polaridade, formado pelo diodo zener D1 e os diodos de

FIG. 19 - Circuitos anteriores ao amplificador definitivo

sinal D2 a D5.

R2, C1 e C2 servem para desacoplar em DC, o pré-amplificador do amplificador.

Este desacoplamento, facilita a análise teórica do circuito.

4.1.1- Análise do pré-amplificador

Esta análise consiste em levantar as características do pré-amplificador, no ponto de trabalho, já que não foi possível

obter o esquema elétrico interno, As principais características do pré-amplificador são:

- a) Resistência de entrada = $30\text{M}\Omega$ (0 e 5 Km)
- b) Resistência dc equivalente = $21\text{K}\Omega$ (0 e 5 Km)
- c) Ganho em tensão (G_v) = $\begin{cases} -42,0 & (0\text{ Km}) \\ -40,4 & (5\text{ Km}) \end{cases}$

O circuito equivalente, nas condições de funcionamento é mostrado na Figura 20

FIG. 20 - Circuito equivalente do pré-amplificador

Incluindo o resistor de polarização R_1 e considerando o desacoplamento dc, o circuito equivalente total ac do pré-amplificador fica sendo o mostrado na Fig. 21

FIG. 21 - Circuito equivalente total ac do pré-amplificador

4.1.2- Análise teórica do amplificador propriamente dito

O circuito equivalente ac do estágio de amplificação a transistor, está mostrado na Figura 22

FIG. 22 - Circuito equivalente ac do estágio a transistor

Onde R_L corresponde a resistência equivalente vista pela cápsula transmissora. Para análise usaremos, para o transistor, o modelo híbrido simplificado para baixos sinais⁽¹⁰⁾, mostrado na Figura 23

FIG. 23 - Modelo híbrido simplificado para baixos sinais

Usando este modelo obtemos o circuito mostrado na Figura 24.

FIG. 24 - Circuito equivalente do estágio a transistor

Para facilidade de análise, aplicamos o teorema de Mil - ler e seu dual⁽¹¹⁾ nos resistores R_F e R_E , conseguindo o circuito da Figura 25, mais fácil de ser analisado.

FIG. 25 - Circuito equivalente usado para análise do estágio a transistor

Para este circuito, encontramos

a) Ganho em tensão (A_V)

$$A_V \approx - \frac{R_F}{(R_E + \frac{h_{ie}}{\beta})} \frac{R_L}{(R_F + R_L)}$$

h_{ie} = resistência diferencial do transistor

$$\beta = \frac{i_c}{i_b}$$

b) Resistência de entrada (R_i)

$$R_i \approx R_B // \frac{R_F}{1 - A_V} // (h_{ie} + \beta R_E) // C_F(1 - A_V)$$

Para os valores usados no circuito, ou seja

$$R_F = 24 \text{ K}\Omega$$

$$R_B = 18 \text{ K}\Omega$$

$$R_E = 13 \text{ }\Omega$$

$$C_F = 2,2 \text{ nF}$$

$$\beta = 500$$

$$h_{ie} = 3 \text{ K}\Omega$$

$$R_L = 237 \text{ }\Omega (0 \text{ Km})$$

obtemos

$$A_V = -12,4$$

$$R_i = 1,5 \text{ K}\Omega // 29,5 \text{ nF}$$

$$\text{Para } 5 \text{ Km, } R_L = 473 \text{ }\Omega$$

$$A_V = -24,4$$

$$R_i = 820 \text{ }\Omega // 55,9 \text{ nF}$$

A diferença entre 0 e 5 Km é compensada pela diminuição do ganho do pré-amplificador e da resistência de entrada do amplificador. Desta forma, o ganho total (incluindo o pré-amplificador) tem como valor, $A_{V_T} = -20,11$ para 0 Km e $A_{V_T} = 25,51$ para 5Km, ou seja, uma diferença de 2 dB. Esta diferença é favorável, pois há tendência a compensar a atenuação introduzida pela linha de transmissão.

O circuito pode ser melhorado, introduzindo um estágio darlington , no lugar do transistor único, de tal forma que o ganho independa completamente dos parâmetros dos transistores usados. Desta forma, o ganho do estágio a transistor seria $A_V = - \frac{R_L}{R_E}$, diretamente proporcional ao comprimento da linha de transmissão.

Circuitos com estas características foram construídos, apresentando bons resultados. No entanto, devido ao maior número de componentes e principalmente ao fato do circuito com somente 1 transistor ter apresentado resultados satisfatórios , optou-se por este como o protótipo deste trabalho.

4.2- Sistema de teste do amplificador

Este sistema simula, do ponto de vista elétrico, as condições reais de funcionamento da cápsula transmissora, ao mesmo tempo que permite observar, diretamente no osciloscópio, a resposta em frequência do amplificador e a distorção, (forma da onda), em função do comprimento da linha de transmissão. O diagrama em blocos do sistema de teste está mostrado na Figura 26.

FIG. 26 - Diagrama em blocos do sistema de teste do amplificador

O sistema é constituído de duas partes principais. A primeira simula os sistemas de alimentação e transmissão telefônicos, ou seja, consta do telefone alimentado por uma ponte de alimentação (P) de 48 V, 500 Ω , 10 H, através de uma linha artificial de 50 nF/Km e 280 Ω /Km (LAT), correspondente a cabo de 0,4 mm de diâmetro, com comprimento de linha variável de 0 a 7,5 Km, em passos de 0,5 Km. Na saída da ponte de alimentação é colocada uma carga de 600 Ω em série com 10 μ F, que corresponde ao telefone do assinante sendo chamado. A alimentação do amplificador (A) é obtida dos contatos no monofone onde seria colocada a cápsula transmissora. A segunda simula o sinal de voz e o microfone, através do sinal elétrico aplicado na entrada do amplificador, através de C_M . Este sinal é dado por um gerador de áudio marca Philips, modelo PM 5127, trabalhando no modo de oscilador controlado por tensão (VCO), excitado por um gerador de varredura logarítmica (G) de construção própria.

Como telefone, utilizamos o equivalente resistivo do "jig" de transmissão recomendado pela TELEBRÁS, mostrado na Figura 27.

A linha artificial é de marca FONEMAT modelo LAT 7,5-80. As indutâncias foram construídas na oficina eletrônica do IFQSC - USP.

O sinal transmitido aparece na forma de amplitude modulada, sendo que a envoltória superior corresponde a resposta em frequência (relativa a entrada) no ponto de medida.

Este sistema foi de muita utilidade no projeto e ajuste funcional do amplificador, pois é observada diretamente no osciloscópio a influência da mudança de componentes no amplificador em função do comprimento da linha de transmissão. Com este sistema foi levantada a resposta em frequência do amplificador, para 0 e 5 Km, mostrada na Figura 28.

FIG. 27 - Equivalente resistivo do "jig" de transmissão.

A resposta corresponde aos valores esperados do cálculo teórico apresentado.

4.3- Simulação no computador do circuito amplificador

Na simulação no computador do circuito amplificador é usado o programa SPICE 2⁽¹²⁾, específico para este fim. Este programa, simula circuitos eletrônicos, a partir de modelos contidos no programa, para dispositivos semicondutores e não semicondutores (resistores, etc.). Para transistores é usado o modelo de EBERS-MOLL e para diodos a sua característica $V_x I$. Para usar o programa, é necessário inserir o circuito no mesmo. Isto é feito, numerando os nós (ligações entre componentes) existentes no circuito, especificando o componente que está localizado entre cada conjunto de nós. Para uma simulação fiel e que pudesse ser acompanhada na prática, foi simulado o amplificador, nos sistemas telefônicos, usando para o telefone, o equivalente resistivo do "jig" de transmissão recomendado pela TELEBRÁS, já mostrado na Figura

FIG. 28 - Resposta em frequência do amplificador levantada no sistema de teste (0 e 5 Km)

FIG. 29 - Circuito usado na simulação no computador, do amplificador da cápsula transmissora

27 .

Para o pré-amplificador, é usado o circuito equivalente já mostrado na Figura 20 . O circuito total a ser simulado está mostrado na Figura 29.

Para temperaturas de 27 e 60°C, obtemos na saída da cápsula, para 0 e 5 Km de linha de assinante, a resposta em frequência mostrada nas Figuras 30.a e 30.b , das quais podemos ver que o resultado da simulação coincide com os resultados teóricos e experimentais obtidos.

FIG. 30.a - Resposta em frequência para 0 Km, 27 e 60°C

4.4- Influência da temperatura na resposta em frequência

O amplificador montado na placa do circuito impresso mostrado na Figura 31 em funcionamento no sistema de medidas, foi

FIG. 30.b - Resposta em frequência para 5 Km, 27 e 60°C

submetido a temperatura de 60°C durante 3 minutos, não apresentando variação perceptível na sua resposta em frequência. Isto era esperado, já que a configuração usada no amplificador, usa bastante realimentação negativa, o que proporciona ao circuito, estabilidade contra variações térmicas.

Esta medição confirmou os resultados obtidos na simulação (Figuras 30.a e 30.b, na qual a diferença na resposta para 27 e 60°C foi menor do que 0,5 dB.

4.5- Montagem e encapsulamento da cápsula transmissora

A cápsula transmissora é formada pelo microfone mais amplificador, os quais estão montados na placa de circuito impresso já mostrado na Figura 31. O microfone é montado no furo cen -

FIG. 31 - Placa de circuito impresso do amplificador

tral soldando a carcaça no impresso. O conjunto é colocado num invólucro plástico fornecido pela S Elêtro-Acústica (Indústria Nacional que fabrica cápsulas transmissoras) o qual é compatível mecanicamente com os telefones usados na atualidade.

A cápsula transmissora já encapsulada, está mostrada na Figura 32.

FIG. 32 - Cápsula Transmissora

1 - Tampa superior, 2 - Espuma para vedação acústica, 3 - Amplificador e microfone, 4 - Tampa inferior com contatos.

CAPÍTULO V

RESULTADOS E CONCLUSÕES

Para ter uma melhor visão das exigências a serem cumpridas pelo protótipo desenvolvido, descreveremos antes de mostrar os resultados, as principais normas, específicas para cápsulas transmissoras lineares, e o sistema padrão usado para verificar estas normas.

5.1- Normas TELEBRÁS para aceitação de cápsulas transmissoras lineares (13)

As normas, dizem quanto a limites de aceitação em medidas objetivas elétricas e eletro-acústicas, sendo as principais, citadas a seguir:

- a) Características de emissão
- b) Distorção de atenuação
- c) Distorção harmônica
- d) Inversão de polaridade

Existem outras normas a serem cumpridas, as quais dizem na sua maioria com respeito a durabilidade, resistência mecânica e testes climáticos. Entretanto, estas normas são verificadas somente depois de serem satisfeitas as normas eletro-acústicas citadas anteriormente, pois são estas as que medem a eficiência da transmissão.

5.1.1- Características de emissão

As características de emissão são determinadas pelo chamado Equivalente de Referência de Transmissão (ERT), que mede a atenuação introduzida no sinal transmitido pela cápsula, em fun -

ção do comprimento da linha de assinante. A medida é realizada na resistência de $600\ \Omega$ correspondente ao assinante na recepção. Na realização desta medida, é utilizado um "jig" de teste determinado pela TELEBRÁS, em substituição ao telefone, com o objetivo de padronizar as medidas objetivas, já que os telefones, possuem uma qualificação, a qual pode variar dependendo da marca do telefone. O esquema elétrico do "jig" de teste usado atualmente está mostrado na Figura 33.

FIG. 33 - Esquema elétrico do "jig" de teste recomendado pela TELEBRÁS.

Os limites padrão para o ERT em função do comprimento da linha de assinante, estão mostrados na Figura 34.

5.1.2- Distorção de atenuação

A distorção de atenuação é caracterizada, pela resposta em frequência, também medida na resistência de $600\ \Omega$ já citada. Os limites para a resposta em frequência, recomendados para linha de assinante de 0 Km, estão mostradas na Figura 35.

FIG. 34 - Limites de ERT para cápsulas transmissoras lineares.

Esta resposta está baseada na atenuação da linha de assinante, na inteligibilidade e na mudança com a frequência, da pressão acústica na entrada do ouvido, quando se conversa ao ar livre.

5.1.3- Distorção harmônica

Por norma, na faixa de frequência de 300 a 3400 Hz, a atenuação da distorção harmônica, na transmissão, deve estar pelo menos 20 dB, abaixo do nível da componente fundamental na frequência de 800 Hz, medida com linha de assinante de 0 Km.

5.1.4- Inversão de polaridade

Por norma, quando da inversão de polaridade nos terminais

FIG. 35 - Limites para a resposta em frequência de cápsulas transmissoras lineares

do aparelho telefônico, com linha de assinante de 3 Km, o valor do ERT deve manter-se dentro de 0,5 dB do valor anterior a inversão da polaridade.

5.2- Sistema padrão para medidas objetivas OREM-A⁽¹⁴⁾ (Medidas objetivas de equivalentes de referência).

O diagrama em blocos do sistema padrão para medidas objetivas está mostrado na Figura 36.

FIG. 36 - Diagrama em blocos do sistema padrão para medidas objetivas.

O sistema utiliza um oscilador que fornece um sinal de varredura entre 200 e 4000 Hz à razão de uma varredura por segundo. O sinal é aplicado a uma boca artificial, na saída da qual é produzida uma pressão acústica de 94,6 dB referidos a 0,0002 μ bar, constante com a frequência. O sinal de voz da boca artificial é aplicado à cápsula transmissora sob ensaio a qual está montada em um conjunto especial que simula o monofone. O sinal elétrico resultante da cápsula transmissora, é aplicado a um circuito de medida, que mede a diferença deste sinal e um sinal padrão interno. O padrão interno é baseado nas constantes do sistema SFERT (sistema fundamental europeu de referência para

transmissão telefônica). No entanto, na atualidade o sistema recomendado pela CCITT (Comitê Consultivo Internacional de Telegrafia e Telefonia), é o sistema subjetivo NOSFER (Novo Sistema Fundamental, para determinação dos Equivalentes de Referência). No Brasil este sistema só é encontrado nos laboratórios da Telerj no Rio de Janeiro. Assim o sistema OREM-A baseado no SFERT ainda é o mais utilizado no Brasil.

5.3- Resultados das Medidas Objetivas

Na realização das medidas objetivas, foi usado o equipamento padrão, marca Buel & Kjaer existente no CPqD da TELEBRÁS em Campinas. Mostraremos, para efeito de comparação, também os resultados das medidas para uma cápsula transmissora dinâmica ainda protótipo e para uma cápsula transmissora de carvão já comercial, ambas fabricadas pela S Eletro-Acústica.

5.3.1- Características de emissão

Na Figura 37 estão mostrados os valores obtidos do ERT em função do comprimento da linha de assinante, para as 3 cápsulas transmissoras citadas, onde notamos a superioridade da cápsula de eletreto, principalmente em relação à de carvão.

5.3.2- Distorção de atenuação e distorção harmônica

Nas Figuras 38, 39 e 40 estão mostradas as curvas de resposta em frequência e de distorção harmônica para as três cápsulas transmissoras citadas, onde notamos a superioridade da cápsula de eletreto.

5.3.3- Inversão de polaridade

No teste de inversão de polaridade, nas cápsulas linea -

FIG. 37 - Resultados obtidos para o ERT

res, não houve mudança perceptível, no valor do ERT e na cápsula de carvão, o valor não variou mais do que 0,5 dB.

5.4- Conclusão

Como pode ser visto dos resultados mostrados, a cápsula transmissora de eletreto que desenvolvemos, obedece rigorosamente as normas, apresentando características equivalentes ou superiores as da similar dinâmica, e completamente superiores as da cápsula transmissora de carvão. Vários protótipos de cápsula

FIG. 38 - Resposta em frequência e distorção harmônica da cápsula transmissora de carvão

FIG. 39 - Resposta em frequência e distorção harmônica da cápsula transmissora dinâmica

FIG. 40 - Resposta em frequência e distorção harmônica da cápsula transmissora de eletreto

transmissora de eletreto foram construídos, todos apresentando características idênticas, o que mostra a boa reprodutibilidade conseguida. Vale salientar ainda que para todos os protótipos construídos, os componentes não foram selecionados, e assim a cápsula transmissora é insensível a variação de componentes. Portanto, o protótipo desenvolvido, apresenta as características necessárias, para substituir com vantagens técnicas, as cápsulas transmissoras de carvão atualmente usadas, sem introduzir modificações nos sistemas telefônicos. Vantagens econômicas poderão resultar do desenvolvimento de métodos industriais de fabricação, o que já está sendo realizado por uma indústria nacional, a S Elêtro Acústica, através da TELEBRÁS. Um protótipo anterior já foi objeto de pedido de privilégio de patente no Brasil. Por outro lado o domínio da técnica de produzir eletretos estáveis, assim como da teoria básica dos microfones de eletreto, abre a perspectiva de fabricação de microfones para as mais diversas aplicações, mudando quando necessário, a eletrônica e acústica envolvidas. Na continuidade deste trabalho será necessário desenvolver um método de fixação da membrana mais apropriado, usando colagem ou não, assim como um circuito a base de componentes discretos que substitua o pré-amplificador integrado, já que é importado. Desta forma, a nacionalização da cápsula transmissora atingiria, com exceção do Teflon FEP, todos os materiais e componentes utilizados. Com o protótipo desenvolvido acreditamos ter atingido o objetivo inicial do trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) BOERYD, A. - Ericsson Rev. 41: 4,147 (1964)
- (2) GROSS, B. - Endeavour 30, 115 (1971)
- (3) SESSLER, G.M. Editor - "Topics in Applied Physics", Vol. 33, 347 Springer Verlag. Berlin Heidelberg (1980)
- (4) GIACOMETTI, J.A. - Tese de Doutorado. IFQSC (1982)
- (5) YOSHIDA, M. - Tese de Mestrado. IFQSC (1983)
- (6) WINTLE, H.J. - J.Acoust.Soc.Am. 53, 1578 (1973)
- (7) TEER, K. - Acústica 15, 256 (1965)
- (8) CERUTI, M.; MARION, P. - Elettronica e Telecomunicazioni 3 105 (1976)
- (9) ZUCKERWAR, A.J. - J.Acoust.Soc.Am. 64, 1278 (1978)
- (10) MILLMAN, J.; HALKIAS, C. - Integrated Electronics, 264 Mc-Graw-Hill - Kogakusha Ltda. Tokyo (1972)
- (11) MILLMAN, J.; HALKIAS, C. - Integrated Electronics, 255 Mc-Graw Hill Ltda. Tokyo (1972)
- (12) NAGEL, L.W. - Memorandum Nº ERL-M520, Electronics Research Laboratory, University of California, Berkeley (1975)
- (13) TELEBRÁS - Sistema de Práticas TELEBRÁS, Série Engenharia. REF. 245-150-711 (1982)
- (14) TELERJ S.A. - TED 11-18-0002 2^a Emissão