



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE PELOTAS
FACULDADE DE METEOROLOGIA

CONSTRUÇÃO DE UM INSTRUMENTO PARA A MEDIDA E ESTUDO DO CAMPO ELÉTRICO DA ATMOSFERA

RICARDO LUIZ RILHO MEDINA

Dissertação apresentada à
Universidade Federal de Pelotas,
sob a orientação do Prof. Doutor
José Francisco Dias da Fonseca,
como parte das exigências do
Programa de Pós-Graduação em
Meteorologia, para obtenção do
título de Mestre em Ciências
(M.S.).

PELOTAS
Rio Grande do Sul - Brasil
Março de 2006

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

*Dedico este trabalho à minha esposa
Maristela e às minhas filhas Thais e Bruna.*

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Orientador Dr. José Francisco Dias da Fonseca, pela dedicação e pelo incentivo na realização da dissertação e no desenvolvimento do sensor de campo elétrico atmosférico.

À Professora Co-orientadora Dr^a. Simone Vieira de Assis.

Aos integrantes da banca pela sua valorosa contribuição.

Aos colegas, professores e servidores do Mestrado de Meteorologia.

À direção, professores e servidores do Centro Federal de Educação Tecnológica de Pelotas que contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos meus pais Egídio e Lecy, à minha tia Zely e ao meu irmão Eduardo.

Ao ex-aluno Pablo, do Curso de Licenciatura em Física, pela contribuição na construção mecânica do sensor.

SUMÁRIO

	Página
LISTA DE TABELAS	
LISTA DE FIGURAS	
SIMBOLOGIA	
RESUMO	
ABSTRACT	
1. INTRODUÇÃO	1
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	3
2.1. Histórico	3
2.2. Campo elétrico de tempo bom e o circuito elétrico global	4
2.3. Estrutura elétrica da atmosfera	6
2.3.1. Camada limite planetária (CLP)	6
2.3.1.1. Formação de íons na CLP	7
2.3.1.2. Condutividade atmosférica na CLP.....	9
2.3.1.3. Campo elétrico na CLP	9
2.3.2. Atmosfera inferior	15
2.3.2.1. Formação de íons na atmosfera inferior	15
2.3.2.2. Condutividade da atmosfera inferior	16
2.3.2.3. Campo elétrico na atmosfera inferior	17

2.3.3. Atmosfera média	19
2.3.3.1. Formação de íons e elétrons na atmosfera média	19
2.3.3.2. Condutividade da atmosfera média	20
2.3.3.3. Campo elétrico na atmosfera média	21
2.3.4. Atmosfera superior	22
2.3.4.1. Formação de íons e elétrons na atmosfera superior	23
2.3.4.2. Condutividade da atmosfera superior	23
2.3.4.3. Campo elétrico na atmosfera superior	24
2.4. Variações diárias do campo elétrico atmosférico	25
2.4.1. Variações diárias do campo elétrico atmosférico sincronizadas com a hora universal	25
2.4.2. Variações diárias do campo elétrico atmosférico sincronizadas com a hora local	28
2.5. A eletricidade das nuvens	32
2.5.1. Processos de eletrização das nuvens de tempestade	33
2.5.2. Campo elétrico atmosférico produzido pelas nuvens de tempestade	39
2.5.2.1. Abaixo da nuvem	39
2.5.2.2. Dentro da nuvem	42
2.5.3. Circuito elétrico equivalente das nuvens de tempestade	44
2.6. Relação entre as propriedades elétricas locais e o estado meteorológico da atmosfera	46
2.6.1. Relação do campo elétrico atmosférico com a poluição e a turbulência	47
2.6.2. Relação do campo elétrico atmosférico com a umidade	48
2.7. Relação entre o circuito elétrico global e alguns elementos climatológicos	51
2.8. Instrumentos utilizados na medição do campo elétrico atmosférico	55
2.8.1. Histórico	55
2.8.2. Instrumentos utilizados atualmente	56
3. MATERIAL E MÉTODOS	64
3.1. Introdução	64
3.2. Estrutura física e princípio de funcionamento	64
3.3. Diagrama em blocos do circuito eletrônico	65

3.4. Diagrama do circuito eletrônico	71
3.4.1. Amplificador/integrador	71
3.4.1.1. 1º Protótipo	71
3.4.1.2. 2º Protótipo	75
3.4.2. Detetor de orientação da antena	78
3.4.3. Retificador Síncrono	79
3.4.3.1. Retificador síncrono construído com transistores	79
3.4.3.2. Retificador síncrono construído com chave analógica	82
3.4.4. Filtro ativo passa-baixa	86
4. RESULTADOS E DISCUSSÃO	96
4.1. Introdução	96
4.2. Ensaio realizado com o equipamento completo e definitivo utilizando-se as placas para simulação do campo elétrico	101
4.2.1. Ensaio com o equipamento ajustado para medir o campo elétrico gerado pelas placas afastadas de 1,08 m	102
4.2.2. Ensaio com o equipamento ajustado para medir campo elétrico perpendicular ao campo gerado pelas placas	105
4.2.3. Ensaio com o equipamento ajustado para medir o campo elétrico inclinado de 57° em relação ao campo gerado pelas placas	106
4.2.4. Ensaio com o equipamento ajustado para medir o campo elétrico gerado pelas placas afastadas de 1,85 m	107
4.3. Ajustes necessários para o funcionamento correto do equipamento	108
4.4. Cálculo da capacitância de acoplamento da antena com a atmosfera	110
4.5. Considerações finais	111
5. CONCLUSÕES	112
6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	115

ANEXO A – AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

LISTA DE TABELAS

	Página
TABELA 1 – Valores de tensão obtidos na saída do sensor (V_{OUT}) quando se utilizou retificador síncrono construído com transistores	99
TABELA 2 – Tensão de saída (V_R), em função da tensão de entrada (V_I) e da tensão de controle (V_D), do retificador síncrono construído com: a-) chave analógica e b-) transistores.....	100
TABELA 3 – Tensão de saída em função da frequência do sinal de entrada	100
TABELA 4 – Tensão de saída com o equipamento ajustado para medir o campo elétrico gerado pelas placas	102
TABELA 5 – Tensão de saída com o equipamento ajustado para medir campo elétrico inclinado de 57° em relação ao campo gerado pelas placas	106
TABELA 6 – Tensão de saída com o equipamento ajustado para medir o campo elétrico gerado pelas placas separadas de 1,85m	107

LISTA DE FIGURAS

	Página
FIGURA 1 – Capacitor esférico global. Fonte: Seara da Ciência, 2005.....	4
FIGURA 2 – Resistências envolvidas no circuito elétrico global. Fonte: Rycroft, Israelsson e Price, 2000.....	5
FIGURA 3 – Produção de pequenos e grandes íons	8
FIGURA 4 – Distribuição de cargas no circuito elétrico global. Fonte: Rycroft, Israelsson e Price, 2000.....	10
FIGURA 5 – Densidade de linhas de fluxo de campo elétrico na superfície da Terra e no plano acima da superfície.....	10
FIGURA 6 – Variação do campo elétrico atmosférico em função do efeito eletrodo .	13
FIGURA 7 – Perfis de campo elétrico na camada eletrodo mostrando o efeito dos aerossóis, da radioatividade e da turbulência. Fonte: Hoppel et al., 1986.....	14
FIGURA 8 – Taxa de produção de íons pelos raios cósmicos em função da latitude e da altitude nos anos de mínimo solar (1965) e de máximo solar (1958). Fonte: Gringel et al., 1986.....	15
FIGURA 9 – Perfil da condutividade atmosférica em função da altitude. Fonte: Wahlin, 1986.....	16
FIGURA 10 – Perfil vertical da densidade de corrente de condução em função da altitude. Fonte: Gringel et al., 1986.....	17

FIGURA 11 – Variação do campo elétrico, da condutividade e da densidade de corrente em função da altitude. Fonte: Gringel et al., 1986.....	18
FIGURA 12 – Formação de íons e elétrons na atmosfera média em função da altitude. Fonte: Reid, 1986.....	19
FIGURA 13 – Perfil vertical da condutividade atmosférica devido aos íons positivos e negativos (linha cheia e tracejada, respectivamente) e aos elétrons (linha traço-ponto). Fonte: Reid, 1986.....	20
FIGURA 14 – Representação da magnetosfera e do vento solar. Fonte: Sala de Física, 2005.....	22
FIGURA 15 – Perfil vertical da componente da condutividade ionosférica perpendicular ao campo geomagnético para condições diurnas e noturnas. Fonte: Richmond, 1986.....	24
FIGURA 16 – a) Curva de Carnegie, b) Quantidade média de tempestades no mundo e nos continentes em função da hora universal. Fonte: Wahlin, 1986.....	26
FIGURA 17 – Variação do campo elétrico vertical atmosférico no polo sul. Fonte: Byrne et al., 1993.....	27
FIGURA 18 – Variação da temperatura do ar, do potencial elétrico e da umidade relativa do ar em função da hora local para os meses de <u>dezembro, janeiro, março e abril</u> . Fonte: Raina e Makhdomi, 1980.....	29
FIGURA 19 – Variação da temperatura do ar, do potencial elétrico e da umidade relativa do ar em função da hora local para os meses de <u>junho, julho e agosto</u> . Fonte: Raina e Makhdomi, 1980.....	29
FIGURA 20 – Variação da temperatura do ar, do potencial elétrico e da umidade relativa do ar em função da hora local para os meses de <u>setembro, outubro e novembro</u> . Fonte: Raina e Makhdomi, 1980.....	30
FIGURA 21 – Variação diurna média do campo elétrico mostrando o efeito da turbulência. Fonte: Israel, 1973.....	30
FIGURA 22 – Variação diária do campo elétrico nas estações de Marsta no verão (-Δ-), Marsta no inverno (-♦-), Vassijaure no verão (-o-) e Uppsala no verão (-x-) e, em linha cheia a Curva de Carnegie. Fonte: Israelsson e Tammet, 2001.....	31
FIGURA 23 – Variação do campo elétrico atmosférico mostrando o efeito da hora do “rush” em zona urbana poluída. Fonte: Anderson e Trent, 1969.....	32

FIGURA 24 – Eletrização da nuvem por efeito Wilson. Fonte: Seara da Ciência, 2005.....	33
FIGURA 25 – Distribuição de cargas elétricas dentro de uma nuvem de tempestade. Fonte: Seara da Ciência, 2005.....	34
FIGURA 26 – Eletrização da nuvem pelo processo Elster-Geitel. Fonte: Kegel, 2002.....	35
FIGURA 27 – Eletrização das nuvens por processo convectivo. Fonte: Kegel, 2002.....	36
FIGURA 28.a – Comparação entre o campo elétrico acima da superfície e na superfície da Terra	36
FIGURA 28.b – Comparação entre o campo elétrico acima da superfície e na superfície da água	37
FIGURA 29 – Eletrização das nuvens por processo eletroquímico. Fonte: Kegel, 2002.....	37
FIGURA 30 – Eletrização das nuvens por colisão gelo com gelo. Fonte: Nelson e Baker, 2003.....	38
FIGURA 31 – Campo elétrico na superfície produzido por nuvem de tempestade. Fonte: Chauzy e Soula, 1999.....	40
FIGURA 32 – Campo elétrico a uma altitude de 600 m produzido por nuvem de tempestade. Fonte: Chauzy e Soula, 1999.....	41
FIGURA 33 – Variação da densidade de cargas: gerada por efeito corona (A), devido à condução (B) e devido à condução e à convecção (C). Fonte: Chauzy e Soula, 1999.....	41
FIGURA 34 – Variação da pressão, da velocidade do ar, da intensidade do campo elétrico e da condutividade em função da altitude dentro de uma nuvem de tempestade ativa. Fonte: Evans, 1969.....	43
FIGURA 35 – Representação das linhas de fluxo de corrente de uma fonte de corrente dipolar, constituída por cargas puntiformes imersas em uma atmosfera com condutividade exponencialmente crescente com a altitude. Fonte: Roble e Tzur, 1986.....	44
FIGURA 36 – Circuito elétrico que representa uma célula de tempestade média. Fonte: Wahlin, 1986.....	45
FIGURA 37 – Influência da concentração de aerossóis no perfil vertical da condutividade. Fonte: Gringel et al., 1986.....	47

FIGURA 38 – Variação diária do campo elétrico atmosférico próximo à superfície em condições de tempo bom (o), na presença de névoa seca (∞) e na presença de nevoeiro (\equiv) (superior) e ocorrência relativa das amplitudes do campo elétrico nas mesmas condições (inferior). Fonte: Gringel et al., 1986.....	49
FIGURA 39 – Variações do campo elétrico atmosférico próximo à superfície da Terra e amplitude relativa: (a) na presença de chuva intensa, (b) na presença de tempestade com raios. Fonte: Gringel et al., 1986.....	50
FIGURA 40 – Relação entre o valor do campo elétrico, obtido pela média dos valores medidos durante o mês de dezembro, e a temperatura média, calculada para o mesmo mês, no hemisfério sul, hemisfério norte e global para as cidades de Lerwick (Shetland) e Eskdalemuir (Scotland). Fonte: Harrison, 2005.....	51
FIGURA 41 – Comparação entre a variação anual da temperatura de bulbo úmido (figura superior) e a variação anual do campo elétrico vertical atmosférico (figura inferior). Fonte: Israelsson e Tammet, 2001.....	52
FIGURA 42 – Gráfico mostrando a variação da cobertura de nuvens baixas, a variação da irradiância solar e a variação da intensidade de raios cósmicos entre 1984 e 1994 no observatório Huancayo no Havaí. Fonte: Carslaw et al., 2002.....	53
FIGURA 43 – Coletor cilíndrico para medição do campo elétrico atmosférico. Fonte: Wahlin, 1986.....	56
FIGURA 44 – Coletor com obturador rotativo. Fonte: Campbell, 2005	57
FIGURA 45 – Coletor com obturador rotativo. Fonte: Winn, 2005	57
FIGURA 46 – Antena dipolo.....	57
FIGURA 47 – Tensão induzida na antena pelo campo elétrico atmosférico vertical.....	58
FIGURA 48 – Distribuição de corrente (a) em uma antena dipolo de meia-onda, (b) em um elemento infinitesimal da antena dipolo de meia onda e (c) em uma antena dipolo-curto. Fonte: De Castro e Franco, 2006.....	59
FIGURA 49 – Circuito equivalente da antena.....	61
FIGURA 50 – Diagrama fasorial da antena	61
FIGURA 51 – Outros tipos de antenas que podem ser utilizadas para a medição do campo elétrico atmosférico. Fonte: Wahlin, 1986.....	62

FIGURA 52 – Antenas rotativas lançadas de pára-quedas no interior das nuvens para medição do campo elétrico atmosférico. Fonte: Evans, 1969.....	63
FIGURA 53 – Foto do sensor de campo elétrico que foi desenvolvido neste trabalho..	65
FIGURA 54 – Diagrama em blocos do medidor de campo elétrico atmosférico vertical	66
FIGURA 55 – Forma de onda das tensões do circuito	70
FIGURA 56 – 1º Protótipo do circuito amplificador.....	72
FIGURA 57 – Eliminação de ruído nas entradas do amplificador subtrator	73
FIGURA 58 – Diagrama fasorial mostrando a defasagem entre a tensão na saída do circuito integrador (v_I), a tensão na saída do amplificador subtrator (v_S), a tensão de entrada do sensor (v_{in}) e a tensão gerada pela antena (v_{ANT}) ...	75
FIGURA 59 – 2º protótipo do circuito amplificador.....	76
FIGURA 60 – Circuito interno do amplificador de instrumentação INA 111. Fonte: Burr-Brown, 2005.....	77
FIGURA 61 – Circuito detetor de orientação da antena	78
FIGURA 62 – Retificador síncrono construído com transistores	81
FIGURA 63 – Retificador síncrono construído com chave analógica	82
FIGURA 64 – Pinagem e diagrama interno do CI DG 417	83
FIGURA 65 – O canal B do osciloscópio esboça a tensão na saída do circuito integrador (superior) e o canal A esboça a tensão na saída do retificador síncrono (inferior) para tensão de controle em fase com a tensão gerada pela antena.....	85
FIGURA 66 – O canal B esboça a tensão na saída do circuito integrador (superior) e o canal A esboça a tensão na saída do retificador síncrono (inferior) para tensão de controle defasada de 90° em relação à tensão gerada pela antena.....	85
FIGURA 67 – Função de transferência do filtro Butterworth. Fonte: Pertence Jr., 1988.....	86
FIGURA 68 – Função de transferência do filtro Chebyshev. Fonte: Pertence Jr., 1988.....	87
FIGURA 69 – Filtro ativo passa baixa de 4ª ordem, aproximação Butterworth	88
FIGURA 70 – Diagrama de Bode do primeiro estágio do filtro	91

FIGURA 71 – Diagrama de Bode do segundo estágio do filtro	92
FIGURA 72 – Diagrama de Bode do filtro completo	93
FIGURA 73 – O canal A do osciloscópio esboça a tensão na saída do retificador síncrono (superior) e o canal B esboça a tensão na saída do filtro (inferior) para tensão de controle em fase com a tensão de saída do circuito integrador (v_I).	95
FIGURA 74 – O canal A do osciloscópio esboça a tensão na saída do retificador síncrono (superior) e o canal B esboça a tensão na saída do filtro (inferior) para tensão de controle defasada de 90° da tensão de saída do circuito integrador.....	95
FIGURA 75 – Circuito utilizado para simular a tensão gerada pelo campo elétrico.....	96
FIGURA 76 – Ensaio do equipamento completo.....	97
FIGURA 77 – Sensor ótico posicionado para medir campo elétrico horizontal	102
FIGURA 78 – Tensão na saída do amplificador de instrumentação	103
FIGURA 79 – Tensão na saída do circuito integrador	103
FIGURA 80 – Tensão na saída do retificador síncrono com o sensor ótico posicionado para medir o campo elétrico gerado pelas placas	104
FIGURA 81 – Tensão na saída do retificador síncrono com o sensor ótico posicionado para medir o campo elétrico perpendicular ao campo gerado pelas placas	105
FIGURA 82 – Forma de onda da tensão aplicada no terminal de controle da chave analógica	109
FIGURA 83 – Diagrama simplificado do sensor de campo elétrico.....	110

SIMBOLOGIA

A_v	=	ganho de tensão
C_f	=	capacitância de acoplamento da antena com a atmosfera
C_s	=	capacitância parasita da antena
d	=	distância entre as placas do capacitor
e	=	carga elétrica dos íons ou elétrons
E	=	módulo do vetor intensidade de campo elétrico, que será chamado apenas de campo elétrico
f	=	freqüência
j	=	unidade imaginária ($\sqrt{-1}$)
J_{COND}	=	densidade de corrente elétrica de condução
λ	=	comprimento real da antena dipolo
λ_e	=	comprimento efetivo da antena
R_{in}	=	resistência de entrada do amplificador
s	=	variável complexa
v_{ANT}	=	tensão gerada pela antena em circuito aberto
v_{in}	=	tensão de entrada do circuito eletrônico
v_D	=	tensão de saída do detetor de orientação da antena (tensão de controle)
v_I	=	tensão de saída do integrador
v_{PLACAS}	=	tensão aplicada às placas
v_R	=	tensão de saída do retificador síncrono

v_s	= tensão de saída do circuito subtrator
V_{OUT}	= tensão de saída do sensor
v'	= sinal de ruído
X_f	= reatância da capacitância de acoplamento da antena com a atmosfera
X_s	= reatância da capacitância parasita da antena
δ	= parte real da variável complexa “s”
ϵ_0	= permissividade elétrica no vácuo
λ	= comprimento de uma onda eletromagnética
$\mu \pm$	= mobilidade dos íons positivos ou negativos
θ	= ângulo formado entre a antena e as linhas de força do campo elétrico
$\rho \pm$	= densidade de íons positivos ou negativos
ρ_c	= densidade volumétrica de carga elétrica espacial estacionária
σ	= condutividade atmosférica
$\sigma \pm$	= condutividade atmosférica devido aos íons positivos ou negativos
σ_e	= condutividade atmosférica devido aos elétrons livres
ω	= velocidade elétrica angular
ω_m	= velocidade angular

RESUMO

MEDINA, RICARDO LUIZ RILHO. M.S., Universidade Federal de Pelotas, Março 2006. **Construção de um Instrumento Para a Medida e Estudo do Campo Elétrico da Atmosfera.** Professor Orientador Doutor José Francisco Dias da Fonseca, Professora Co-orientadora Doutora Simone Vieira de Assis.

Com o objetivo de realizar a medição do campo elétrico atmosférico vertical próximo à superfície da Terra na cidade de Pelotas, em condições de tempo bom (céu livre de nuvens), construiu-se um equipamento que utiliza como sensor uma antena do tipo dipolo rotativo, feita de aço inoxidável, de 30 cm de comprimento. Esta antena é acionada por um motor trifásico de 4 pólos (rotação de aproximadamente 1800 rpm). Após o sinal ser amplificado, utiliza-se um retificador síncrono e filtro passa baixa para separar o sinal gerado pelo campo elétrico atmosférico vertical do sinal gerado pelo campo elétrico atmosférico horizontal. O sinal resultante será digitalizado e aplicado à porta de entrada de um computador para realizar a aquisição dos dados gerados pelo equipamento. Estes dados possibilitarão, no futuro, estabelecer relações entre o valor do campo elétrico vertical atmosférico e os parâmetros meteorológicos, como por exemplo a temperatura global. O equipamento será instalado em estrutura de madeira de 3 m de altura. Os principais protótipos testados do instrumento que se propôs construir foram descritos e avaliados. Neste trabalho apresenta-se um estudo sobre a origem e a variação do campo elétrico atmosférico vertical em função da altitude e da hora do dia, do circuito elétrico global e dos mecanismos de eletrização das nuvens de tempestades. Incluiu-se, também, uma revisão dos tipos de instrumentos utilizados para a medição do campo elétrico atmosférico, desde o início do século XX.

ABSTRACT

MEDINA, RICARDO LUIZ RILHO. M.S., Federal University of Pelotas, March 2006. **Fabrication of an instrument for measuring and the study of the atmospheric electric field.** Counsellor Professor Dr. José Francisco Dias da Fonseca, Co-counsellor Professor Dr. Simone Vieira de Assis.

An equipment was constructed for utilizing with the aim at performing the measurement of vertical atmospheric electric field next to the earth surface in Pelotas town, in fair-weather conditions (sky free of clouds) and it uses as a sensor a field mill of the rotating dipole type in stainless steel with 30 centimeter length. This aerial is set in motion by a three-phase motor with 4 poles (approximately 1800 rpm rotation). After the signal is amplified, a synchronous rectifier and a low-pass filter are utilized for separating the signal generated by the vertical atmospheric electric field from the one by the horizontal atmospheric electric field. The resulting signal will be digitized and applied to the inlet access of a computer for performing the data acquiring generated by the equipment. These data will enable to establish the relationship between the vertical atmospheric electric field value and the meteorological parameters in the future, for example, the global temperature. The equipment will be installed in wooden support of 3 meter height. The principal instrument prototypes tested which were proposed to construct, were described and evaluated. A study about the origin and the variation of the vertical atmospheric electric field according to the altitude and daytime, the global electric circuit and the mechanisms of thunderclouds electrization was made. It was also included a review of the instrument types utilized for the measurement of the atmospheric electric field since the 20th century starting.

1. INTRODUÇÃO

Da metade do século passado até o presente momento, um estudo intensivo tem sido feito sobre o campo elétrico da atmosfera terrestre, apontando para uma forte interação entre esse campo e os fenômenos meteorológicos.

A eletricidade da atmosfera tem como causas principais: a ionização do ar e a presença do campo elétrico devido à atividade elétrica global do planeta bem como de fatores locais devido à fenomenologia da camada limite planetária (CLP).

Em condições de tempo bom (céu livre de nuvens, ou quanto muito na presença de nuvens cirrus e/ou altostratus) o campo elétrico da atmosfera é praticamente vertical, apontando para baixo e, próximo à superfície da Terra, assume valores entre 100 e 300 V/m. Porém, este valor pode ser afetado por diversos fatores, dentre eles a nebulosidade presente, turbulência atmosférica, poluição, etc., de forma que as quantidades relacionadas à eletricidade da atmosfera são parâmetros sensíveis às condições meteorológicas locais e às variações climáticas, tornando-os, assim, indicadores importantes sobre o estado ambiental.

O primeiro modelo do circuito elétrico atmosférico foi apresentado por Charles T. R. Wilson (1929) que, de forma simplificada, pode-se descrevê-lo como um circuito elétrico com separação de cargas entre a ionosfera e a superfície da Terra. Os portadores de cargas são íons atmosféricos positivos e negativos, que se encontram separados devido à fenomenologia atmosférica, originando uma diferença de potencial da ordem de 200 kV e uma corrente vertical de cargas livres aproximadamente igual a 1000 A

entre a ionosfera, a uns 50 km de altitude, e a superfície terrestre (eletricamente negativa) em toda a superfície da Terra.

Porém, o campo elétrico médio da atmosfera inferior pode ser perturbado por movimentos turbulentos, que transportam correntes elétricas de convecção, e também por outras condições meteorológicas, como a poluição e a umidade do ar. Contudo, existem períodos em que as condições elétricas atmosféricas são estáveis, sendo o campo elétrico chamado nesse caso de campo elétrico de tempo bom, no qual a corrente elétrica é praticamente ôhmica. Na atmosfera inferior e média a condutividade é isotrópica e seu valor depende da densidade, da carga e da mobilidade dos íons. Somente os íons pequenos contribuem para a condutividade, uma vez que a mobilidade dos íons grandes é várias ordens de grandeza menor. Na atmosfera inferior e média a condutividade dos íons positivos e negativos são aproximadamente iguais. A condutividade da baixa e média atmosfera varia com a latitude, com uma tendência de crescimento em altas latitudes, devido ao aumento da intensidade de raios cósmicos. Próximo à superfície da Terra, a condutividade sofre variações associadas à umidade e à poluição, além de outros fatores meteorológicos. Percebe-se, assim, como a medida do campo elétrico próximo a superfície da Terra pode registrar as influências da meteorologia local.

O objetivo principal desse estudo é o de se construir um instrumento fixo, que permita medir a componente vertical do campo elétrico atmosférico próximo à superfície da Terra, semelhante ao descrito por Byrne e outros (1993), e de realizar medidas desse campo, na cidade de Pelotas, com o intuito de obter o seu comportamento em função do tempo (hora local).

O trabalho consta, inicialmente, de uma revisão bibliográfica onde foi feito um estudo sobre a eletricidade atmosférica e os instrumentos utilizados para a medição do campo elétrico atmosférico vertical. No item “material e métodos” fez-se uma análise da construção e do funcionamento dos principais protótipos construídos. Os resultados obtidos nos ensaios realizados com estes protótipos foram apresentados no item “resultados e discussão”. No anexo A tem-se a teoria do funcionamento e os principais circuitos construídos com o amplificador operacional, que foi o principal componente utilizado na construção do medidor de campo elétrico atmosférico vertical.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. HISTÓRICO

Muitos experimentos foram realizados, após a descoberta da eletricidade, com o objetivo de estudar a eletricidade da atmosfera.

Em 1752, baseado em uma proposta de Franklin, Thomas-François D'Alibard instalou um mastro metálico isolado da Terra. Ele constatou que quando uma nuvem carregada estava perto, uma faísca elétrica saltava do mastro em direção a um condutor aterrado instalado próximo ao mastro mas sem fazer contato elétrico com ele. Com isto ele demonstrou que as nuvens são eletricamente carregadas (Portal ELAT, 2005).

Naquele mesmo ano, L.G. Lemonier realizou experimento similar ao de Franklin (Portal ELAT, 2005). Porém, ao invés de aproximar um condutor aterrado, Lemonier colocou um pouco de poeira próximo ao mastro e constatou que a poeira era atraída na sua direção, comprovando a existência de cargas elétricas na atmosfera mesmo na ausência de nuvens, ou quanto muito na presença de nuvens cirrus e/ou altostratus. Esta situação ficou conhecida, na eletricidade atmosférica, como condição de tempo bom.

Segundo Wahlin (1986), G. Beccaria em 1775 descobriu que a polaridade destas cargas elétricas (da atmosfera) é positiva na condição de tempo bom e negativa quando há nuvens de tempestade próximas.

P. Erman, em 1804, sugeriu e J. Peltier, em 1842, confirmou que, em condições de tempo bom, a superfície da Terra era carregada negativamente (Portal ELAT, 2005).

W. Thomson (Lord Kelvin), em 1860, foi o primeiro a atribuir a eletricidade da atmosfera a um campo elétrico (Wahlin, 1986).

2.2. CAMPO ELÉTRICO DE TEMPO BOM E O CIRCUITO ELÉTRICO GLOBAL

Segundo Roble e Tzur (1986), em condições de tempo bom, existe um campo elétrico atmosférico, de aproximadamente 100 V/m, que aponta para baixo, da carga positiva (distribuída na atmosfera próximo à superfície da Terra) para a carga negativa (distribuída na superfície da Terra).

A explicação para a existência deste campo elétrico foi apresentada por Charles T. Wilson, em 1929, que considerou a Terra como sendo um capacitor esférico. Uma das placas deste capacitor é a superfície da Terra, enquanto que a outra placa é uma camada da atmosfera, conhecida como ionosfera, cuja base situa-se a uma altitude de aproximadamente 50 km, conforme mostrado na figura 1. O dielétrico deste capacitor é o ar, cuja condutividade é muito baixa quando comparada com a condutividade do solo, que por sua vez é da mesma ordem de grandeza da ionosfera. Esta hipótese ficou conhecida como teoria do capacitor esférico (Rakov e Uman, 2003). Entre a ionosfera e a superfície da Terra há uma diferença de potencial de 200.000V (Rycroft, Israelsson e Price, 2000).

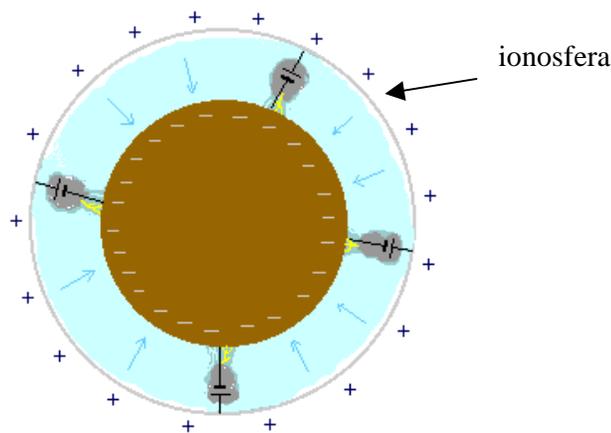


FIGURA 1 – Capacitor esférico global.

Fonte: Seara da Ciência, 2005.

Uma vez que o ar não é um isolante perfeito, conforme demonstrado por C.A. Coulomb em 1785, resulta que existe uma corrente de fuga através da atmosfera cuja densidade é da ordem de $2 \times 10^{-12} \text{ A/m}^2$. Multiplicando-se esta densidade de corrente de

tempo bom pela área da superfície da Terra, obtém-se, para a corrente de fuga, o valor de 1000A, que é suficiente para descarregar o capacitor em menos de uma hora. Este fato ficou conhecido como problema fundamental da eletricidade atmosférica, pois não se sabia como a carga da Terra se mantinha (Rakov e Uman, 2003).

Para resolver este problema, foi proposto que as tempestades e seus raios (representados por uma nuvem cumulonimbus na figura 2) atuam como geradores de corrente, trazendo cargas negativas para a superfície da Terra e levando cargas positivas para a ionosfera na mesma razão de 1000A. Estima-se que existem cerca de 1000 tempestades com raios ocorrendo sobre cerca de 10 % da superfície da Terra, cada uma gerando uma corrente média de 1A. No fim os dois efeitos se compensam e o capacitor se mantém carregado (Rakov e Uman, 2003). As cargas positivas fluem livremente através da altamente condutora ionosfera, e as negativas através da superfície da Terra em direção às regiões de tempo bom. Nestas regiões, as cargas positivas se deslocam da ionosfera em direção à superfície da Terra, fechando o circuito. A resistência de aproximadamente 200Ω representa a resistência atmosférica considerando-se todas as regiões de tempo bom da superfície da Terra. A resistência atmosférica, acima de todas as tempestades que ocorrem na Terra, varia de 10^5 - $10^6 \Omega$ e abaixo das tempestades varia de 10^4 - $10^5 \Omega$ (Rycroft, Israelsson e Price, 2000).

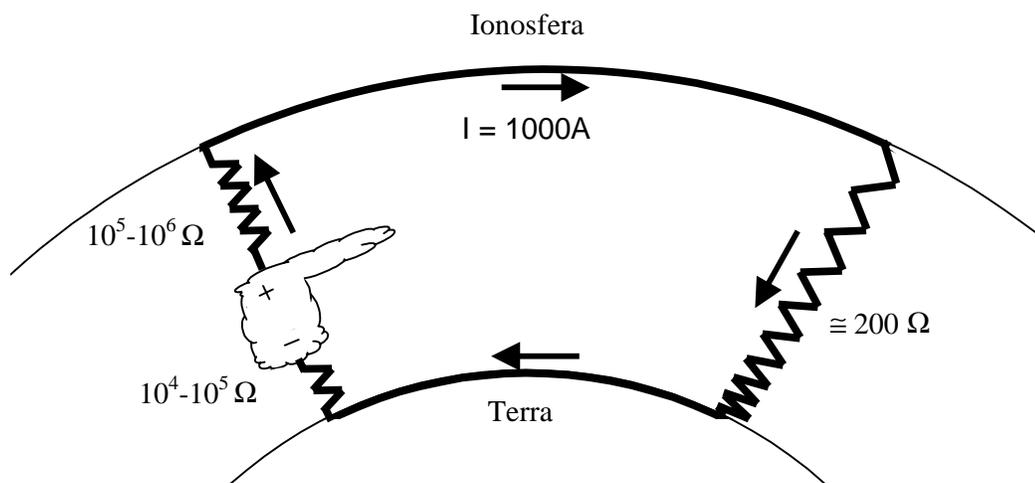


FIGURA 2 – Resistências envolvidas no circuito elétrico global.
Fonte: Rycroft, Israelsson e Price, 2000.

Medições da intensidade do campo elétrico atmosférico são de grande interesse, não só porque permitem conhecer melhor o estado elétrico da atmosfera, o que por si só é de suma importância, mas, também, por carregarem consigo um conteúdo rico de informações sobre as condições meteorológicas da atmosfera local, conforme será analisado mais adiante (Harrison, 1997; Svensmark e Friis-Christensen, 1997; Bucha e Bucha Jr., 1998; Rycroft, Israelsson e Price, 2000). A interpretação destas medições são, geralmente, difíceis de serem feitas, pois são influenciadas por um grande número de fatores como: cobertura de nuvens, poluição, umidade do ar, nascer do Sol, ventos, mistura turbulenta, etc., conforme Raina e Makhdomi (1980), Muir e Smart (1981), Deshpande e Kamra (1992) e Israelsson (1994).

2.3. ESTRUTURA ELÉTRICA DA ATMOSFERA

A corrente de fuga, que circula através da atmosfera, é consequência da existência de íons, positivos e negativos, e/ou de elétrons livres que se deslocam sob a ação do campo elétrico atmosférico. O(s) agente(s) produtor(es) destes íons, o tipo de portador de carga que é responsável pela condutividade (elétrons ou íons), e a variação do campo elétrico vertical, dependem da região da atmosfera que se está analisando. Por este motivo o estudo da estrutura elétrica da atmosfera foi dividido nas seguintes camadas:

- Camada limite planetária;
- Atmosfera inferior;
- Atmosfera média;
- Atmosfera superior.

2.3.1. CAMADA LIMITE PLANETÁRIA (CLP)

A camada limite planetária é a região da atmosfera, acima da superfície da Terra, que possui uma espessura de dezenas de metros a alguns quilômetros. Sua espessura depende da rugosidade do terreno e sua massa é de aproximadamente 10% da massa da atmosfera. O escoamento dentro desta camada sofre forte influência da superfície da Terra, resultando em turbulência (Hoppel et al., 1986).

2.3.1.1. FORMAÇÃO DE ÍONS NA CLP

Os íons existentes na camada limite planetária sobre os continentes são criados, principalmente, por radiação emitida diretamente da Terra e por radiação emitida por gases radioativos e seus derivados oriundos da superfície da Terra. Sobre os oceanos, a principal fonte de ionização são os raios cósmicos primários e secundários (Hoppel et al., 1986). A ionização das moléculas produz elétrons e íons positivos (ver figura 3). Os elétrons rapidamente se ligam a outras moléculas neutras, fazendo com que elas fiquem com excesso de elétrons e se tornem íons negativos. Após os íons serem formados, eles se prendem às moléculas de água do vapor d'água presentes na atmosfera, formando aglomerados de íons, também chamados de pequenos íons (Gringel et al., 1986). A contribuição dos raios cósmicos para a ionização da CLP sobre os continentes é muito pequena (1 a 2 pares de íons por centímetro cúbico por segundo) e é constante até aproximadamente 1 km de altitude. (Hoppel et al., 1986)

Conforme Hoppel et al. (1986), encontram-se suspensas na atmosfera partículas (com raio entre 0,01 e 0,5 μm) de origem natural (vulcões, poeiras do deserto, etc) e de origem humana (poluição, queimadas, etc) que são denominadas de aerossóis. Quando os pequenos íons se agregam à estas partículas, eles formam grandes íons. Em geral a concentração de grandes íons é menor do que a de pequenos íons, com exceção de locais com alto nível de poluição.

Segundo Cole e Pierce (1965) e Hoppel et al. (1986), durante condições estacionárias, a concentração de pequenos íons em um dado instante e local é o resultado do balanço entre a produção (razão de ionização) e a destruição de íons. Pequenos íons são destruídos: pela recombinação entre eles e pela combinação com grandes íons e com partículas de aerossóis, formando os grandes íons.

O efeito eletrodo, que será analisado mais adiante, também resulta na formação de íons dentro desta região. (Hoppel et al., 1986).

Devido à sua proximidade em relação à superfície da Terra, a camada limite planetária tem sido o local da grande maioria das medições da eletricidade atmosférica.

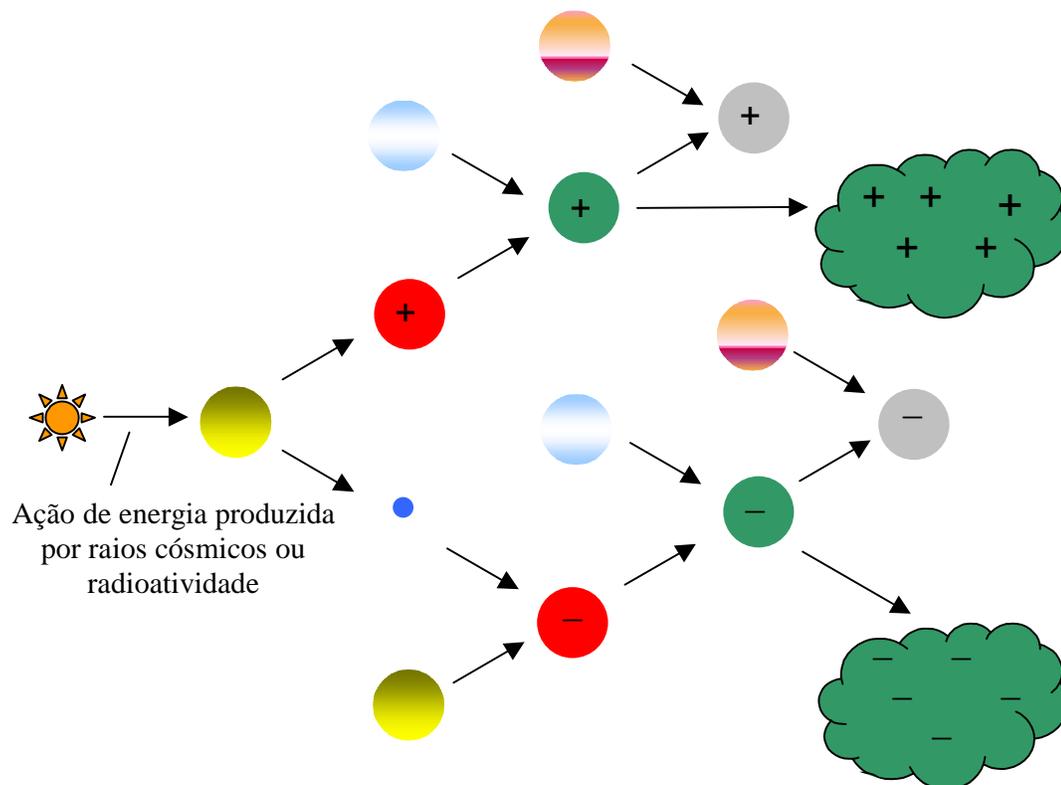
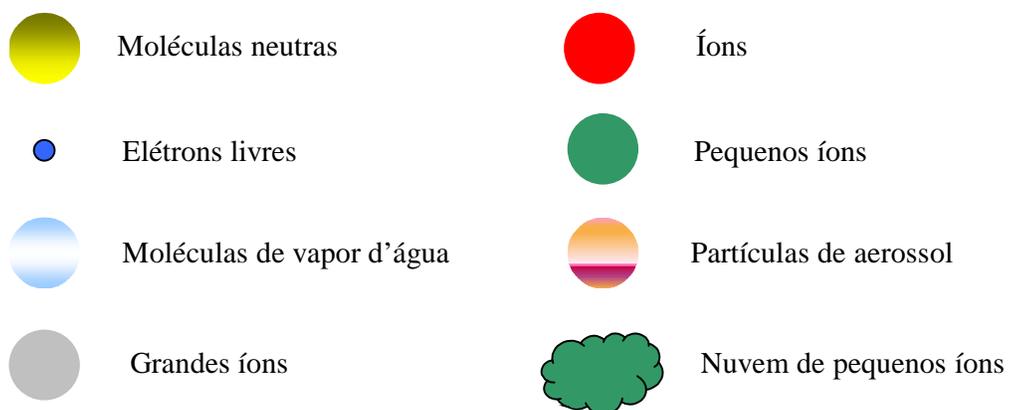


FIGURA 3- Produção de pequenos e grandes íons.



2.3.1.2. CONDUTIVIDADE ATMOSFÉRICA NA CLP

A condutividade da atmosfera pode ser definida como sendo a facilidade com que ela conduz uma corrente elétrica. Na atmosfera inferior e média a condutividade é isotrópica, ou seja, é igual em todas as direções (Reid, 1986).

Seu valor pode ser calculado pela equação:

$$\sigma = e(\rho_+\mu_+ + \rho_-\mu_-), \quad (1)$$

onde: σ é a condutividade,

ρ_{\pm} é a densidade de íons positivos ou negativos,

e é a carga elétrica dos íons,

μ_{\pm} é a mobilidade dos íons (positivos ou negativos), ou seja, é a facilidade com que os íons se movem através das partículas neutras sob a ação do campo elétrico atmosférico.

A densidade de íons na camada limite planetária depende da intensidade do campo elétrico atmosférico devido ao efeito eletrodo (que será analisado no próximo item). Desta forma, a condutividade da camada limite planetária também depende da intensidade do campo elétrico atmosférico, ou seja, a condutividade nesta região é não ôhmica (Hoppel et al., 1986).

A mobilidade dos íons varia em função da densidade atmosférica, sendo que seu valor aumenta com a redução da densidade. Uma vez que a densidade da atmosfera diminui com o aumento da altitude, a mobilidade dos íons e, conseqüentemente, a condutividade, aumentam quando a altitude aumenta.

A condutividade da atmosfera inferior é determinada pelos pequenos íons, uma vez que a mobilidade dos grandes íons e, conseqüentemente, sua condutividade, é muito pequena (Gringel et al., 1986).

2.3.1.3. CAMPO ELÉTRICO NA CLP

Conforme visto no item 2.2, as cargas positivas, lançadas na ionosfera pelo topo das nuvens de tempestade e distribuídas pela altamente condutora ionosfera entre as regiões de tempo bom, se deslocam em direção à superfície atraídas pelas cargas negativas que foram levadas até a superfície da Terra pelos raios. Devido à elevada condutividade da Terra, estas cargas negativas se distribuem ao longo de sua superfície.

De acordo com Rycroft, Israelsson e Price (2000) as cargas positivas distribuem-se, de modo não uniforme na atmosfera, entre a ionosfera e a superfície da Terra, conforme mostrado na figura 4. Esta distribuição não uniforme das cargas elétricas positivas é devido à variação da condutividade ao longo do caminho percorrido pela corrente elétrica, gerada pela fonte (nuvens de tempestade), nos vários trechos da atmosfera que o constitui.

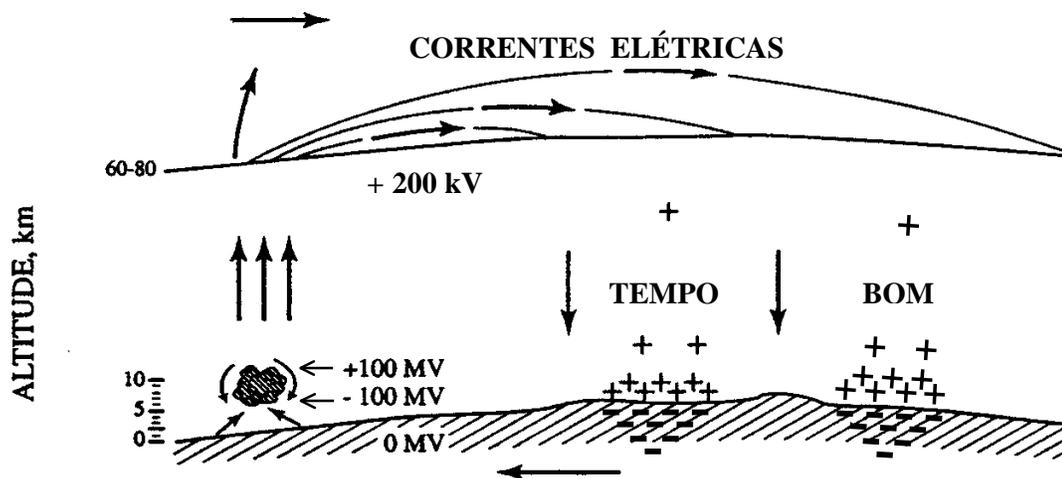


FIGURA 4 – Distribuição de cargas no circuito elétrico global.
Fonte: Rycroft, Israelsson e Price, 2000.

Na região da atmosfera de menor condutividade, próximo ao solo, há maior concentração de cargas elétricas positivas do que a uma altitude de 10 km, onde a condutividade é muito grande. A maior concentração de cargas elétricas próximo ao solo faz com que o campo elétrico seja mais intenso neste ponto, conforme mostrado na figura 5, onde a densidade de linhas de fluxo próximo à superfície da Terra é superior à densidade no plano a-a'.

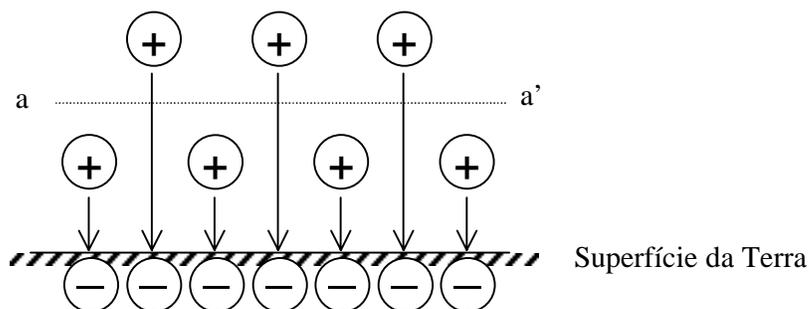


FIGURA 5 – Densidade de linhas de fluxo de campo elétrico na superfície da Terra e no plano acima da superfície.

A variação da densidade de cargas elétricas (carga espacial) e do campo elétrico atmosférico como uma consequência da variação da condutividade da atmosfera podem ser demonstrados matematicamente, em uma região da atmosfera onde ela é praticamente ôhmica, da seguinte forma:

De acordo com a lei de Ohm,

$$\vec{J}_{COND} = \sigma \vec{E} \quad (2)$$

onde: \vec{J}_{COND} é o vetor densidade de corrente elétrica de condução,

σ é a condutividade atmosférica,

\vec{E} é o vetor intensidade de campo elétrico.

A condutividade da atmosfera diminui com a redução da altitude. Para manter a continuidade da corrente e, também de sua densidade, o produto σE precisa ser constante (Rycroft, Israelsson e Price, 2000). Assim, se a condutividade diminui com a redução da altitude, o campo elétrico tem que aumentar.

Utilizando-se a forma pontual da equação da continuidade, tem-se:

$$\nabla \cdot \vec{J}_{COND} = -\frac{\partial \rho_c}{\partial t}, \quad (3)$$

onde ρ_c é a densidade volumétrica de carga elétrica espacial estacionária.

Aplicando-se a divergência na equação (2), resulta:

$$\nabla \cdot \vec{J}_{COND} = \nabla \cdot (\sigma \vec{E}), \quad (4)$$

mas:

$$\nabla \cdot (\sigma \vec{E}) = (\nabla \sigma) \cdot \vec{E} + \sigma (\nabla \cdot \vec{E}). \quad (5)$$

Substituindo-se a equação (5) na equação (4), obtém-se:

$$\nabla \cdot \vec{J}_{COND} = (\nabla \sigma) \cdot \vec{E} + \sigma (\nabla \cdot \vec{E}). \quad (6)$$

Igualando-se a equação (6) com a equação (3), fica:

$$\frac{\partial \rho_c}{\partial t} = -(\nabla \sigma) \cdot \vec{E} - \sigma (\nabla \cdot \vec{E}). \quad (7)$$

De acordo com a forma pontual da Lei de Gauss:

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho_c}{\epsilon_0}, \quad (8)$$

sendo ϵ_0 a permissividade no vácuo.

A substituição da equação (8) na equação (7), resulta:

$$\frac{\partial \rho_c}{\partial t} = -(\nabla \sigma) \cdot \vec{E} - \rho_c \frac{\sigma}{\epsilon_0}. \quad (9)$$

Em condições estacionárias, $\frac{\partial \rho_c}{\partial t} = 0$ e a equação (9) fica:

$$-(\nabla \sigma) \cdot \vec{E} - \rho_c \frac{\sigma}{\epsilon_0} = 0. \quad (10)$$

Desprezando-se a componente do campo elétrico e do gradiente da condutividade nas direções dos vetores unitários \vec{i} e \vec{j} , resulta:

$$\nabla \sigma = \frac{\partial \sigma(z)}{\partial z} \vec{k} \quad \text{e}, \quad (11)$$

$$\vec{E} = -E(z) \vec{k}. \quad (12)$$

Substituindo-se as equações (11) e (12) na equação (10), obtém-se:

$$\frac{\partial \sigma(z)}{\partial z} E(z) - \rho_c(z) \frac{\sigma(z)}{\epsilon_0} = 0. \quad (13)$$

Isolando-se a densidade volumétrica de carga elétrica espacial estacionária (ρ_c) na equação (13), resulta:

$$\rho_c(z) = \frac{\epsilon_0 E(z)}{\sigma(z)} \frac{\partial \sigma(z)}{\partial z} \quad (14)$$

Analisando-se a equação (14), verifica-se que a densidade de carga elétrica espacial estacionária $\rho_c(z)$ depende da não homogeneidade da condutividade atmosférica $\sigma(z)$. Se a condutividade da atmosfera fosse homogênea, sua derivada, e conseqüentemente a densidade volumétrica de carga elétrica espacial, seriam nulas.

Segundo Cole e Pierce (1965) a condutividade varia exponencialmente com a altitude, ou seja:

$$\sigma(z) = \sigma_0 e^{Kz}. \quad (15)$$

Derivando-se a equação (15) em relação à z , resulta:

$$\frac{\partial \sigma(z)}{\partial z} = K \sigma_0 e^{Kz}. \quad (16)$$

Substituindo-se as equações (15) e (16) na equação (13) e dividindo-a por $\sigma_0 e^{Kz}$, obtém-se:

$$KE(z) - \frac{\rho_c(z)}{\epsilon_0} = 0. \quad (17)$$

Isolando-se $\rho_c(z)$ na equação (17), tem-se:

$$\rho_c(z) = \varepsilon_0 K E(z). \quad (18)$$

Sendo ε_0 e K constantes, resulta que a densidade volumétrica de carga elétrica espacial estacionária é diretamente proporcional à intensidade do campo elétrico atmosférico vertical. Como este aumenta à medida que a altitude diminui, resulta que a densidade de carga elétrica espacial também aumenta, conforme representado na figura 4.

Além da redução da condutividade em função da redução da altitude, analisado anteriormente, o outro processo que pode produzir carga espacial próximo ao solo é o efeito eletrodo. Pela ação deste efeito, as cargas negativas, presentes na superfície da Terra, repelem os íons negativos da atmosfera próximo ao solo, que se deslocam verticalmente para cima. Uma vez que estes íons negativos não são repostos na mesma proporção pelas fontes radioativas, resulta junto ao solo uma carga positiva (Hoppel et al., 1986). Esta situação está mostrada na figura 6, que teve sua escala vertical ampliada em relação à figura 5.

Comparando-se as figura 5 e 6 observa-se que o número de linhas de força próximo ao solo não se alterou, porém, na região do espaço acima das cargas positivas geradas pelo efeito eletrodo (planos c-c' e b-b') houve uma redução do número de linhas de força com o aumento da altitude. Portanto, o efeito eletrodo tem como consequência uma intensificação da redução do campo elétrico atmosférico com a altitude na camada limite planetária, porém, próximo ao solo o campo não se altera.

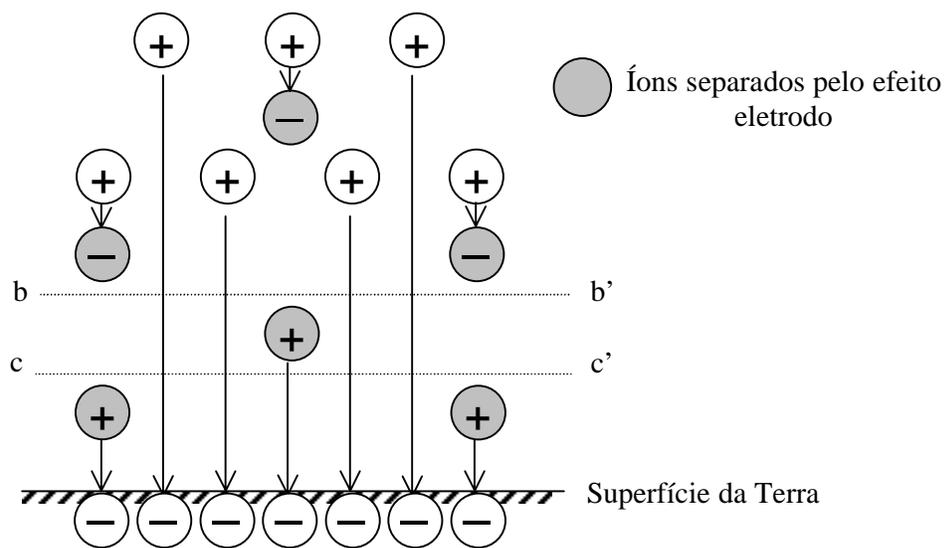


FIGURA 6 – Variação do campo elétrico atmosférico em função do efeito eletrodo.

A figura 7.a mostra, graficamente, a redução do campo elétrico atmosférico em função da altitude considerando-se atmosfera não turbulenta e isenta de aerossóis, situação conhecida como “efeito eletrodo clássico”. A espessura da camada eletrodo é determinada pelo tempo de vida dos pequenos íons e pela sua velocidade de deslocamento. A presença de partículas de aerossóis na atmosfera reduz o tempo de vida dos pequenos íons, que são aprisionados por estas partículas, reduzindo a espessura da camada eletrodo (figura 7.b).

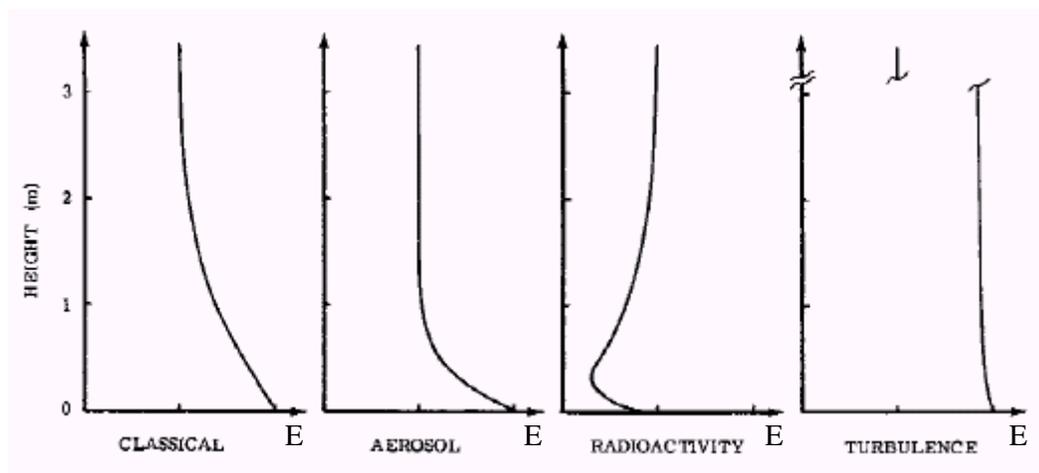


FIGURA 7.a.

FIGURA 7.b.

FIGURA 7.c.

FIGURA 7.d.

FIGURA 7 – Perfis de campo elétrico na camada eletrodo mostrando o efeito dos aerossóis, da radioatividade e da turbulência.

Fonte: Hoppel et al., 1986.

Uma rasa camada de ionização intensificada, que pode ser produzida por radiação emitida pelo solo, por exemplo, pode causar efeito eletrodo ao contrário, conforme mostrado na figura 7.c. A turbulência tem como consequência um aumento da espessura da camada eletrodo devido ao deslocamento para cima das cargas elétricas positivas, conforme mostrado na figura 7.d. Esta convecção de cargas espaciais pode ter um impacto muito grande na estrutura elétrica da camada limite planetária. Ela pode reduzir a intensidade da corrente descendente em até 50 %, devido à força eletromotriz gerada mecanicamente de 100 kV, em casos mais extremos (Hoppel et al., 1986).

Analisando-se a figura 7 verifica-se que, na ausência de movimentos turbulentos, o campo elétrico tende a se estabilizar a 3 metros de altitude. Por este motivo, um instrumento utilizado para a medição do campo elétrico atmosférico deve ser instalado no mínimo a esta altitude.

2.3.2. ATMOSFERA INFERIOR

A atmosfera inferior compreende a troposfera (0 a 10 km) e a região da estratosfera abaixo de 30 km de altitude.

2.3.2.1. FORMAÇÃO DE ÍONS NA ATMOSFERA INFERIOR

Na atmosfera inferior (0 a 30 km de altitude) acima dos oceanos, e nas regiões continentais acima da camada limite planetária, a produção de íons se dá principalmente pela ionização das moléculas do ar (nitrogênio e oxigênio) por raios cósmicos primários e secundários. Próximo à superfície da Terra, sobre os continentes, ocorre também a ionização produzida pelos materiais radioativos que emanam do solo, conforme explanado na seção 2.3.1.1. Esta ionização decresce rapidamente com a altitude e a 1 km é praticamente desprezível em comparação com a ionização produzida pelos raios cósmicos (Reid et al., 1986).

A taxa de produção de íons pelos raios cósmicos, em função da latitude e da altitude nos anos de mínimo solar (1965) e de máximo solar (1958), está mostrada na figura 8.

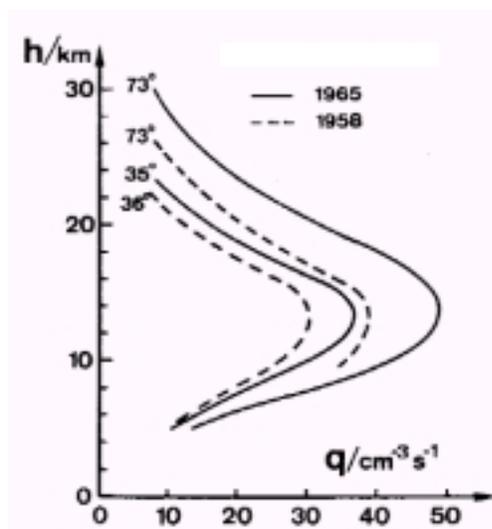


FIGURA 8 - Taxa de produção de íons pelos raios cósmicos em função da latitude e da altitude nos anos de mínimo solar (1965) e de máximo solar (1958).
Fonte: Gringel et al., 1986.

Observa-se nesta figura que a taxa de ionização reduz-se juntamente com a latitude geomagnética como função da deflexão dos raios cósmicos de menor energia pelo campo geomagnético. Acima de 60° de latitude raios cósmicos de todo o espectro de energia podem alcançar a Terra e a profundidade de penetração é determinada pela densidade atmosférica, que é crescente com a redução da altitude, para os raios de menor energia. Em altas latitudes, por exemplo, prótons de 100 MeV podem alcançar uma altitude de 30 km, enquanto que no equador somente partículas com 15 GeV podem alcançar a Terra.

2.3.2.2. CONDUTIVIDADE DA ATMOSFERA INFERIOR

Na atmosfera inferior a condutividade aumenta com a altitude devido à redução da densidade do ar que tem como consequência um aumento na mobilidade dos íons, conforme mostrado na figura 9. Estas curvas foram obtidas por instrumentos colocados à bordo de foguete e foram feitas medições na etapa de subida e de descida.

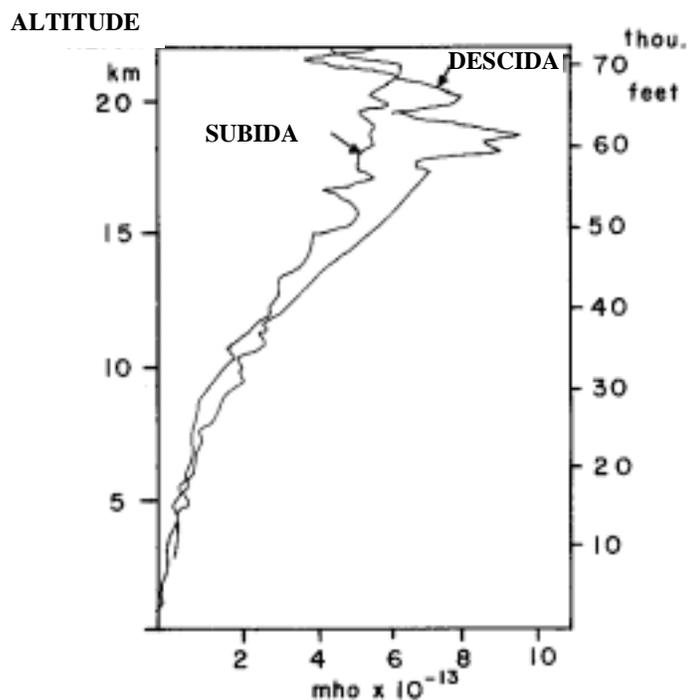


FIGURA 9— Perfil da condutividade atmosférica em função da altitude.
Fonte: Wahlin, 1986.

Segundo Cole e Pierce (1965) a "resistência colunar", ou seja, a resistência elétrica de uma coluna vertical de ar de 1m^2 de seção transversal, é da ordem de $2,87 \times 10^{17} \Omega.\text{m}^2$, sendo 90% deste valor atribuído à camada da atmosfera abaixo de 2,4 Km e 99% à camada abaixo de 10,8 Km.

2.3.2.3. CAMPO ELÉTRICO NA ATMOSFERA INFERIOR

Acima da camada limite planetária, o efeito eletrodo pode ser desprezado, de modo que o valor do campo elétrico atmosférico $E(z)$ é função apenas da condutividade $\sigma(z)$ e da densidade de corrente de condução $J_{COND}(z)$, de acordo com a lei de ohm.

$$J_{COND}(z) = E(z)[\sigma_+(z) + \sigma_-(z)] \quad (19)$$

Conforme Gringel et al. (1986), sob condições estáveis, e em consequência da continuidade de corrente, a densidade total de corrente deve ser constante em função da altitude, desde que nenhuma nuvem carregada ou outras fontes de perturbação alterem a chamada "condição de tempo bom", conforme mostrado na figura 10.

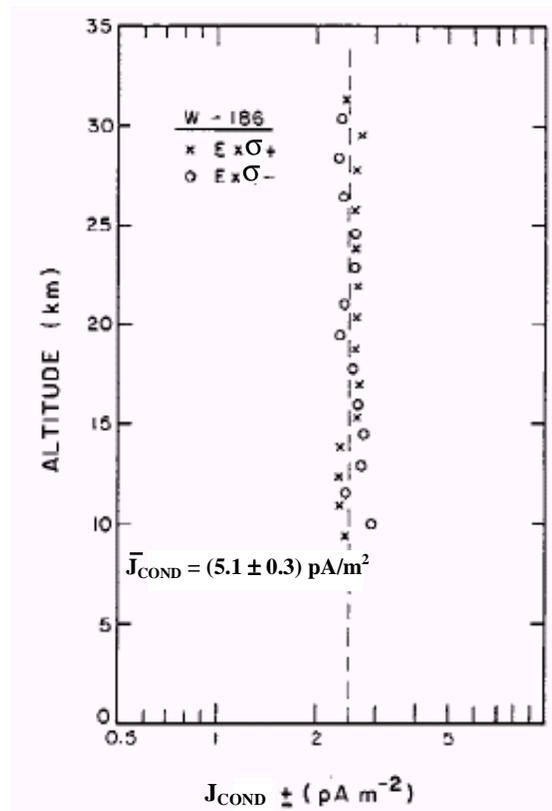


FIGURA 10 – Perfil vertical da densidade de corrente de condução em função da altitude. Fonte: Gringel et al., 1986.

Portanto, considerando-se o aumento da condutividade com a altitude, mostrada na figura 9, e a lei de ohm, para manter a densidade de corrente de condução constante, o campo elétrico atmosférico de tempo bom deve diminuir, na mesma proporção, com a altitude, o que não ocorre na camada limite planetária devido ao efeito eletrodo e à turbulência.

Na figura 11 mostra-se o campo elétrico atmosférico, a condutividade atmosférica e as densidades de corrente de condução, devido aos pequenos íons negativos e positivos, medidos no Atlântico Norte. Observa-se uma variação inversa entre o campo elétrico e a condutividade, como era de se esperar, devido à densidade de corrente de condução constante.

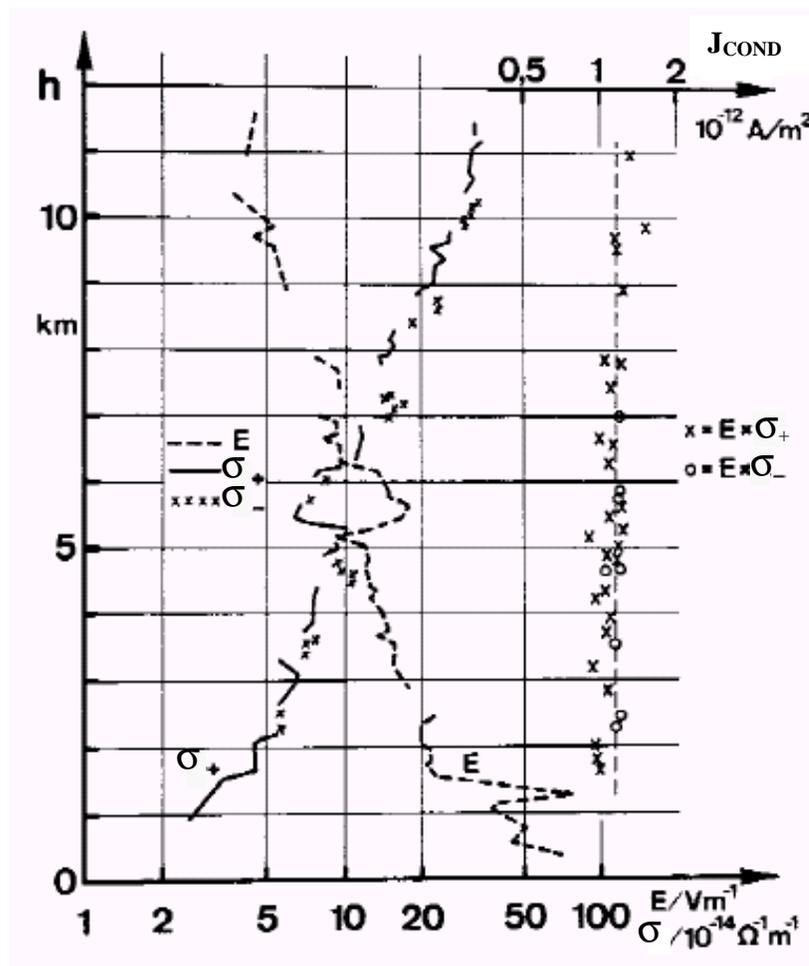


FIGURA 11 – Variação do campo elétrico, da condutividade e da densidade de corrente em função da altitude.

Fonte: Gringel et al., 1986.

2.3.3. ATMOSFERA MÉDIA

Considera-se atmosfera média a porção da atmosfera compreendida entre 30 e 90 km de altitude. Esta região abrange a estratosfera superior (30 a 50 km) e a mesosfera.

2.3.3.1. FORMAÇÃO DE ÍONS E ELÉTRONS NA ATMOSFERA MÉDIA

De acordo com Reid (1986), na estratosfera superior (30 a 50 km) a principal fonte de ionização são os raios cósmicos galácticos, que ionizam as moléculas de oxigênio e de nitrogênio, conforme mostrado na figura 12 (curva GCR – galactic cosmic ray). Na mesosfera (acima de 65 km), a maior fonte diurna de ionização, em condições não perturbadas, é a molécula de NO, cujo baixo potencial de ionização permite que ela seja ionizada pela intensa radiação solar Lyman-alpha.

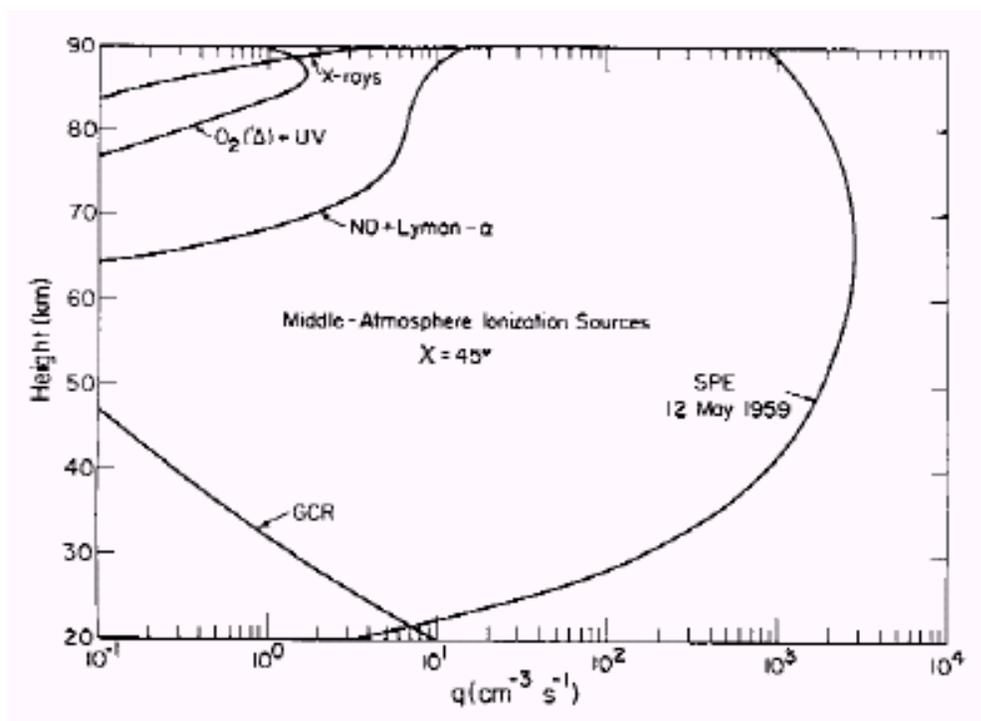


FIGURA 12 – Formação de íons e elétrons na atmosfera média em função da altitude.
Fonte: Reid, 1986.

No limite superior da atmosfera média (acima de 75 km) quantidade significativa de ionização é produzida por raio X e por raios ultravioleta emitidos pelo sol. Os raios ultravioleta produzem a ionização do O_2 que é um subproduto da fotodissociação do O_3 .

Estas fontes de ionização não são significativas, quando comparadas com a taxa de ionização da molécula de NO, mas dão origem a diferentes espécies de íons positivos (N_2^+ e O_2^+) e, portanto, a diferentes cadeias de reações químicas. Uma fonte de ionização esporádica e intensa em altas latitudes é fornecida pelos eventos de próton solares como pode ser visto na figura 12 (curva SPE – solar-proton events).

2.3.3.2. CONDUTIVIDADE DA ATMOSFERA MÉDIA

Na atmosfera inferior a condutividade é determinada apenas pelos pequenos íons. Na atmosfera média, além dos pequenos íons, elétrons livres contribuem para a condutividade.

Observa-se pela figura 13 que a contribuição dos elétrons livres (linha traço-ponto) é desprezível até uma altitude de aproximadamente 50 km, onde a condutividade é determinada pelos pequenos íons positivos e negativos (linha cheia e tracejada, respectivamente).

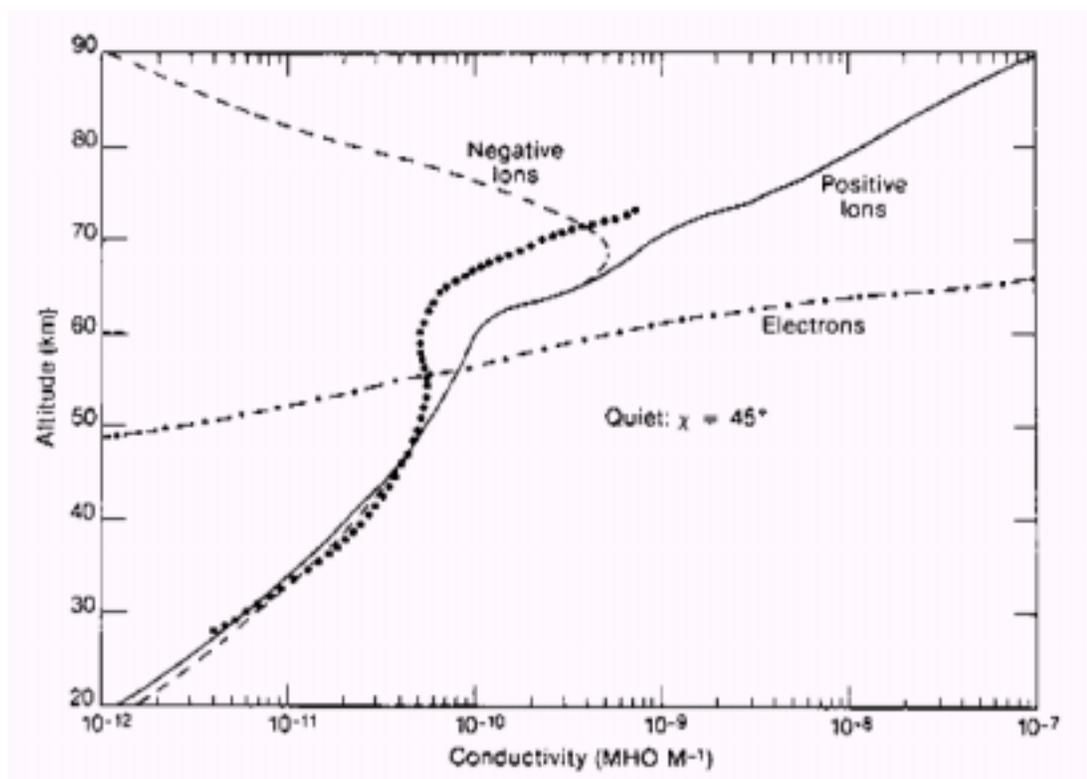


FIGURA 13 – Perfil vertical da condutividade atmosférica devido aos íons positivos e negativos (linha cheia e tracejada, respectivamente) e aos elétrons (linha traço-ponto). Fonte: Reid, 1986.

Entre 50 e 60 km, tanto os pequenos íons quanto os elétrons contribuem significativamente para a condutividade, enquanto que acima de 60 km a condutividade é dominada pelos elétrons livres. A região acima de 60 km de altitude, onde há um aumento acentuado do gradiente da condutividade atmosférica, é chamada de camada de equalização.

2.3.3.3 CAMPO ELÉTRICO NA ATMOSFERA MÉDIA

Da mesma forma que na atmosfera inferior, na atmosfera média a relação entre a densidade de corrente de condução, a condutividade e o campo elétrico é dada pela lei de ohm, sendo que é preciso incluir a contribuição dos elétrons livres na condutividade (σ_e):

$$\mathcal{J}_{COND}(z) = \mathcal{E}(z)[\sigma_+(z) + \sigma_-(z) + \sigma_e(z)] \quad (20)$$

Na atmosfera inferior e na maior parte da atmosfera média, σ é um escalar, de modo que a corrente e o campo elétrico têm a mesma direção. Porém, acima de 70 km de altitude, colisões entre elétrons e moléculas de ar se tornam muito pouco frequentes permitindo que os elétrons livres adquiram velocidade elevada. O deslocamento dos elétrons livres, com velocidade elevada, dentro do campo geomagnético, faz com que o caminho percorrido pela corrente elétrica se curve e o movimento na direção das linhas do campo geomagnético seja mais fácil do que na direção perpendicular. A condutividade σ neste caso é um tensor (Reid, 1986).

Conforme Reid (1986), o campo elétrico normal na atmosfera média é a soma do campo elétrico produzido pelas tempestades na atmosfera inferior com o campo elétrico produzido pelo gerador dínamo ionosférico e magnetosférico (atmosfera superior). O campo elétrico produzido pelas tempestades aponta para cima, enquanto que o campo produzido pelos geradores dínamo aponta para baixo. A direção vertical do campo elétrico gerado pelas tempestades é consequência da continuidade da corrente elétrica vertical, seu valor é inversamente proporcional à condutividade (equação 20) e varia de 10 a 6 V/m na base da termosfera (base da atmosfera superior).

2.3.4. ATMOSFERA SUPERIOR

Considera-se a atmosfera superior como sendo a região acima de 90 km de altitude, região esta também chamada de termosfera em função do perfil vertical crescente de temperatura.

Dentro da atmosfera superior encontra-se a ionosfera (90 a 200 km) e a magnetosfera (acima de 200 km), conforme mostrado na figura 14.

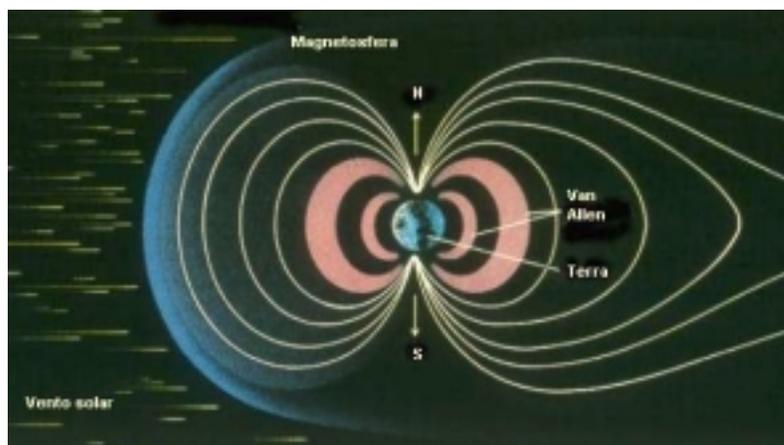


FIGURA 14 – Representação da magnetosfera e do vento solar.
Fonte: Sala de Física, 2005.

Segundo Richmond (1986), a magnetosfera é a região do espaço onde o campo geomagnético exerce influência dominante no plasma, enquanto que a ionosfera é a componente ionizada da atmosfera superior da Terra. No cinturão de Van Allen encontram-se partículas eletricamente carregadas que foram aprisionadas pelas linhas de força do campo geomagnético.

O vento solar é um plasma, continuamente emitido pelo sol, a uma velocidade de 300 a 1000 $\text{km}\cdot\text{s}^{-1}$. Imerso no vento solar está o campo magnético interplanetário, que é gerado pelo fluxo de correntes elétricas dentro do plasma do vento solar. Sua intensidade na órbita da Terra é aproximadamente 10^{-4} vezes menor do que o campo geomagnético.

Da mesma forma que a ionosfera, a camada de equalização (60 km de altitude até a base da atmosfera superior) apresenta elevada condutividade. Por este motivo é comum encontrar-se em artigos e livros a palavra “ionosfera” designando a região que engloba a camada de equalização e a ionosfera propriamente dita.

2.3.4.1. FORMAÇÃO DE ÍONS E ELÉTRONS NA ATMOSFERA SUPERIOR

A ionização da ionosfera é produzida por dois processos (Richmond, 1986):

- Fotoionização, principalmente por fótons de raio-X e por radiação ultravioleta solar extrema;
- Ionização de impacto por partículas provenientes da magnetosfera (cinturão de Van Allen).

Os dois processos resultam na separação de um elétron de cada átomo, o qual, por ficar com excesso de carga positiva, torna-se um íon positivo. Alguns elétrons, resultantes da ionização, se unem à átomos neutros, formando íons negativos.

A quantidade de íons negativos na ionosfera é muito pequena quando comparada com a de elétrons livres, portanto, os elétrons livres é que determinam a sua condutividade. A quantidade de cargas positivas, devido aos íons positivos e a quantidade de cargas negativas, devido aos íons negativos e elétrons livres são iguais de modo que a ionosfera pode ser considerada neutra (Portal ELAT, 2005).

A densidade de pares de elétrons-íons da magnetosfera situa-se na faixa de 10^6 m^{-3} no lado oposto ao sol e 10^{12} m^{-3} no lado do sol, enquanto que na ionosfera, a uma altitude de 90 km, é de aproximadamente 10^{10} m^{-3} . O vento solar apresenta densidade de pares elétron-íons da ordem de $5 \times 10^6 \text{ m}^{-3}$ (Richmond, 1986).

2.3.4.2. CONDUTIVIDADE DA ATMOSFERA SUPERIOR

Segundo Richmond (1986), a condutividade na atmosfera superior é altamente anisotrópica (não é igual em todas as direções) devido à presença do campo geomagnético. Na direção do campo geomagnético a condutividade é muito grande, curto-circuitando qualquer componente de campo elétrico. Desta forma as linhas de campo geomagnético são linhas equipotenciais elétricas em todas as altitudes acima de 90 km.

Na direção perpendicular ao campo geomagnético a condutividade depende da taxa de colisões entre íons e moléculas neutras. Como esta taxa de colisões depende da densidade de moléculas neutras e esta varia em função da altitude, resulta que a condutividade na direção perpendicular ao campo geomagnético varia com a altitude, conforme mostrado na figura 15, para condições diurnas e noturnas.

A condutividade ionosférica, perpendicular ao campo geomagnético, é máxima a uma altitude de aproximadamente 110 km, com grande diferença entre os valores diurnos e noturnos, a qual é consequência da diferença entre a densidade ionosférica diurna e noturna.

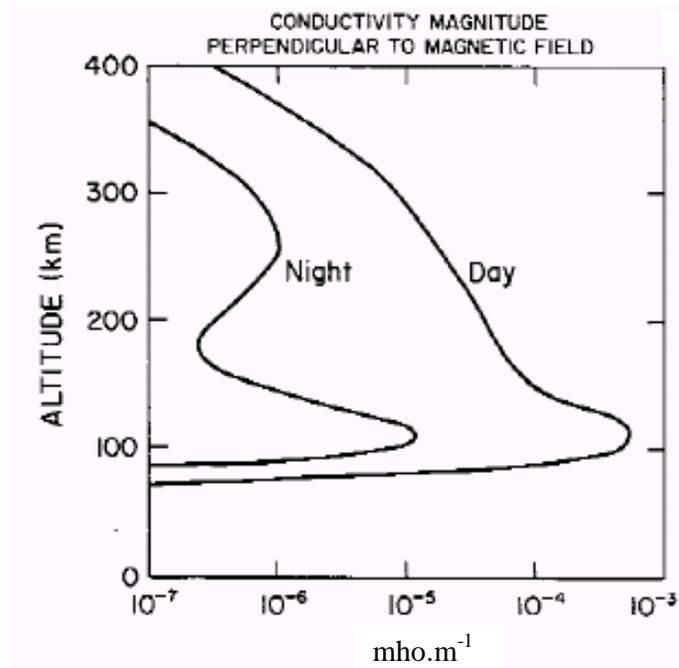


FIGURA 15 – Perfil vertical da componente da condutividade ionosférica perpendicular ao campo geomagnético para condições diurnas e noturnas.

Fonte: Richmond, 1986.

2.3.4.3. CAMPO ELÉTRICO NA ATMOSFERA SUPERIOR

Conforme citado por Richmond (1986), o campo elétrico na atmosfera média é influenciado pelos campos elétricos gerados na atmosfera superior pelo efeito dínamo magnetosférico e pelo efeito dínamo ionosférico. Semelhante ao gerador elétrico, onde o movimento de um condutor dentro de um campo magnético gera um campo elétrico, o movimento de um plasma dentro de um campo magnético também gera um campo elétrico.

O dínamo magnetosférico resulta do fluxo do vento solar ao redor e parcialmente dentro da magnetosfera, que gera movimentos de plasma dentro da magnetosfera. Este movimento do plasma dentro da magnetosfera e, portanto, dentro do campo geomagnético, gera correntes e campos elétricos.

O dínamo ionosférico é consequência do movimento do plasma ionosférico, produzido pelos ventos gerados abaixo da atmosfera superior, dentro do campo geomagnético que também resulta na geração de correntes e campos elétricos.

2.4. VARIAÇÕES DIÁRIAS DO CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO

Conforme citado por Muir e Smart (1981), as variações diárias do campo elétrico podem estar sincronizadas com a hora universal, onde o máximo e mínimo valor do campo elétrico ocorrem simultaneamente em toda a Terra (Curva de Carnegie), ou com a hora local, onde a intensidade do campo elétrico depende da posição do sol.

2.4.1 VARIAÇÕES DIÁRIAS DO CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO SINCROIZADAS COM A HORA UNIVERSAL

As variações locais do campo elétrico, devido: às correntes de convecção, às variações de concentrações de aerossóis, à umidade e à nebulosidade, podem ser eliminadas calculando-se o valor médio do campo elétrico.

Representando-se no eixo das ordenadas o valor médio horário da intensidade do campo elétrico e no eixo das abscissas a hora de Londres, também chamada de hora universal ou hora de Greenwich, obtém-se a conhecida “Curva de Carnegie” mostrada na figura 16.a. Esta curva foi obtida pela primeira vez nos anos 20, a bordo do navio Carnegie. No mar as medições puderam ser realizadas sem perturbações locais como poluição, nevoeiro, turbulência, etc. (Feynmann, 1977)

Observa-se nesta curva um máximo do valor médio da intensidade de campo elétrico às 19 horas e um mínimo às 4 horas, horário de Londres, não importando o local ou a hora do local em que as medições foram realizadas. Isto demonstra que o valor médio da intensidade de campo elétrico é determinado principalmente por fatores globais.

O instante de máxima e de mínima intensidade do campo elétrico coincide com o instante de máxima e de mínima ocorrência de tempestades com raios nos continentes da Terra, conforme mostrado na figura 16.b. O fato do valor médio da intensidade de campo elétrico ser máximo ou mínimo em todos os lugares do globo terrestre no mesmo instante, é devido à elevada condutividade da ionosfera, que se encarrega de distribuir rapidamente qualquer excesso de carga elétrica que chega até ela. A suavização da

Curva de Carnegie, quando comparada com a curva de tempestades com raios nos continentes, é devido às tempestades que ocorrem nos oceanos.

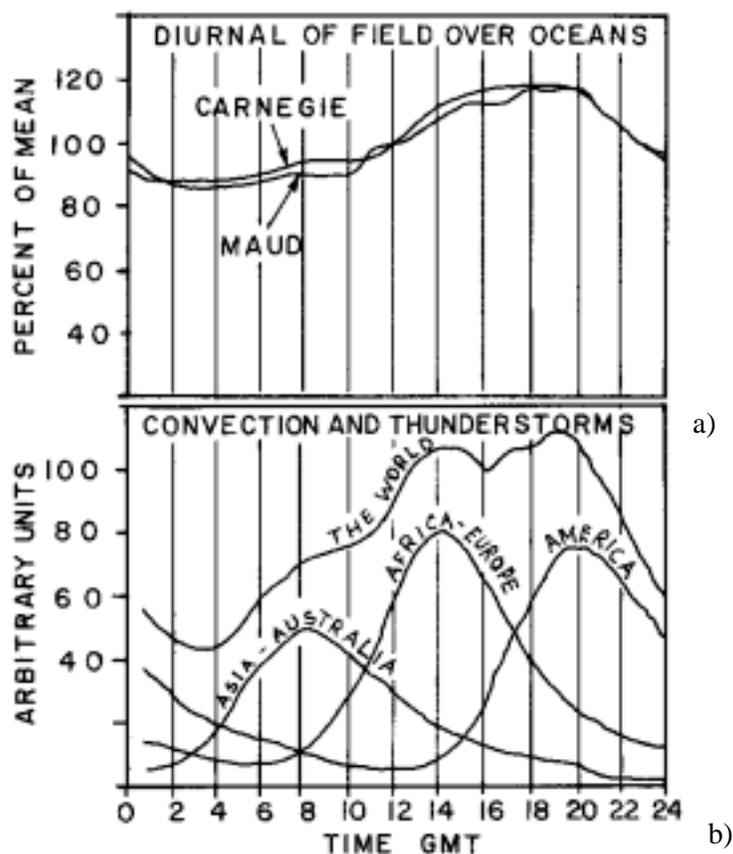


FIGURA 16 – a) Curva de Carnegie, b) Quantidade média de tempestades no mundo e nos continentes em função da hora universal.

Fonte: Wahlin, 1986.

Enquanto a curva de Carnegie foi obtida através de medições realizadas no mar, variações diárias do campo elétrico em função da hora universal também foram obtidas através de medições realizadas em terra.

Byrne et al. (1993) realizaram medições do campo elétrico atmosférico utilizando dois instrumentos, instalados a uma distância de 600 m um do outro, em uma estação no pólo sul. Uma amostra do valor médio (calculado em intervalos de 2 minutos) do campo elétrico medido durante um período de 36 horas é mostrada na figura 17. As condições do tempo durante este período foram muito variadas e as medições foram às vezes seriamente perturbadas por severas intempéries. Por outro lado, durante tempo bom, os dados de ambos os instrumentos ficaram isentos de perturbações e estão bem relacionados. Das 12:00 UT às 17:00 UT do dia 16 de janeiro, o tempo estava claro,

com fraco vento superficial (2 a 3 m/s). Depois das 17 horas UT deste mesmo dia, o tempo piorou até cerca das 2 horas UT do dia 17 de janeiro, quando o céu ficou completamente nublado, com baixas nuvens stratus, e caiu neve moderada. O período de dados turbulentos foi de aproximadamente 0 horas UT até 5 horas UT, do dia 17 de janeiro. Às 6 horas UT do dia 17 de janeiro as condições climáticas melhoraram, e até o fim das medições (0 horas UT do dia 18 de janeiro) o tempo foi bom, com céu claro ou com nuvens cirrus espalhadas, ventos de leve a moderado.

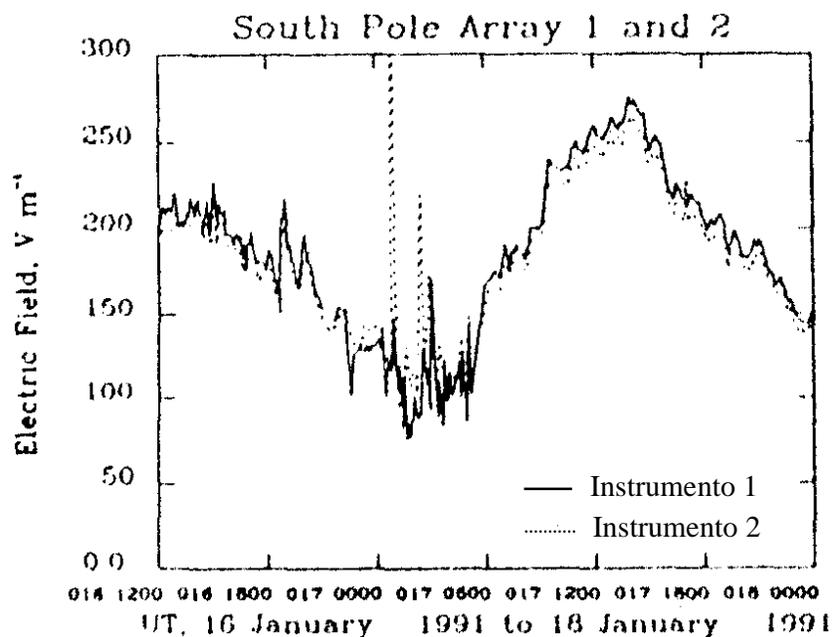


FIGURA 17 – Variação do campo elétrico vertical atmosférico no polo sul.
 Fonte: Byrne et al., 1993.

Há características nos dados de tempo bom de ambos os instrumentos que se correlacionam em ampla faixa de tempo. A característica mais marcante nos dados é a grande variação diurna no campo elétrico (fator da ordem de 2), com valores máximos ocorrendo próximo às 14 horas UT e valor mínimo próximo às 04 horas UT. Considerando-se que era verão no hemisfério sul, esta tendência diurna é coerente com a conhecida "Curva de Carnegie". O amplo pico próximo às 14 horas UT coincide com a ocorrência de tempestades do início ao fim da tarde na África e no Brasil.

Variações no campo elétrico de aproximadamente 25 V/m foram observadas nos dois instrumentos em um período da ordem de 1 hora. Variações menores, de 5 a 10 V/m, foram observadas em um período de vários minutos.

Os instrumentos foram instalados a uma distância maior do que a escala local de turbulência, distância esta suficientemente grande para assegurar-se que os sinais elétricos correlacionados não são induzidos pelos fatores meteorológicos locais, e portanto, são de origem global ou polar.

A hora do dia em que o valor da intensidade de campo elétrico foi máximo na figura 17 não coincidiu com a figura 16.a, pois nesta foi representado o valor médio horário da intensidade de campo elétrico, que é calculado tomando-se o valor de medições realizadas na mesma hora em um período de vários dias, enquanto que na figura 17 foi representado o valor médio do campo elétrico calculado através das n medições realizadas durante intervalos de 2 minutos.

Em algumas regiões da Terra não se consegue reproduzir a Curva de Carnegie em todas as estações do ano. Trabalhos realizados no Japão, conforme citado por Muir e Smart (1981), mostraram que para aquela região da costa do Pacífico, a variação do campo elétrico exibe a característica global padrão somente no inverno, embora quando feita a média ao longo de um ano ela ainda exibe a variação característica. No verão, as variações de campo elétrico são controladas por outros fatores além do potencial da eletrosfera, tal como variações locais na condutividade elétrica da atmosfera.

2.4.2 VARIAÇÕES DIÁRIAS DO CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO SINCROIZADAS COM A HORA LOCAL

- **RAINIA E MAKHDOMI (1980):** Realizaram medições da intensidade do campo elétrico atmosférico a uma altitude de 1,0 m da superfície, da umidade relativa do ar e da temperatura do ar na estação Gulmarg (34,1°N; 74,7°E). Os resultados obtidos estão mostrados nas figuras 18, 19 e 20.

Observa-se nestes gráficos um aumento da intensidade do campo elétrico, que tem início de 27 minutos a 64 minutos antes da aurora e se estende até o início da tarde, ou seja, a intensidade do campo elétrico depende da posição do sol, e portanto, da hora local. Para explicar este fenômeno, é preciso considerar movimentos verticais descendentes de moléculas neutras no hemisfério iluminado pelo sol, desde de manhã cedo até o início da tarde, e após o reverso (Webb 1968). Estes movimentos verticais se desenvolvem, possivelmente, desde a ionosfera até a estratopausa e, devido às colisões das moléculas neutras com os íons positivos (maiores do que os elétrons e em maior quantidade do que os íons negativos) ocorre uma separação das cargas elétricas,

sendo as cargas positivas forçadas para baixo, o que aumenta o campo elétrico vertical atmosférico de manhã cedo, quando a superfície da Terra ainda não recebeu a luz do sol.

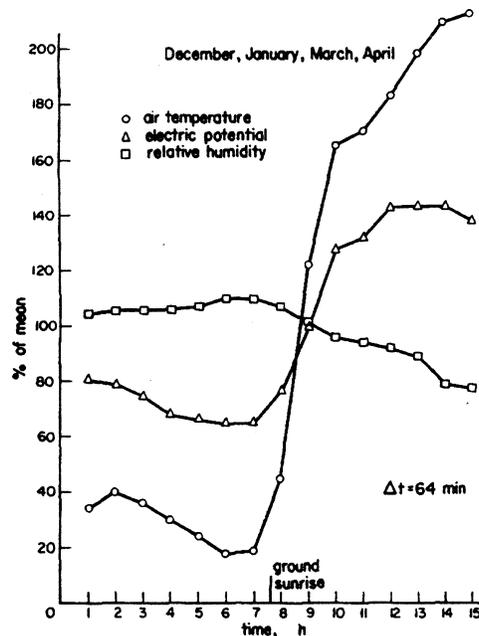


FIGURA 18 – Variação da temperatura do ar, do potencial elétrico e da umidade relativa do ar em função da hora local para os meses de dezembro, janeiro, março e abril. Fonte: Raina e Makhdomi, 1980.

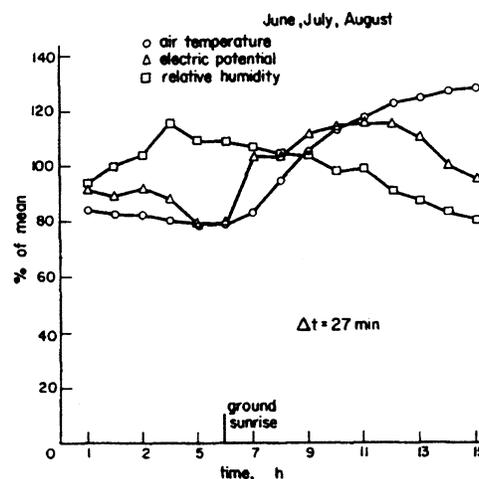


FIGURA 19 – Variação da temperatura do ar, do potencial elétrico e da umidade relativa do ar em função da hora local para os meses de junho, julho e agosto. Fonte: Raina e Makhdomi, 1980.

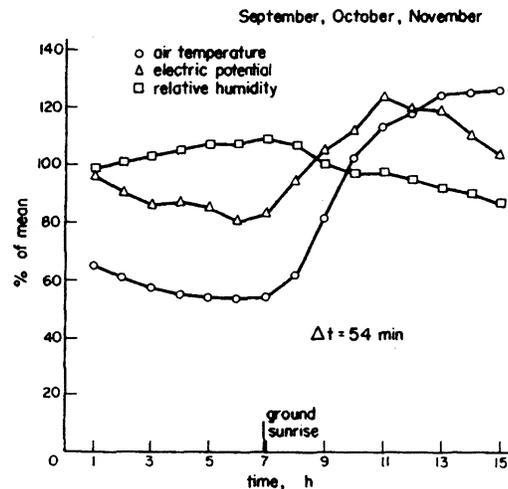


FIGURA 20 – Variação da temperatura do ar, do potencial elétrico e da umidade relativa do ar em função da hora local para os meses de setembro, outubro e novembro. Fonte: Raina e Makhdomi, 1980.

- ISRAEL (1973), ISRAELSSON E TAMMET (2001):

Medições realizadas por Israel (1973) mostraram variações do campo elétrico em decorrência da turbulência produzida nas tardes quentes de março a outubro (figura 21).

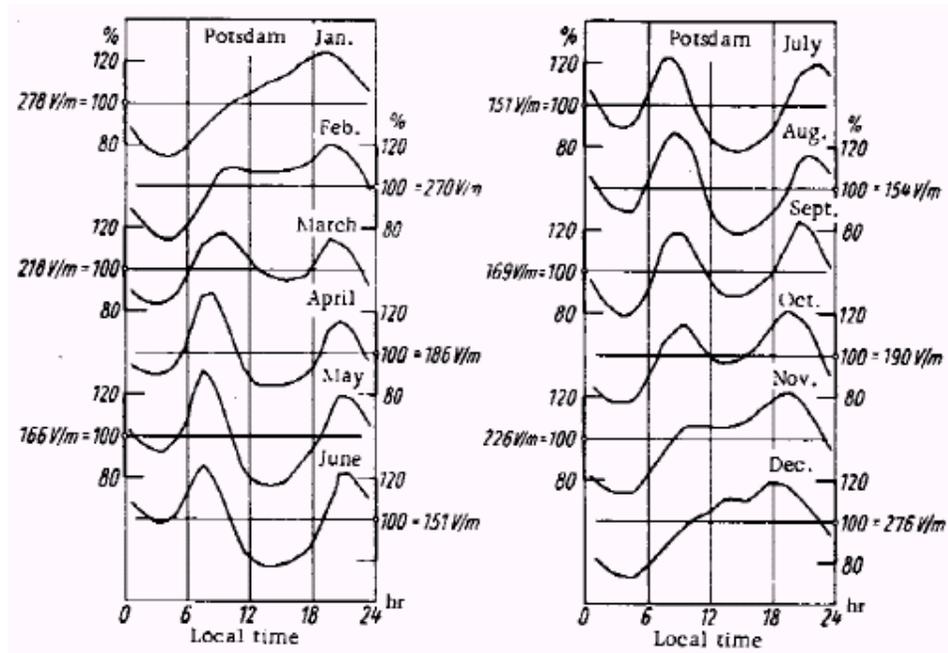


FIGURA 21 - Variação diurna média do campo elétrico mostrando o efeito da turbulência. Fonte: Israel, 1973.

As curvas do campo elétrico dos meses de novembro a fevereiro, apresentam variação semelhante à curva de Carnegie. No período da tarde há um aumento do campo elétrico atmosférico em decorrência do aumento das tempestades com raios no mundo. Nos meses de março a outubro, devido ao aquecimento do solo, ocorre turbulência que impede este aumento do campo elétrico atmosférico no período da tarde.

Resultados semelhantes foram apresentados por Israelsson e Tammet (2001) para as estações de Marsta (59,9N; 17,6E), Uppsala (59,8N; 17,6E) e Vassijaure (68,4N; 18,2E) e foram reproduzidos na figura 22. Observa-se nesta figura que a variação do campo elétrico nas estações de Vassijaure (representada por círculos) e de Marsta (representada por losângulos), ambas obtidas no inverno, apresentam forma semelhante à figura 21 nos meses de inverno, dezembro e janeiro, e semelhante à curva de Carnegie. Por outro lado, a variação do campo elétrico na estação de Uppsala (representada por x) obtida no verão apresenta forma semelhante à figura 21 nos meses mais quentes, de março a outubro. O motivo desta diferença foi discutido anteriormente.

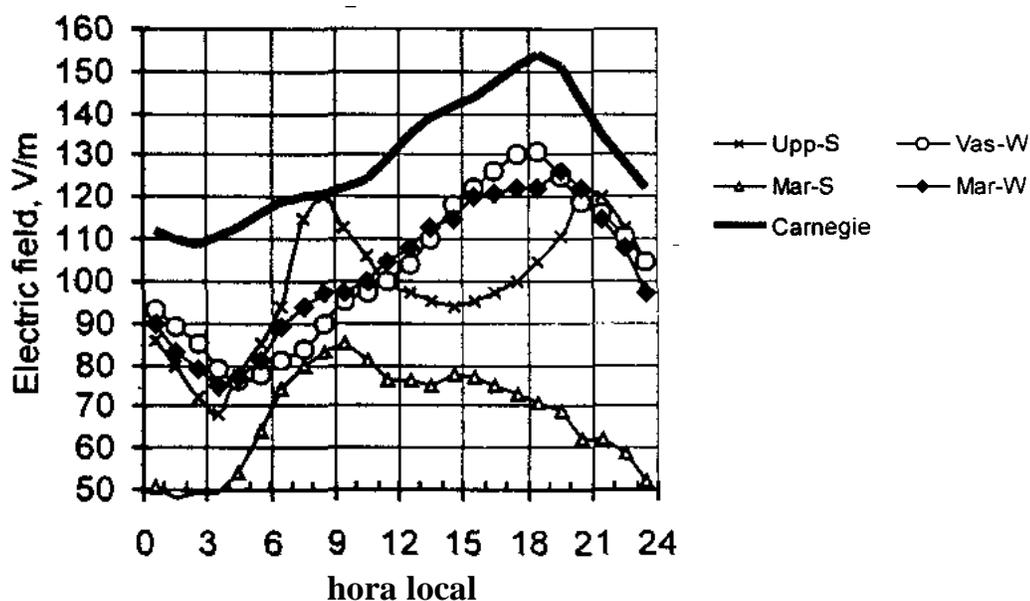


FIGURA 22 – Variação diária do campo elétrico nas estações de Marsta no verão (-Δ-), Marsta no inverno (-◆-), Vassijaure no verão (-o-) e Uppsala no verão (-x-) e, em linha cheia, a Curva de Carnegie.

Fonte: Israelsson e Tammet, 2001.

- **ANDERSON E TRENT (1969)**: Realizaram medições do campo elétrico atmosférico em locais isentos de poluição e na zona urbana poluída, sendo que os resultados destas medições são apresentadas na figura 23.

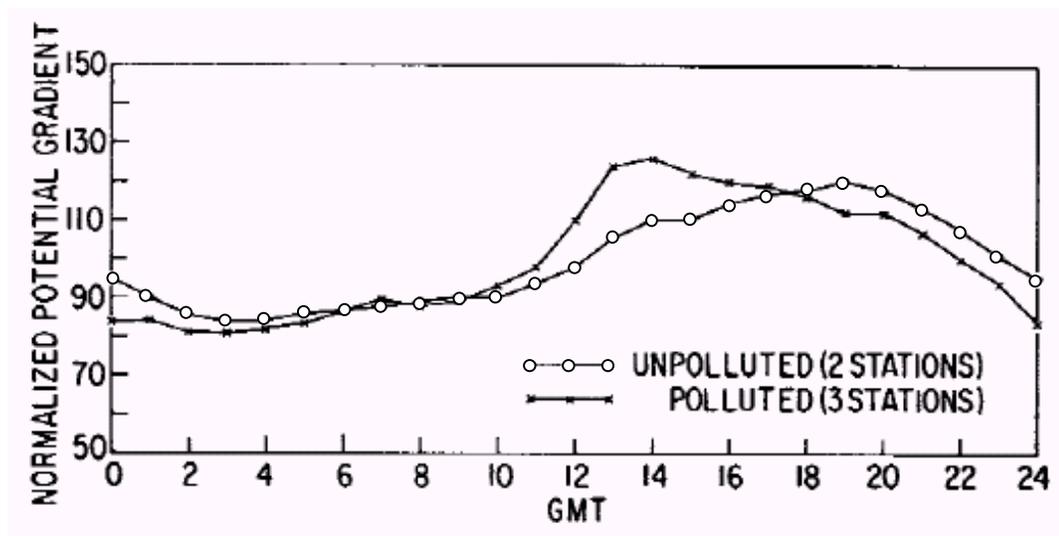


FIGURA 23 – Variação do campo elétrico atmosférico mostrando o efeito da hora do “rush” em zona urbana poluída.

Fonte: Anderson e Trent, 1969.

No período da manhã, 11 horas às 16 horas GMT (Greenwich Mean Time) que corresponde ao período compreendido entre 06 horas e 11 horas (hora local), ainda há pouca atividade turbulenta, pois o aquecimento solar recém começou, mas há uma súbita injeção de produtos originados da queima de combustíveis fósseis. Estas partículas (aerossóis) reduzem a condutividade atmosférica. Como esta redução ocorre em uma camada muito estreita da atmosfera, sua influência na resistência colunar e, conseqüentemente, na densidade vertical de corrente (J), é desprezível e pode-se considerá-los constantes. Pela lei de ohm ($J = \sigma.E$) se a condutividade diminui, para que a densidade de corrente se mantenha constante, o campo elétrico tem que aumentar. Este aumento do campo elétrico no período da manhã em áreas poluídas pode ser visto na figura 23.

2.5. A ELETRICIDADE DAS NUVENS

Conforme citado anteriormente, a eletrização das nuvens de tempestade é a responsável pela manutenção da carga do capacitor esférico formado pela superfície da Terra e a ionosfera.

2.5.1. PROCESSOS DE ELETRIZAÇÃO DAS NUVENS DE TEMPESTADE

A eletrização das nuvens de tempestade se dá através de vários processos, que juntos, contribuem para que estas nuvens se carreguem eletricamente e determinam a forma como estas cargas se distribuem dentro da nuvem. A eletrização das nuvens de tempestades, mesmo com todas estas teorias propostas, ainda é um processo não perfeitamente entendido. Entre estas teorias foram citadas algumas mais importantes:

EFEITO WILSON: Segundo Charles T. R. Wilson (1929), o campo elétrico vertical atmosférico, da ordem de 100 V/m, faz com que as cargas elétricas das gotas de água se separem, conforme mostrado de uma forma exagerada no tamanho na figura 24, ficando as cargas positivas da gota na sua parte inferior e as negativas na sua parte superior. Uma vez que estas cargas elétricas têm a mesma intensidade e sinais contrários, resulta que a carga elétrica total da gota continua nula (Feynmann, 1977).

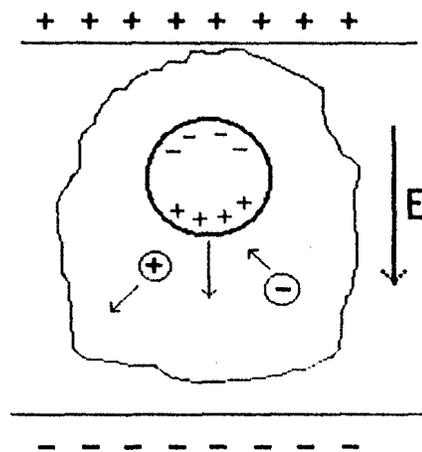


FIGURA 24 – Eletrização da nuvem por efeito Wilson.
Fonte: Seara da Ciência, 2005.

À medida que a gota se desloca em direção à base da nuvem, atraída pela ação da gravidade, sua frente de ataque, positivamente carregada, atrai os íons negativos existentes na atmosfera e repele os íons positivos, fazendo com que a gota, e conseqüentemente a base da nuvem, fiquem carregados negativamente, conforme mostrado na figura 25. No topo da nuvem permanecem os íons positivos, repelidos pela frente de ataque da gota, não mais neutralizados pelos íons negativos, resultando nesta região uma carga elétrica positiva (Feynmann, 1977).

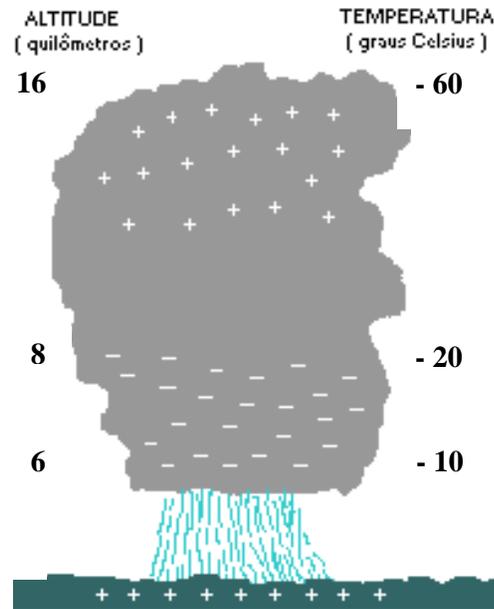


FIGURA 25 – Distribuição de cargas elétricas dentro de uma nuvem de tempestade. Fonte: Seara da Ciência, 2005.

PROCESSO ELSTER-GEITEL: Na etapa de desenvolvimento da nuvem cumulonimbus observam-se correntes de ar ascendentes que transportam em direção ao topo da nuvem gotículas d'água (Vianello e Alves, 2000). A quantidade de água pode acumular-se tanto nas gotículas que elas se tornam maiores e mais pesadas, formando grandes gotas. Estas grandes gotas não podem mais ser suportadas pelas correntes de ar ascendentes e começam a cair no interior da nuvem.

Conforme Wahlin (1986), à medida que as grandes gotas caem elas colidem com as gotículas que estão se deslocando para cima. Devido à ação do campo elétrico atmosférico, as cargas elétricas das gotículas e das grandes gotas se separam ficando as cargas negativas no pólo superior e as cargas positivas no pólo inferior, porém, a carga total da gotícula e da grande gota ainda é nula (figura 26.a). Ao ocorrer a colisão, há transferência de carga negativa do pólo superior da gotícula, que fica com excesso de cargas positivas, para o pólo inferior da grande gota, que fica com excesso de cargas negativas (figura 26.b). A grande gota continua se deslocando para baixo até ocupar a porção inferior da nuvem, formando a região de cargas negativas da nuvem, enquanto que a gotícula se desloca para cima formando a região de cargas positivas superior da nuvem (figura 26.c).

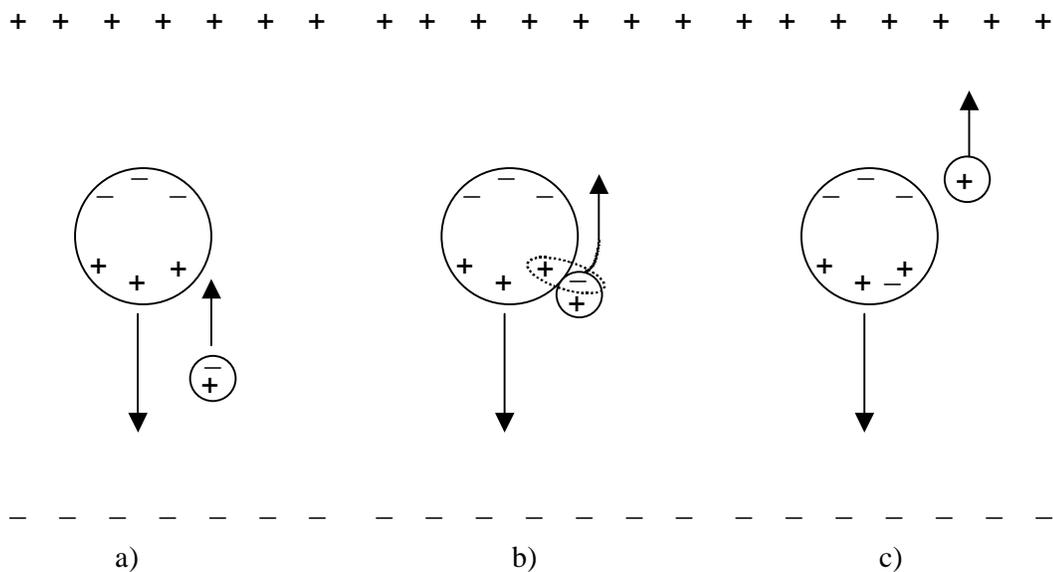


FIGURA 26 – Eletrização da nuvem pelo processo Elster-Geitel.
Fonte: Kegel, 2002.

PROCESSO CONVECTIVO: Grenet (1947) e Vonnegut (1955) sugerem que a extremidade superior das nuvens de tempestade recebe parte de sua carga elétrica positiva da carga espacial positiva de tempo bom em excesso, existente ao nível do solo, produzida pelas descargas atmosféricas e pelo efeito eletrodo, conforme estudado no item 2.3.1.3. Esta carga elétrica espacial positiva é deslocada para cima pelas correntes de ar ascendentes que se formam dentro das nuvens de tempestade, conforme mostrado na figura 27.a. Esta carga positiva no topo da nuvem atrai íons negativos da ionosfera que se agregam aos hidrometeoros, que são conjuntos de partículas d'água, em estado líquido ou sólido, em queda ou em suspensão. Estes hidrometeoros são conduzidos para a parte inferior da nuvem por correntes de ar descendentes, deixando a base da nuvem negativamente carregada (figura 27.b).

A carga negativa na base da nuvem induz na superfície da Terra cargas positivas, gerando desta forma um campo elétrico atmosférico vertical apontando para cima. Este campo elétrico será mais intenso ao redor de objetos pontiagudos (Feynmann, 1977) e quando alcançar valor suficientemente elevado para romper a rigidez dielétrica do ar haverá produção de pequenas descargas elétricas, chamadas descarga corona, que aumentarão a quantidade de carga espacial positiva ao nível do solo. A carga espacial positiva produzida pelas descargas corona ao nível do solo também será deslocada para cima pelas correntes de ar ascendentes, aumentando ainda mais a intensidade do campo elétrico dentro da nuvem (figura 27.c).

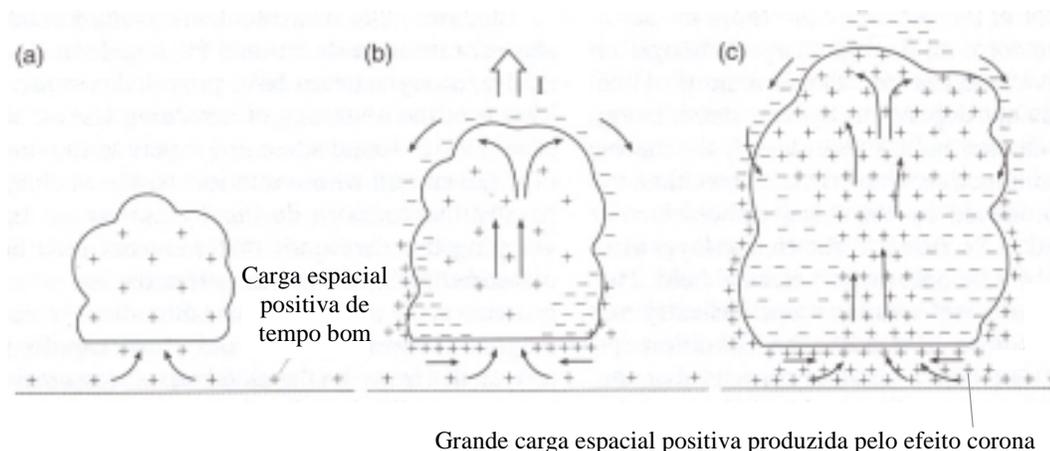


FIGURA 27 – Eletrização das nuvens por processo convectivo.
Fonte: Kegel, 2002.

Conforme citado por Chauzy e Soula (1999) a carga elétrica espacial local, produzida pelo efeito corona, diminui o campo elétrico superficial. Sobre a superfície da água, onde a produção de cargas elétricas por efeito corona é menos intensa, o campo elétrico superficial pode alcançar valores da ordem de 150 kV/m. Sobre a superfície da Terra, onde a produção de cargas elétricas por efeito corona é mais intensa do que sobre a superfície da água, o valor do campo elétrico superficial pode atingir valor da ordem de 10 kV/m. Isto fica evidente analisando-se a figura 28.a, onde pode-se ver que a densidade das linhas de fluxo próximo à superfície é menor do que acima da superfície da Terra, enquanto que a figura 28.b mostra que a densidade das linhas de fluxo próximo à superfície é igual à densidade das linhas de fluxo na superfície da água, devido à inexistência de carga espacial positiva produzida pelo efeito corona, ou seja, o efeito corona é mais intenso sobre a superfície da Terra.

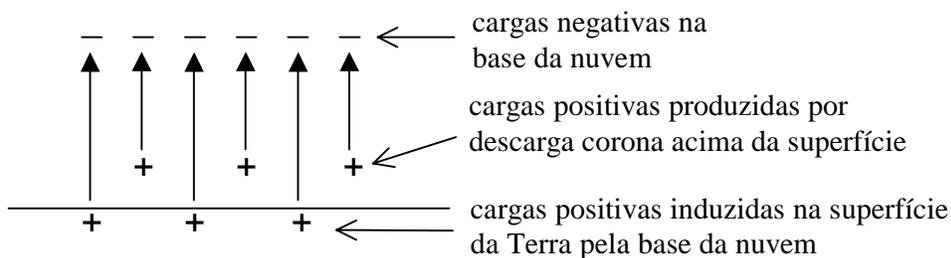


FIGURA 28.a – Comparação entre o campo elétrico acima da superfície e na superfície da Terra.

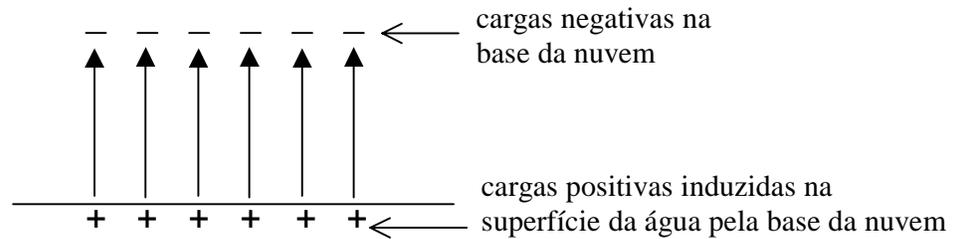


FIGURA 28.b – Comparação entre o campo elétrico acima da superfície e na superfície da Água.

PROCESSO ELETROQUÍMICO: Segundo Wahlin (1977), os íons negativos presentes na atmosfera, além de possuírem maior mobilidade, também possuem uma afinidade eletroquímica com as superfícies superior à dos íons positivos. Isto faz com que estes íons negativos se liguem mais rapidamente às partículas da nuvem. Portanto, quando os íons, negativos e positivos, são ventilados para o interior da nuvem pelas correntes de ar ascendentes, conforme mostrado na figura 29, maior quantidade de íons negativos se ligarão às grandes partículas da base da nuvem, deixando os íons positivos livres para serem conduzidos por estas correntes de ar ascendente até o topo da nuvem.

Sem as grandes partículas de precipitação caindo em relação à corrente de ar ascendente, todas as cargas (partículas carregadas negativamente e íons livres positivos) ocupariam praticamente o mesmo volume e suas cargas se cancelariam quase que completamente.

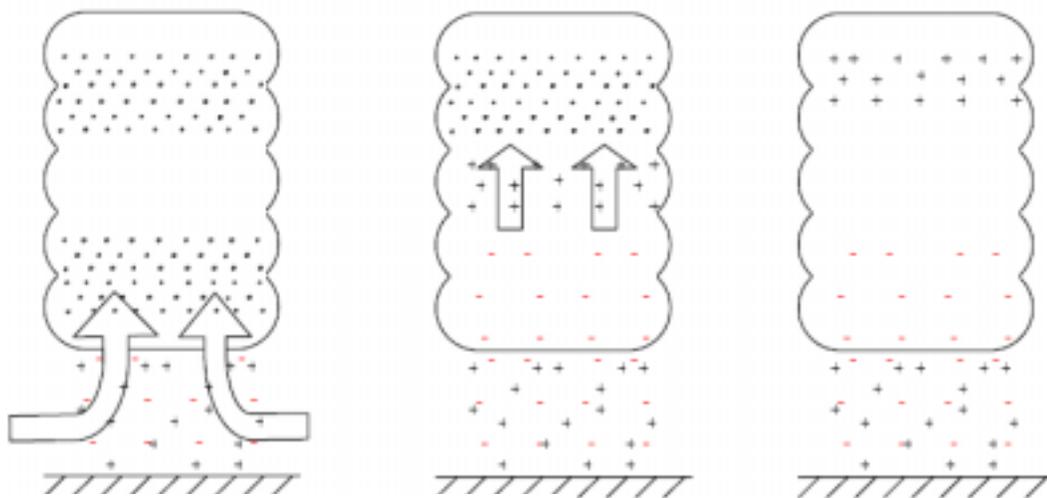


FIGURA 29 – Eletrização das nuvens por processo eletroquímico.
Fonte: Kegel, 2002.

COLISÃO GELO COM GELO: Segundo Nelson e Baker (2003), durante o processo de formação das partículas de gelo cargas elétricas negativas (OH⁻) acumulam-se na sua superfície externa, porém, a carga elétrica total da partícula de gelo é nula. Quando partículas de gelo, com tamanho inferior à 5 milímetros de diâmetro (que de agora em diante serão chamadas de graupel), caem a uma velocidade superior a 5 m/s e colidem com pequenos cristais de gelo, que se deslocam para cima, uma carga elétrica de aproximadamente 20 fC por colisão é transferida de um para o outro.

Este processo pode ser analisado tomando-se como ponto de partida o instante em que ocorre o contato entre o graupel e o cristal de gelo (ver figura 30). Neste instante a pressão é suficientemente elevada para provocar o derretimento de ambas as partículas na região de contato. No entanto, o derretimento que se forma na partícula mais pontuda tem um gradiente de pressão horizontal maior, forçando o fluido para os lados, e assim, para a partícula mais chata.

Antes da colisão, a superfície de contato do cristal de gelo possuía íons OH⁻. Durante a colisão estas cargas elétricas ficam dispersas na porção liquefeita do cristal de gelo. Quando esta massa congela, na superfície do graupel, leva com ela as cargas negativas (íons OH⁻) que anteriormente encontravam-se na superfície do cristal de gelo. Assim, o graupel fica carregado negativamente enquanto que o cristal de gelo fica carregado positivamente. O graupel, carregado negativamente, por ser maior e mais pesado desloca-se para baixo, enquanto que os cristais de gelo (carregados positivamente) deslocam-se para cima, carregados pelas correntes de ar ascendentes.

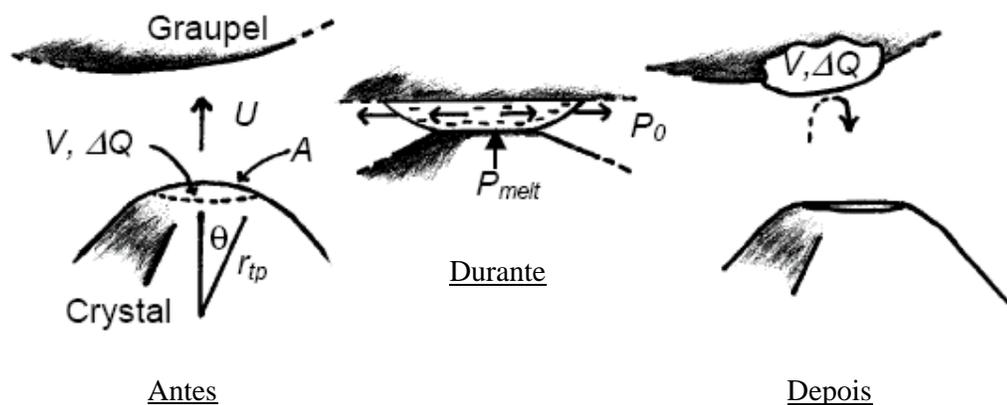


FIGURA 30 – Eletrização das nuvens por colisão gelo com gelo.
Fonte: Nelson e Baker, 2003.

- COMBINAÇÃO DOS MECANISMOS DE CARGA INDUTIVOS E NÃO INDUTIVOS:

O mecanismo de carga indutivo considera que o campo elétrico tem um papel preponderante sobre a formação das cargas, enquanto que o processo não-indutivo considera que outros parâmetros são preponderantes, tais como: temperatura, potencial de contato, potencial eletroquímico, tamanho das partículas ou conteúdo de água. Os três primeiros processos de eletrização das nuvens de tempestade que foram analisados são do tipo indutivo, enquanto que os dois últimos são do tipo não-indutivo.

Conforme citado por Kegel (2002), cálculos numéricos indicam que os mecanismos de carga indutivo e não indutivo não podem ser, individualmente, os responsáveis pela eletrização das nuvens de tempestade. Uma combinação de ambos os mecanismos é necessária para alcançar o potencial de ruptura, produzindo a primeira descarga, e para alcançar a correta polaridade da nuvem. O mecanismo indutivo pode alcançar o potencial de ruptura, mas somente depois do lento crescimento de um campo elétrico inicial. O mecanismo não indutivo, por outro lado, produz um rápido crescimento do campo elétrico no estágio inicial da eletrização da nuvem, mas tende a estabilizar-se em um valor consideravelmente abaixo do potencial de ruptura. Somente a combinação de ambos os mecanismos alcança as condições reais de uma nuvem de tempestade. Acredita-se que o mecanismo não indutivo é responsável pela distribuição de cargas e sua polaridade, enquanto que o mecanismo indutivo é responsável pela intensidade do campo elétrico.

2.5.2. CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO PRODUZIDO PELAS NUVENS DE TEMPESTADE

2.5.2.1. ABAIXO DA NUVEM

As nuvens eletrificadas fazem com que o campo elétrico atmosférico, que em condições de tempo bom aponta para baixo, inverta de sentido e, ao nível do solo, tenha intensidade da ordem de milhares de volts, como pode ser visto na figura 31 onde o campo elétrico foi considerado positivo quando aponta para cima.

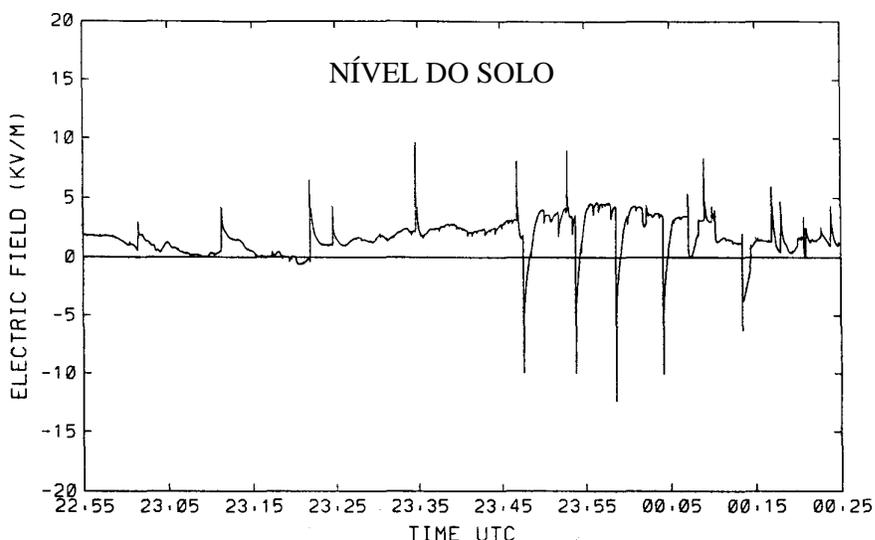


FIGURA 31 – Campo elétrico na superfície produzido por nuvem de tempestade.
Fonte: Chauzy e Soula, 1999.

Nesta figura o campo elétrico superficial ficou positivo quase todo o tempo, fazendo com que somente íons positivos fossem produzidos por descarga corona nas irregularidades do terreno. O campo elétrico negativo, observado em poucos e breves instantes, deve-se às descargas elétricas atmosféricas (raios) que conduzem as cargas negativas da base da nuvem para o solo, fazendo com que a nuvem fique com excesso de cargas positivas. Este campo elétrico negativo induz a geração de íons negativos na atmosfera por descarga corona. (Chauzy e Soula - 1999)

Na figura 32 apresenta-se o campo elétrico referente ao mesmo evento da figura 31, apenas a medição do campo elétrico atmosférico foi realizada a uma altitude de 600 m. A curva A representa os valores medidos e a curva B representa os valores do campo elétrico calculados por computador.

Comparando-se as figuras 31 e 32, observa-se que o campo elétrico a uma altitude de 600 m é mais intenso do que ao nível do solo. Isto se deve às cargas espaciais positivas ao nível do solo já existentes no começo da evolução do campo elétrico (22:55h) (Chauzy e Soula, 1999). Até 23:25h a variação do campo elétrico ao nível do solo e a 600 m são aproximadamente iguais. A partir deste instante o campo elétrico a 600 m de altura aumenta gradativamente devido ao aumento da eletrização da nuvem, o que não é sentido no solo devido ao aumento, a partir deste instante, das cargas espaciais positivas geradas por descarga corona, conforme pode ser visto na figura 33.

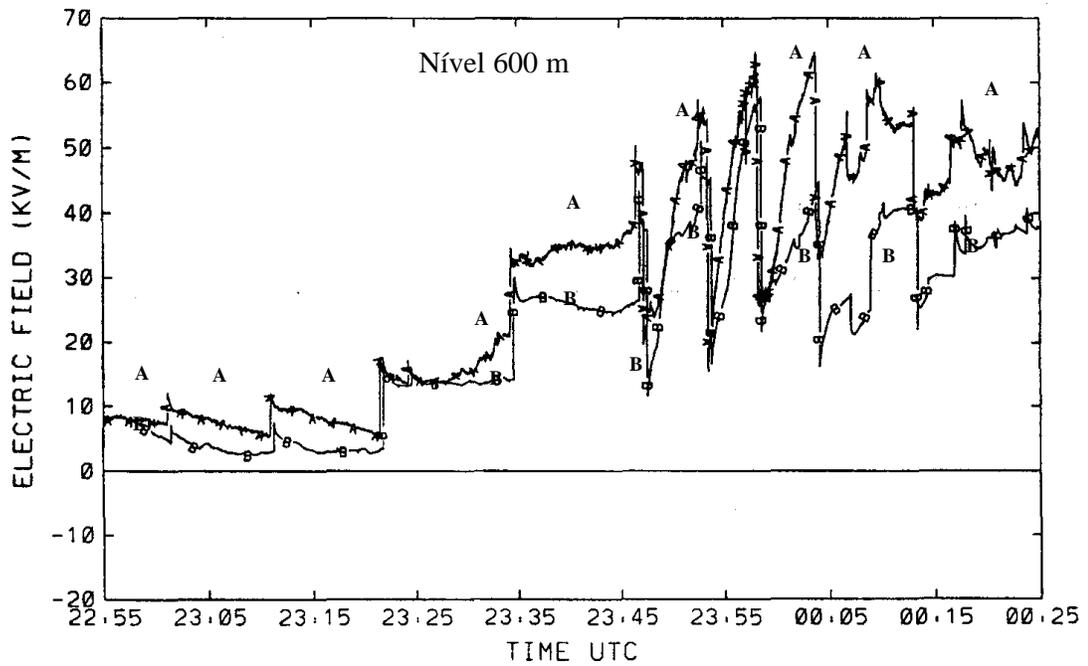


FIGURA 32 – Campo elétrico a uma altitude de 600 m produzido por nuvem de tempestade. Fonte: Chauzy e Soula, 1999.

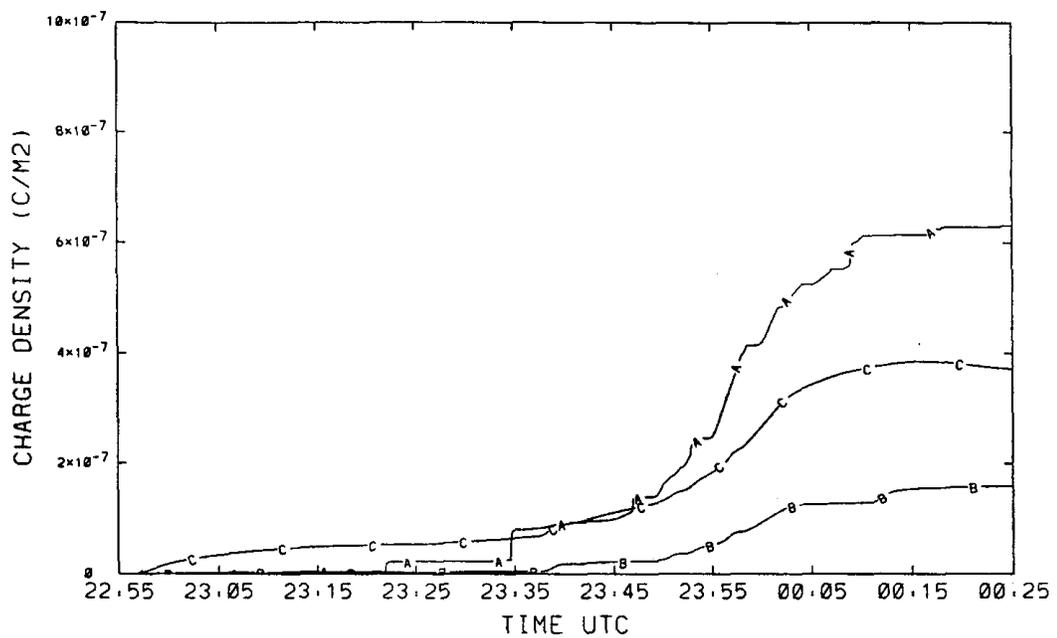


FIGURA 33 – Variação da densidade de cargas: gerada por efeito corona (A), devido à condução (B) e devido à condução e à convecção (C).
Fonte: Chauzy e Soula, 1999.

A figura 33 mostra o gráfico da carga espacial positiva acumulada gerada por descarga corona próximo à superfície (A), a quantidade de cargas espaciais positivas acumuladas que alcançam uma altitude de 1000m somente devido à condução (B) e a quantidade de cargas espaciais positivas acumuladas que alcançam uma altitude de 1000 m devido à condução e convecção (C).

2.5.2.2. DENTRO DA NUVEM:

Para medir o campo elétrico e a condutividade das nuvens de tempestade, Evans (1969) utilizou antenas rotativas lançadas de pára-quadras no interior destas nuvens. A descrição e a explicação do funcionamento do equipamento utilizado são apresentados no item 2.8.2. Foram lançados trinta e dois instrumentos sendo que dezesseis forneceram algum dado útil. Os outros dezesseis instrumentos ou ficaram inoperantes ou foram lançados em nuvens inativas.

A sonda C49 foi lançada dentro da nuvem a uma altitude de 8660 metros. Estima-se que a altitude do topo desta nuvem era de 9769 metros. Os dados obtidos estão representados na figura 34, sendo que a curva da intensidade do campo elétrico foi representada pelo sinal +, a condutividade por um círculo branco, a velocidade por um triângulo e a pressão atmosférica por um círculo pintado de preto.

Analisando-se a curva de campo elétrico, observa-se que esta nuvem tinha uma atividade elétrica bastante intensa, com um valor máximo de aproximadamente 39000 V/m a uma altitude pouco acima de 5 km. Observa-se, também, claramente, uma região onde predominam as cargas elétricas negativas (abaixo de 5,5 km), de 6 a 8 km uma região com pequena quantidade de cargas elétricas (intensidade de campo elétrico próximo de zero) e uma região onde predominam as cargas elétricas positivas, de 5,5 km a 6 km e de 8 km para cima. Estes resultados confirmam o perfil da distribuição de cargas elétricas em uma nuvem de tempestade mostrado na figura 25 (página 34), onde foi visto que as cargas elétricas positivas situam-se no topo da nuvem e as cargas elétricas negativas situam-se na base da nuvem.

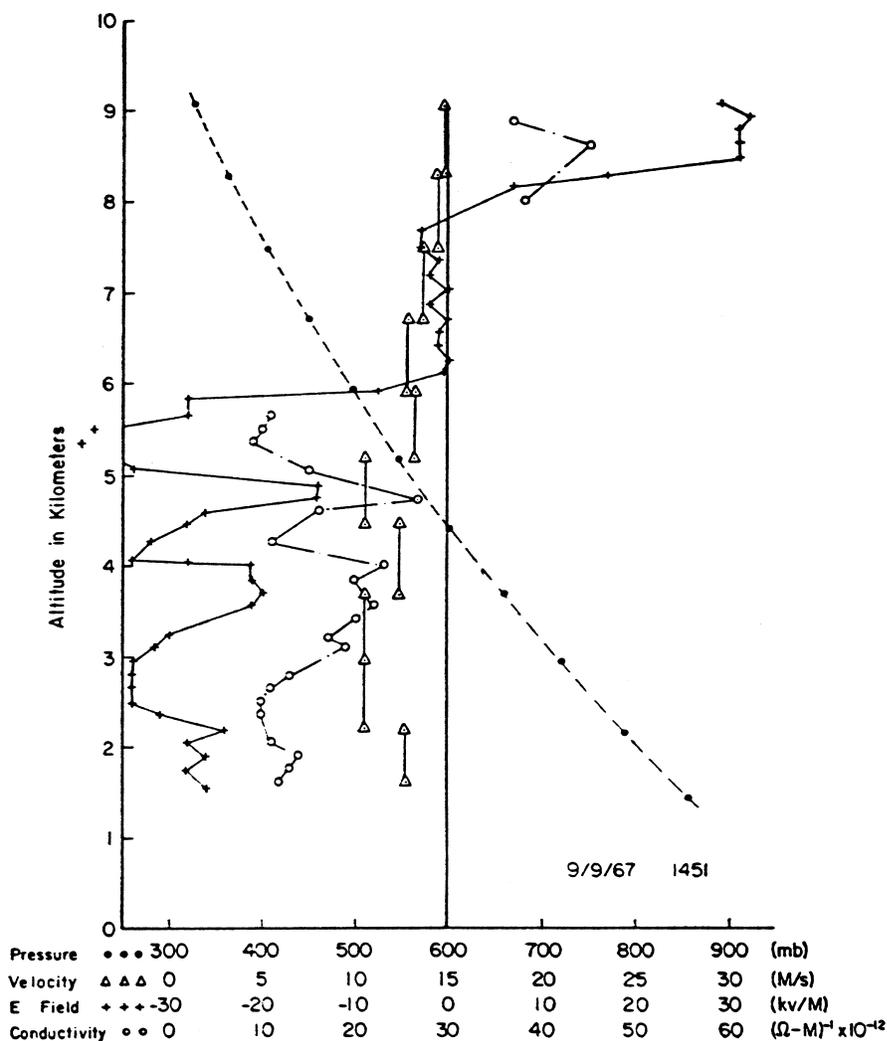


FIGURA 34 – Variação da pressão, da velocidade do ar, da intensidade do campo elétrico e da condutividade em função da altitude dentro de uma nuvem de tempestade ativa. Fonte: Evans, 1969.

Através dos dados obtidos pelos instrumentos que apresentaram informações úteis, Evans tirou as seguintes conclusões: em primeiro lugar que a condutividade elétrica nas nuvens de tempestade é consideravelmente maior do que a condutividade fora das nuvens e no mesmo nível, aproximadamente por um fator de 10 e, em segundo, que a intensidade do campo elétrico é menor do que os valores geralmente aceitos por um valor de 2 a 5 unidades. Um valor máximo de aproximadamente 500 kV/m é assumido pela maioria dos eletricitistas atmosféricos.

2.5.3. CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DAS NUVENS DE TEMPESTADE

Segundo Roble e Tzur (1986), os movimentos ascendentes e descendentes do ar, em decorrência da convecção, e as interações entre as partículas de precipitações e as partículas das nuvens produzem separação de cargas elétricas dentro das nuvens de tempestade, conforme descrito no item 2.5.1. Estes processos resultam no acúmulo de cargas positivas, na parte superior, e negativa na parte inferior da nuvem, conforme mostrado na figura 25.

Para fins de modelagem, considera-se estas cargas distribuídas em volumes esféricos finitos, separadas de uma certa distância vertical. A estrutura de campo elétrico distante da carga é a mesma se as cargas esféricas finitas positivas e negativas forem substituídas por cargas puntiformes equivalentes, positivas e negativas, conforme mostrado na figura 35. Nesta figura são mostradas as linhas de fluxo de corrente de uma fonte de corrente dipolar, constituída por cargas puntiformes imersas em uma atmosfera com condutividade exponencialmente crescente com a altitude. Na Terra há uma correspondente fonte imagem puntiforme dipolar.

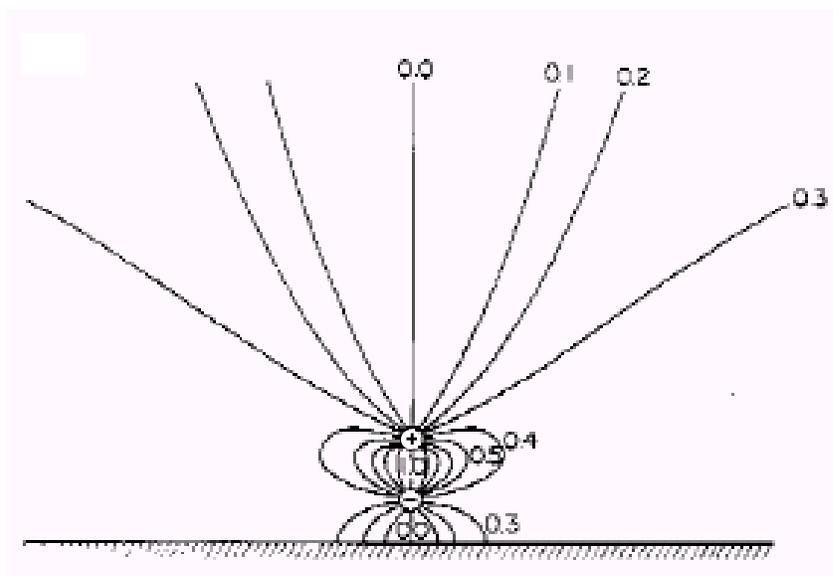


FIGURA 35 – Representação das linhas de fluxo de corrente de uma fonte de corrente dipolar, constituída por cargas puntiformes imersas em uma atmosfera com condutividade exponencialmente crescente com a altitude. Fonte: Roble e Tzur, 1986.

Krehbiel et al. (1979), considerou que a carga negativa na parte inferior de uma nuvem de tempestade ocorre a uma altitude onde a temperatura atmosférica está entre $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$, ou seja, entre 6 e 8 km de altitude nas tempestades de verão e em torno de 2 km para tempestades de inverno. A carga positiva no topo da nuvem não tem uma relação tão próxima com a temperatura quanto a carga negativa, porém, pode ocorrer entre $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$, dependendo do tamanho da tempestade, o que corresponde a uma altitude entre 8 e 16 km.

Na figura 36 está representado o circuito elétrico equivalente de uma célula de tempestade média onde a tempestade foi representada por uma fonte de corrente com resistência interna R_i , R_o representa a resistência entre o topo da nuvem e a ionosfera, R_u representa a resistência entre a base da nuvem e o solo (resistência da camada limite planetária) e R_a representa a resistência de carga de tempo bom.

Segundo Roble e Tzur (1986) a corrente que flui do topo da célula de tempestade em direção à ionosfera situa-se na faixa de 0,1 à 6 A, com valor médio de 0,7 A.

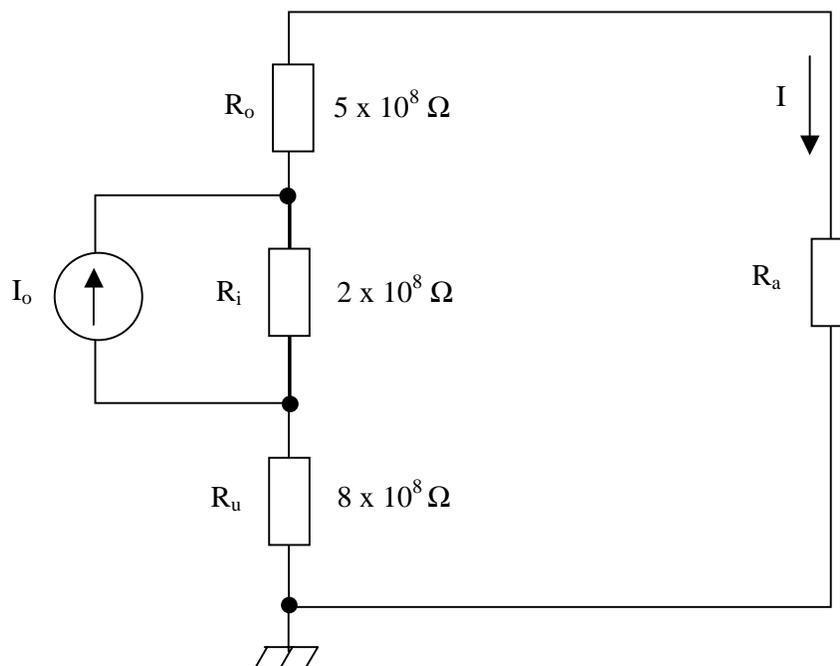


FIGURA 36 – Circuito elétrico que representa uma célula de tempestade média.
Fonte: Wahlin, 1986.

2.6. RELAÇÃO ENTRE AS PROPRIEDADES ELÉTRICAS LOCAIS E O ESTADO METEOROLÓGICO DA ATMOSFERA

Os processos elétricos na atmosfera inferior são complexos, e variam dentro de um grande intervalo das escalas espacial e temporal (Israelsson, 1994). Embora a atmosfera inferior seja fracamente ionizada, a existência desses íons é de fundamental importância para a eletricidade da atmosfera, a sua ausência implicaria em um campo elétrico nulo e, muito provavelmente, na ausência de tempestades e relâmpagos (Wahlin 1986). A presença destes íons faz com que a condutividade da atmosfera seja não uniforme e crescente com a altitude, o que gera um acúmulo de cargas positivas nas regiões mais baixas da mesma, conforme explicado na seção 2.3.1.3, e altera o campo elétrico estabelecido entre a ionosfera e a superfície da Terra, o qual passa a ter uma componente autoconsistente.

Como estes íons se encontram imersos nessa região da atmosfera, eles ficam submetidos à ação dos processos físicos e químicos, naturais ou artificiais, que nela ocorrem, como a presença de aerossóis (poluição), umidade, ventos, movimentos convectivos e explosões nucleares, que alteram a concentração dos mesmos num determinado local. Tais processos, em geral, se encontram na região da pequena ou média escala espacial e temporal dos processos atmosféricos. Desta forma, os parâmetros elétricos da atmosfera, como a condutividade, o gradiente de potencial elétrico e a densidade de corrente são afetados localmente pelo estado da atmosfera. O inverso não é verdadeiro, ou seja, o estado elétrico da atmosfera local pouco, ou nada afeta os parâmetros meteorológicos. Isto significa que os parâmetros elétricos locais da atmosfera são bons indicadores desses parâmetros. O mesmo não se pode afirmar para os processos que são enquadrados na região da grande escala espacial e temporal, ou seja, na escala espacial global e na escala de tempo de longo período, conforme será discutido na seção 2.7.

2.6.1. RELAÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO COM A POLUIÇÃO E A TURBULÊNCIA

Resultados de medições realizadas do potencial ionosférico, do campo elétrico e da densidade de corrente ar-terra na camada limite planetária (camada da atmosfera cuja espessura varia desde algumas dezenas de metros até alguns quilômetros), com períodos mais curtos do que umas poucas horas, são geralmente atribuídas na sua totalidade à fontes locais, principalmente turbulência e poluição (Rycroft, Israelsson e Price, 2000).

A poluição aumenta a concentração de aerossóis na atmosfera. Os aerossóis se ligam aos pequenos íons transformando-os em grandes íons, os quais possuem mobilidade menor do que a dos pequenos íons. Portanto, a poluição diminui a população de pequenos íons e, conseqüentemente, a condutividade, conforme figura 37, onde foi mostrada a influência da concentração de aerossóis no perfil vertical da condutividade na costa oeste da África. Nesta figura observa-se considerável redução da condutividade entre 1,7 e 3,7 km, ocasionada pelo transporte de poeira do Sahara através do Atlântico Norte (Gringel, 1986). Devido à baixa altitude desta camada, a resistência colunar sofreu um aumento de 30 a 50 %.

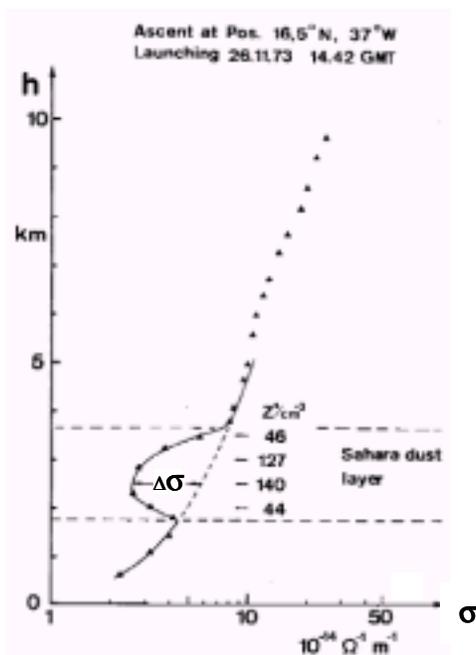


FIGURA 37 – Influência da concentração de aerossóis no perfil vertical da condutividade. Fonte: Gringel et al., 1986.

Se a poluição ocorre próximo ao solo, e o potencial ionosférico é constante, a redução da condutividade, decorrente do aumento da concentração de aerossóis, ocasiona uma redução da densidade de corrente de condução. Uma vez que a redução da densidade de corrente de condução é menor do que a redução da condutividade, pela lei de ohm, o campo elétrico tem que aumentar. O aumento do campo elétrico, em função do aumento da poluição próximo ao solo, foi mostrado na figura 23 (página 32) onde foi representada a variação diária do campo elétrico atmosférico em local isento de poluição e em local poluído, sendo que este último apresentou intensidade de campo elétrico superior ao local não poluído.

As figuras 21 e 22 do item 2.4.2 mostram o efeito da turbulência, causada pelo aquecimento do solo nos meses de março a outubro, sobre o campo elétrico atmosférico.

2.6.2. RELAÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO COM A UMIDADE

O conteúdo de umidade também altera os parâmetros elétricos atmosféricos. Isto se deve à propriedade higroscópica dos aerossóis atmosféricos, a qual faz com que eles absorvam vapor d'água presente na atmosfera e tenham um aumento no seu volume. Este efeito é mais pronunciado para umidade relativa aproximadamente superior à 90%. O aumento do volume do aerossol aumenta sua capacidade de capturar os pequenos íons, reduzindo a condutividade atmosférica e aumentando a intensidade do campo elétrico (Hoppel et al., 1986).

Conforme Vianello (2000), as moléculas de vapor d'água da atmosfera podem atingir equilíbrio dinâmico com as moléculas da superfície da água com umidade relativa maior ou menor do que 100%, dependendo da curvatura da superfície da água e do seu grau de impureza.

Novamente citando Hoppel et al. (1986), quando a umidade ultrapassa 100%, algumas das partículas são ativadas e crescem rapidamente até que seu raio se torne maior do que 1 μm , formando gotículas de nevoeiro ou gotículas de nuvens. Estas gotículas são eficientes capturadoras de íons e são as responsáveis pela redução da condutividade das nuvens e dos nevoeiros. Segundo Gringel (1986), a resistência colunar na presença de nuvens stratus, que se estendem desde a superfície da Terra até 2 km de altitude, sofre um aumento de aproximadamente 30 à 50 %. A redução da condutividade, com o conseqüente aumento do campo elétrico, pode ser observada na figura 11 (página 18) a uma altitude de aproximadamente 5,5 km onde ocorreu

formação de uma fina camada de nuvens. A influência das nuvens altostratus e das nuvens cirrus na resistência colunar é desprezível quando comparada com a influência das nuvens stratus.

A figura 38 mostra variações típicas do campo elétrico vertical atmosférico próximo à superfície da Terra, em uma estação continental, situada em latitude média, em condições de tempo bom e na presença de névoa seca e nevoeiro. Também foi representado nesta figura a ocorrência relativa das amplitudes do campo elétrico. Observa-se que a variação do campo elétrico em condições de tempo bom é pequena, com valor médio da ordem de 120 V/m, sem valores negativos. Havendo névoa seca ou nevoeiro, as variações no campo elétrico se tornam muito maiores, apresentando em alguns momentos valores negativos, o que indica a presença de carga espacial ao redor da estação. Estes valores mais intensos do campo elétrico atmosférico vertical devem-se à intensa redução da condutividade atmosférica, que tem como causa a captura dos pequenos íons pelas partículas da névoa ou pelas gotículas do nevoeiro.

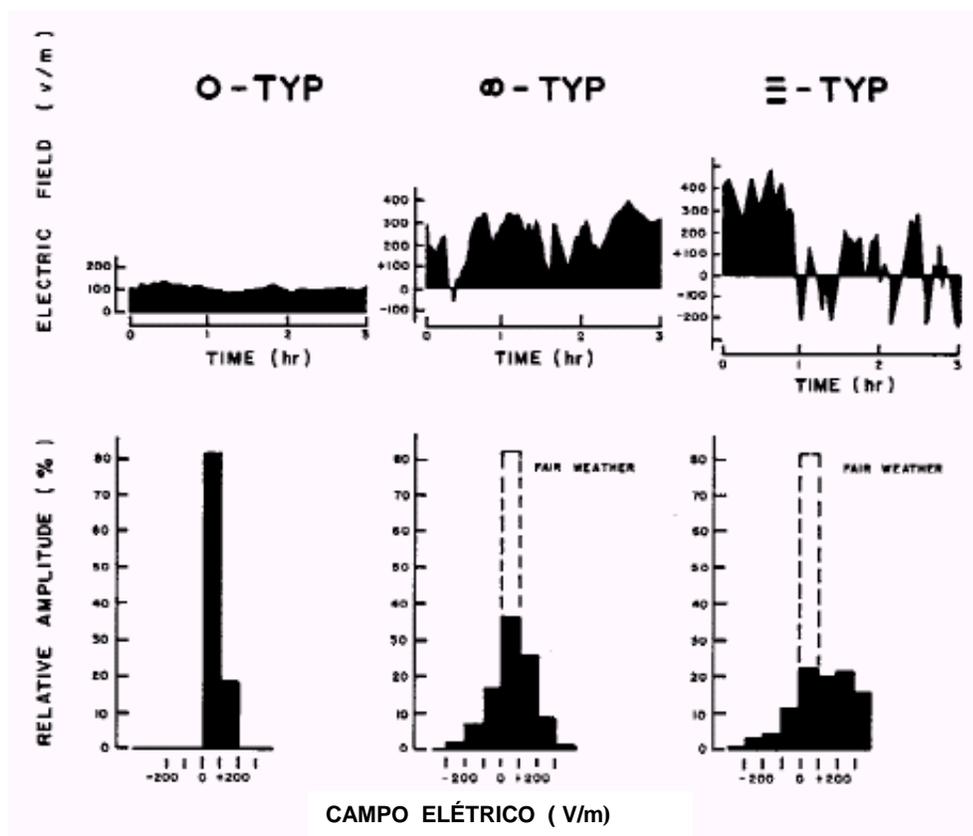


FIGURA 38 – Variação diária do campo elétrico atmosférico próximo à superfície em condições de tempo bom (o), na presença de névoa seca (∞) e na presença de nevoeiro (\equiv) (superior) e ocorrência relativa das amplitudes do campo elétrico nas mesmas condições (inferior).

Fonte: Gringel et al., 1986.

A figura 39 apresenta variações do campo elétrico atmosférico próximo à superfície da Terra na presença de chuva intensa e de tempestade com raios. Observa-se nos gráficos que o campo elétrico é mais intenso do que na figura 38. A distribuição de amplitude exibe um padrão típico na forma de U, com intensos valores positivos e negativos. O valor de campo elétrico mais intenso pode alcançar 5000 V/m. Este valor é limitado pelo efeito corona que produz uma camada de carga espacial próximo ao solo. Esta camada de carga espacial reduz a intensidade do campo elétrico, conforme estudado no item 2.5.1, figura 28.a (Gringel et al., 1986).

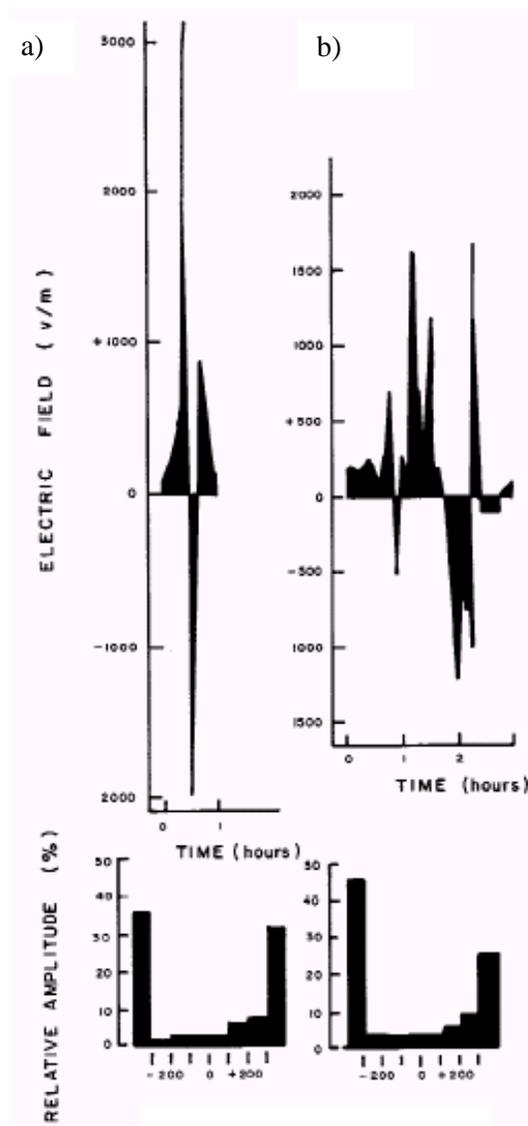


FIGURA 39 - Variações do campo elétrico atmosférico próximo à superfície da Terra e amplitude relativa: (a) na presença de chuva intensa, (b) na presença de tempestade com raios. Fonte: Gringel et al., 1986.

Os exemplos analisados neste item demonstram que é possível avaliar o estado meteorológico da atmosfera pela análise do gráfico da variação do campo elétrico.

2.7. RELAÇÃO ENTRE O CIRCUITO ELÉTRICO GLOBAL E ALGUNS ELEMENTOS CLIMATOLÓGICOS

Pesquisas recentes evidenciam uma ligação entre nuvens, temperatura global, o circuito elétrico global da atmosfera e a ionização por raios cósmicos.

Harrison (2005) demonstrou que existe forte relação entre o valor do campo elétrico, obtido pela média dos valores medidos durante o mês de dezembro, e a temperatura média, calculada para o mesmo mês, no hemisfério sul para as cidades de Lerwick (Shetland) e Eskdalemuir (Escócia), conforme mostrado na figura 40.

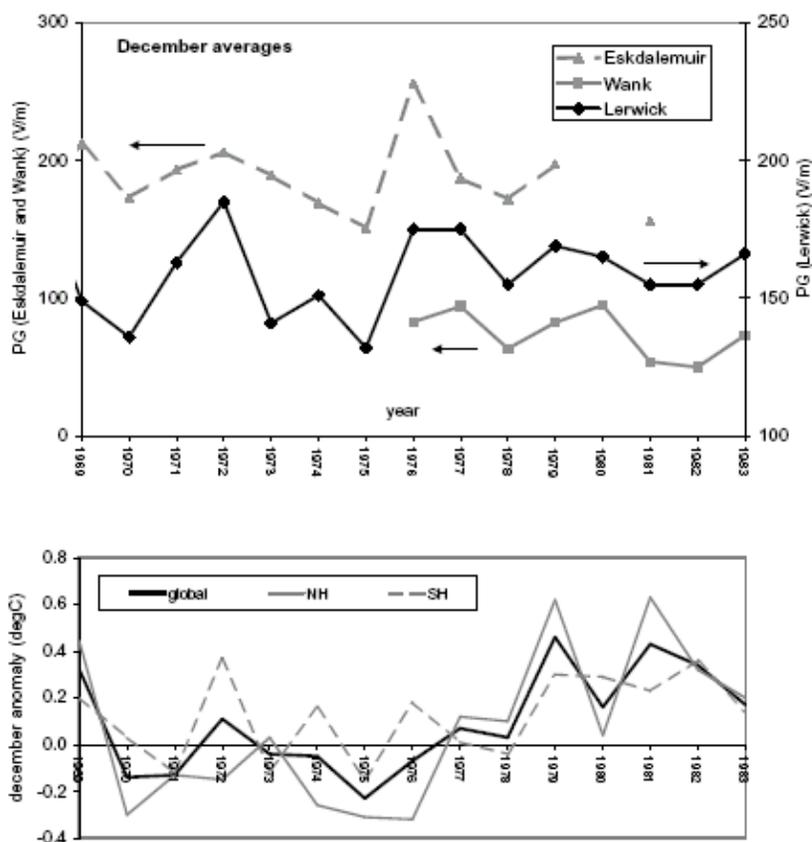


FIGURA 40 - Relação entre o valor do campo elétrico, obtido pela média dos valores medidos durante o mês de dezembro, e a temperatura média, calculada para o mesmo mês, no hemisfério sul, hemisfério norte e global para as cidades de Lerwick (Shetland) e Eskdalemuir (Scotland).

Fonte: Harrison, 2005.

O mês de dezembro foi escolhido devido à alta correlação, verificada neste mês, entre as medições do campo elétrico e a Curva de Carnegie. Isto demonstra que as variações do campo elétrico neste mês são de origem puramente global, ou seja, são decorrentes das tempestades com raios (fonte de energia do circuito elétrico global), as quais por sua vez, estão relacionadas com a temperatura global. Os valores registrados foram obtidos no período compreendido entre 1969 e 1983 e estão representados na figura 40.

Israelsson e Tammet (2001) realizaram medições do campo elétrico atmosférico vertical e da temperatura de bulbo úmido no observatório Marsta na Suécia. Os resultados obtidos estão mostrados na figura 41 onde se pode verificar que a variação do campo elétrico vertical atmosférico ao longo do ano é semelhante à variação da temperatura de bulbo úmido, apenas adiantado de 2,5 meses.

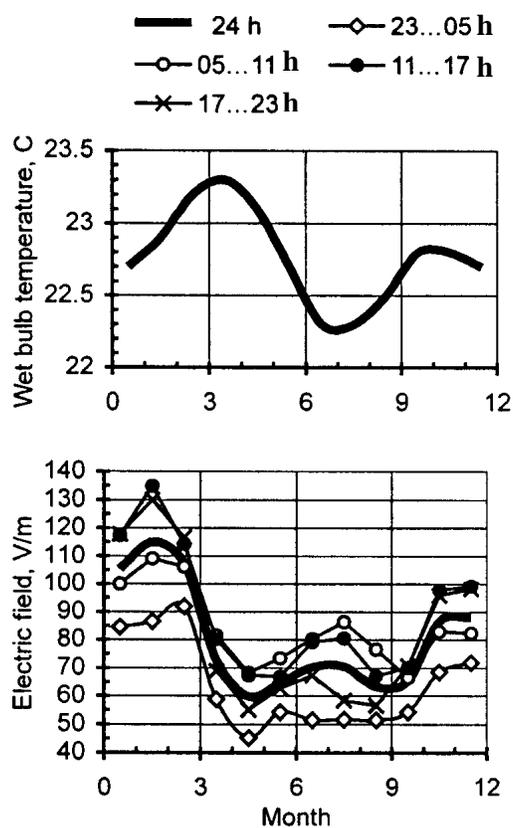


FIGURA 41 – Comparação entre a variação anual da temperatura de bulbo úmido (figura superior) e a variação anual do campo elétrico vertical atmosférico (figura inferior). Fonte: Israelsson e Tammet, 2001.

As medições realizadas por Raina e Makhdomi (1980) também apresentam relação direta entre a variação média diária do campo elétrico vertical e a variação média diária da temperatura do ar, no período compreendido entre 0 e 15 horas, conforme representado nas figuras 18, 19 (página 29) e 20 (pagina 30). Cada uma destas figuras corresponde a um período de 3 a 4 meses. Os valores instantâneos do campo elétrico e da temperatura do ar não apresentaram nenhuma relação aparente.

Segundo Carslaw et al. (2002), dados de satélite indicam que os raios cósmicos influenciam a formação de nuvens baixas, ou seja, quanto maior a quantidade de raios cósmicos, maior é a cobertura de nuvens. Estas nuvens baixas exercem grande efeito no resfriamento da atmosfera, conforme mostrado na figura 42, onde estão representados a cobertura de nuvens baixas, a irradiância solar e a intensidade de raios cósmicos entre 1984 e 1994 no observatório Huancayo no Havaí.

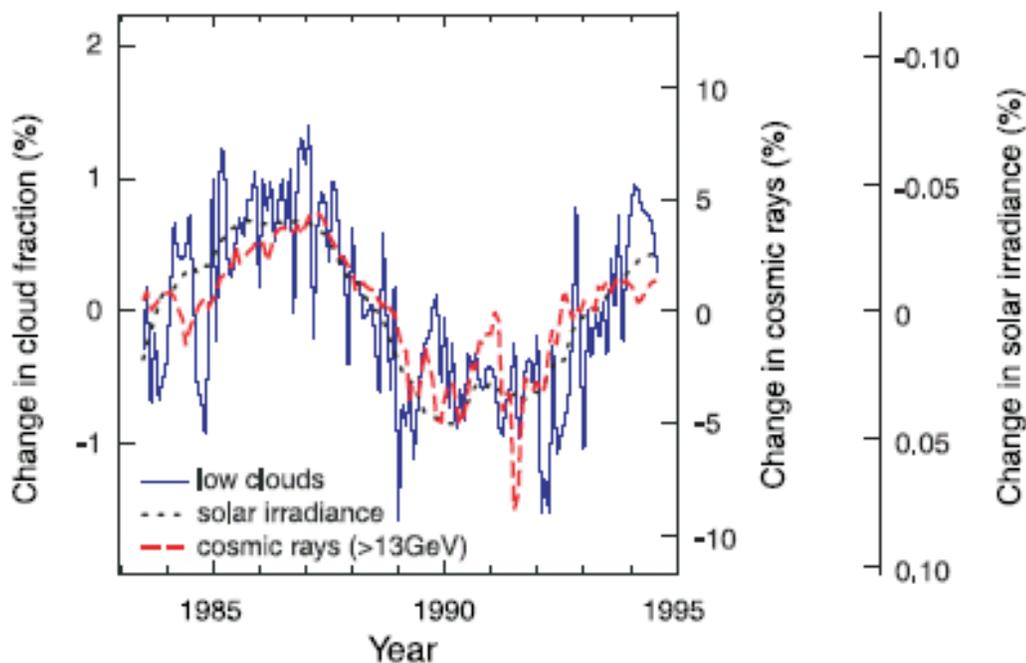


FIGURA 42 – Gráfico mostrando a variação da cobertura de nuvens baixas, a variação da irradiância solar e a variação da intensidade de raios cósmicos entre 1984 e 1994 no observatório Huancayo no Havaí.

Fonte: Carslaw et al., 2002.

A influência dos raios cósmicos na formação de nuvens pode ser analisada considerando-se que no interior das nuvens encontram-se gotículas de água e partículas de gelo em suspensão. Estas gotículas se formam através da condensação do vapor d'água atmosférico em torno de núcleos de condensação quando a atmosfera se torna

saturada. Os núcleos de condensação são constituídos de substâncias higroscópicas, como o cloreto de sódio proveniente do mar, que têm grande afinidade com a água. Núcleos de condensação também são gerados pelos pequenos íons, a partir da nucleação de moléculas de vapor presentes na atmosfera, como o ácido sulfúrico, por exemplo. Neste processo, as moléculas de vapor da atmosfera se aglutinam aos pequenos íons até atingirem diâmetro maior do que 1 μm , quando se tornam núcleos de condensação para a formação de gotículas de água que constituem as nuvens.

Assim, quanto maior a intensidade de raios cósmicos, maior será a taxa de ionização, e maior será também a quantidade de núcleos de condensação e a quantidade de gotículas da nuvem. A quantidade de gotículas da nuvem determina a sua refletividade. A nucleação também ocorre em atmosfera não ionizada, porém, a quantidade de moléculas de vapor precisa ser maior.

Conforme citado por Evans (1969), o campo elétrico atmosférico e, indiretamente a condutividade, são parâmetros importantes no desenvolvimento da teoria do mecanismo de coalescência (processo pelo qual as gotas de água aumentam de tamanho por colisões com outras gotas) para a formação de precipitação.

Segundo Rycroft, Israelsson e Price (2000), a monitoração do circuito elétrico global tornará possível o estudo, de uma forma barata e consistente, da variabilidade da atividade de raios da Terra, que por sua vez, está intimamente relacionada com a temperatura superficial, convecção tropical profunda, precipitações, quantidade de vapor troposférico superior e outros parâmetros importantes que afetam os elementos climatológicos na Terra. A vantagem destas medições é que elas podem ser feitas continuamente e por muitos anos, diferente dos sensores de satélites que geralmente têm um tempo de vida relativamente curto, de somente uns poucos anos ou menos. O circuito elétrico global está começando a ser reconhecido por alguns pesquisadores como uma útil ferramenta para estudar e monitorar as variações dos elementos climatológicos da Terra, pois é o único parâmetro, relacionado com estes elementos, que pode ser medido em um único local na superfície da Terra e ainda assim fornecer informações de dimensões globais. Esta qualidade deverá incentivar pesquisas adicionais nesta área.

2.8. INSTRUMENTOS UTILIZADOS NA MEDIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO

No decorrer dos estudos sobre a eletricidade atmosférica foi necessário obter medições contínuas e precisas do campo elétrico atmosférico por meio de aparelhos que fossem transportáveis e não interferissem com outras medições atmosféricas.

2.8.1. HISTÓRICO

Em 1779 H.B. Saussure mediu pela primeira vez a carga induzida em um condutor imerso na atmosfera. Seu instrumento, um precursor do eletrômetro, consistia em observar a separação entre duas pequenas esferas suspensas lado a lado por fios finos (portal ELAT, 2005).

Segundo Mapleson e Whitlock (1955), algum tipo de coletor mecânico foi o instrumento escolhido no início das medições do campo elétrico atmosférico. Este equipamento foi desenvolvido de duas formas.

Na primeira forma um condutor foi primeiramente aterrado e exposto ao campo de modo que uma carga, proporcional ao campo, foi induzida nele. A seguir a conexão com a terra foi interrompida e o condutor foi conduzido para uma posição em que o campo elétrico atmosférico foi obstruído. Neste instante o condutor foi conectado a um eletrômetro, com o qual dividiu sua carga elétrica. Após, o condutor foi levado de volta à sua posição original e o processo se repetiu contínua e rapidamente de modo que o eletrômetro recebeu uma seqüência de pulsos de corrente unidirecionais e adquiriu um potencial, em regime permanente, proporcional ao campo elétrico.

A segunda forma, mostrada na figura 43, empregou dois condutores semi-cilíndricos, eletricamente isolados um do outro mas mecanicamente unidos para formar um cilindro completo. O cilindro foi então rotacionado em torno de seu eixo. As cargas induzidas nos semi-cilindros geraram uma corrente senoidal entre eles que forneceu uma medida do campo elétrico atmosférico.

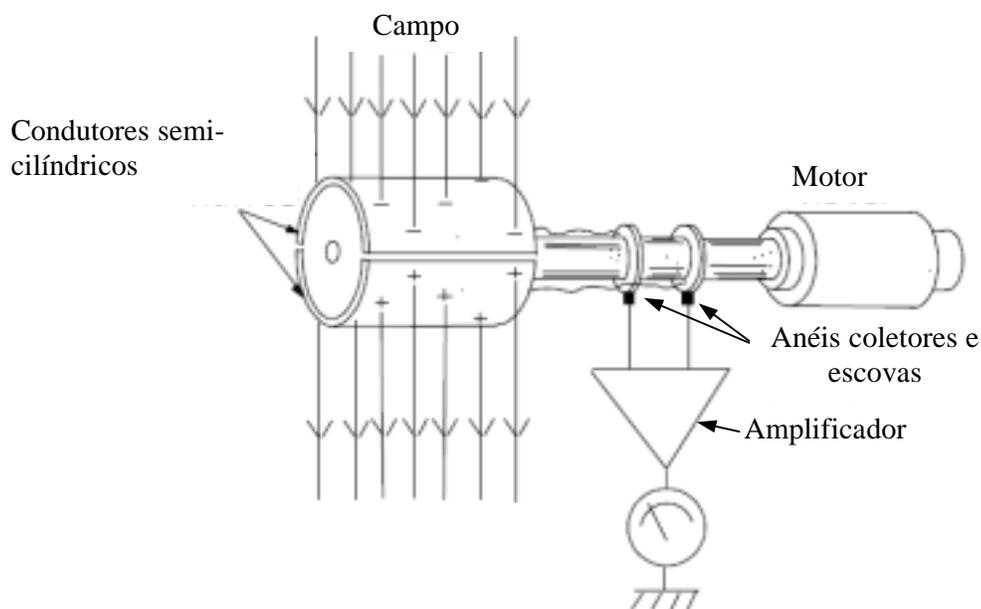


FIGURA 43 – Coletor cilíndrico para medição do campo elétrico atmosférico.
Fonte: Wahlin, 1986.

Variações posteriores desta forma de equipamento tinham um condutor fixo ou "estator" conectado à terra através de uma alta impedância. Regularmente este estator era exposto ao campo elétrico atmosférico, e a seguir, era obstruído por um rotor. Uma tensão alternada senoidal, proporcional ao campo elétrico, era gerada nos terminais da impedância.

A principal diferença entre as duas formas de coletor mecânico é que a primeira é um instrumento de corrente contínua enquanto que a segunda é um instrumento de corrente alternada.

2.8.2. INSTRUMENTOS UTILIZADOS ATUALMENTE

Campbell (2005) e Winn (2005) desenvolveram medidores de campo elétrico com eletrodos dispostos em um plano paralelo à superfície da Terra, conforme mostrado nas figuras 44 e 45. Estes aparelhos medem a intensidade do campo elétrico na Terra devido ao campo elétrico estático e devido às cargas das nuvens que passam acima.

Para realizar medições do campo estático, o obturador é montado acima dos eletrodos e rotacionado de modo a periodicamente cobrir e expor os eletrodos ao campo elétrico. O rotor deve ser aterrado. Quando o eletrodo é exposto pelo obturador ao campo elétrico atmosférico, é induzida uma corrente em direção à terra ou oriunda da

terra, dependendo da polaridade do campo elétrico atmosférico. Quando o eletrodo é blindado, estabelece-se uma corrente em relação à terra em sentido contrário, descarregando o capacitor formado pelo eletrodo e a terra. Esta corrente circula através de um amplificador de transcondutância que a converte em uma tensão elétrica a qual é amplificada e processada por um condicionador de sinais do tipo síncrono.

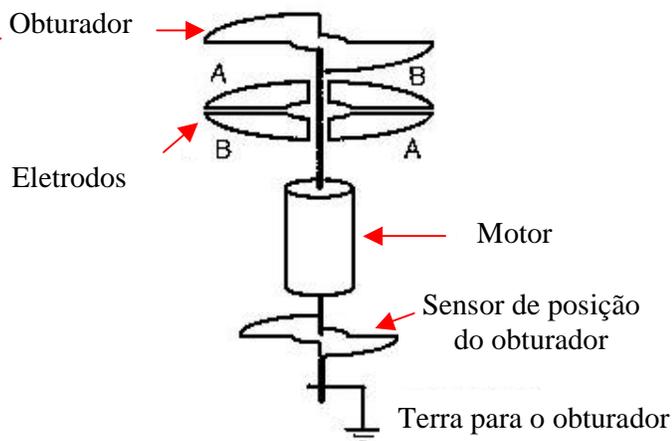
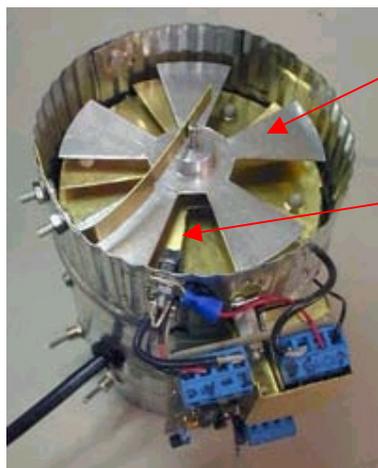


FIGURA 44 – Coletor com obturador rotativo.
Fonte: Campbell, 2005.

FIGURA 45 – Coletor com obturador rotativo.
Fonte: Winn, 2005.

Byrne et al. (1993) e Muir e Smart (1981) construíram um instrumento para medir o campo elétrico da atmosfera, que utilizou como sensor uma antena do tipo dipolo rotativo, conforme mostrado na figura 46. Esta antena, constituída de dois elementos de 30 cm de comprimento, foi posta a girar a uma velocidade de 1800 rpm. O equipamento foi instalado na estação Amundsen-Scott, no pólo Sul.

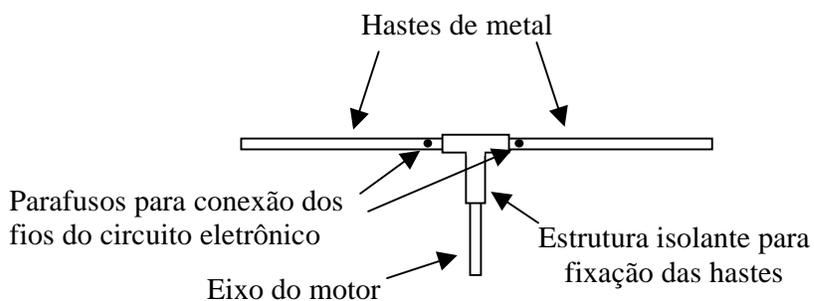


FIGURA 46 – Antena dipolo.

A análise do funcionamento deste equipamento pode ser feita utilizando-se a figura 47.

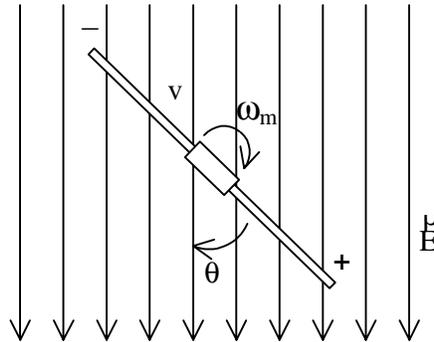


FIGURA 47 – Tensão induzida na antena pelo campo elétrico atmosférico vertical.

A tensão induzida na antena (v_{ANT}) pelo campo elétrico é dada pela equação (Hayt Jr., 1978):

$$v_{ANT} = \int_0^{\lambda} \vec{E} \cdot d\vec{\lambda}, \quad (21)$$

onde: \vec{E} é o vetor campo elétrico,

$d\vec{\lambda}$ é o vetor que indica a direção da antena,

λ é o comprimento da antena,

$$\text{mas: } \vec{E} \cdot d\vec{\lambda} = E \cos \theta d\lambda, \quad (22)$$

$$\theta = \omega t, \quad (23)$$

onde ω é a velocidade elétrica angular (rad/s).

Substituindo-se a equação (23) na equação (22), e o resultado na equação (21), obtém-se:

$$v = \int_0^{\lambda} E \cos(\omega t) d\lambda. \quad (24)$$

Resolvendo-se a integral da equação (24), resulta:

$$v = E \lambda \cos \omega t. \quad (25)$$

Uma antena dipolo de meia-onda (comprimento real igual à metade do comprimento de onda do campo eletromagnético) apresenta distribuição de corrente senoidal, como mostrado na figura 48.a. No caso de uma antena dipolo-curto (comprimento menor ou igual a um décimo do comprimento de onda), quando este é um

elemento infinitesimal de um dipolo de meia onda, a distribuição de corrente pode ser considerada aproximadamente uniforme (ver figura 48.b). Se o dipolo curto é a própria antenna, a distribuição de corrente tem a forma triangular, conforme se observa na figura 48.c (De Castro e Franco, 2006).

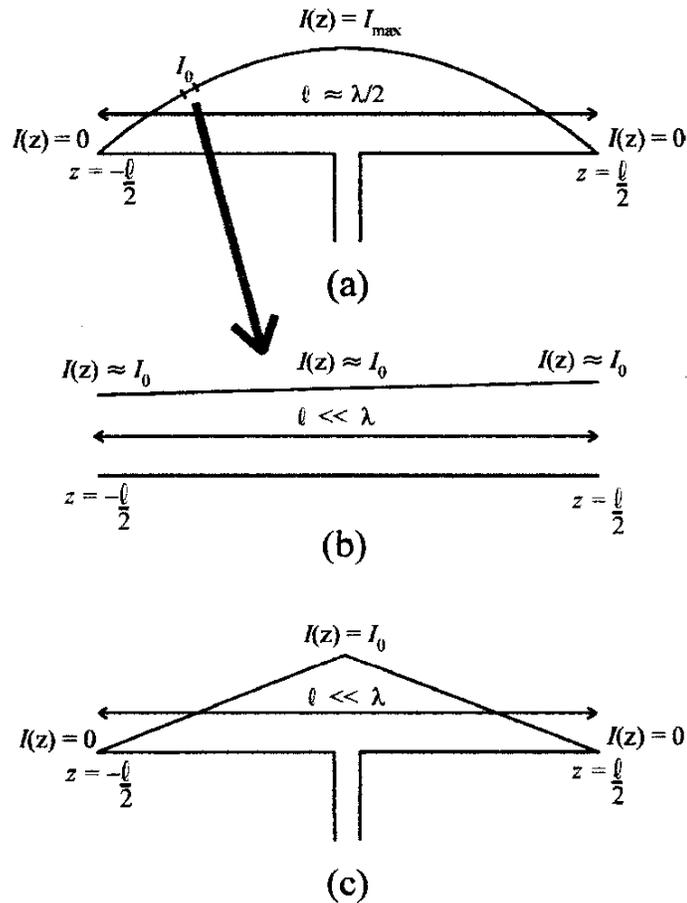


FIGURA 48 – Distribuição de corrente (a) em uma antenna dipolo de meia-onda, (b) em um elemento infinitesimal da antenna dipolo de meia onda e (c) em uma antenna dipolo-curto.

Fonte: De Castro e Franco, 2006.

O comprimento λ da equação (25) é o comprimento físico (real) da antenna quando a sua distribuição de corrente é uniforme, como é o caso de um elemento infinitesimal de uma antenna de meia-onda. Uma vez que a distribuição de corrente de uma antenna dipolo-curto é triangular, a variável λ da equação (25) precisa ser substituída pelo seu comprimento efetivo (λ_e) (Adcock, 1971).

Segundo site RF products (2006), o comprimento efetivo de uma antena geralmente é menor do que seu comprimento físico. No caso de uma antena dipolo-curto (usada no sensor de campo elétrico) o comprimento efetivo é a metade do comprimento físico, ou seja:

$$\lambda_e = \frac{\lambda}{2}. \quad (26)$$

Substituindo-se a equação (26) na equação (25), resulta que a tensão gerada pela antena em circuito aberto (v_{ANT}) será dada pela equação:

$$v_{ANT} = E \frac{\lambda}{2} \cos \alpha t \quad (27)$$

O circuito equivalente da antena pode ser considerado como sendo composto por uma fonte de tensão (v_{ANT}), que será denominada de “tensão gerada pela antena em circuito aberto”, cujo valor instantâneo é dado pela equação (27), em série com um capacitor (C_f), que representa a capacitância de acoplamento da antena com a atmosfera, com valor da ordem de 2 picofarads (Byrne et al., 1993), conforme mostrado na figura 49. O capacitor (C_s), em paralelo com a resistência de entrada do circuito eletrônico (R_{in}), representa a capacitância parasita entre a antena dipolo e os anéis coletores, bem como a capacitância adicional devido aos condutores que ligam as escovas ao circuito eletrônico. O valor de C_s é da ordem de algumas dezenas de picofarads.

O circuito eletrônico é projetado de modo que sua resistência de entrada seja muito menor do que a reatância da capacitância parasita C_s (X_s). Uma vez que esta reatância está em paralelo com a resistência de entrada do circuito eletrônico ela pode ser desprezada ($R_{in} // X_s \cong R_{in}$). Porém, a resistência de entrada do circuito eletrônico é muito menor do que a reatância do capacitor C_f (X_f), resultando em uma corrente adiantada de 90° em relação à tensão interna da antena. Esta corrente, adiantada de 90°, ao circular pela resistência de entrada do circuito eletrônico faz com que sua tensão de entrada (v_{in}) fique adiantada de 90° em relação à tensão gerada pela antena, conforme mostrado pelo diagrama fasorial da figura 50 (Hayt Jr. e Kemmerly, 1975). A amplitude da tensão de entrada pode ser calculada pela equação:

$$V_{inmáx} = \frac{2\pi f C_f R_{in}}{1 + 2\pi f C_f R_{in}} V_{ANTmáx}. \quad (28)$$

Mas, $2\pi f C_f R_{in} \ll 1$ e a equação (28) resulta:

$$V_{inmáx} \cong 2\pi f C_f R_{in} V_{ANTmáx}, \quad (29)$$

sendo $V_{inmáx} \ll V_{ANTmáx}$.

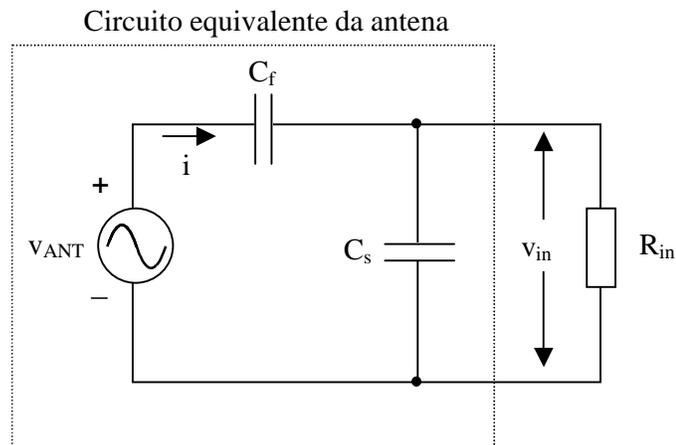


FIGURA 49 – Circuito equivalente da antena.

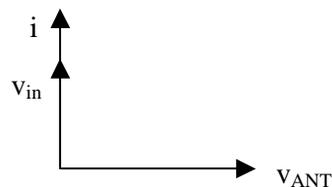


FIGURA 50 – Diagrama fasorial da antena.

Outros Instrumentos: Segundo Wahlin (1986), também é possível medir o campo elétrico atmosférico conectando a um eletrômetro algum tipo de antena, conforme mostrado na figura 51. A antena pode ser um disco condutor, instalado a uma altura predeterminada sobre a superfície da Terra (figura 51.a). Neste caso o disco se carregará e alcançará um potencial que é igual, ou muito próximo, ao potencial da atmosfera àquela altitude. O desenho da figura 51.b mostra um eletrômetro conectado a uma curta antena vertical, que fornece leituras de tensão que são difíceis de calibrar pois a antena se estende através de muitos níveis de potencial elétrico. Uma fonte produtora de íons radioativos tipo alfa na extremidade da antena vertical (figura 51.c) aumentará a condutividade elétrica do ar próximo à extremidade da antena e possibilitará uma melhor precisão da medição do potencial elétrico como função da altitude. Um longo fio suspenso sobre o solo em níveis predeterminados, dará leituras precisas do potencial atmosférico como função da altitude (figura 51.d).

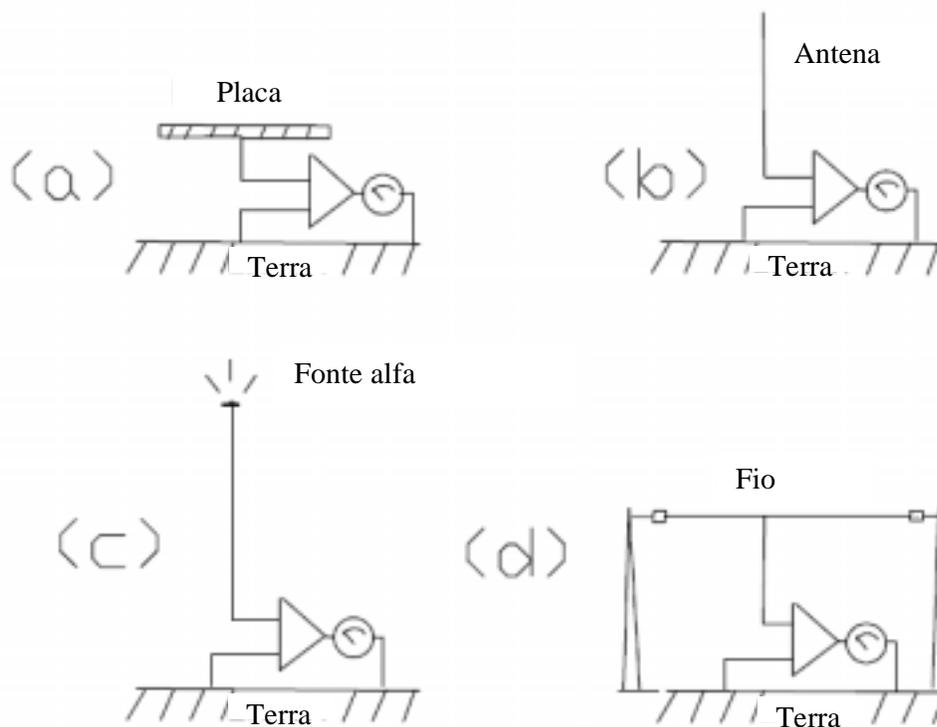


FIGURA 51 – Outros tipos de antenas que podem ser utilizadas para a medição do campo elétrico atmosférico. Fonte: Wahlin, 1986.

Evans (1969): Enquanto os pesquisadores anteriormente citados utilizaram equipamentos fixos em terra, Evans (1969) realizou medições do campo elétrico e da condutividade das nuvens de tempestade usando antenas rotativas, lançadas de pára-quedas no interior destas nuvens, conforme mostrado nas figuras 52. O equipamento desenvolvido por Evans consta de dois eletrodos fixos, um superior e um inferior, um cilindro externo também fixo, com janela, e um cilindro interno rotativo, concêntrico com o cilindro externo, também com janela, permitindo que os eletrodos sejam periodicamente expostos ao campo elétrico atmosférico vertical. No período de exposição dos eletrodos os elétrons fluirão na direção contrária às linhas de fluxo do campo elétrico, enquanto que no período em que os eletrodos forem blindados pelo cilindro rotativo, o fluxo de elétrons ocorrerá em sentido contrário ao anterior, gerando na entrada do circuito eletrônico uma tensão elétrica alternada senoidal.

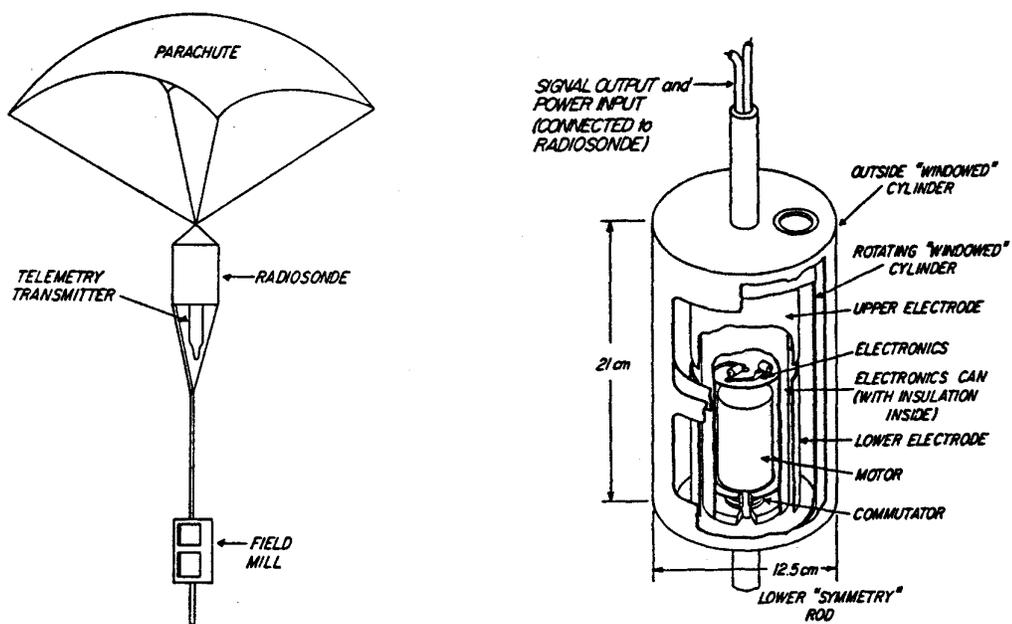


FIGURA 52 – Antenas rotativas lançadas de pára-quadras no interior das nuvens para medição do campo elétrico atmosférico. Fonte: Evans, 1969.

3. MATERIAL E MÉTODOS

3.1. INTRODUÇÃO

Conforme foi visto no item 2.8.2, existem vários tipos de instrumentos utilizados para a medição do campo elétrico atmosférico próximo à superfície. Neste trabalho, o instrumento que se construiu foi baseado em Byrne et al. (1993). Optou-se pela utilização da antena tipo dipolo rotativo pelos seguintes motivos:

- maior robustez,
- maior praticidade em termos de construção e
- menor custo, sendo este último o mais importante, uma vez que o equipamento foi construído com recursos próprios. O material utilizado na construção das placas de aferição do equipamento foi doado pelo CEFET-RS, enquanto que os computadores para aquisição de dados a serem usados serão da UFPEL.

3.2. ESTRUTURA FÍSICA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O elemento sensor do medidor de campo elétrico consta de uma antena do tipo dipolo de 30 cm de comprimento, feita de aço inoxidável, que gira a uma velocidade de aproximadamente 1800 rpm, acionada por um motor trifásico tipo indução de 4 pólos.

O campo elétrico atmosférico induz nesta antena uma tensão elétrica alternada senoidal, de frequência aproximadamente igual a 30 Hz, que é levada ao circuito

eletrônico por meio de anéis coletores e escovas, conforme mostrado na figura 53. Esta tensão pode ser decomposta em duas componentes, uma gerada pelo campo elétrico atmosférico vertical, cuja medição é um dos objetivos deste trabalho, e outra gerada pelo campo elétrico atmosférico horizontal, produzida pelo deslocamento horizontal de cargas elétricas atmosféricas pela ação do vento ou outras fontes.

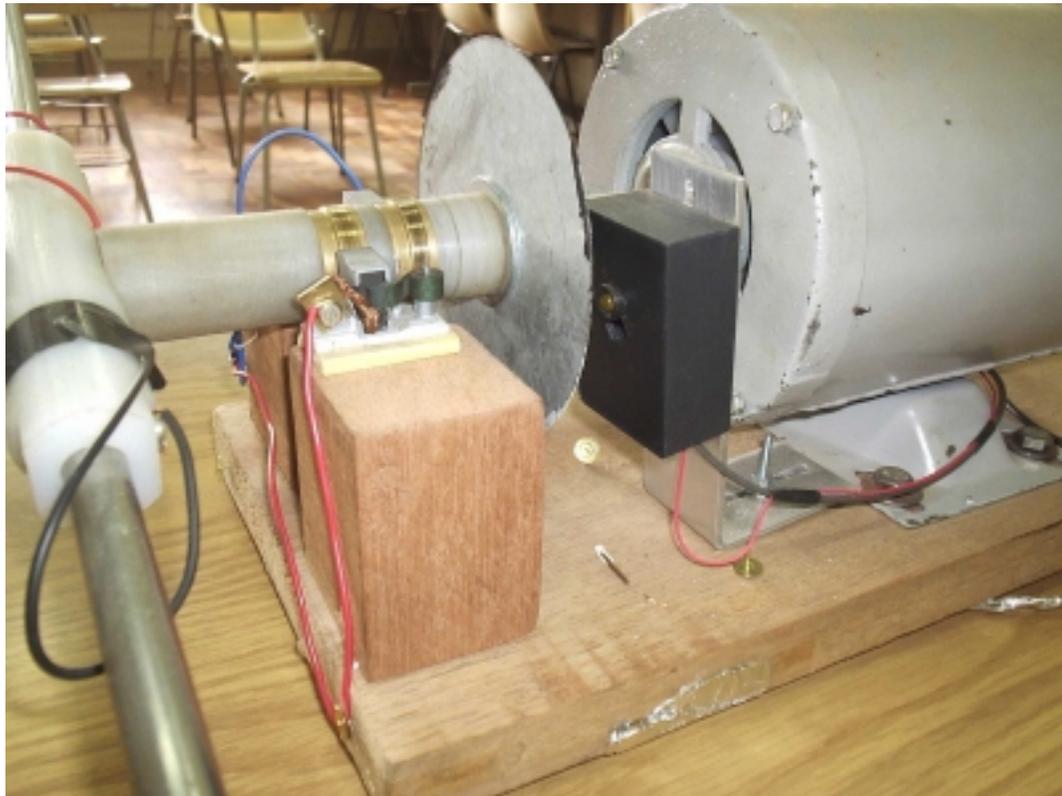


FIGURA 53 – Foto do sensor de campo elétrico que foi desenvolvido neste trabalho.

3.3. DIAGRAMA EM BLOCOS DO CIRCUITO ELETRÔNICO

O diagrama em blocos do circuito eletrônico, utilizado para a medição do campo elétrico vertical atmosférico, está representado na figura 54.

Como se pode observar, o circuito é composto dos seguintes blocos:

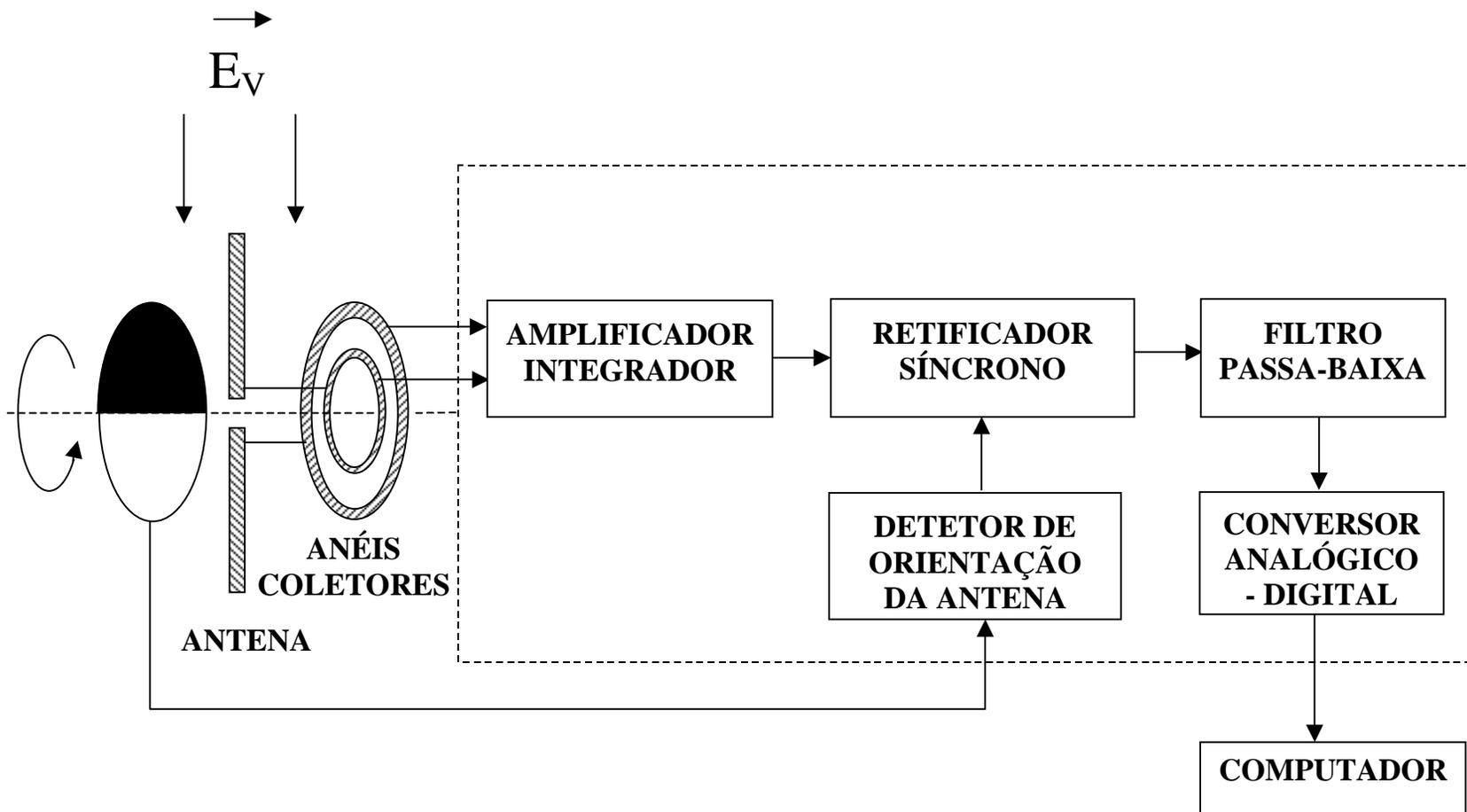


FIGURA 54 – Diagrama em blocos do medidor de campo elétrico atmosférico vertical.

a-) Amplificador/integrador:

O bloco amplificador/integrador amplifica a tensão aplicada na sua entrada (v_{in}) e, após, produz um defasamento desta tensão de 90° para trás. Conforme estudado no item 2.8.2, devido à capacitância de acoplamento da antena com o ambiente (C_f), a tensão na entrada do amplificador/integrador (v_{in}) está adiantada de 90° em relação à tensão gerada pela antena em circuito aberto (v_{ANT}). O atraso de 90° produzido pelo integrador compensa o adiantamento de 90° produzido pela capacitância da antena. Desta forma, a tensão na saída do bloco amplificador/integrador (v_I) resulta em fase com a tensão gerada pela antena (v_{ANT}). Conforme será visto mais adiante, o amplificador/integrador também tem a função de tornar a tensão de saída do circuito independente da frequência da tensão gerada pela antena, que por sua vez, depende da velocidade do motor e, conseqüentemente, da tensão e da frequência da rede elétrica.

b-) Detetor de orientação da antena:

No eixo do motor foi colocado um disco, metade pintado de branco e metade pintado de preto, sendo este ajustado de modo que a linha divisória das duas metades coincide com a direção da antena. Um sensor ótico, constituído de um diodo emissor de luz de alto brilho (LED) e um fotosensor (fototransistor), foi instalado próximo ao disco. Conforme será visto no item 3.4, no instante em que a parte branca do disco passa diante do sensor ótico, a luz emitida pelo led é refletida pelo disco e sensibiliza o fototransistor, fazendo com que a tensão na saída do detetor de orientação da antena, denominada “tensão de controle” (v_D), seja de aproximadamente $-13,5$ V. Por outro lado, quando a parte preta do disco passa na frente do sensor, a luz emitida pelo led não é refletida pelo disco e a tensão de controle é de aproximadamente $+13,5$ V. Esta tensão, fornecida pelo detetor de orientação da antena, é aplicada na entrada de controle do retificador síncrono (que será estudado a seguir).

O disco e o sensor ótico, com os componentes a ele associados, constituem o detetor de orientação da antena, que tem a função de informar ao retificador síncrono o instante em que a antena está orientada em um ângulo de 90° em relação à direção do campo que se deseja medir.

c-) Retificador síncrono, filtro e conversor analógico-digital:

O retificador síncrono tem a função de fazer com que a tensão na sua saída (v_R) tenha polaridade igual ou inversa à polaridade da tensão existente na saída do integrador (entrada do retificador síncrono), dependendo da metade do disco, preta ou branca, respectivamente, que está passando na frente do sensor ótico. A inversão, ou não, da polaridade da tensão de saída do retificador síncrono é comandada pela tensão de controle (tensão fornecida pelo detetor de orientação da antena, descrita anteriormente).

Quando a tensão de controle é de + 13,5 V (metade preta do disco na frente do sensor), o retificador síncrono coloca na sua saída uma tensão igual à tensão presente na sua entrada, tanto em amplitude quanto em fase. Por outro lado, quando a tensão de controle é de - 13,5 V (metade branca do disco na frente do sensor), o retificador síncrono coloca na sua saída uma tensão defasada de 180° em relação à tensão presente na sua entrada, mas com a mesma amplitude, ou seja, o retificador síncrono inverte a polaridade da tensão.

Para que se possa compreender a importância do retificador síncrono no circuito, é necessário se fazer um estudo mais detalhado da tensão presente na saída do integrador (v_I). Esta tensão é composta por duas tensões defasadas de 90°. A primeira tensão é gerada pelo campo elétrico vertical (v_{IVERT}), que se quer medir, e está em fase com a tensão de controle da saída do detetor de orientação da antena. A segunda tensão é gerada pelo campo elétrico horizontal (v_{IHOR}), que deve ser ignorado pelo circuito. Esta tensão está defasada de 90° da tensão de controle e, conseqüentemente, também da tensão gerada na saída do integrador pelo campo elétrico vertical. As duas componentes da tensão de saída do integrador e a tensão de controle (v_D) estão representadas nas figuras 55.a, 55.b e 55.c.

O equipamento foi construído de modo que quando a tensão v_{IVERT} está no semiciclo positivo, a metade preta do disco está passando na frente do sensor ótico. Portanto, na saída do retificador síncrono tem-se a tensão v_{IVERT} não invertida, ou seja, positiva, conforme mostrado na figura 55.d (v_{RIVERT}).

No semiciclo negativo de v_{IVERT} , a metade branca do disco é que está passando na frente do sensor ótico, fazendo com que o retificador síncrono coloque na sua saída uma tensão com polaridade contrária à tensão da sua entrada. Mas, como a tensão v_{IVERT} está, agora, no semiciclo negativo (polaridade contrária ao semiciclo anterior), quando o retificador síncrono inverte a polaridade desta tensão resultará, na saída deste, uma

tensão com a mesma polaridade que se tinha no semiciclo anterior, ou seja, uma tensão com polaridade positiva. Esta tensão está representada na fig. 55.d (v_{VERT}).

Portanto, a tensão produzida na saída do integrador pelo campo vertical terá a mesma polaridade nos dois semiciclos, resultando em duas componentes: uma componente contínua (igual ao seu valor médio) e uma componente alternada (Cipelli e Sandrini, 1982). O filtro ativo passa baixa bloqueia a componente alternada e amplifica a componente contínua que se tem na saída do retificador síncrono, resultando na saída do filtro apenas a componente contínua da tensão, que é proporcional ao campo elétrico que se quer medir. Através de um conversor analógico digital este sinal será convertido para a forma digital e será aplicado na entrada de um computador para que o valor do campo elétrico atmosférico, associado com a hora do dia, seja armazenado na sua memória para posterior análise.

No caso da tensão gerada na saída do integrador pelo campo elétrico horizontal (v_{HOR}), no intervalo de 0 à t_2 a tensão na saída do retificador síncrono é igual à tensão da sua entrada, conforme mostrado na figura 55.e, pois é a metade preta do disco que está passando na frente do sensor ótico. De t_2 a t_4 o retificador síncrono coloca na sua saída uma tensão com polaridade contrária à polaridade da tensão presente na sua entrada, pois agora, é a metade branca do disco que está passando na frente do sensor ótico. Uma vez que a tensão gerada na saída do circuito integrador pelo campo elétrico horizontal não inverte de polaridade no instante t_2 , instante em que o retificador síncrono inverte a polaridade da tensão da sua saída, resulta que neste instante a tensão na saída do retificador síncrono tem sua polaridade invertida, o que não aconteceu com a tensão gerada pelo campo elétrico vertical, conforme mostrado na figura 55.e.

Portanto, no caso da tensão gerada na saída do integrador pelo campo elétrico horizontal, tem-se, na saída do retificador síncrono, uma tensão que possui componente alternada não nula, mas componente contínua nula. O filtro passa baixa bloqueia a componente alternada desta tensão, resultando na saída do retificador, uma tensão igual a zero. Esta tensão está representada na figura 55.e ($V_{RMÉDIO}$).

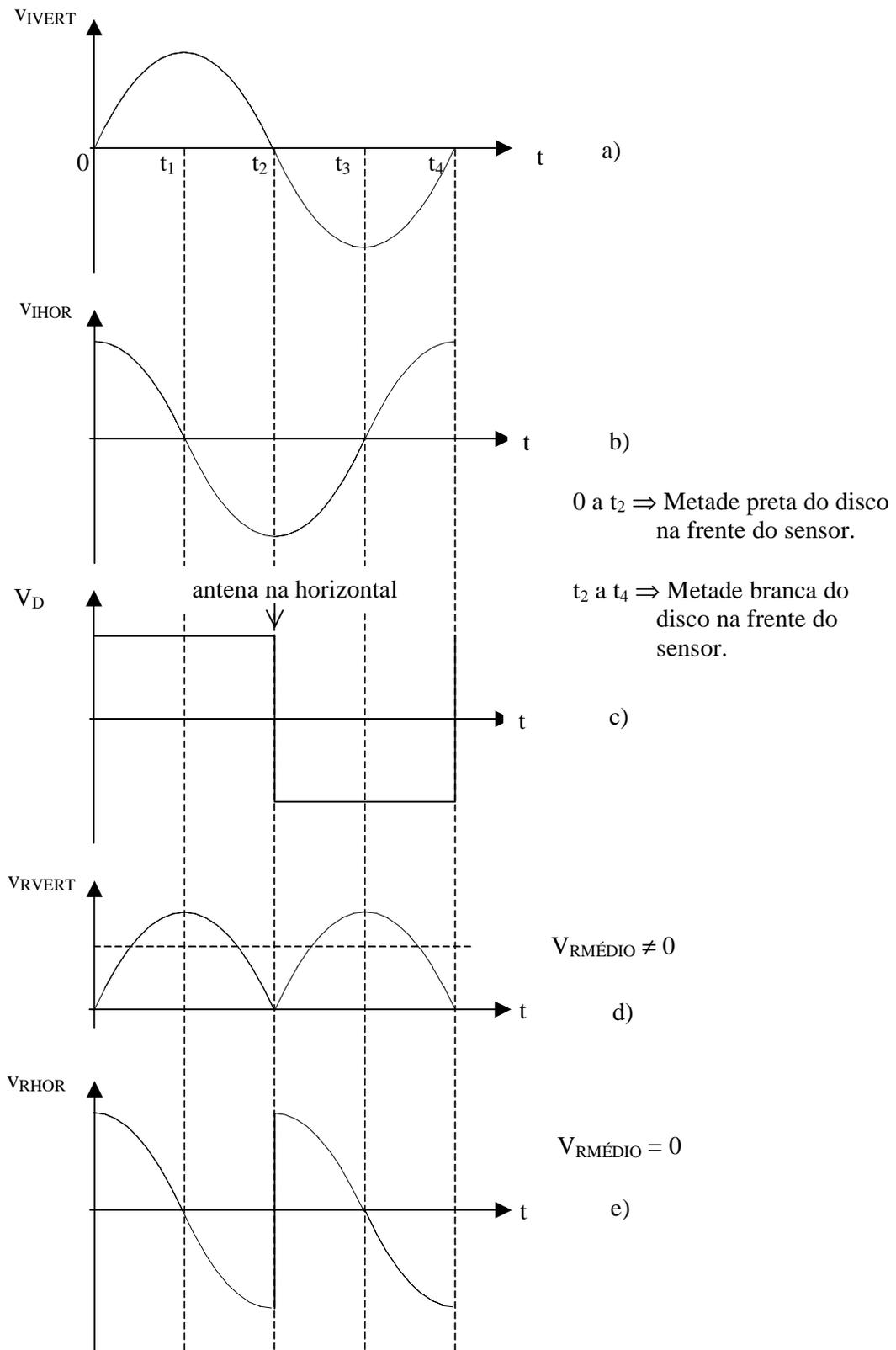


FIGURA 55 – Forma de onda das tensões do circuito.

v_{VERT} = tensão na saída do amplificador/integrador gerada pelo campo elétrico vertical atmosférico.

v_{HOR} = tensão na saída do amplificador/integrador gerada pelo campo elétrico horizontal atmosférico.

t_2 = instante em que a orientação da antena passa pela direção horizontal = instante em que o retificador síncrono inverte a polaridade da tensão de saída do integrador.

v_R = tensão na entrada do filtro, saída do retificador síncrono.

3.4. DIAGRAMA DO CIRCUITO ELETRÔNICO

O circuito eletrônico do equipamento desenvolvido é constituído das seguintes partes:

- amplificador/integrador,
- detetor de orientação da antena,
- retificador síncrono,
- filtro passa-baixa.

3.4.1. AMPLIFICADOR/INTEGRADOR

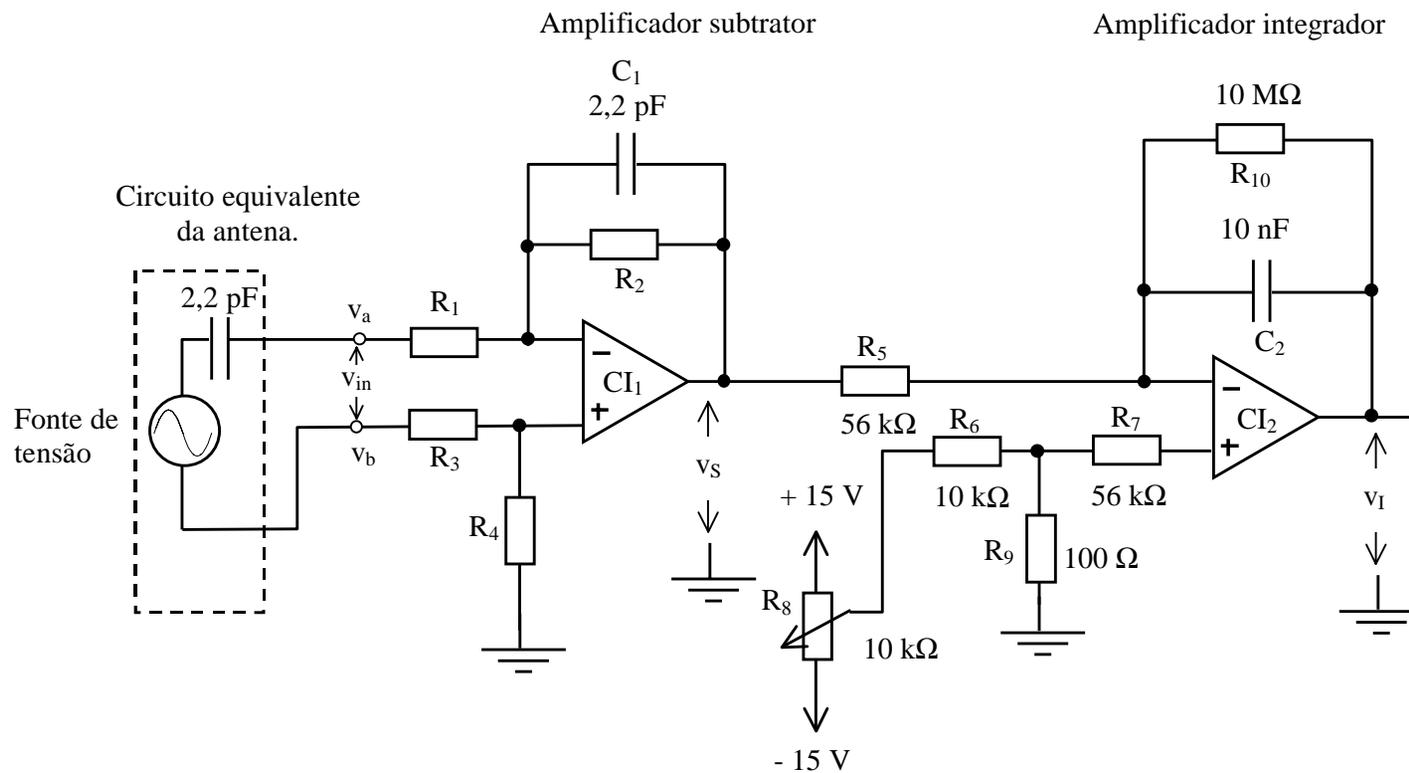
Foram construídos dois protótipos de amplificadores com o objetivo de melhorar a detecção do sinal gerado pela antena e seu processamento.

3.4.1.1. PRIMEIRO PROTÓTIPO

O circuito mostrado na figura 56 consiste em um circuito amplificador subtrator e um circuito integrador.

a-) Amplificador subtrator:

Optou-se pela utilização deste circuito como entrada do sinal devido à capacidade que ele apresenta em rejeitar tensões em modo comum, como as tensões de 60 Hz induzidas nos fios que ligam as hastes da antena à entrada do circuito eletrônico.



OBS: Resistores não especificados são de 2,2 MΩ.

Todos os resistores são de 1/8 W.

Os A.O. utilizados são o CA 3140.

Entre o terminal $+V_{CC}$ ($-V_{CC}$) dos circuitos integrados e o comum da fonte deve ser conectado capacitor de cerâmica de valor 100 nF.

FIGURA 56 – 1º Protótipo do circuito amplificador.

Segundo Seabra (1996), a tensão na saída do circuito subtrator é dada pela equação (ver demonstração no item 8.4 do anexo A, página 130):

$$v_S = -\frac{R_2}{R_1}v_a + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)v_b. \quad (30)$$

Fazendo-se $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$, a equação (30), resulta:

$$v_S = \frac{R_2}{R_1}(v_b - v_a), \quad (31)$$

mas: $v_b - v_a = v_{in}. \quad (32)$

Substituindo-se a equação (32) na equação (31), tem-se:

$$v_S = \frac{R_2}{R_1}v_{in}. \quad (33)$$

Se for induzida uma tensão de ruído v' em cada fio que conecta os terminais da antena aos terminais de entrada do amplificador subtrator, conforme mostrado na figura 57, haverá um cancelamento entre elas, resultando entre os terminais de entrada do amplificador subtrator apenas a tensão proveniente da antena.

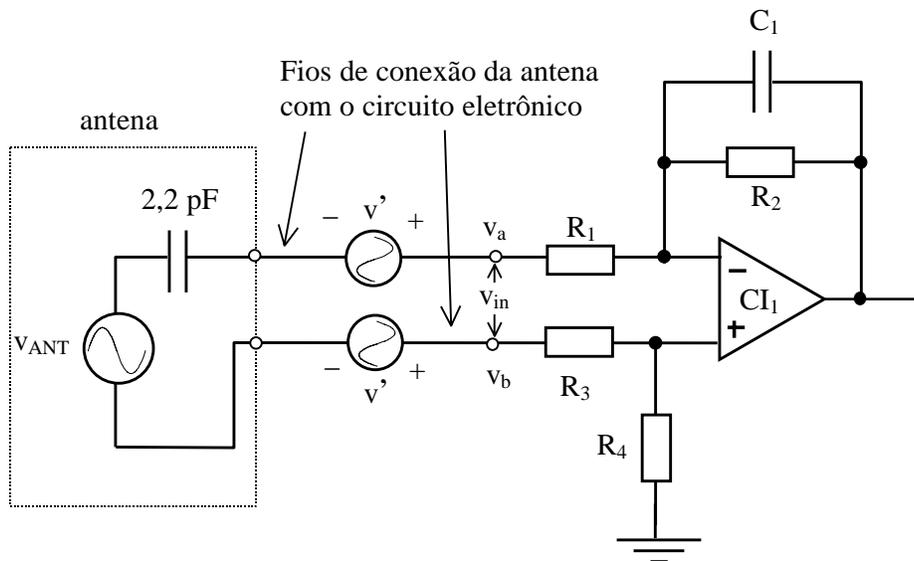


FIGURA 57 – Eliminação de ruído nas entradas do amplificador subtrator.

A resistência de entrada do circuito é dada por $R_1 + R_3 = 4,4 \text{ M}\Omega$ e é muito menor do que a reatância da capacitância C_s que representa a capacitância parasita entre a antena dipolo e os anéis coletores, bem como a capacitância adicional devido aos

condutores que ligam as escovas ao circuito eletrônico. Desta forma, a sensibilidade do instrumento fica independente do valor exato da capacitância parasita C_s (ver item 2.8.2). O capacitor C_1 de $2,2 \text{ pF}$ tem a função de eliminar os sinais de rádio-freqüência da saída deste estágio, tornando o sinal mais nítido.

b-) Circuito integrador inversor:

No item 2.8.2 foi visto que a amplitude da tensão de entrada do sensor de campo elétrico (v_{in}) é proporcional à freqüência da tensão gerada pela antena (equação 29), a qual, por sua vez, é proporcional à velocidade de rotação do motor. Mas, a velocidade de rotação dos motores elétricos tipo indução, além da freqüência, depende também da sua tensão de alimentação. Reduzindo-se a tensão de alimentação a velocidade do motor diminui, e vice-versa. Portanto, uma variação da tensão de alimentação do motor implica em uma variação na amplitude da tensão de entrada e, conseqüentemente, na tensão de saída do sensor, resultando na indicação de um valor incorreto do campo elétrico. A tensão de saída do integrador (v_I na figura 56), em função da tensão na sua entrada, que é a tensão de saída do circuito subtrator (v_s), é dada pela equação:

$$v_I = -\frac{1}{R_5 \cdot C_2} \int_0^t v_s dt. \quad (34)$$

Sendo a tensão de saída do circuito subtrator uma tensão senoidal ($V_{SMÁX} \text{sen} \omega t$), resulta que a amplitude da tensão na saída do circuito integrador fica:

$$V_{Imáx} = \frac{V_{Smáx}}{2\pi f R_5 C_2}. \quad (35)$$

Substituindo-se a equação (29) na equação (33), resulta para a tensão máxima na saída do circuito subtrator a equação:

$$V_{Smáx} = \frac{R_2}{R_1} 2\pi f C_f R_{in} V_{ANTmáx}. \quad (36)$$

A substituição da equação (36) na equação (35) resulta:

$$V_{Imáx} = \frac{R_2}{R_1} \frac{C_f R_{in} V_{ANTmáx}}{R_5 C_2}, \quad (37)$$

ou seja, a amplitude da tensão na saída do integrador não depende da freqüência da tensão gerada pela antena. Portanto, uma variação na tensão de alimentação do motor não tem nenhum efeito na tensão de saída do circuito integrador.

O resistor de $10\text{ M}\Omega$, ligado em paralelo com o capacitor de 10 nF , serve para estabilizar o ganho de tensão do circuito em corrente contínua.

O circuito integrador também atua como um filtro passa-baixa, atenuando os sinais de 60 Hz induzidos na antena e nos fios pela rede elétrica, conforme equação (35).

Pela equação (34) vê-se que a tensão de saída do circuito integrador inversor (v_I) está adiantada de aproximadamente 90° da sua tensão de entrada, que é a tensão de saída do amplificador subtrator (v_S), conforme mostrado no diagrama fasorial da figura 58. Mas a tensão de saída do circuito subtrator está defasada de 180° em relação à tensão na sua entrada (v_{in} = tensão da entrada inversora em relação à entrada não inversora). Uma vez que a tensão gerada pela antena (v_{ANT}) está atrasada de 90° em relação à tensão de entrada do amplificador subtrator, a tensão de saída do circuito integrador resulta em fase com a tensão gerada pela antena.

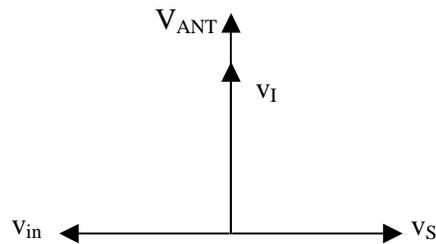


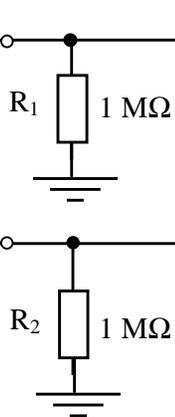
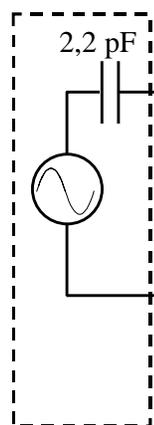
FIGURA 58 – Diagrama fasorial mostrando a defasagem entre a tensão na saída do circuito integrador (v_I), a tensão na saída do amplificador subtrator (v_S), a tensão de entrada do sensor (v_{in}) e a tensão gerada pela antena (V_{ANT}).

A malha resistiva formada por R_7 , R_8 e R_9 serve para fazer a correção de *off-set*. Apesar dos amplificadores operacionais utilizados possuírem terminais para correção de *off-set*, constatou-se que a colocação de um potenciômetro entre os terminais 1 e 5 e o negativo da fonte, conforme recomendação do fabricante, tornou a correção de *off-set* instável, havendo grande deslocamento vertical da forma de onda na tela do osciloscópio quando se aproximava a mão do circuito.

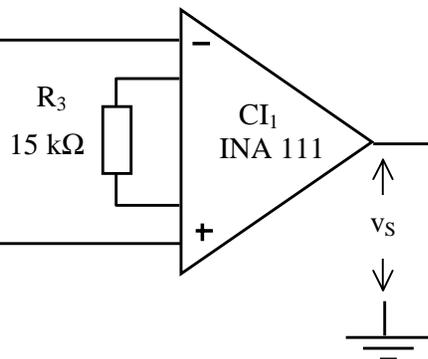
3.4.1.2. SEGUNDO PROTÓTIPO

Igual ao primeiro protótipo, substituindo-se o amplificador subtrator pelo amplificador de instrumentação de precisão INA 111, resultando no circuito final mostrado na figura 59.

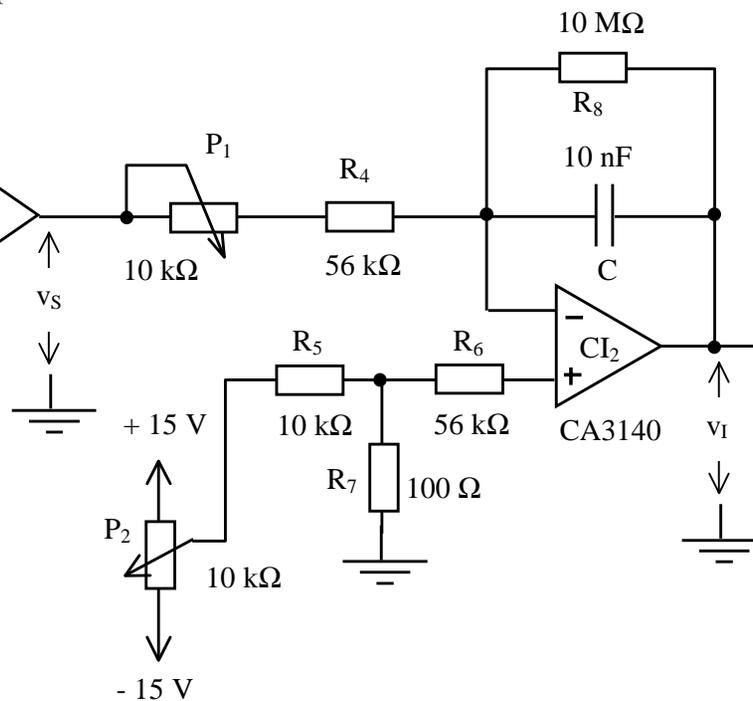
Circuito equivalente da antena.



Amplificador de instrumentação de precisão



Amplificador integrador



OBS: Todos os resistores são de 1/8 W.

Entre o terminal $+V_{CC}$ ($-V_{CC}$) dos circuitos integrados e o comum da fonte deve ser conectado capacitor de cerâmica de valor 100 nF.

FIGURA 59 – 2º Protótipo do circuito amplificador.

O amplificador de instrumentação INA 111, cujo circuito interno é mostrado na figura 60, apresenta como estágio de saída um amplificador subtrator e como estágio de entrada amplificadores não inversores.

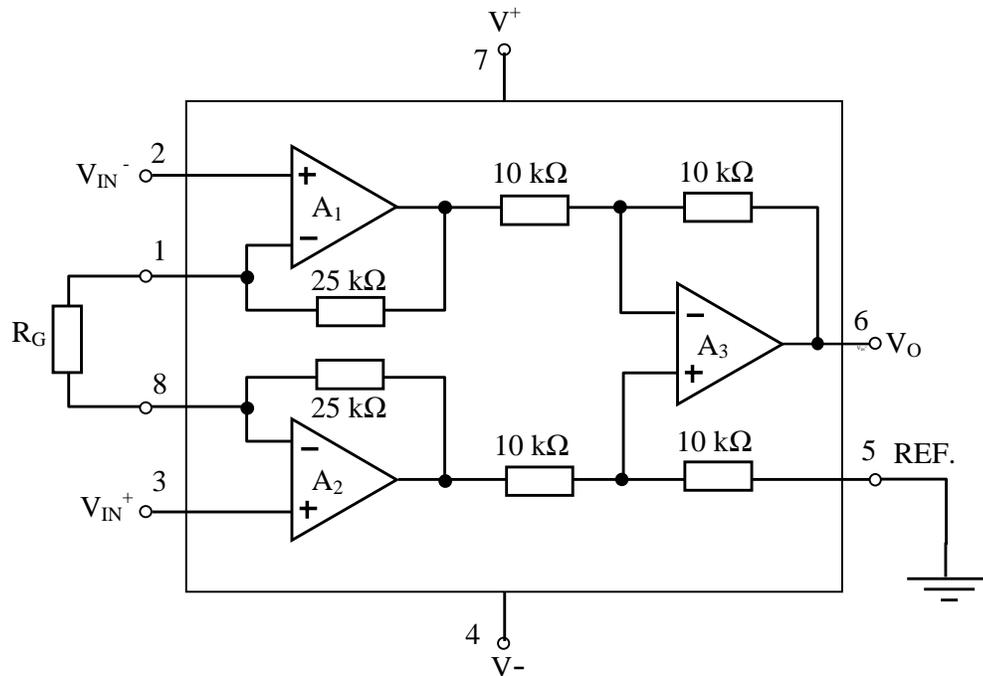


FIGURA 60 – Circuito interno do amplificador de instrumentação INA 111.
Fonte: Burr-Brown, 2005.

O ganho do circuito, ou seja, a relação entre o valor da tensão de saída e o valor da tensão de entrada, pode ser ajustado externamente através do resistor R_G e seu valor é dado pela equação:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = 1 + \frac{50k}{R_G}$$

Os resistores de $1 \text{ M}\Omega$, conectados entre as entradas do INA 111 e a massa, no circuito da figura 59, têm as seguintes funções:

1^ª) Permitir que as correntes contínuas de polarização possam circular entre a massa e as entradas do amplificador de instrumentação. Sem um caminho de retorno para as correntes de polarização, as entradas do amplificador de instrumentação flutuariam para um potencial que levaria os amplificadores operacionais da sua entrada para a saturação, fazendo com que o circuito não funcionasse (Burr-Brown, 2005).

2º) Fazer com que a impedância de entrada do circuito eletrônico seja menor do que a reatância da capacitância parasita (X_c), tornando a tensão de entrada do circuito independente do valor desta reatância.

O potenciômetro P_1 , colocado na entrada do amplificador integrador, permite a realização da calibração do sensor de campo elétrico.

3.4.2. DETETOR DE ORIENTAÇÃO DA ANTENA

O detetor de orientação da antena, cujo circuito é mostrado na figura 61, consta de um diodo emissor de luz de alto brilho (LED), um fotodetector (fototransistor), um amplificador operacional, funcionando como comparador de tensão, e um disco de alumínio, metade pintado de branco e metade pintado de preto (disco ótico), que é encaixado no eixo do motor.

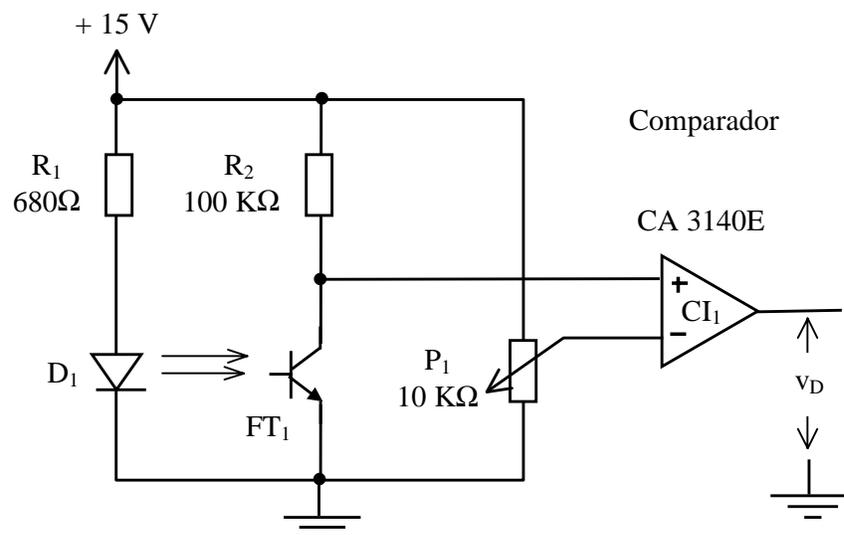


FIGURA 61 – Circuito detetor de orientação da antena.

Quando a metade branca do disco passa na frente do sensor, a luz emitida pelo Led (D_1) é refletida pelo disco e, ao atingir a junção base-emissor do fototransistor (FT_1) faz com que ele conduza, reduzindo o potencial da entrada não inversora do comparador (CI_1) a um valor inferior ao potencial da sua entrada inversora, determinado pelo ajuste do potenciômetro P_1 . Isto faz com que na saída do comparador (CI_1) tenha-se uma tensão (v_D) de aproximadamente - 13,5 V.

Quando a metade preta do disco passa na frente do sensor ótico, a luz não é refletida pelo disco e o fototransistor (FT_1) não conduz, fazendo com que o potencial na entrada não inversora do comparador (CI_1) seja superior ao potencial da entrada inversora. Deste modo, tem-se na saída do circuito comparador (CI_1) uma tensão de aproximadamente +13,5 V.

3.4.3. RETIFICADOR SÍNCRONO

Da mesma forma que o amplificador/integrador, foram construídos vários protótipos de circuitos retificadores síncronos. Os circuitos que apresentaram melhor desempenho estão descritos neste item.

3.4.3.1. RETIFICADOR SÍNCRONO CONSTRUÍDO COM TRANSISTORES

O circuito do retificador síncrono construído com transistores é mostrado na figura 62. Além de transistores e resistores, este circuito utiliza amplificadores operacionais funcionando como amplificador subtrator (CI_3) e como comparador (CI_1 e CI_2). O seu funcionamento pode ser explicado da seguinte forma:

Conforme analisado anteriormente, quando a metade branca do disco passa na frente do sensor ótico, na saída do detetor de orientação da antena a tensão (v_D) é de -13,5 V. Esta tensão é aplicada à entrada inversora do comparador1 (CI_1) e à entrada não inversora do comparador2 (CI_2), fazendo com que na saída destes circuitos comparadores se tenha tensões de +13,5 V e -13,5 V, respectivamente.

A tensão de +13,5 V na saída do CI_1 polariza a junção base-emissor dos transistores TR_2 e TR_1 no sentido direto e no sentido inverso, respectivamente.

A tensão de -13,5 V na saída do CI_2 polariza a junção base-emissor dos transistores TR_4 e TR_3 no sentido direto e no sentido inverso, respectivamente.

A polarização direta da junção base-emissor dos transistores TR_2 e TR_4 faz com que um destes transistores conduza (dependendo da polaridade da tensão v_I), curto-circuitando a entrada não inversora do circuito subtrator (CI_3) e fazendo $v_2 = 0$. Por outro lado, a polarização inversa da junção base-emissor dos transistores TR_1 e TR_3 faz com que eles não conduzam. Assim, tem-se na entrada inversora do circuito subtrator (CI_3) o sinal gerado pela antena e que foi amplificado pela etapa amplificadora (v_I), ou seja, $v_I = v_I$.

Na saída do circuito subtrator (CI_3) tem-se uma tensão dada pela equação:

$$v_R = v_2 - v_I$$

Mas $v_2 = 0$ e $v_I = v_I$, portanto:

$$v_R = -v_I = -v_I.$$

Ou seja, o sinal na saída do retificador síncrono é igual ao sinal na saída do integrador, mas com polaridade invertida.

Por outro lado, quando a metade preta do disco passa na frente do sensor ótico, na saída do detetor de orientação da antena a tensão (v_D) é de +13,5 V, fazendo com que a junção base-emissor dos transistores TR_1 e TR_3 seja polarizada diretamente, curto-circuitando a entrada inversora do amplificador subtrator CI_3 e fazendo $v_I = 0$. A junção base-emissor dos transistores TR_2 e TR_4 é polarizada inversamente levando estes transistores à não condução e fazendo $v_2 = v_I$.

Assim, na saída do circuito subtrator (CI_3) tem-se:

$$v_R = v_2 = v_I.$$

Portanto, quando a metade preta do disco passa na frente do sensor ótico, o sinal na saída do retificador síncrono é exatamente igual ao sinal na saída do integrador, ou seja, não há mais inversão da polaridade.

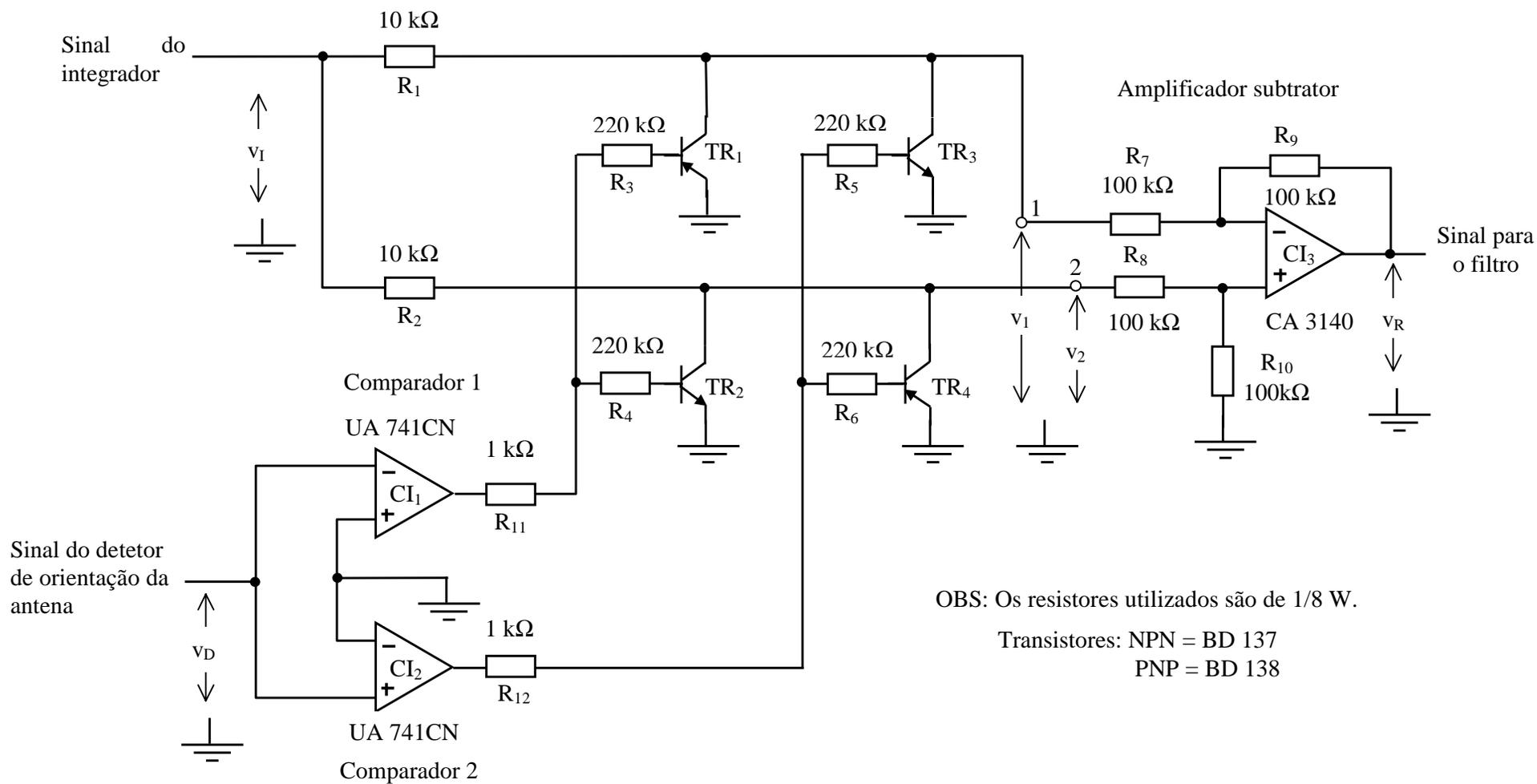


FIGURA 62 – Retificador síncrono construído com transistores.

3.4.3.2. RETIFICADOR SÍNCRONO CONSTRUÍDO COM CHAVE ANALÓGICA

Este retificador síncrono é composto por um amplificador operacional, uma chave analógica em circuito integrado (CI DG 417), além de diodo e resistores, conforme mostrado na figura 63.

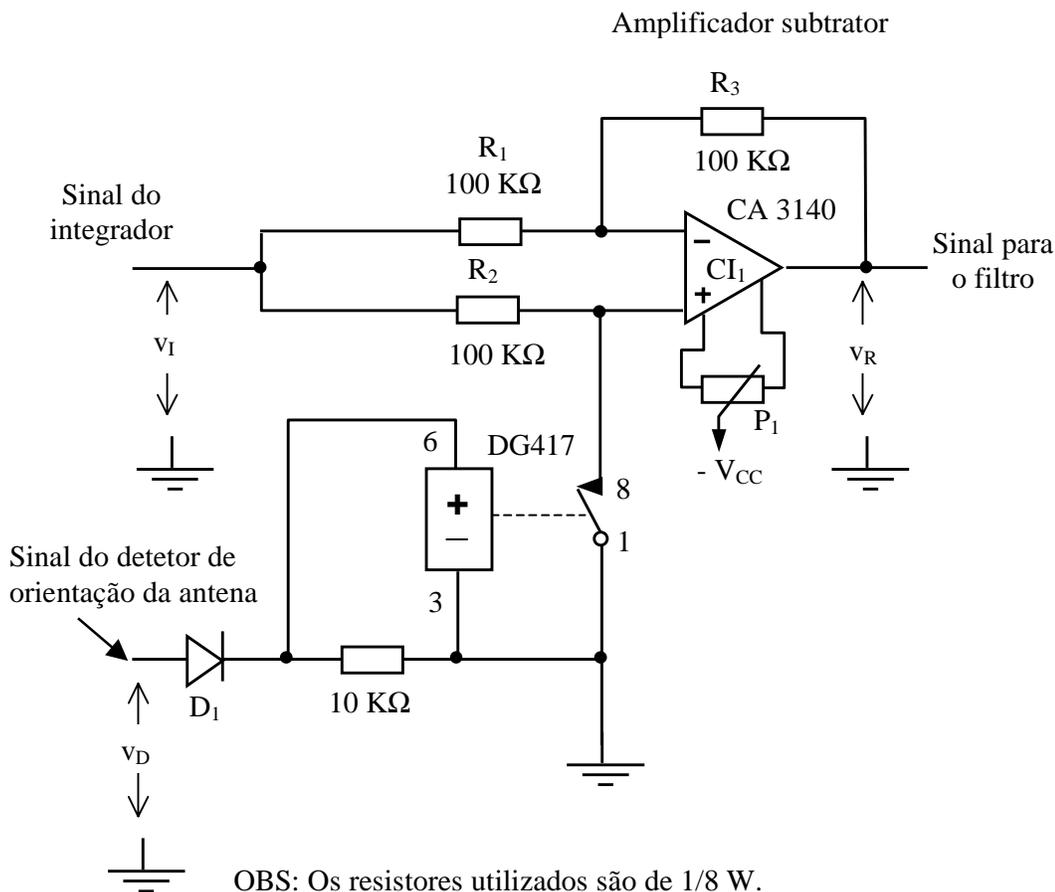


FIGURA 63 – Retificador síncrono construído com chave analógica.

A pinagem e o diagrama interno da chave analógica DG 417 estão mostrados na figura 64. O estado da chave analógica (aberta ou fechada) entre os pinos 1 (S) e 8 (D) é controlado pela tensão aplicada na sua entrada de controle (pino 6). Se a tensão aplicada na entrada de controle é próxima de zero (nível lógico 0), a chave permanece fechada e há continuidade entre os pinos 1 e 8 do integrado. Aplicando-se tensão $+V_{CC}$ (nível lógico 1) na entrada de controle do integrado, a chave passa para o estado aberto. Através do pino 5 pode-se determinar o valor de tensão que

deve ser aplicado na entrada de controle para ser interpretada pelo circuito como nível lógico 1. Uma vez que a tensão na saída do detetor de posição da antena é da ordem de 13,5 V, o pino 5 do integrado foi conectado à + 15,0 V.

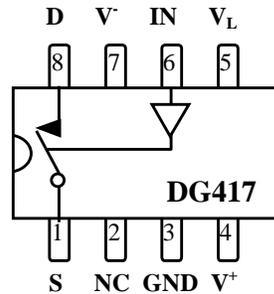


FIGURA 64 - Pinagem e diagrama interno do CI DG 417.

O funcionamento deste circuito pode ser analisado comparando-se o retificador síncrono da figura 63 com o circuito subtrator da figura 56 (página 72). Observa-se que a única diferença entre os dois circuitos é a utilização de uma chave analógica no lugar do resistor R_4 . A equação da tensão de saída do circuito subtrator em função da tensão entre suas entradas (equação 30) também pode ser utilizada para este circuito e foi reproduzida a seguir.

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1}v_a + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)v_b \quad (30)$$

O valor do resistor R_4 nesta equação depende do estado da chave, se está fechada $R_4 = 0$, caso contrário, R_4 tem valor muito elevado (idealmente tendendo ao infinito), v_a e v_b são as tensões aplicadas entre as entradas do circuito subtrator e a massa. Uma vez que no circuito da figura 63 as entradas do subtrator estão interligadas, resulta que $v_a = v_b = v_I$.

Quando a metade branca do disco está passando na frente do sensor ótico, a tensão na saída do detetor de orientação da antena é de -13,5V. Esta tensão negativa é bloqueada pelo diodo, fazendo com que a tensão na entrada de controle da chave analógica seja nula e a chave permaneça fechada, o que reduz o valor de R_4 à zero .

Fazendo-se R_4 igual à zero na equação 30, tem-se:

$$v_S = -\frac{R_2}{R_1} v_a. \quad (38)$$

Mas, no circuito da figura 63, $R_2 = R_1$ e $v_a = v_I$. Substituindo-se na equação (38), resulta:

$$v_S = -v_I. \quad (39)$$

Portanto, quando a metade branca do disco passa na frente do sensor ótico, a tensão na saída do retificador síncrono é igual à tensão na saída do integrador, mas com polaridade invertida.

Estando a metade preta do disco na frente do sensor ótico, a tensão na saída do detetor de orientação da antena é igual à + 13,5 V. Esta tensão positiva polariza diretamente o diodo (D), fazendo com que a tensão na entrada de controle da chave analógica seja aproximadamente igual à +13,0 V, o que leva a chave para o estado aberto e a resistência R_4 assume um valor muito grande.

Fazendo-se a resistência R_4 tender ao infinito, na equação (30), obtém-se:

$$v_S = -\frac{R_2}{R_1} v_a + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_b \quad (40)$$

Considerando-se, na equação (40), que $v_a = v_b = v_I$, resulta:

$$v_S = v_I \quad (41)$$

Portanto, quando a metade preta do disco passa na frente do sensor ótico, a tensão na saída do retificador síncrono é exatamente igual à tensão que se tem na saída do integrador.

O circuito mostrado na figura 63 foi simulado com o software EWB4.0 e os resultados obtidos podem ser vistos na figuras 65 onde a tensão gerada pela antena está em fase com a tensão de controle, o que corresponde à tensão gerada por um campo elétrico atmosférico vertical. Na figura 66 a tensão gerada pela antena está defasada de 90° da tensão de controle, que corresponde à tensão gerada por um campo elétrico atmosférico horizontal.

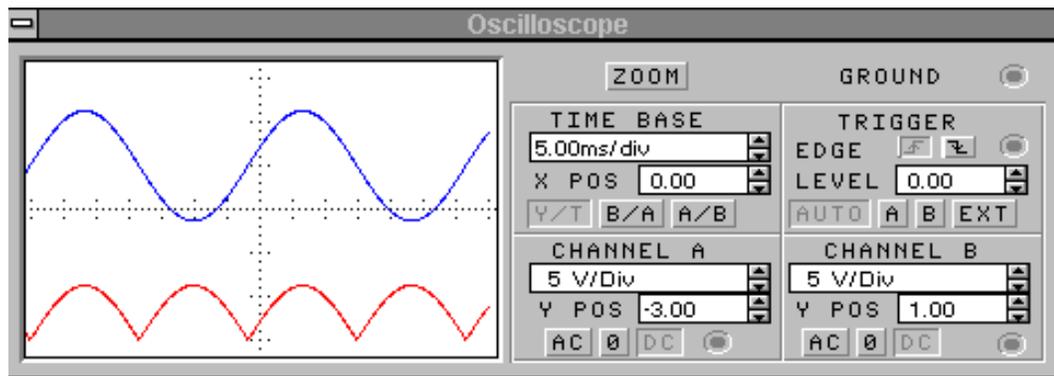


FIGURA 65 – O canal B do osciloscópio esboça a tensão na saída do circuito integrador (superior) e o canal A esboça a tensão na saída do retificador síncrono (inferior) para tensão de controle em fase com a tensão gerada pela antena.

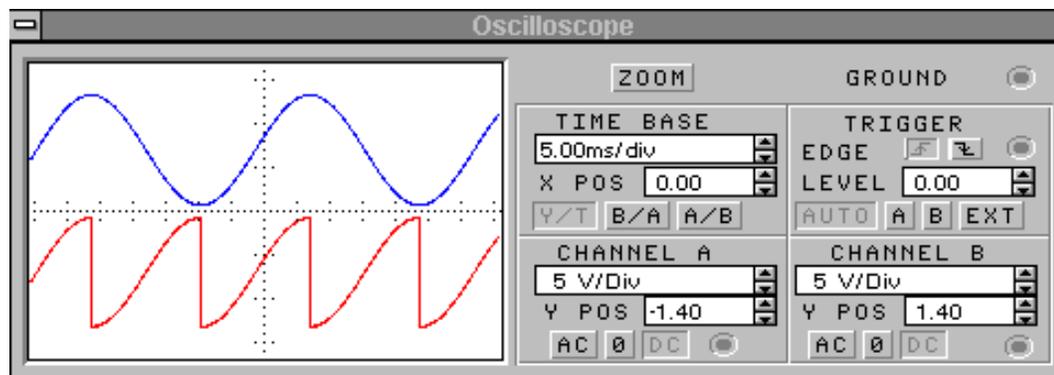


FIGURA 66 – O canal B esboça a tensão na saída do circuito integrador (superior) e o canal A esboça a tensão na saída do retificador síncrono (inferior) para tensão de controle defasada de 90° em relação à tensão gerada pela antena.

Comparando-se os resultados obtidos na simulação, com o funcionamento do retificador síncrono, descrito no item 3.3, verifica-se que o comportamento do circuito analisado corresponde ao esperado.

3.4.4. FILTRO ATIVO PASSA-BAIXA

O sinal de saída do retificador síncrono foi aplicado na entrada de um filtro ativo passa-baixa. Por definição, a frequência de corte de um filtro é a frequência na qual o ganho do circuito é 0,707 (-3dB), sendo o ganho a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada. A frequência de corte escolhida no projeto do filtro passa-baixa foi de 0,5 Hz, obtendo-se na saída do filtro uma tensão sem as ondulações da tensão de saída do retificador síncrono (figura 65), ou seja, uma tensão contínua. Escolheu-se um baixo valor para a frequência de corte porque o campo elétrico gerado pela rede de energia elétrica (60 Hz) pode ser captado pela antena, o que gera sinal de baixa frequência (batimento) na saída do retificador síncrono, uma vez que o motor de indução gira pouco abaixo de sua velocidade síncrona que é de 30 RPS, no caso de um motor de 4 pólos. Este sinal de baixa frequência também é eliminado, ou ao menos bastante atenuado, pelo filtro passa baixa.

Segundo Pertence Jr. (1988), a determinação da função de transferência do filtro (ganho x frequência) é estabelecida pelos valores dos componentes do circuito, os quais, por sua vez, são condicionados por alguns parâmetros previamente tabelados. O valor destes parâmetros depende do tipo de aproximação utilizada (Butterworth, Chebyshev, etc.).

Na aproximação de Butterworth, o gráfico do módulo da função de transferência obtida tem a forma mostrada na figura 67, onde se pode ver que o ganho do filtro decresce a medida que a frequência aumenta, sendo máxima em corrente contínua.

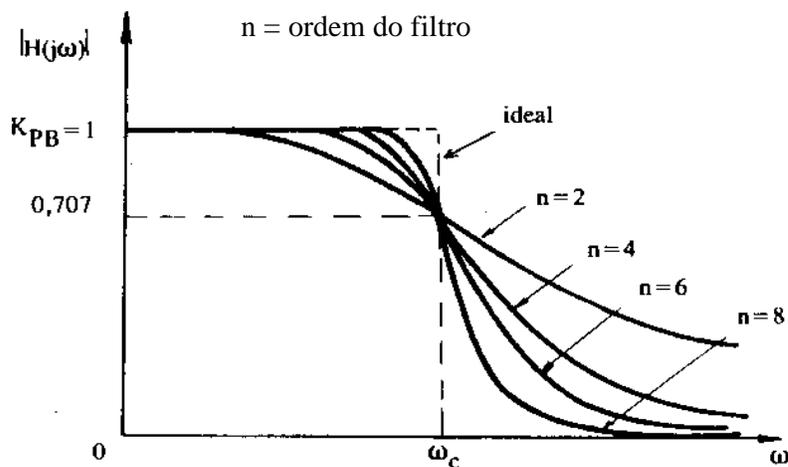


FIGURA 67 – Função de transferência do filtro Butterworth.
Fonte: Pertence Jr., 1988.

Na aproximação de Chebyshev, mostrada na figura 68, observa-se que a redução do ganho para frequências acima da frequência de corte é mais acentuada do que na aproximação Butterworth, o que é uma vantagem, porém, para frequências abaixo da frequência de corte, o filtro de Chebyshev apresenta ondulações do ganho em função da frequência. Para filtros de ordem par, o ganho em corrente contínua ($\omega=0$) tem o menor valor de todas as frequências abaixo da frequência de corte, o que é indesejável pois a tensão contínua é exatamente a que se deseja extrair do circuito. Por este motivo, optou-se pela utilização da aproximação de Butterworth para a realização do projeto do filtro.

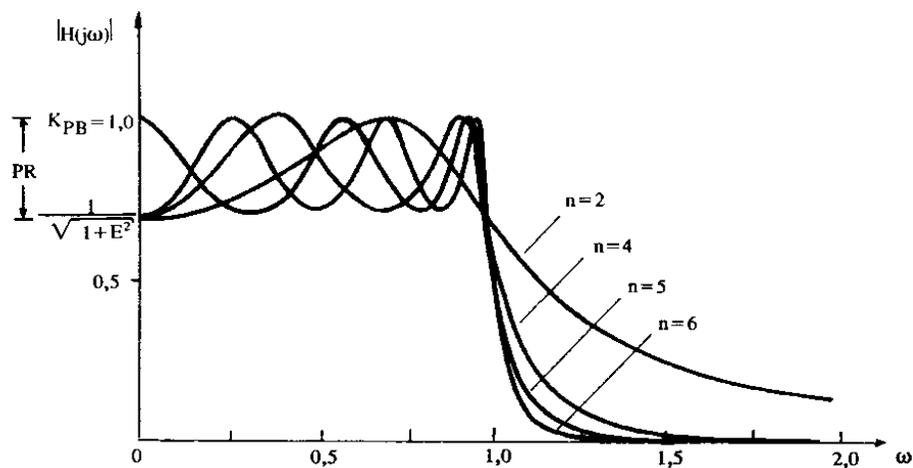
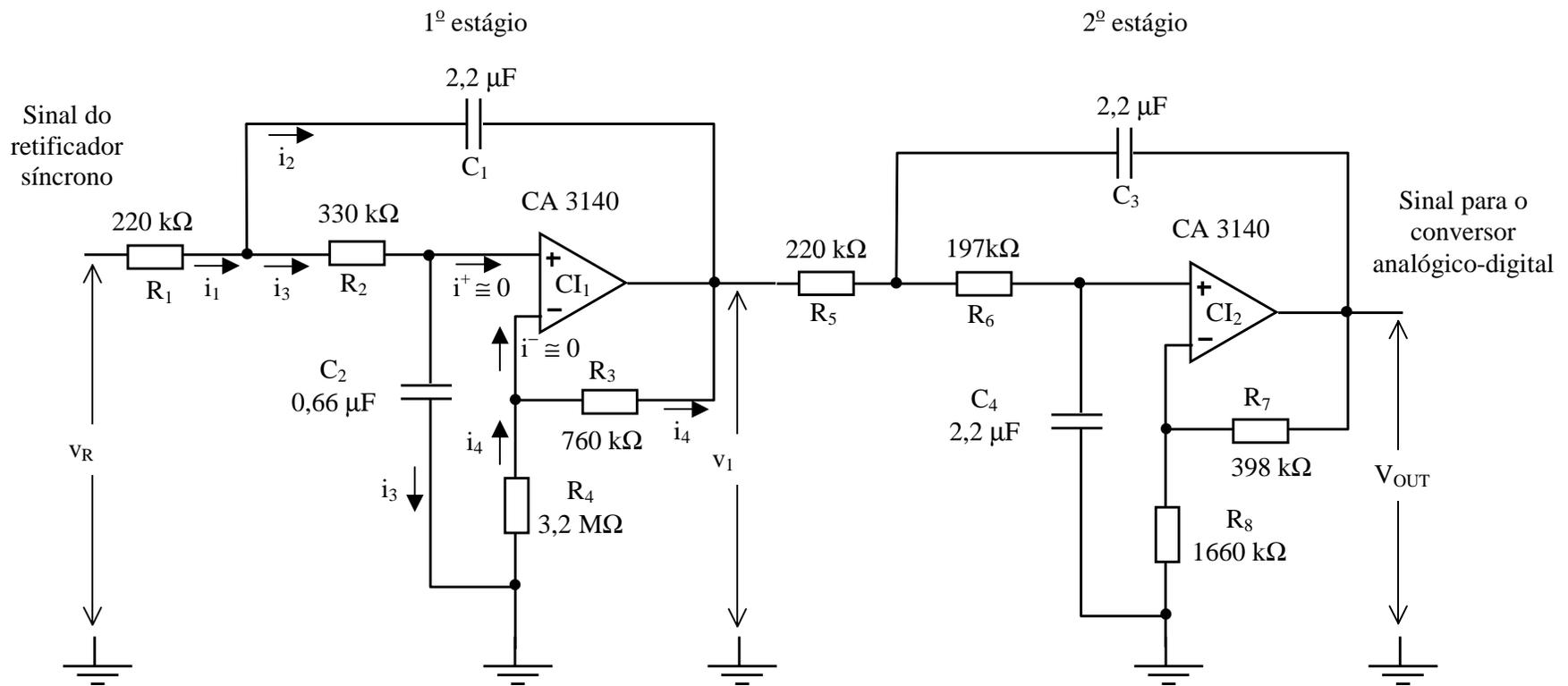


FIGURA 68 – Função de transferência do filtro Chebyshev.
Fonte: Pertence Jr., 1988.

O filtro ativo passa-baixa utilizado no circuito é um filtro de 4^a ordem. Este filtro possui 4 redes de atraso (rede resistiva-capacitiva), e é composto por dois filtros de 2^a ordem ligados em cascata, ou seja, a saída do primeiro estágio é ligada na entrada do segundo estágio, conforme mostrado na figura 69. A estrutura do filtro utilizado é do tipo VCVS (fonte de tensão controlada por tensão).

Após projetar o filtro, determinou-se sua função de transferência e, através do software Matlab, foi possível obter-se o gráfico do ganho do circuito em função da frequência (diagrama de Bode) e da defasagem entre a tensão de saída e a tensão de entrada, onde ficou comprovada a validade dos resultados obtidos no projeto do filtro.



OBS: Os resistores utilizados são de 1/8 W.

Entre o terminal +V_{CC} (- V_{CC}) dos amplificadores operacionais e o comum da fonte deve ser conectado capacitor de cerâmica de valor 100 nF.

FIGURA 69 – Filtro ativo passa baixa de 4ª ordem, aproximação Butterworth.

A função de transferência de um filtro tipo VCVS de 2ª ordem pode ser obtida aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff às malhas que compõem o 1º estágio do circuito da figura 69 e aplicando-se a lei das correntes de Kirchoff ao nó que engloba as correntes i_1 , i_2 e i_3 , resultando nas equações:

$$\left. \begin{aligned} v_R &= R_1 i_1 + \frac{1}{C_1} \int i_2 dt + v_1 \\ v_R &= R_1 i_1 + R_2 i_3 + \frac{1}{C_2} \int i_3 dt \\ \frac{1}{C_2} \int i_3 dt + R_4 i_4 &= 0 \\ R_4 i_4 + R_3 i_4 + V_1 &= 0 \\ i_1 &= i_2 + i_3 \end{aligned} \right\} (42)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace, com condições iniciais nulas, as expressões (42), que são função do tempo, passarão a ser função da variável complexa “s” e as integrais das correntes se transformarão em expressões algébricas do tipo $\frac{I(s)}{s}$,

resultando:

$$\left. \begin{aligned} V_R &= R_1 I_1 + \frac{I_2}{sC_1} + V_1 \\ V_R &= R_1 I_1 + R_2 I_3 + \frac{I_3}{sC_2} \\ \frac{I_3}{sC_2} + R_4 I_4 &= 0 \\ R_4 I_4 + R_3 I_4 + V_1 &= 0 \\ I_1 &= I_2 + I_3 \end{aligned} \right\} (43)$$

Realizando-se operações algébricas nestas expressões, é possível obter-se a função de transferência do circuito, ou seja:

$$\frac{V_1(s)}{V_R(s)} = \frac{\frac{R_3 + R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_1 R_1} - \frac{R_3}{C_2 R_2 R_4} + \frac{1}{C_1 R_2} \right) + \frac{R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}} \quad (44)$$

Fazendo-se uma análise em regime permanente e, considerando-se somente sinais senoidais, que são expressos em função da frequência angular (ω) e do tempo (t), a variável complexa $s = \delta + j\omega$ pode ser substituída pela sua parte imaginária ($j\omega$) (Ogata, 2003), resultando na função de transferência senoidal:

$$\frac{V_I(j\omega)}{V_R(j\omega)} = \frac{\frac{R_3 + R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}}{(j\omega)^2 + (j\omega) \left(\frac{1}{C_1 R_1} - \frac{R_3}{C_2 R_2 R_4} + \frac{1}{C_1 R_2} \right) + \frac{R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}} \quad (45)$$

Fazendo-se $j^2 = -1$ na equação (45), obtém-se:

$$\frac{V_I(j\omega)}{V_R(j\omega)} = \frac{\frac{R_3 + R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}}{\left(\frac{R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4} - \omega^2 \right) + j\omega \left(\frac{1}{C_1 R_1} - \frac{R_3}{C_2 R_2 R_4} + \frac{1}{C_1 R_2} \right)} \quad (46)$$

Para se obter a função de transferência do primeiro estágio do filtro, basta substituir o valor dos componentes do circuito da figura 69 na equação (46), ficando:

$$\frac{V_I(j\omega)}{V_R(j\omega)} = \frac{12,53}{(10,13 - \omega^2) + j2,73\omega} \quad (47)$$

Da mesma forma, substituindo-se o valor dos componentes do segundo estágio do filtro mostrado na figura 69 na equação (46) e, considerando-se que para este estágio a tensão de saída é a tensão V_{OUT} e a tensão de entrada é a tensão V_I , resulta:

$$\frac{V_{OUT}(j\omega)}{V_I(j\omega)} = \frac{7,151}{(5,768 - \omega^2) + j4,203\omega} \quad (48)$$

Multiplicando-se as equações (47) e (48), obtém-se a função de transferência do filtro completo, ou seja:

$$\frac{V_{OUT}(j\omega)}{V_R(j\omega)} = \frac{89,6}{\left[(10,13 - \omega^2) + j2,73\omega \right] \left[(5,768 - \omega^2) + j4,203\omega \right]} \quad (49)$$

Utilizando-se o software Matlab obteve-se a curva do módulo e do argumento da função de transferência (Diagrama de Bode) do primeiro estágio, do segundo estágio e do filtro completo em função da frequência angular ($\omega = 2\pi f$ rad/s), apresentados, respectivamente nas figuras 70, 71 e 72 (Figini, 1982).

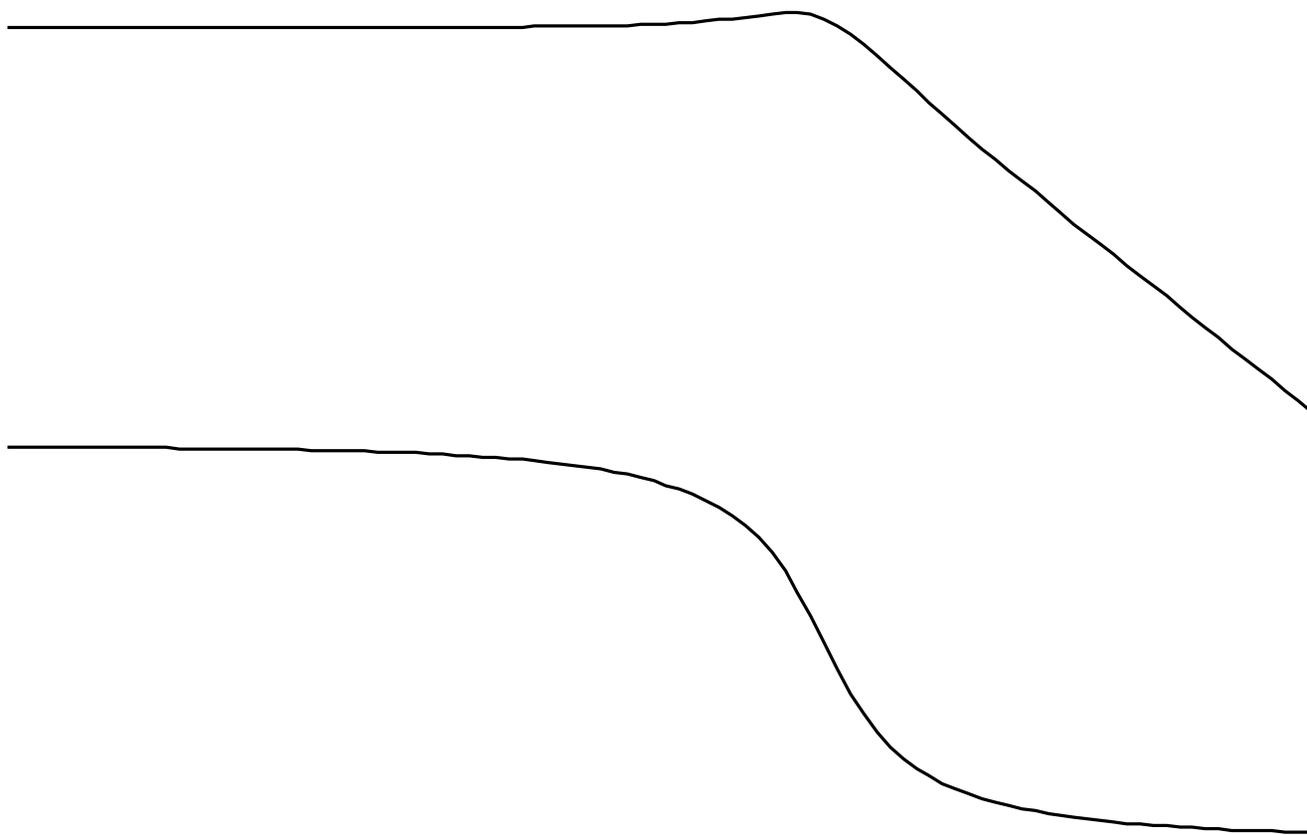


FIGURA 70 – Diagrama de Bode do primeiro estágio do filtro.

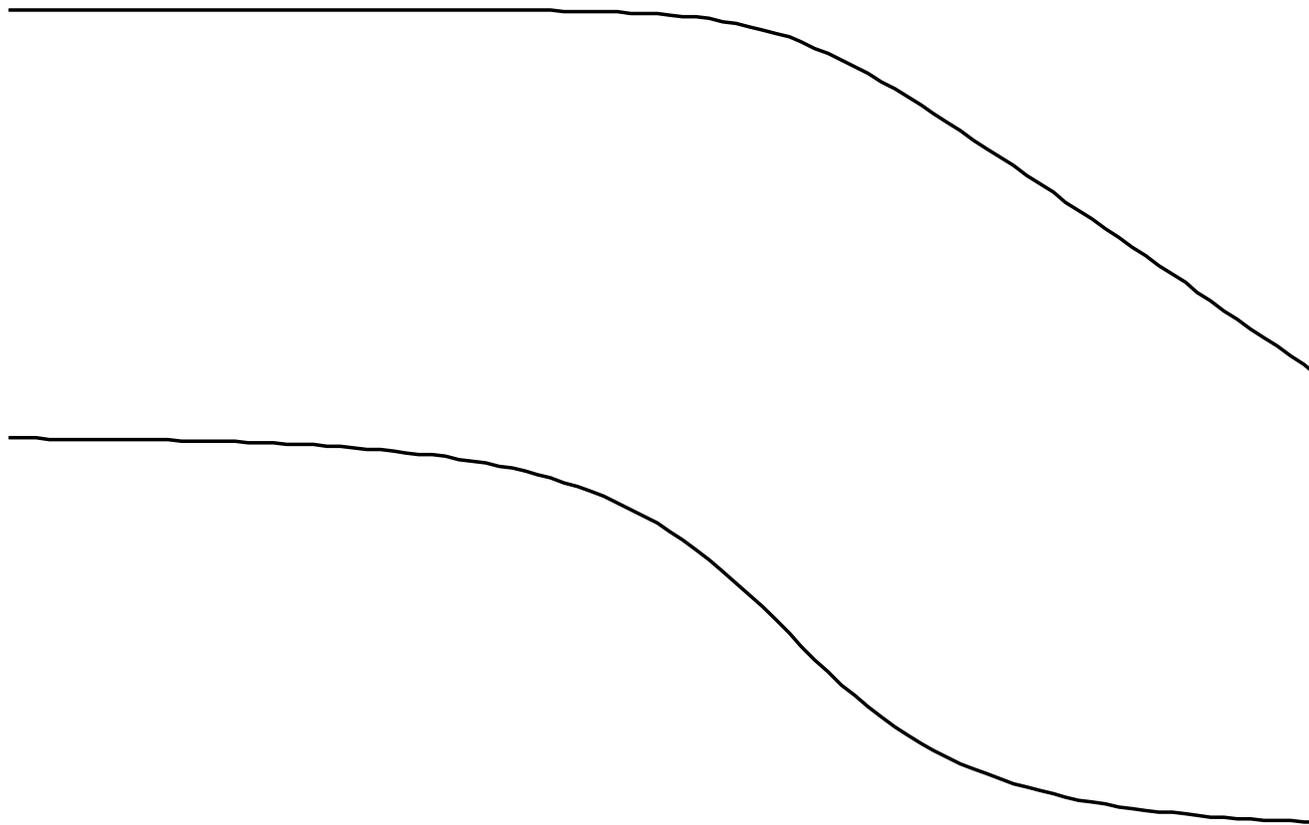


FIGURA 71 – Diagrama de Bode do segundo estágio do filtro.

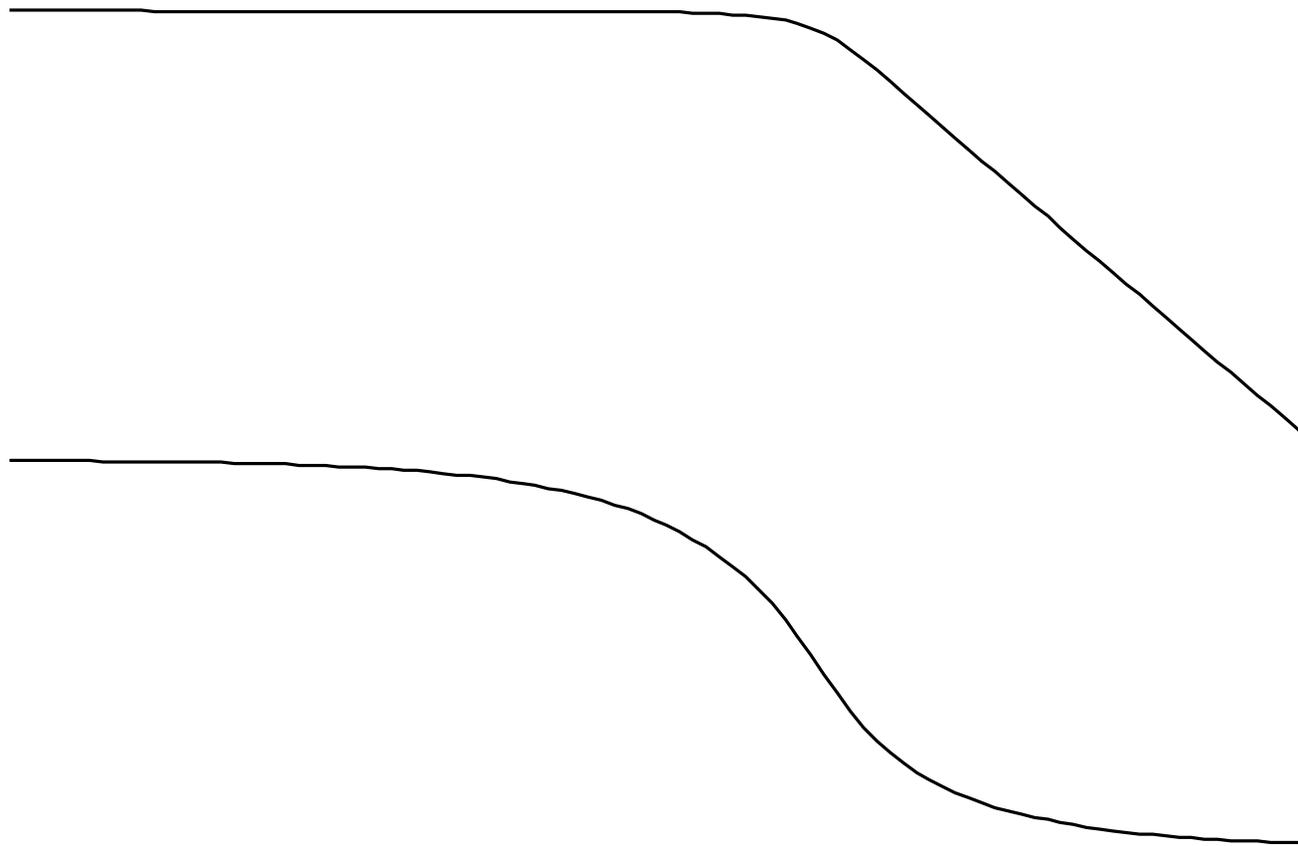


FIGURA 72 – Diagrama de Bode do filtro completo.

Analisando-se o gráfico superior da figura 72, observa-se que, para frequência igual à 3,1416 rad/s (0,5 Hz) o ganho do circuito (A_V) em dB é negativo (há atenuação do sinal), ou seja, o ganho linear é menor do que 1 (ver equação 49). O ganho do circuito é de alguns decibéis, conforme estabelecido no projeto do filtro. O ganho do circuito em CC é de aproximadamente 1,5. A frequência na qual se tem ganho linear igual à 1 (0 dB) é de aproximadamente 0,4 Hz.

Os resultados obtidos na simulação do filtro, com software EWB4.0, são apresentados nas figuras 73 e 74, considerando-se tensão de controle em fase com a tensão de saída do integrador (v_I) e considerando-se estas tensões defasadas de 90° , respectivamente. Observa-se que, quando estas tensões estão em fase, na saída do filtro tem-se uma tensão (V_{OUT}) igual a 6,0 V. Esta tensão é dada pela equação:

$$V_{OUT} = V_{RMÉDIO} \cdot A_{VCC}, \quad (50)$$

onde: A_{VCC} é o ganho de tensão do filtro em corrente contínua e

$V_{RMÉDIO}$ é o valor médio da tensão na saída do retificador síncrono, cujo valor é dado por:

$$V_{RMÉDIO} = \frac{2V_{RMÁX}}{\pi} \quad (51)$$

Substituindo-se a equação (51) na equação (50), resulta:

$$V_{OUT} = \frac{2V_{RMÁX}}{\pi} \cdot A_{VCC} \quad (52)$$

Substituindo-se o valor do ganho do filtro em corrente contínua ($A_{VCC} = 1,5$) na equação (52), obtém-se:

$$V_{OUT} = \frac{2V_{RMÁX}}{\pi} \cdot 1,5 \quad (53)$$

Uma vez que $\frac{2}{\pi} \cdot 1,5 \cong 1$, resulta que a tensão de saída V_{OUT} é aproximadamente igual ao valor máximo da tensão na saída do retificador síncrono ($V_{RMÁX}$). Por outro lado, quando as tensões de controle e de saída do integrador estão defasadas de 90° , o valor médio da tensão de saída do retificador síncrono e, conseqüentemente, a tensão na saída do filtro, são nulas (Cipelli e Sandrini, 1982).

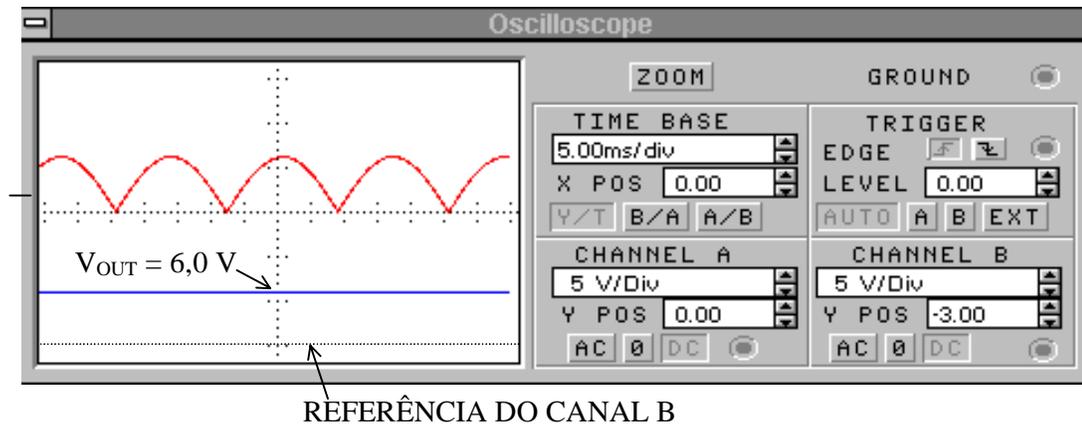


FIGURA 73 – O canal A do osciloscópio esboça a tensão na saída do retificador síncrono (superior) e o canal B esboça a tensão na saída do filtro (inferior) para tensão de controle em fase com a tensão de saída do circuito integrador (v_I).

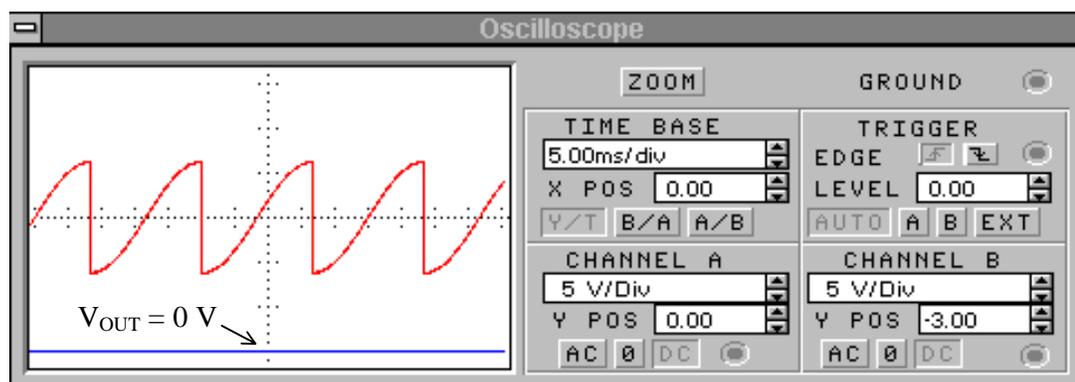


FIGURA 74 – O canal A do osciloscópio esboça a tensão na saída do retificador síncrono (superior) e o canal B esboça a tensão na saída do filtro (inferior) para tensão de controle defasada de 90° da tensão de saída do circuito integrador.

O diagrama de Bode obtido com este simulador foi igual ao diagrama apresentado na figura 72.

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1. INTRODUÇÃO

Realizou-se uma série de medições do circuito eletrônico simulando-se o sinal gerado pela antena através de um gerador de áudio, ligado ao secundário de um transformador de 220/7,5 + 7,5 V, sendo o primário deste transformador ligado à entrada do circuito amplificador através de 2 capacitores de aproximadamente 6pF (valor medido), conforme mostrado na figura 75.

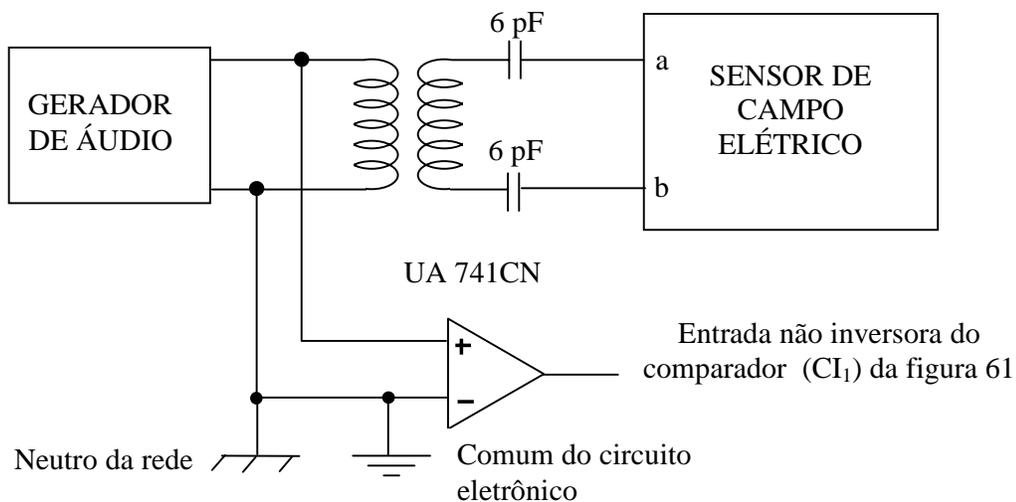


FIGURA 75 – Circuito utilizado para simular a tensão gerada pelo campo elétrico.

Para limitar o ruído no circuito a um valor suficientemente baixo (valor de pico inferior a 100 mV na entrada do circuito integrador das figuras 56 e 59, páginas 72 e 76, respectivamente), utilizou-se dois capacitores de 6 pF ligados em série, ao invés de 1 capacitor de 3 pF, devido às capacitâncias parasitas entre os condutores que ligam os capacitores de 6 pF à entrada do sensor de campo elétrico e a terra, e devido à capacitância entre os enrolamentos primário e secundário do transformador, não mostradas na figura 75. A utilização de apenas um capacitor de 3 pF fez com que o ruído, na saída do amplificador de entrada do sensor de campo elétrico, levasse o circuito à saturação. Os mesmos resultados foram obtidos quando se fez a simulação do sensor de campo elétrico utilizando-se o software EWB4.0.

Após os ensaios com gerador de áudio, foram realizadas medições do conjunto completo, circuito eletrônico e antena, sendo que neste caso, o campo elétrico atmosférico foi simulado utilizando-se duas placas de aço galvanizado de 2x2m, dispostas na vertical, separadas por uma distância superior a 1m e energizadas por uma ou duas fontes de tensão contínua, conforme mostrado na figura 76. A tensão de cada fonte pode ser variada de 0 a 500V.



FIGURA 76 – Ensaio do equipamento completo.

Os sensores de campo elétrico, construídos com amplificador subtrator ou com amplificador de instrumentação e mostrados nas figuras 56 (página 72) e 59 (página 76), apresentaram bons resultados quando a tensão gerada pela antena foi simulada utilizando-se o gerador de áudio.

Porém, quando foram realizados ensaios do conjunto completo, circuito eletrônico e antena, observou-se a existência de uma componente contínua e de uma componente de 60 Hz (ruído) no circuito com amplitude muito elevada, tornando o circuito insensível às variações do campo elétrico pela variação da tensão da fonte conectada às placas e saturando a saída dos amplificadores operacionais.

Para solucionar este problema, colocou-se um filtro passa-faixa, sintonizado na frequência de 30 Hz, antes do circuito integrador, o que eliminou a componente contínua de tensão e reduziu a componente de 60 Hz. Porém, o filtro tornou a tensão de saída do circuito dependente da frequência da tensão gerada pela antena e, conseqüentemente, da velocidade do motor, o que é indesejável. Por este motivo esta solução foi desconsiderada.

A solução definitiva para este problema foi obtida conectando-se o comum da fonte, a carcaça do motor e uma das placas ao neutro da rede, o que eliminou a tensão contínua e reduziu consideravelmente o ruído de 60 Hz, resultando, na saída do integrador, em uma tensão praticamente senoidal de 30 Hz. A medida que se reduziu a tensão aplicada às placas e, conseqüentemente o campo elétrico, percebeu-se a presença no circuito de ruído de 60 Hz, sendo que este não interferiu na tensão de saída medida.

Além do problema comentado anteriormente, outros problemas foram verificados, tais como:

- oscilação indesejável na tensão de saída do sensor de campo elétrico (saída do filtro passa-baixa), que foi sanada substituindo-se o capacitor de 100 nF e o resistor de 2,2 M Ω , do circuito integrador, por um capacitor de 10 nF e um resistor de 10 M Ω , respectivamente;

- a tensão gerada pelo sensor ótico apresentou intervalo de tempo com saída positiva diferente do intervalo de tempo com saída negativa. Este problema foi eliminado aumentando-se a abertura de entrada de luz do sensor ótico;

- a tensão de saída apresentou linearidade insatisfatória quando se utilizou o retificador síncrono com transistores, conforme mostrado na tabela 1.

TABELA 1 – Valores de tensão obtidos na saída do sensor (V_{OUT}) quando se utilizou retificador síncrono construído com transistores

V_{PLACAS} (V)	V_{OUT} (V)	erro (%)
408	3,93	REFERÊNCIA
307	3,0	+1,45
202	2,0	+2,8
99	0,96	+0,7
46	0,43	- 2,95

Onde:

$$erro (\%) = \frac{V_{OUT\ medido} - V_{OUT\ calculado}}{V_{OUT\ calculado}} \times 100 (\%), e \quad (54)$$

$$V_{OUT\ calculado} = \frac{V_{PLACAS}}{V_{PLACAS\ REF}} \times V_{OUT\ REF} \cdot \quad (55)$$

Uma vez que o erro, devido à não linearidade do circuito foi muito grande (>1%) foi projetado e construído outro circuito retificador síncrono, que utilizou uma chave analógica DG 417, em substituição aos transistores. O circuito e o seu funcionamento já foram apresentados no item 3.4.3.2.

A fim de se obter uma comparação entre os dois retificadores síncronos, foram realizados ensaios destes circuitos aplicando-se na sua entrada de sinal tensão de $-10V$ a $+10V$ (retificador síncrono com chave analógica) e de $-6V$ a $+6V$ (retificador síncrono com transistores). Na entrada de controle aplicou-se tensão (V_D) de $-15V$ e de $+15V$. Os resultados obtidos são mostrados na tabela 2, onde V_R é a tensão de saída do retificador síncrono, V_D é a tensão de controle e V_I é a tensão de saída do circuito integrador (entrada do retificador síncrono).

Observa-se na tabela 2.a que, sendo a tensão de entrada (V_I) constante, quando a tensão de controle passou de $+15V$ para $-15V$, o módulo da tensão de saída do retificador síncrono (V_R), construído com chave analógica ficou inalterado, enquanto que a polaridade da tensão de saída foi invertida, como era esperado. No caso do retificador síncrono construído com transistores, houve alteração considerável do valor da tensão de saída quando a tensão de controle passou de $+15V$ para $-15V$, sendo esta a causa provável da não linearidade apresentada na tabela 1. O mesmo aconteceu quando se manteve o módulo da tensão de entrada constante e se inverteu sua polaridade. Por este motivo optou-se pela utilização do retificador síncrono construído

com chave analógica para a construção do circuito definitivo do sensor de campo elétrico.

TABELA 2 – Tensão de saída (V_R), em função da tensão de entrada (V_I) e da tensão de controle (V_D), do retificador síncrono construído com:

a-) chave analógica

V_I (V)	V_D (V)	V_R (V)
10	+ 15	+ 10
	- 15	- 9,95
5	+ 15	+ 5
	- 15	- 5
2,5	+ 15	+ 2,5
	- 15	- 2,5
1	+ 15	+ 1
	- 15	- 1
0,5	+ 15	+ 0,5
	- 15	- 0,5
0	+ 15	+ 1m
	- 15	< + 2 m
- 0,5	+ 15	- 0,5
	- 15	+ 0,5
- 1	+ 15	- 1
	- 15	+ 1
- 2,5	+ 15	- 2,5
	- 15	+ 2,5
- 5,0	+ 15	- 5
	- 15	+ 5
- 10	+ 15	- 9,95
	- 15	+ 10

b-) transistores

V_I (V)	V_D (V)	V_R (V)
6	+ 15	+ 5,7
	- 15	- 5,35
4	+ 15	+ 3,8
	- 15	- 3,55
2	+ 15	+ 1,9
	- 15	- 1,78
1	+ 15	+ 0,93
	- 15	- 0,88
0,5	+ 15	+ 0,46
	- 15	- 0,44
0	+ 15	- 2 m
	- 15	- 2 m
- 0,5	+ 15	- 0,49
	- 15	+ 0,46
- 1	+ 15	- 0,97
	- 15	+ 0,9
- 2	+ 15	- 1,93
	- 15	+ 1,82
- 4	+ 15	- 3,83
	- 15	+ 3,6
- 6	+ 15	- 5,8
	- 15	+ 5,4

Com o intuito de se analisar o comportamento do sensor de campo elétrico em função da variação da frequência, foram realizados ensaios em laboratório, utilizando-se gerador de áudio para simular a tensão gerada pela antena, conforme mostrado na figura 75. A tensão de saída (V_{OUT}) obtida em função da frequência, mantendo-se o valor eficaz da tensão de entrada constante em 5 V, estão representados na tabela 3.

TABELA 3 – Tensão de saída em função da frequência do sinal de entrada.

f (Hz)	V_{OUT} (V)	erro (%)
27,8	2,394	- 0,08
30	2,396	REFERÊNCIA
32,3	2,401	+ 0,21

O erro foi calculado utilizando-se a equação (54), onde $V_{OUTcalculado}$ é a tensão que se teria na saída se o circuito fosse 100 % insensível às variações de frequência da fonte de tensão, ou seja, tomando-se a frequência de 30 Hz como referência, $V_{OUTcalculado} = 2,396 V$.

Nos ensaios realizados no inverno, observou-se a presença de um campo eletrostático ambiente horizontal, sobreposto ao campo eletrostático gerado pelas placas. Este campo, de baixa intensidade e que tem a direção perpendicular às paredes do corredor do prédio, onde os ensaios foram realizados, só foi percebido quando se desligou a fonte de alimentação das placas e se observou, na saída da etapa amplificadora do circuito, uma tensão alternada senoidal de 30 Hz, sinal este que identifica a presença de um campo eletrostático. Nos últimos ensaios, realizados no verão, não se observou a presença deste campo elétrico.

4.2. ENSAIOS REALIZADOS COM O EQUIPAMENTO COMPLETO E DEFINITIVO UTILIZANDO-SE AS PLACAS PARA SIMULAÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO ATMOSFÉRICO

Após vários ensaios realizados, chegou-se ao circuito definitivo do sensor de campo elétrico, cujo diagrama de blocos já foi apresentado na figura 54 (página 66), composto do amplificador de instrumentação INA 111 e integrador (figura 59, página 76), retificador síncrono construído com chave analógica DG 417 (figura 63, página 82), filtro ativo passa baixa (figura 69, página 88) e detetor de orientação da antena (figura 61, página 78).

A fim de se comprovar o bom funcionamento foram feitos ensaios com o equipamento ajustado para medir: o campo elétrico das placas, campo perpendicular ao campo das placas e campo inclinado de 57° em relação ao campo das placas. Incluiu-se também neste trabalho, fotos da tela do osciloscópio, mostrando a forma de onda da tensão nas etapas do circuito.

4.2.1. ENSAIO COM O EQUIPAMENTO AJUSTADO PARA MEDIR O CAMPO ELÉTRICO GERADO PELAS PLACAS AFASTADAS DE 1,08 m

Os ensaios foram realizados com o sensor ótico posicionado para medir campo elétrico gerado pelas placas, ou seja, sob o eixo, conforme mostrado na figura 77.

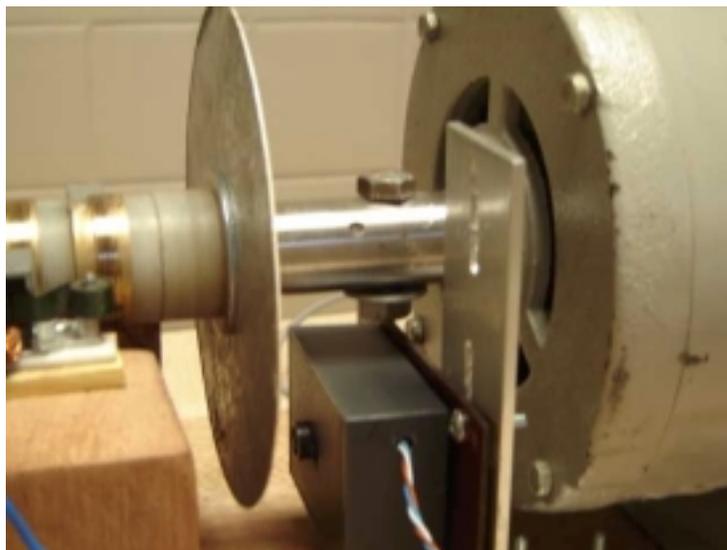


FIGURA 77 - Sensor ótico posicionado para medir campo elétrico horizontal.

- TENSÃO DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA TENSÃO APLICADA ÀS PLACAS:

TABELA 4 – Tensão de saída com o equipamento ajustado para medir o campo elétrico gerado pelas placas.

V_{PLACAS}	V_{OUT}	erro (%)
900	9,00	REFERÊNCIA
800	8,00	0
700	7,00	
600	6,00	
500	5,00	
400	4,00	
300	2,995	- 0,17
200	1,996	- 0,2
100	0,997	- 0,3
50	0,496	- 0,8
30	0,294	- 2
10	0,093	- 7
0	< 1mV	-

O erro foi calculado utilizando-se as equações (54) e (55).

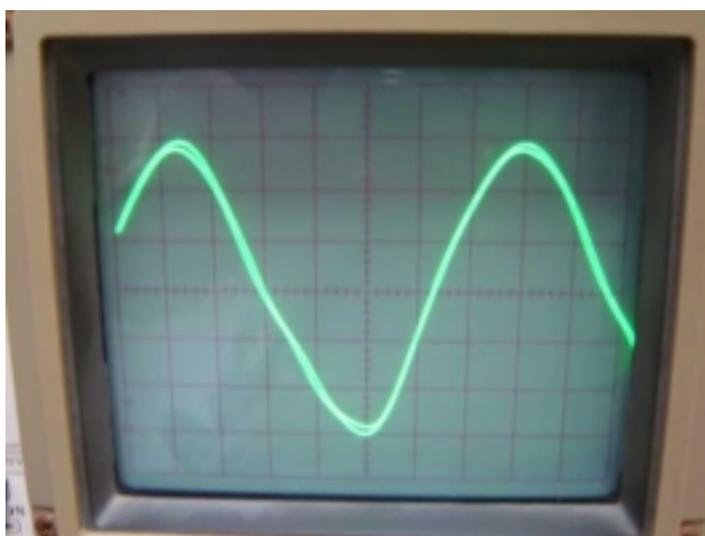
- FORMA DE ONDA DA TENSÃO:

a-) Na saída do amplificador de instrumentação:



FIGURA 78 – Tensão na saída do amplificador de instrumentação.

b-) Na saída do circuito integrador:



$t_{\text{varredura}} = 5\text{ms/div}$

FIGURA 79 – Tensão na saída do circuito integrador.

Analisando-se a figura 78, observa-se que a forma de onda da tensão na saída do amplificador de instrumentação não é uma senóide de 30 Hz pura, há uma componente de 60 Hz e ruído de rádio frequência. Devido à ação de filtro, exercida pelo circuito integrador, tanto o ruído de rádio frequência quanto a componente de 60 Hz foram praticamente eliminados, resultando na saída do integrador apenas uma senóide de 30 Hz, conforme mostrado na figura 79.

c-) Na saída do retificador síncrono:

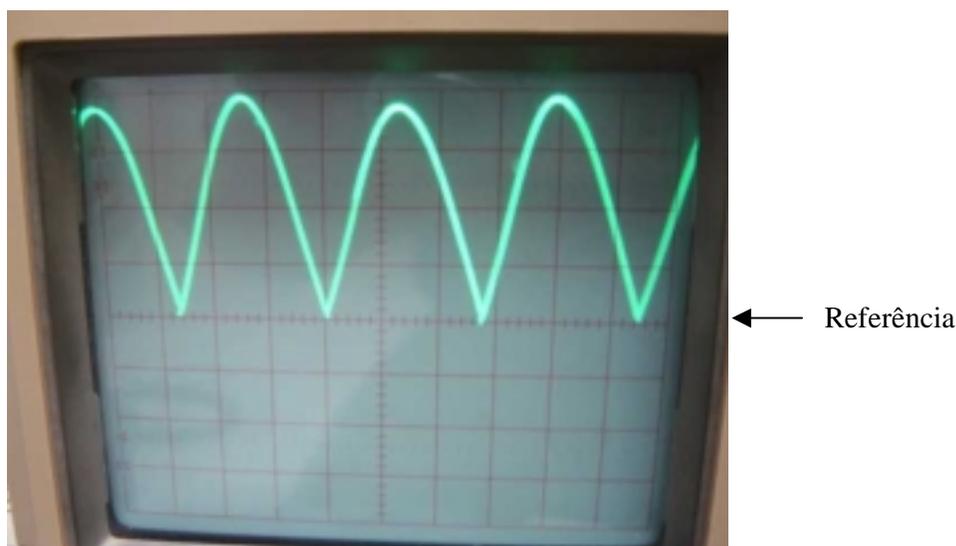


FIGURA 80 – Tensão na saída do retificador síncrono com o sensor ótico posicionado para medir o campo elétrico gerado pelas placas

Com o sensor ótico posicionado para medir o campo elétrico gerado pelas placas a tensão na saída do retificador síncrono apresentou a forma de uma tensão retificada de onda completa. Esta tensão possui componente contínua e componente alternada diferentes de zero, sendo a componente alternada bloqueada pelo filtro passa-baixa, resultando, na saída do sensor, uma tensão contínua diferente de zero.

4.2.2. ENSAIO COM O EQUIPAMENTO AJUSTADO PARA MEDIR CAMPO ELÉTRICO PERPENDICULAR AO CAMPO GERADO PELAS PLACAS

Para o equipamento medir campo elétrico perpendicular ao campo gerado pelas placas, o sensor ótico foi posicionado ao lado do eixo, conforme mostrado na figura 53 (página 65). A tensão de saída obtida neste caso foi de alguns milivolts, como esperado.

- FORMA DE ONDA DA TENSÃO:

As formas de onda não apresentadas são iguais às mostradas no item anterior.

Forma de onda da tensão na saída do retificador síncrono:

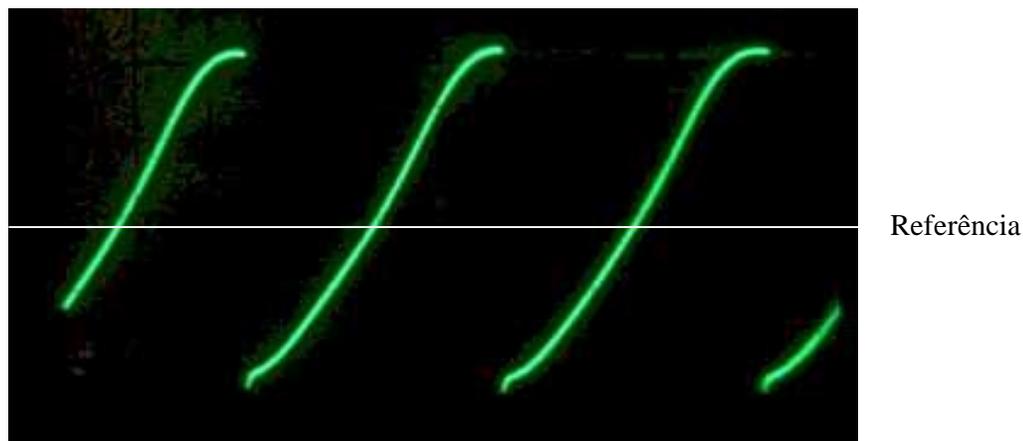


FIGURA 81 – Tensão na saída do retificador síncrono com o sensor ótico posicionado para medir o campo elétrico perpendicular ao campo gerado pelas placas

Verifica-se na figura 81 que a forma de onda da tensão na saída do retificador síncrono possui componente alternada diferente de zero, que é bloqueada pelo filtro passa-baixa e componente contínua nula, resultando na saída do sensor tensão nula.

4.2.3. ENSAIO COM O EQUIPAMENTO AJUSTADO PARA MEDIR CAMPO ELÉTRICO INCLINADO DE 57° EM RELAÇÃO AO CAMPO GERADO PELAS PLACAS

- TENSÃO DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA TENSÃO APLICADA ÀS PLACAS:

TABELA 5 – Tensão de saída com o equipamento ajustado para medir campo elétrico inclinado de 57° em relação ao campo gerado pelas placas.

V_{PLACAS}	V_{OUT}	erro (%)
900	4,99	REFERÊNCIA
800	4,43	0
700	3,88	
600	3,32	
500	2,77	
400	2,22	
300	1,660	- 0,2
200	1,108	- 0,09
100	0,555	+ 0,18
50	0,277	0
30	0,167	+ 0,6

Ao se fazer a medição do campo elétrico gerado pelas placas (campo horizontal) com o equipamento ajustado para medir campo elétrico inclinado de 57° com a horizontal (tabela 5), observa-se, em relação aos valores obtidos quando o equipamento estava ajustado para medir campo elétrico horizontal (tabela 4, página 102), uma redução do valor da tensão de saída igual a 0,55 (aproximadamente $\cos 57^\circ$). Isto demonstra que o equipamento mediu apenas a componente do campo elétrico gerado pelas placas na direção inclinada de 57° com relação à horizontal, desconsiderando a componente perpendicular à esta direção.

4.2.4. ENSAIO COM O EQUIPAMENTO AJUSTADO PARA MEDIR O CAMPO ELÉTRICO GERADO PELAS PLACAS AFASTADAS DE 1,85 m

- TENSÃO DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA TENSÃO APLICADA ÀS PLACAS:

TABELA 6 – Tensão de saída com o equipamento ajustado para medir o campo elétrico gerado pelas placas separadas de 1,85m.

V_{PLACAS}	V_{OUT}	erro (%)	$V_{OUT1,85}/V_{OUT1,08}$
900	5,28	REFERÊNCIA	0,587
800	4,69	0	0,586
700	4,11		0,587
600	3,52		0,587
500	2,93		0,586
400	2,34	- 0,42	0,585
300	1,76	0	0,587
200	1,168	- 0,43	0,588
100	0,581	- 1,02	0,583
50	0,288	- 1,7	0,581

O campo elétrico gerado pelas placas, desprezando-se o efeito das bordas e do próprio instrumento, é dado, aproximadamente, pela expressão:

$$E = \frac{V_{PLACAS}}{d}, \quad (56)$$

Com as placas separadas de 1,08 m, o campo elétrico (E_1) é dado por:

$$E_1 = \frac{V_{PLACAS}}{1,08}. \quad (57)$$

Aumentando-se a separação entre as placas para 1,85 m, tem-se para o valor do campo elétrico (E_2):

$$E_2 = \frac{V_{PLACAS}}{1,85}. \quad (58)$$

Isolando-se V_{PLACAS} na equação (58) e substituindo-se na equação (57), resulta:

$$E_2 = 0,584.E_1, \quad (59)$$

ou seja, o campo elétrico gerado pelas placas foi reduzido de um valor igual a 0,584.

Comparando-se o valor da tensão de saída com as placas separadas de 1,85 m ($V_{OUT1,85}$, tabela 6), com o valor da tensão de saída com as placas separadas de 1,08 m

($V_{OUT1,08}$, tabela 4, página 102), observa-se que, para um mesmo valor de tensão aplicada entre as placas, a tensão de saída foi reduzida de um valor praticamente igual à redução observada no campo elétrico. Este valor ($V_{OUT1,85}/V_{OUT1,08}$) está mostrado na tabela 6 (página 107) para vários valores de tensão aplicada entre as placas.

Isto demonstra que:

- a tensão de saída do equipamento varia em função da variação do campo elétrico, seja esta variação decorrente da variação da tensão aplicada entre as placas (tabela 4, página 102) ou decorrente da variação da separação entre as placas,
- o instrumento pouco afeta as linhas de força do campo elétrico gerado pelas placas.

4.3. AJUSTES NECESSÁRIOS PARA O FUNCIONAMENTO CORRETO DO EQUIPAMENTO

- COM O MOTOR DESLIGADO:

Alinhar o traço que divide a metade branca da metade preta do disco com a antena.

Posicionar o sensor ótico para medir campo elétrico horizontal, como mostrado na figura 77 (página 102).

- COM O MOTOR LIGADO:

Conectar a entrada de sinal do circuito integrador ao comum da fonte e ajustar o potenciômetro do circuito da figura 59 (página 76) até que a tensão na sua saída seja o mais próximo possível de 0 V. Conectar a entrada de sinal do retificador síncrono de volta à saída do circuito integrador.

Proceder da mesma forma com o retificador síncrono de modo que a tensão na sua saída, com a entrada ligada ao comum da fonte, seja inferior à 0,2 mV.

Ajustar o potenciômetro do detetor de posição da antena até que a tensão no terminal de controle do CI ADG 417 seja uma tensão contínua pura (V), medir o valor desta tensão com multíteste e, após, ajustar novamente o potenciômetro até obter metade do valor da tensão obtida anteriormente ($V/2$). Desta forma pode-se ter certeza de que a tensão aplicada no terminal de controle da chave analógica terá tempo de saída em nível 1 ($+V_{CC}$) igual ao tempo de saída em nível 0, conforme mostrado na figura 82.

Neste instante, qualquer tensão de *off-set* presente na saída do circuito integrador não deve mais aparecer na saída do retificador síncrono.

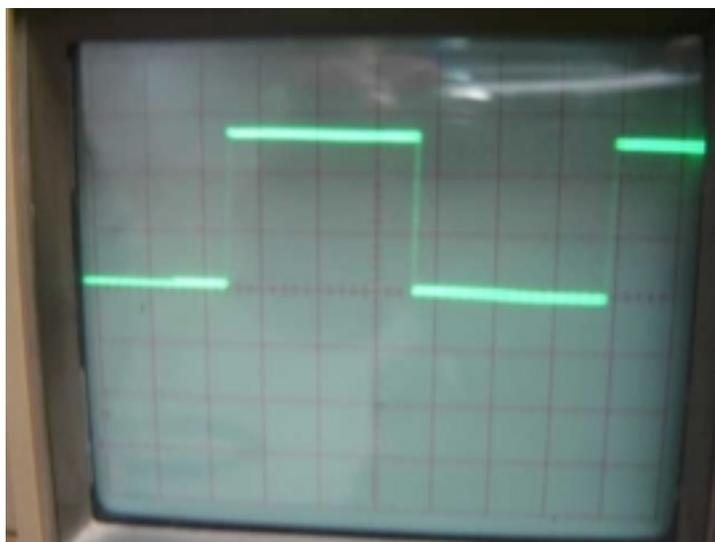


FIGURA 82 – Forma de onda da tensão aplicada no terminal de controle da chave analógica

Os ajustes descritos nos dois últimos parágrafos são fundamentais para se obter boa linearidade do circuito.

Com as placas separadas de exatamente 1 m, ajustar a tensão de saída das fontes de tensão contínua até obter 900 V de tensão nas placas. Ajustar o potenciômetro na entrada do circuito integrador, mostrado na figura 59 (página 76), até obter na saída do sensor de campo elétrico tensão de 9,0 V.

- AJUSTE DO SENSOR ÓTICO PARA MEDIR CAMPO ELÉTRICO VERTICAL:

Com o motor desligado, posicionar o sensor ótico para medir campo elétrico vertical, como mostrado na figura 53 (página 65). Ligar o motor e verificar o valor da tensão de saída do filtro. Repetir este procedimento até obter na saída do filtro o menor valor de tensão possível, quando o equipamento estará ajustado para medir apenas campo elétrico vertical.

Após este ajuste, o equipamento está pronto para ser instalado na estrutura de madeira, a 3 m de altura, e realizar as medições do campo elétrico atmosférico vertical.

4.4. CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DE ACOPLAMENTO DA ANTENA COM A ATMOSFERA

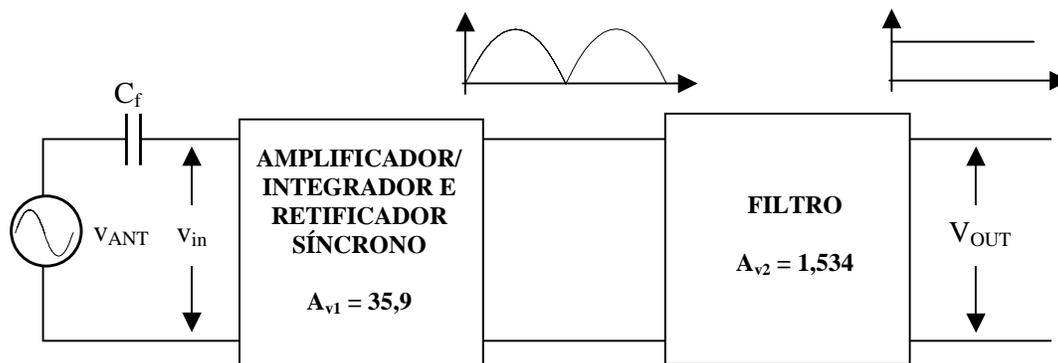


FIGURA 83 – Diagrama simplificado do sensor de campo elétrico.

A tensão na saída do sensor (V_{OUT}) pode ser calculada utilizando-se a equação (ver figura 83):

$$V_{OUT} = v_{inMÁX} A_{v1} A_{v2} \frac{2}{\pi} \quad (60)$$

onde: $v_{inMÁX}$ é o valor máximo da tensão de entrada do sensor e

A_{v1} e A_{v2} representam o ganho de tensão dos circuitos que compõem o sensor.

Isolando-se o valor máximo da tensão de entrada do sensor ($v_{inMÁX}$) na equação (60) e considerando-se a tensão de saída (V_{OUT}) igual à 9,0 V, obtém-se:

$$v_{inMÁX} = 256,7 \text{ mV}. \quad (61)$$

Uma vez que a resistência de entrada do sensor (R_{in}) é muito menor do que a reatância da capacitância de acoplamento da antena com a atmosfera (X_f), a tensão de entrada máxima ($v_{inMÁX}$) pode ser calculada pela equação:

$$v_{inMÁX} \cong v_{ANTMÁX} \frac{R_{IN}}{X_f}, \quad (62)$$

onde $v_{ANTMÁX}$ é o valor máximo da tensão gerada pela antena e seu valor é dado pela equação:

$$v_{ANTMÁX} = E \frac{\lambda}{2}, \quad (63)$$

sendo $\lambda = 0,6$ m e corresponde ao comprimento total da antena.

Para que a tensão de saída do sensor (V_{OUT}) seja 9 V, é preciso que se tenha na antena campo elétrico (E) igual à 900 V/m. Substituindo-se este valor na equação (63), obtém-se:

$$v_{ANTMÁX} = 270 V . \quad (64)$$

Substituindo-se o valor da tensão de entrada máxima ($v_{inMÁX}$), obtida na equação (61), o valor da tensão máxima gerada pela antena ($v_{ANTMÁX}$), obtida pela equação (64) e o valor da resistência de entrada, que de acordo com o projeto do circuito da figura 59 (página 76), é de 2,0 M Ω , na equação (62), obtém-se, após isolar a reatância capacitiva (X_f) nesta equação, o valor:

$$X_f = 2109 M\Omega . \quad (65)$$

A reatância da capacitância de acoplamento da antena com a atmosfera (C_f) é dada pela equação:

$$X_f = \frac{1}{2\pi f C_f} \quad (66)$$

Substituindo-se o valor da reatância capacitiva (X_f), obtida na equação (65), na equação (66) e isolando-se a capacitância (C_f), resulta:

$$C_f = 2,5 pF . \quad (67)$$

Este valor está bastante próximo do valor citado no item 2.8.2 (2pF) e que foi extraído do artigo escrito por Byrne et al. (1993).

4.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O equipamento construído apresentou bons resultados, sendo capaz de detectar, de modo eficiente, a componente da intensidade de campos elétricos na direção desejada, a qual depende do ajuste da posição do sensor ótico, desconsiderando a componente perpendicular à esta direção. Conforme mostrado através de tabelas, o erro, devido à não-linearidade do circuito, foi inferior à 1% para valores de campos elétricos superiores à 50 V/m, que são os valores normais do campo elétrico vertical atmosférico de tempo bom.

5. CONCLUSÕES

O equipamento desenvolvido neste trabalho foi baseado no artigo escrito por Byrne et al. (1993), no qual foram apresentados somente o diagrama em blocos e o princípio básico de funcionamento do sensor de campo elétrico vertical atmosférico. O projeto, o ensaio dos circuitos eletrônicos montados, e a construção eletromecânica do equipamento, foram desenvolvidos ao longo da realização deste trabalho de mestrado.

Dos circuitos testados, o primeiro que apresentou resultados significativos foi construído utilizando-se amplificador subtrator (figura 56, página 72) e retificador síncrono construído com transistores (figura 62, página 81). Este equipamento foi capaz de detectar o campo elétrico gerado pelas placas e sua variação, mas apresentou erro, devido à não linearidade, superior a 1% para campo elétrico superior a 50 V/m, conforme mostrado na tabela 1, página 99.

A substituição do retificador síncrono, construído com transistores, pelo retificador síncrono, construído com chave analógica, fez com que o erro devido à não linearidade diminuísse para um valor aceitável ($< 1\%$) para campo elétrico superior a 50 V/m, conforme mostrado na tabela 4, página 102.

Ao se fazer o ajuste do equipamento para medir campo elétrico na direção 57° , em relação à direção do campo elétrico gerado pelas placas, observou-se uma redução dos valores da tensão de saída, em relação aos valores da tabela 4 (página 102), igual ao cosseno de 57° , conforme tabela 5 (página 106). Isto demonstra que o equipamento mede apenas a componente do campo elétrico na direção desejada, ou seja, a medida não é afetada pela componente perpendicular do campo elétrico a esta direção.

A tensão de saída do sensor (V_{OUT}) apresentou uma variação muito pequena, menor do que 0,22%, comparada com a variação da frequência, em torno de 7%, conforme mostrado na tabela 3 (página 100). Isto demonstra que a tensão de saída do sensor (V_{OUT}) resultou praticamente independente da variação da frequência da tensão gerada pela antena, conforme previsto na análise matemática do circuito realizada no item 3.4.1.1 (página 71), equação 37 (página 74).

Em todos os ensaios realizados, a tensão obtida na saída do retificador síncrono e na saída do filtro apresentaram a forma de onda prevista, tanto na análise teórica, item 3.3 (página 65), quanto na simulação realizada com o software EWB 4.0, item 3.4 (página 71).

As dificuldades enfrentadas na solução dos problemas que se apresentaram e a não disponibilidade de espaço físico, onde se pudesse instalar o sensor e os equipamentos auxiliares e realizar os ensaios necessários, fez com que os trabalhos se estendessem por um período de tempo muito longo, o que impossibilitou a realização de medições do campo elétrico atmosférico vertical.

A colocação deste equipamento em operação tornará possível o estudo da relação entre o campo elétrico atmosférico e os parâmetros meteorológicos e climáticos na cidade de Pelotas, conforme descrito na seção 2.6, página 46, contribuindo-se, desta forma, com a construção de uma importante ferramenta para as previsões meteorológicas, principalmente de tempestades, bem como para um possível monitoramento da qualidade ambiental do ar. Igualmente importante será o estudo da variação diária do campo elétrico atmosférico vertical em função da hora local e da hora universal, conforme analisado na seção 2.4, página 25.

SUGESTÕES

Montagem do equipamento em placa de circuito impresso o que possibilitará a realização dos seguintes testes:

1º-) Teste de temperatura, para determinar a sensibilidade do equipamento às suas variações, adotando técnicas adequadas de compensação, se necessário.

2º-) Teste para verificar a capacidade do sensor de indicar sempre o mesmo valor de campo elétrico, quando este se mantém constante tanto em intensidade quanto em direção, ou seja, determinar a “repetibilidade” do equipamento.

Após a realização dos testes, construir um segundo sensor, igual ao primeiro, e submetê-lo aos mesmos ensaios. Fixar cada um dos sensores em estrutura de madeira aproximadamente a 3 m do solo; instalar um sensor no CPPMet da UFPel e o outro no campus Capão do Leão da UFPel.

Com o objetivo de dar continuidade aos estudos da eletricidade atmosférica deixa-se como sugestão a construção de um sensor da densidade de corrente atmosférica, conforme descrito por Byrne et al. (1993), que utiliza duas semi-esferas de metal, isoladas entre si, e interligadas por meio de um circuito eletrônico, que converte a corrente captada pelas semi-esferas em tensão elétrica.

A fim de possibilitar a aquisição dos valores medidos pelos sensores, sugere-se que seja construído um circuito que converta a tensão analógica, gerada pelo sensor de campo elétrico, em sinal ótico digital, que será transmitido, através de fibra ótica para um computador. O conversor analógico digital deverá ser do tipo que utiliza entradas multiplexadas, permitindo a utilização do mesmo circuito e da mesma fibra ótica para a transmissão do sinal gerado pelo sensor de campo elétrico e do sensor de densidade de corrente atmosférica, além de outras grandezas desejadas, como a temperatura, por exemplo.

Após um período adequado de coleta de dados do sensor de campo elétrico seria interessante a realização de gráficos da variação do campo elétrico em função:

- da hora universal (curva de Carnegie),
- da hora local, como foi feito por Raina e Makhdomi (1980) e Israel (1973),
- do mês do ano, semelhante a Israelsson e Tammet (2001),
- do ano, conforme Harrison (2005).

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADCOCK, J.A.; *Amateur Radio*, maio a agosto, 1971. Disponível em: <<http://member.melbpc.org.au/~jadcock/160ant1971/160antn3.htm>>. Acesso em: 10 Jan. 2006.

ANDERSON, R. V.; TRENT E.M. Atmospheric electricity measurements at five locations in eastern North America, *J. Appl. Meteorol*, v.8, p.707, 1969.

BUCHA, V.; BUCHA, V. Jr. Geomagnetic forcing of changes in climate and in the atmospheric circulation. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, Great Britain, v.60, n.2, p.145-169, 1998.

BURR-BROWN. Datasheet INA 111. Disponível em: <<http://www.burr-brown.com/>>. Acesso em: 9 Nov. 2005.

BYRNE, G. J. et al. Ground-based instrumentation for measurements of atmospheric conduction current and electric field at south pole. *Journal of Geophysical Research*, v.98, n.2, p.2611-2618, february 20, 1993.

CAMPBELL, James A. Electric Field Mill Fabrication. Disponível em: <http://www.precisionstrobe.com/jc/fieldmill/fieldmill.html/>. Acesso em: 04 Jul. 2005.

CARSLAW, K.S.; HARRISON, R.G. e KIRKBY, J. Cosmic rays, clouds and climate. *Science*, v.298, p.1732-1737, november 29, 2002.

CIPELLI, A. M. V. e SANDRINI, W. J. *Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos*. 12.Ed. São Paulo: Érica Editora, 1982. 580p

CHAUZY, Serge; SOULA, Serge. Contribution of the ground corona ions to the convective charging mechanism. *Atmospheric Research*, v.51, p.279-300, 1999.

COLE Jr., R.K.; PIERCE, E.T. Electrification in the earth's atmosphere for altitudes between 0 and 100 kilometers. *Journal of Geophysical Research*, v.70, n.12, p.2735-2749, June 15, 1965.

DE CASTRO, R.C.C; FRANCO, P.R.G. Antenas. Disponível em: <http://www.ee.pucrs.br/~decastro/pdf/A_C2.pdf>. Acesso em: 10 Jan. 2006.

DESHPANDE, C.G.; KAMRA, A.K. Short time variations in atmospheric electrical parameters. *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, Great Britain, v.54, n.11/12, p.1413-1420, 1992.

DISTEFANO, Joseph J. et al. *Sistemas de Retroação e Controle*. São Paulo: Editora McGraw-Hill do Brasil, 1979. 492p.

EVANS, W.H. Electric fields and conductivity in thunderclouds. *Journal of Geophysical Research*, v.74, n.4, p.939-948, February 15, v.1, 1969.

FEYNMANN, R. P; LEIGHTON, R. B. e SANDS, M. *Lectures on Physics*. 6.Ed. Massachusetts: Addison-Wesley Publishing Company, v.2, 1977.

FIGINI, Gianfranco. *Eletrônica industrial*. São Paulo: Hemus Editora, 1982.

GRENET G. Essai d'Explication de la Charge Electrique des Nuages d'Orages. *Ann.Geophys.* v. 3: p. 306-307, 1947.

GRINGEL, W.; ROSEN, J.M. e HOFMANN, D.J. Electrical structure from 0 to 30 Kilometers. In: *The Earth's Electrical Environment*. National Academies Press, 1986. c.12, p.166-182. Disponível em: <http://www.nap.edu/catalog/898.html>. Acesso em: 27 Ago. 2005. ISBN: 0-309-55766-6, 263

HAYT JUNIOR, W.H. *Eletromagnetismo*. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1978. 540p.

HAYT JUNIOR, W.H. e KEMMERLY, J. *Análise de circuitos em engenharia*. Barueri: Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1975. 620p.

HARRISSON, R.G. Climate change and the global atmospheric electrical system. *Atmospheric Environment*, Great Britain, v.31, n.20, p.3483-3484, 1997.

HARRISON, R.G., The global atmospheric electrical circuit and climate. Disponível em: <http://arxiv.org/ftp/physics/papers/0506/0506077>. Acesso em: 25 Ago. 2005.

HOPPEL, W.A.; ANDERSON, R.V.; WILLETT, J.C. Atmospheric electricity in the planetary boundary layer. In: *The Earth's Electrical Environment*. National Academies Press, 1986. c.11, p.149-165. Disponível em: <http://www.nap.edu/catalog/898.html>. Acesso em: 27 Ago. 2005. ISBN: 0-309-55766-6, 263

ISRAEL, H. *Atmospheric Electricity*, U.S. Department of Commerce, Springfield, Va., v.2, 1973 .

ISRAELSSON, S. The effects of wind and evaporation on space charge formation at the ground. *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, Great Britain, v.56, n.1, p.1-8, 1994.

ISRAELSSON, S. e TAMMET, H. Variation of fair weather atmospheric electricity at Marsta Observatory. *Journal of Atmospheric and Solar Terrestrial Physics*, Great Britain, v.63, p.1693-1703, 2001.

KEGEL, W.K. Enlightening physics: The physics of lightning, 2002. Disponível em: <http://www.chem.uu.nl/fcc/www/reports/thido2.pdf>. Acesso em: 12 Ago 2005.

KREHBIEL, P. R.; Brook, M. e McCrosy R.A. An analysis of the charge structure of lightning discharges to ground, *J. Geophys. Res.*, v.84, p.2432-2456, 1979.

MAPLESON, W.W.; WHITLOCK, W.S. Apparatus for the accurate and continuous measurement of the earth's electric field. *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, London, v.7, p.61-72, 1955.

MUIR; SMART. Diurnal variations in the atmospheric electric field on the south polar ice-cap. *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, Northern Ireland, v.43, p.171-177, 1981.

NELSON, J.; BAKER, M. Charging of ice-vapor interfaces: applications to thunderstorms. *Atmos. Chem. Phys.*, v.3, p.1237-1252, 2003.

OGATA, Katsuhiko. *Engenharia de Controle Moderno*. 4. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.

PERTENCE JR., Antonio. *Amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório*. 4.ed. São Paulo: Makron Books do Brasil Editora Ltda., 1988. 359p.

PORTAL ELAT. Disponível em: <http://www.dge.inpe.br/elat/> Acesso em: 7 Ago. 2005.

RAINA, B.N.; MAKHDOMI, B.A. On the sunrise effect in atmospheric electricity. *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, Northern Ireland, v.42, p.155-160, 1980.

RAKOV, V.A.; UMAN, M.A. *Lightning, Physics and effects*. 1.ed. Cambridge, United Kingdom, 2003. Disponível em: <http://assets.cambridge.org/052158/3276/sample/0521583276ws.pdf>. Acesso em: 28 Ago. 2005.

REID, G.C. Electrical structure of the middle atmosphere. In: *The Earth's Electrical Environment*. National Academies Press, 1986. c.13, p.183-194. Disponível em: <http://www.nap.edu/catalog/898.html>. Acesso em: 27 Ago. 2005.

RF PRODUCTS. A comparison of Loop and Adcock antennas for single-frequency fixed-site df applications. Disponível em: <http://www.access1.net/rfprodsdc>. Acesso em: 10 Jan. 2006.

RICHMOND, A.D. Upper-atmosphere electric field sources. In: *The Earth's Electrical Environment*. National Academies Press, 1986. c.14, p.195-205. Disponível em: <http://www.nap.edu/catalog/898.html>. Acesso em: 27 Ago. 2005. ISBN: 0-309-55766-6, 263

ROBLE, R.G. e TZUR, I. The global atmospheric-electrical circuit. In: *The Earth's Electrical Environment*. National Academies Press, 1986. c.15, p.206-231. Disponível em: <http://www.nap.edu/catalog/898.html>. Acesso em: 27 Ago. 2005. ISBN: 0-309-55766-6, 263.

RYCROFT, M.J.; ISRAELSSON, S.; PRICE, C. The global atmospheric electric circuit, solar activity and climate change. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, Great Britain, v.62, p.1563-1576, 2000.

SALA DE FÍSICA. Disponível em: geocities.yahoo.com.br/saladefisica5/leituras/vanallen.htm. Acesso em: 7 Ago. 2005.

SEABRA, A.C. *Amplificadores operacionais – Teoria e análise*. São Paulo: Érica, 1996. 190p. ISBN 85-7194-316-8

SEARA DA CIÊNCIA. Disponível em: <http://www.searadaciencia.ufc.br/tintim/fisica/tempestades/tintim8.htm>. Acesso em: 7 Ago. 2005.

SVENSMARK, H.; FRIIS-CHRISTENSEN, E. Variation of cosmic ray flux and global cloud coverage - a missing link in solar climate relations. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, Great Britain, v.59, n.11, p.1225-1232, 1997.

VONNEGUT B. Possible Mechanism for the Formation of Thunderstorm Electricity. *Bulletin of the American Meteorological Society*, v.34, p. 378, 1955.

VIANELLO, Rubens Leite; ALVES, Adil Rainier. *Meteorologia Básica e Aplicações*. 1.Ed. Viçosa: Editora UFV, 2000. 449p. ISBN 85-7269-073-5.

WAHLIN, Lars. Atmospheric Electrostatics. John Wiley & Sons Inc., New York. 1986. Disponível em: http://www.colutron.com/download_files/. Acesso em: 29 Mai. 2005. ISBN 0 471 91202 6.

WAHLIN, Lars. Electrochemical charge separation in clouds. *Electrical Processes in Atmospheres*. p. 384, 1977.

WEBB, W.L. *J. Geophys.Res.*, v.73, p.5061, 1968.

WEBB. W.L. Planetary Electrodynamics. Gordon & Breach Science Publishers. S.C. Coroniti and J. Hughes, v.2, 1969.

WILSON C.T.R., Some Thundercloud Problems. *J. Franklin Inst.*, v.208, p.1-12, 1929.

WINN, W. P. Electric Field Meter - E 100 Principle of Operation. Disponível em: <http://www.ee.nmt.edu/~langmuir/E100/E100.html/> Acesso em: 04 Jul 2005.

ANEXO A - AMPLIFICADOR OPERACIONAL

1.A. INTRODUÇÃO

Segundo Seabra (1996), o circuito eletrônico chamado "amplificador operacional" recebeu esta denominação pelo fato de ter sido utilizado, inicialmente, para executar operações matemáticas em computação analógica tais como: somar, subtrair, integrar, derivar, etc.

Atualmente, este componente, em forma de circuito integrado, é utilizado em um grande número de aplicações na eletrônica, tais como: sistemas de controle e regulação, instrumentação, processamento e geração de sinais, etc.

2.A. SÍMBOLO

Como símbolo do amplificador operacional costuma-se usar um triângulo, conforme mostrado na figura 1.A (Pertence Jr., 1988). Na base do triângulo são representados os terminais de entrada do circuito (inversora e não inversora) e no ápice o terminal único de saída.

A tensão de alimentação dos amplificadores operacionais costuma ser simétrica (+ V_{cc} e - V_{cc}). O amplificador operacional 741, por exemplo, deve ser alimentado com uma tensão de + 15 V em relação à massa no pino 7 (+ V_{cc}) e - 15 V em relação à massa no pino 4 (- V_{cc}).

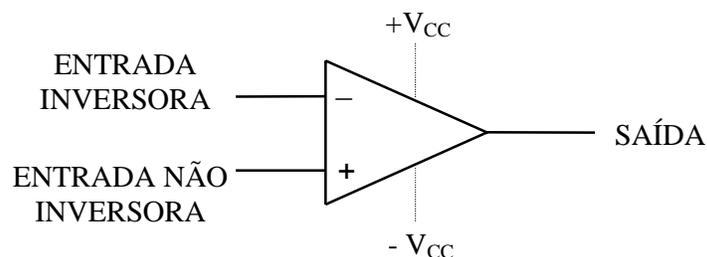


FIGURA 1.A - Símbolo do amplificador operacional.
Fonte: Pertence Jr., 1988.

Da mesma forma que não se representa no desenho a tensão de alimentação dos circuitos integrados digitais, os terminais $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ de alimentação dos amplificadores operacionais raramente são mostrados nos desenhos, mas são sempre implícitos.

OBS: É preciso tomar muito cuidado para não se inverter a polaridade das tensões de alimentação do amplificador operacional, pois isto certamente fará com que o componente fique irremediavelmente danificado.

3.A. CIRCUITO EQUIVALENTE DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

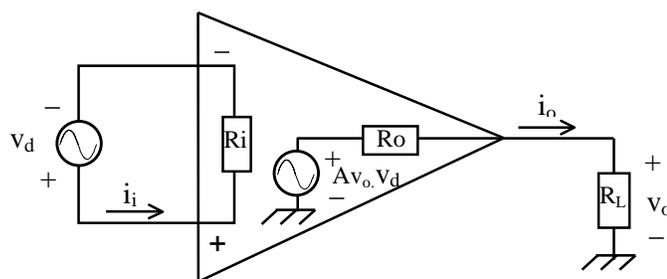


FIGURA 2.A – Circuito equivalente do amplificador operacional real com a entrada não invertida positiva em relação à entrada invertida.
Fonte: Pertence Jr., 1988.

Consultando-se o manual do fabricante do amplificador operacional, verifica-se que a análise do seu circuito interno é bastante complexa. Felizmente a análise de circuitos envolvendo amplificadores operacionais pode ser feita utilizando-se o circuito equivalente do mesmo mostrado na figura 2.A, onde:

R_i = resistência interna diferencial de entrada

R_o = resistência interna de saída

v_d = tensão de entrada diferencial

Av_o = ganho de tensão em malha aberta

4.A. FUNCIONAMENTO DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

A tensão na carga será igual ao produto da tensão diferencial de entrada pelo ganho de tensão em malha aberta ($Av_o.v_d$), descontada a queda de tensão sobre a resistência interna de saída do amplificador operacional, ou seja:

$$v_o = Av_o.v_d - i_o.R_o$$

Para determinar a polaridade da tensão de saída do amplificador operacional em relação à massa, pode-se utilizar a regra da multiplicação que é "o produto de dois números de sinais iguais é positivo e o produto de dois números de sinais diferentes é negativo". Desta forma, se o positivo da tensão v_d for conectado à entrada não inversora e o negativo à entrada inversora, tem-se + com + e - com - (sinais iguais) o que resulta em uma tensão de saída positiva (ver figura 2.A).

Se, por outro lado, o positivo da tensão v_d for ligado à entrada inversora e o negativo à entrada não inversora, tem-se + com - e - com + (sinais diferentes) o que resulta em uma tensão de saída negativa (ver figura 3.A).

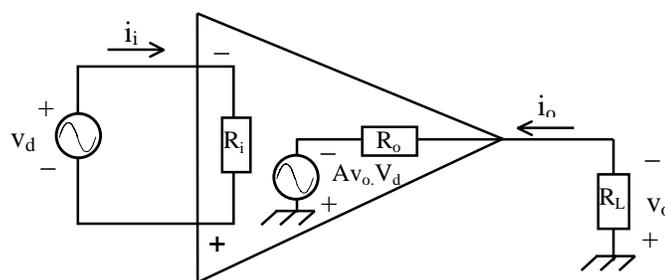


FIGURA 3.A – Circuito equivalente do amplificador operacional real com a entrada não inversora negativa em relação à entrada inversora.

- SATURAÇÃO:

Conforme Pertence Jr. (1988), quando a tensão na saída do amplificador operacional atingir um nível de tensão fixo, a partir do qual não é mais possível aumentar sua amplitude, diz-se que o amplificador operacional atingiu a saturação.

Na prática, o nível de saturação é relativamente próximo do valor da tensão de alimentação. Assim, por exemplo, quando se alimenta um amplificador operacional 741 com +/- 15 V, a saída atingirá a saturação em torno de +/- 13,5 V.

5.A. CARACTERÍSTICAS DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

O amplificador operacional ideal apresenta as seguintes características (Pertence Jr., 1988):

- ganho de tensão de malha aberta (A_{v_o}) infinito,
- resistência interna de entrada diferencial (R_i) infinita,
- resistência interna de saída (R_o) nula,
- tensão de saída nula quando a tensão de entrada diferencial (v_d) é nula.

O circuito equivalente para o amplificador operacional ideal é:

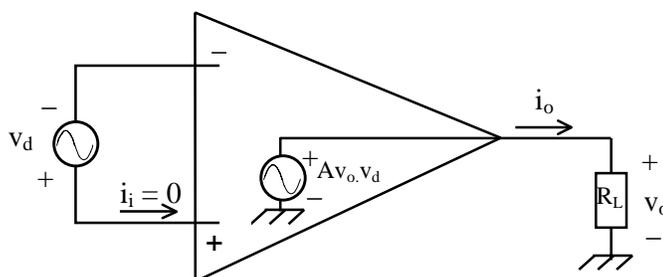


FIGURA 4.A – Circuito equivalente do amplificador operacional ideal.

6.A. MODOS DE OPERAÇÃO DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

6.1.A. SEM REALIMENTAÇÃO

São os circuitos analisados até o momento em que não há ligação entre a saída e as entradas do amplificador operacional. Este modo também é chamado de operação em malha aberta e o ganho do amplificador operacional é estipulado pelo fabricante, ou seja, não se tem controle sobre o mesmo (Pertence Jr., 1988).

Este modo de operação é muito útil quando se deseja um circuito comparador de tensão.

6.2.A. COM REALIMENTAÇÃO

É o modo de operação em que a saída do amplificador é ligada a uma de suas entradas através de um fio ou componente (resistor, capacitor, diodo, etc.). Também é denominada operação em malha fechada.

A realimentação pode ser positiva ou negativa.

6.2.1.A. REALIMENTAÇÃO POSITIVA

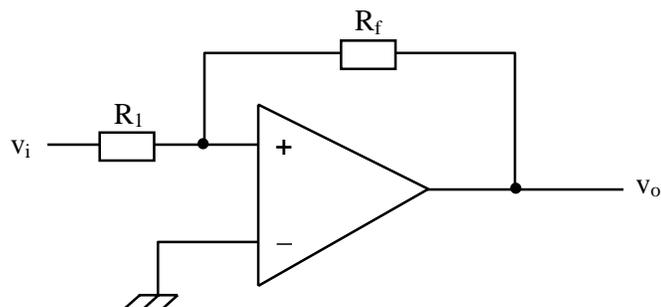


FIGURA 5.A – Amplificador operacional com realimentação positiva de tensão.

Segundo Pertence Jr. (1988), o circuito mostrado na figura 5.A apresenta realimentação positiva, pois a saída do amplificador operacional foi ligada à sua entrada não inversora através do resistor R_f . Neste circuito uma variação na tensão de saída será reintroduzida na entrada, através de R_f , de modo a aumentar a variação da tensão de saída.

Uma aplicação prática da realimentação positiva está nos circuitos osciladores (geradores de sinais), comparadores regenerativos ou Schmitt-trigger e multivibradores.

Este modo de operação não pode ser utilizado como amplificador.

6.2.2.A. REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

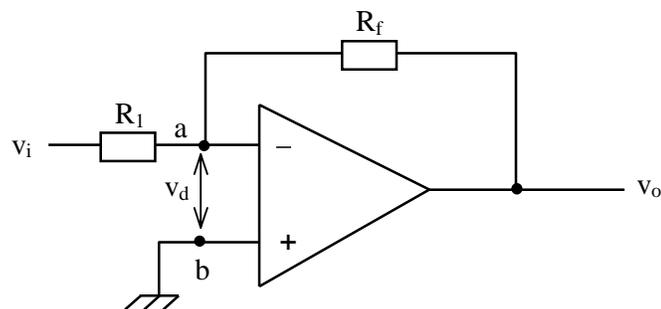


FIGURA 6.A – Amplificador operacional com realimentação negativa de tensão.

É o modo de operação mais utilizado.

O circuito mostrado na figura 6.A apresenta realimentação negativa, pois a saída do amplificador operacional foi ligada à sua entrada inversora através do resistor R_f (Pertence Jr., 1988). Neste circuito uma variação na tensão de saída será reintroduzida na entrada, através de R_f , de modo a diminuir esta variação na tensão de saída.

De acordo com Pertence Jr. (1988), este modo de operação apresenta, em relação à operação em malha aberta, as seguintes vantagens:

1º) O ganho do circuito amplificador pode ser controlado através do circuito de realimentação e não depende do ganho de tensão em malha aberta (Av_o) do amplificador operacional, ou seja:

$$Av = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad (\text{Equação válida para o circuito da figura 6.A})$$

2º) Redução de ruídos, tanto na entrada do circuito quanto na saída.

As aplicações do amplificador com realimentação negativa são inúmeras: amplificador (inversor e não inversor), somador, amplificador diferencial, integrador, derivador, etc.

7.A. CONCEITO DE CURTO-CIRCUITO VIRTUAL E TERRA VIRTUAL

No circuito com realimentação negativa da figura 6.A, a tensão de saída é limitada pela fonte de alimentação em alguns volts. Segundo Seabra (1996), o ganho de tensão dos amplificadores operacionais em malha aberta tem valor da ordem de dezenas ou centenas de milhares, ou seja, é muito grande. Assim, se a tensão de saída for, por exemplo, igual à 10 V e o ganho de tensão em malha aberta (Av) for de 20000, a tensão diferencial de entrada do amplificador operacional (v_d) terá que ser da ordem de:

$$v_d = \frac{v_o}{Av} = \frac{10}{20000} = 0,5mV$$

Se a tensão na entrada do circuito (v_i) for de 5 V para uma tensão de saída de 10V, vê-se que esta tensão de 0,5 mV é muito pequena e pode ser considerada, para efeitos práticos, como sendo de praticamente 0 V, ou seja:

$$v_d \cong 0 V$$

Este resultado só foi possível graças à realimentação negativa aplicada no circuito a qual tende a igualar os potenciais dos pontos a e b quando o ganho em malha aberta tende ao infinito.

Devido a este fato ($v_d \cong 0 V$), diz-se que entre os terminais inversor e não inversor de um amplificador operacional realimentado negativamente existe um "curto-circuito virtual".

No caso particular do terminal não inversor estar conectado na massa, o potencial do terminal inversor em relação à massa será nulo, como consequência do resultado acima. À este fato denomina-se "terra virtual" que é um caso particular do curto-circuito virtual.

O termo "virtual" pode parecer estranho, mas consultando-se um bom dicionário, verifica-se que este termo diz respeito à alguma coisa que existe como propriedade intrínseca, porém, sem efeito real. De fato, esta é a situação que se tem no momento, pois no curto-circuito real tem-se $v = 0$ e $i \neq 0$, mas no curto-circuito virtual tem-se $v = 0$ e $i = 0$ (devido à resistência interna diferencial de entrada infinita).

É importante ressaltar que circuitos com amplificador operacional em malha aberta ou com realimentação positiva não apresentam as propriedades do curto-circuito virtual ou do terra virtual.

8.A. CIRCUITOS LINEARES BÁSICOS QUE UTILIZAM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Segundo Distefano et al. (1979), um sistema é dito linear quando a ele se aplica o princípio da superposição, ou seja, se uma entrada x_1 produz uma saída y_1 e uma entrada

x_2 produz uma saída y_2 , então uma entrada $K_1x_1 + K_2x_2$ produzirá uma saída $K_1y_1 + K_2y_2$ para todos os pares de entradas x_1 e x_2 e todos os pares de constantes K_1 e K_2 .

8.1.A. AMPLIFICADOR INVERSOR

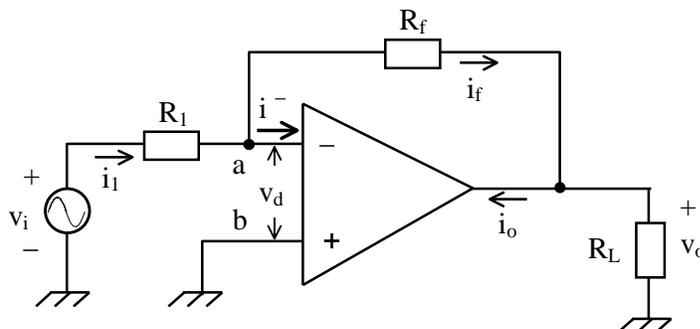


FIGURA 7.A – Amplificador inversor.

Aplicando-se a lei das correntes de Kirchoff ao ponto "a" da figura 7.A, tem-se:

$$i_1 - i_f = i^- \quad (1.A)$$

Supondo-se que o amplificador operacional é ideal, resulta:

$$i^- = 0. \quad (2.A)$$

Substituindo-se a equação (2.A) na equação (1.A), tem-se:

$$i_1 - i_f = 0. \quad (3.A)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff à malha formada por v_i , v_a e R_1 e isolando-se i_1 na equação (3.A), fica:

$$i_1 = \frac{v_i - v_a}{R_1}. \quad (4.A)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff à malha formada por v_o , R_f e v_a e, arbitrando-se para a tensão de saída (v_o) a polaridade indicada na figura 7.A, tem-se:

$$-v_a + R_f i_f + v_o = 0. \quad (5.A)$$

Isolando-se i_f na equação (5.A), resulta:

$$i_f = \frac{-v_o + v_a}{R_f}. \quad (6.A)$$

Substituindo-se as equações (4.A) e (6.A) na equação (1.A), tem-se:

$$\frac{v_i - v_a}{R_1} - \frac{v_a - v_o}{R_f} = 0. \quad (7.A)$$

No ponto "a" tem-se um terra virtual, ou seja, $v_a = 0$. Substituindo-se o valor de v_a na equação (7.A), fica:

$$\frac{v_i}{R_I} = -\frac{v_o}{R_f} \quad (8.A)$$

Isolando-se na equação (8.A) o termo $\frac{v_o}{v_i}$, que por definição é o ganho de tensão do circuito em malha fechada (Av_f), resulta:

$$Av_f = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_I} \quad (9.A)$$

A equação (9.A) comprova a controlabilidade do ganho de tensão em malha fechada através do circuito de realimentação negativa (R_f e R_I).

Isolando-se a tensão de saída v_o na equação (9.A), fica:

$$v_o = -\frac{R_f}{R_I} v_i \quad (10.A)$$

O sinal negativo da equação (10.A) indica que a tensão de saída (v_o) terá polaridade contrária à indicada na figura 7.A, ou seja, há um defasamento de 180° do sinal de saída em relação ao sinal de entrada, se este for senoidal.

8.2.A. AMPLIFICADOR NÃO INVERSOR

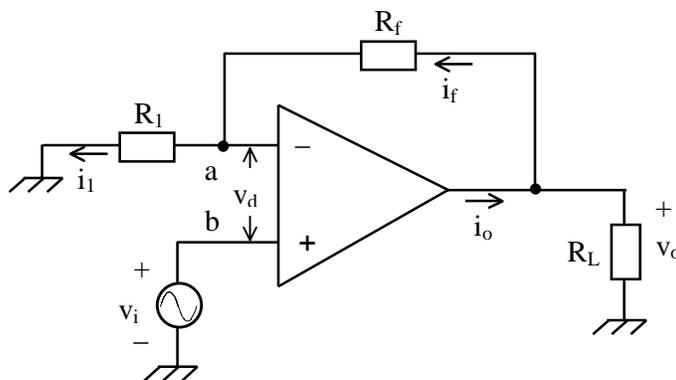


FIGURA 8.A – Amplificador não inversor.

Aplicando-se a lei das correntes de Kirchoff ao ponto "a" da figura 8.A, e supondo-se o amplificador operacional ideal, resulta:

$$i_I - i_f = 0. \quad (11.A)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff à malha v_o , R_l e isolando-se i_l , tem-se:

$$i_l = \frac{v_a}{R_l}. \quad (12.A)$$

$$\text{Como } v_d = 0, v_a = v_b = v_i. \quad (13.A)$$

Substituindo-se a equação (13.A) na equação (12.A), fica:

$$i_l = \frac{v_i}{R_l}. \quad (14.A)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff à malha v_o , R_f e v_a e isolando-se i_f , fica:

$$i_f = \frac{v_o - v_a}{R_f}. \quad (15.A)$$

Substituindo-se a equação (13.A) na equação (15.A), obtém-se:

$$i_f = \frac{v_o - v_i}{R_f}. \quad (16.A)$$

Substituindo-se as equações (14.A) e (16.A) na equação (11.A), resulta:

$$\frac{v_i}{R_l} - \frac{v_o - v_i}{R_f} = 0. \quad (17.A)$$

Isolando-se na equação (17.A) o termo $\frac{v_o}{v_i}$, obtém-se:

$$Av_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_l + R_f}{R_l}. \quad (18.A)$$

Isolando-se a tensão de saída v_o na equação (18.A), fica:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_l}\right)v_i. \quad (19.A)$$

A equação (19.A) demonstra que o ganho de tensão do amplificador não inversor é sempre maior do que 1, ou seja, a tensão de saída é sempre maior do que a tensão de entrada.

Novamente o ganho de tensão em malha fechada pode ser controlado pelo circuito de realimentação negativa.

O amplificador não inversor não apresenta defasagem entre o sinal de entrada e o sinal de saída.

8.3.A. AMPLIFICADOR SOMADOR INVERSOR

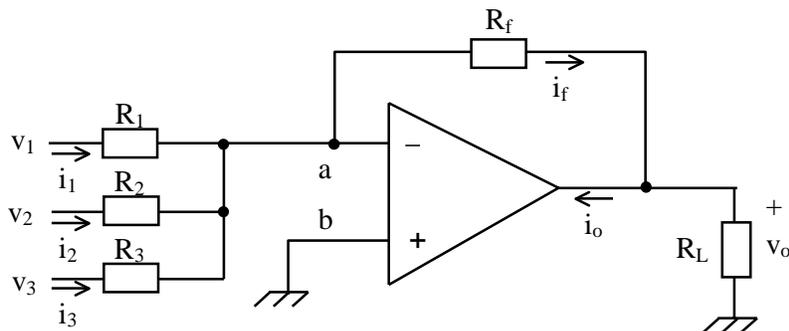


FIGURA 9.A – Amplificador somador inversor.

Aplicando-se a lei das correntes de Kirchoff no ponto "a", tem-se:

$$i_1 + i_2 + i_3 - i_f = 0. \quad (20.A)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff à malha v_1 , R_1 e v_a , e isolando-se i_1 ,

fica:

$$i_1 = \frac{v_1 - v_a}{R_1}. \quad (21.A)$$

Da mesma forma à malha v_2 , R_2 e v_a , e isolando-se i_2 , obtém-se:

$$i_2 = \frac{v_2 - v_a}{R_2}. \quad (22.A)$$

Igualmente à malha v_3 , R_3 e v_a , e isolando-se i_3 , fica:

$$i_3 = \frac{v_3 - v_a}{R_3}. \quad (23.A)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff à malha v_o , R_f e v_a , e isolando-se i_f ,

resulta:

$$i_f = \frac{v_a - v_o}{R_f}. \quad (24.A)$$

$$\text{Como a entrada não inversora está conectada à massa, } v_b = v_a = 0. \quad (25.A)$$

Substituindo-se a equação (25.A) nas equações (21.A), (22.A), (23.A) e (24.A) e estas na equação (20.A), tem-se:

$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} - \left(\frac{-v_o}{R_f} \right) = 0. \quad (26.A)$$

Isolando-se a tensão de saída v_o na equação (26.A), obtém-se:

$$v_o = -R_f \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} \right). \quad (27.A)$$

Se $R_f = R_1 = R_2 = R_3$, a equação (27.A) fica:

$$v_o = - (v_1 + v_2 + v_3), \quad (28.A)$$

ou seja, a tensão de saída será a soma algébrica das tensões de entrada com o sinal invertido.

O amplificador somador inversor estudado, foi construído com apenas 3 entradas, porém, o nº de entradas do circuito teoricamente é ilimitado. Na prática o nº de entradas do circuito somador é limitado pela corrente máxima de saída (I_o) que o amplificador operacional suporta.

As tensões de entrada também podem ser aplicadas na entrada não inversora do amplificador operacional, constituindo, assim, o amplificador somador não inversor.

Como este circuito é de uso menos freqüente, não será analisado.

8.4.A. AMPLIFICADOR SUBTRATOR

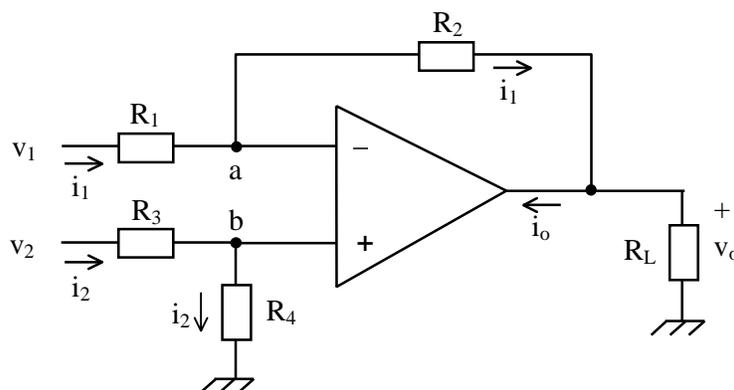


FIGURA 10.A – Amplificador subtrator.

No circuito da figura 10.A, a mesma corrente que circula no resistores R_1 circula no resistor R_2 , pois a corrente da entrada inversora do amplificador operacional é desprezível, o mesmo acontecendo com a corrente que circula nos resistores R_3 e R_4 .

Conforme Seabra (1996), pelo teorema da superposição, pode-se determinar o valor da tensão, ou da corrente, em uma parte de um circuito linear, alimentado com várias fontes de tensão, calculando-se a contribuição individual de cada fonte, sendo a(s) outra(s) substituída(s) por um curto-circuito. Portanto, no caso do circuito da figura 10.A, a tensão de saída v_o será:

$$v_o = v_{o1} + v_{o2}, \quad (29.A)$$

onde v_{o1} e v_{o2} são as contribuições das fontes v_1 e v_2 , respectivamente, para a tensão de saída.

Assim, considerando-se apenas a contribuição da fonte v_1 no circuito da figura 10.A (a fonte v_2 deve ser substituída por um curto-circuito) este transforma-se em um circuito amplificador inversor, cuja tensão de saída pode ser determinada pela equação 10.A:

$$v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} v_1 \quad (30.A)$$

Da mesma forma, considerando-se a contribuição apenas da fonte v_2 no circuito da figura 10.A (agora é a fonte v_1 que deve ser substituída por um curto-circuito) este transforma-se em um circuito amplificador não-inversor, cuja tensão de saída é dada pela equação 19.A:

$$v_{o2} = \left(I + \frac{R_2}{R_1} \right) v_+ \quad (31.A)$$

Onde v_+ é a tensão que se tem na entrada não inversora.

Os resistores R_3 e R_4 formam um divisor série de tensão, pois a corrente da entrada não inversora do amplificador operacional pode ser desprezada de modo que a tensão v_+ pode ser determinada pela equação:

$$v_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2 \quad (32.A)$$

Substituindo-se a equação (32.A) na equação (31.A), tem-se:

$$v_{o2} = \left(I + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_2 \quad (33.A)$$

A substituição das equações (33.A) e (30.A) na equação (29.A), resulta:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \left(I + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_2 \quad (34.A)$$

Projetando-se o circuito de modo que $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$, a equação (34.A) resulta:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) \quad (35.A)$$

- O AMPLIFICADOR SUBTRATOR EM INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA:

O amplificador subtrator encontra uma aplicação muito importante em instrumentação.

Quando se utiliza um osciloscópio e a ponta de prova é deixada em aberto (ou quando se coloca o dedo nela), o osciloscópio capta sinais espúrios (interferências) principalmente na frequência da rede (60 Hz).

Segundo Seabra (1996), em eletrônica, dois tipos de interferência são comuns: a interferência por campos eletrostáticos e a interferência por campos magnéticos. De uma forma geral, qualquer equipamento eletroeletrônico, ao fazer uso da eletricidade, cria campos eletrostáticos e magnéticos. Esses campos, por sua vez, ao se propagarem no ambiente, dão origem ao que se convencionou chamar de interferência eletromagnética (EMI - electromagnetic interference). Essa interferência se propaga principalmente por condutores elétricos e pelo próprio ar. Como se faz uso indiscriminado da energia da rede elétrica, é de se supor que interferências eletromagnéticas em 60 Hz sejam as mais frequentes, e por isso, comumente são observadas no osciloscópio.

É de se imaginar também que, se essas interferências são observáveis em um osciloscópio, elas também devem estar presentes e influir no funcionamento de circuitos eletrônicos. Quando se trabalha com transdutores eletrônicos (que convertem alguma grandeza física como pressão, temperatura, pH, etc. em tensão ou corrente elétrica) é comum se constatar que o sinal elétrico que se deseja medir (saída do transdutor) está mascarado por interferências com amplitude de 100 a 1000 vezes maiores que o próprio sinal, como mostra a figura 11.A.

Assim, ao se conectar a saída do transdutor em um amplificador inversor (por exemplo), tanto o sinal do transdutor quanto a interferência serão amplificados (figura 11.A inferior). Por outro lado, se a saída do transdutor é conectada em um amplificador subtrator, só o sinal do transdutor é amplificado, já que o sinal de interferência é captado praticamente da mesma forma pelos dois fios que carregam o sinal do transdutor, ou seja, a tensão nas duas entradas em relação à massa têm igual valor e, como o circuito é subtrator estas tensões se cancelam (figura 11.A superior). Portanto,

em situações normais, diz-se que a interferência é um sinal de tensão comum aos dois fios, ao passo que o sinal do transdutor é uma diferença de tensão entre esses dois fios.

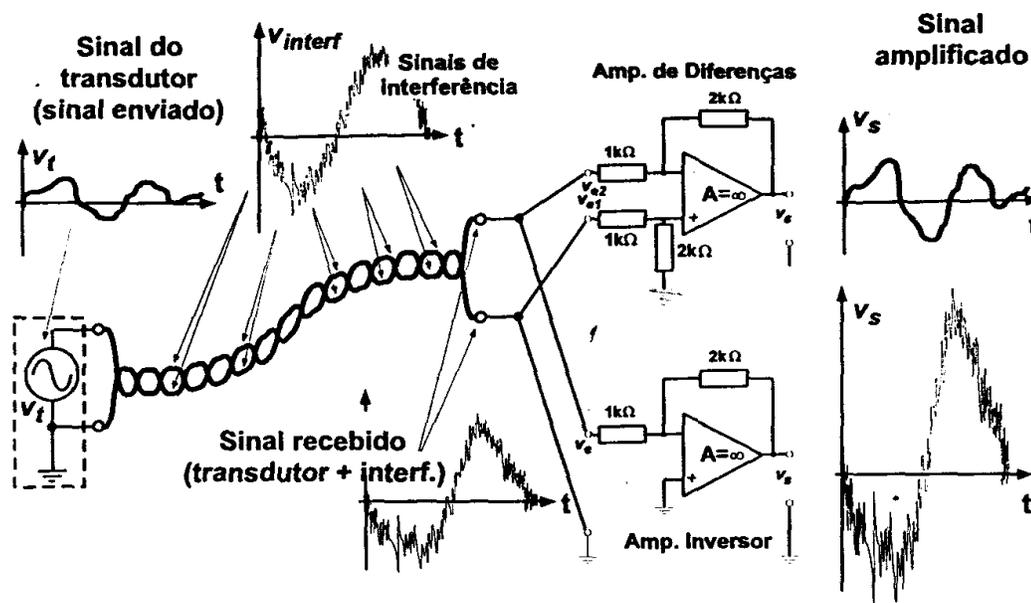


FIGURA 11.A – Comparação entre o amplificador inversor e o amplificador subtrator (de diferença) quanto à eliminação de tensões comuns presentes nas suas entradas. Fonte: Seabra, 1996.

8.5.A CIRCUITO INTEGRADOR

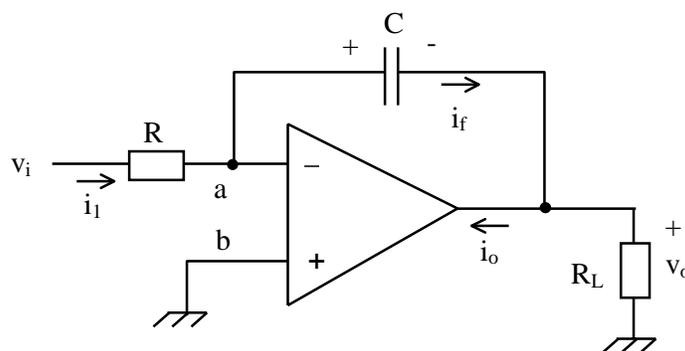


FIGURA 12.A – Circuito integrador.

É um dos circuitos mais importantes envolvendo o amplificador operacional. A tensão na sua saída é proporcional à integral da tensão de entrada, ou seja:

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_i dt \quad (40.A)$$

Se o sinal de entrada for senoidal, tem-se na saída um sinal também senoidal adiantado de 90 graus do sinal de entrada.

8.6.A. CIRCUITO DIFERENCIADOR

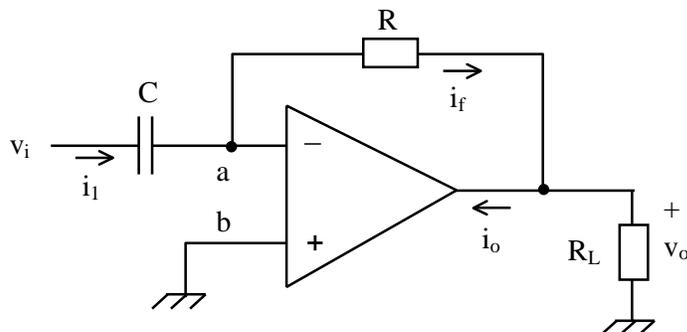


FIGURA 13.A – Circuito diferenciador.

Este circuito apresenta uma tensão de saída proporcional à derivada do sinal de entrada em relação ao tempo, ou seja:

$$v_o = -CR \frac{dv_i}{dt} \quad (41.A)$$

Se o sinal de entrada for senoidal, tem-se na saída um sinal também senoidal atrasado de 90° do sinal de entrada.

9.A. CIRCUITOS NÃO LINEARES COM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Ao contrário dos circuitos lineares, nos circuitos não lineares a tensão ou corrente de saída não é proporcional à tensão ou corrente de entrada.

- CIRCUITOS COMPARADORES:

Segundo Pertence Jr. (1988), em muitas situações práticas surge a necessidade de se comparar dois sinais (tensões) entre si, de modo que um destes sinais é a referência preestabelecida pelo projetista. Os circuitos eletrônicos destinados a esta função são denominados "comparadores".

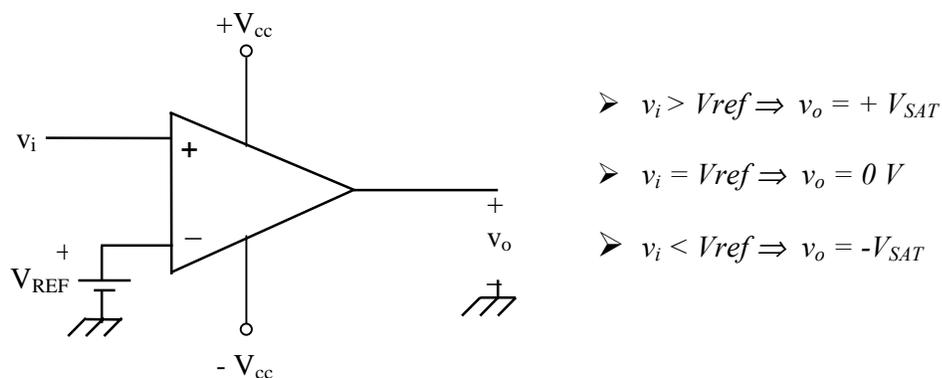


FIGURA 14.A – Circuito comparador alimentado com duas fontes de tensão ($+V_{CC}$ e $-V_{CC}$).

- FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

No circuito da figura 14.A, se a tensão de entrada for superior à tensão de referência, a tensão resultante nos terminais de entrada do amplificador operacional (V_d) será positiva na entrada não inversora e negativa na entrada inversora. Deste modo a tensão de saída será positiva e, devido ao alto ganho de tensão em malha aberta do amplificador operacional, seu valor estará próximo da tensão positiva de alimentação ($+V_{SAT}$).

Quando a tensão de entrada for igual à tensão de referência, a tensão resultante nos terminais de entrada do amplificador será nula e, na saída do amplificador operacional a tensão também será nula.

Se a tensão de entrada for menor do que a tensão de referência, a tensão resultante nos terminais de entrada do operacional será negativa na entrada não inversora e positiva na entrada inversora. Deste modo, a tensão de saída será negativa e seu valor estará próximo da tensão negativa de alimentação ($-V_{SAT}$).

Quando alguns amplificadores operacionais são utilizados como comparador, é possível alimentar o componente com fonte única de tensão, conforme mostrado na figura 15.A (positivo na entrada $+V_{CC}$ e a entrada $-V_{CC}$ conecta-se à massa). Neste caso, se a tensão de entrada for negativa ou, se for positiva e não for superior à tensão de referência, na saída do comparador a tensão será de aproximadamente 0V.

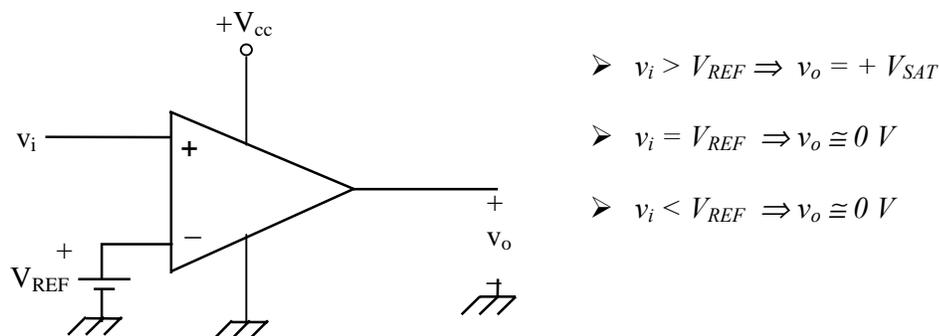


FIGURA 15.A – Circuito comparador alimentado com fonte única de tensão.

- COMPARADORES SOB A FORMA DE CIRCUITO INTEGRADO

A ampla utilização de amplificadores operacionais trabalhando como comparadores levou os fabricantes a produzirem CI's comparadores específicos. Assim sendo, tem-se os famosos CI's comparadores LM 311 e LM 339 (ambos da NATIONAL SEMICONDUCTORES).

10.A. OUTROS CIRCUITOS COM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Além dos circuitos já analisados, pode-se construir muitos outros circuitos utilizando amplificadores operacionais, como por exemplo:

- reguladores de tensão,
- filtros,
- osciladores,
- amplificador logarítmico e antilogarítmico,
- retificador de precisão,
- circuito multiplicador e/ou divisor,
- fonte chaveada,
- comparadores regenerativos (Schmitt-trigger),
- retificador síncrono (utilizado no medidor de campo elétrico)

11.A. TENSÃO DE *OFF-SET* OU TENSÃO DE DESEQUILÍBRIO

No amplificador operacional ideal, quando as entradas são curto-circuitadas ($v_i = 0$), a tensão na saída do circuito é nula. Quando as entradas de um amplificador

operacional real são curto-circuitadas, pode-se ter na sua saída uma tensão diferente de zero, a esta tensão dá-se o nome de "tensão de *off-set* de saída" ou "tensão de desequilíbrio de saída" (Pertence Jr., 1988).

Dividindo-se a tensão de *off-set* de saída pelo ganho do amplificador, obtém-se o valor da tensão que deverá ser aplicada entre os terminais de entrada do amplificador operacional de modo que a tensão de saída seja nula. A esta tensão dá-se o nome de "tensão de *off-set* de entrada". O valor da tensão de *off-set* de entrada é fornecido pelo fabricante do circuito. Para o amplificador operacional 741, por exemplo, é da ordem de 6,0 mV no máximo.

A tensão de *off-set* de saída pode atingir valores desde alguns *mV* até alguns volts. Normalmente, a qualidade e o preço do amplificador operacional aumentam à medida que a tensão de *off-set* de saída diminui.

A importância da correção da tensão de *off-set* de saída está nas aplicações onde se trabalha com pequenos sinais (da ordem de *mV*).

Conforme Pertence Jr. (1988), existem vários métodos para se eliminar a tensão de *off-set* de saída, podendo ser divididos em dois procedimentos básicos:

a) Pela utilização de uma técnica recomendada pelo próprio fabricante conhecida como "ajuste interno" ou "próprio".

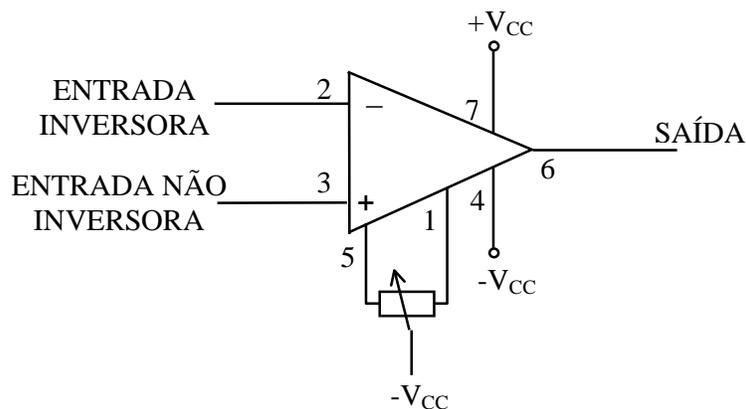


FIGURA 16.A – Ajuste interno de *off-set*.

Para eliminar a tensão de *off-set* de saída, alguns amplificadores operacionais possuem entradas às quais se deve conectar um potenciômetro, conforme mostrado na figura 16.A para o operacional 741.

b) Pela utilização de um divisor de tensão externo ao qual se aplica a própria tensão de alimentação $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$. A função deste circuito é aplicar uma tensão contínua adequada diretamente aos terminais de entrada do amplificador operacional. Este método é conhecido como "ajuste geral, externo ou universal da tensão de *off-set* de saída". É utilizado quando o amplificador operacional não possui os terminais para se fazer o ajuste interno da tensão de *off-set* de saída.

Nas figuras 17.A e 18.A tem-se o circuito de compensação de *off-set* para as configurações inversora e não inversora, respectivamente.

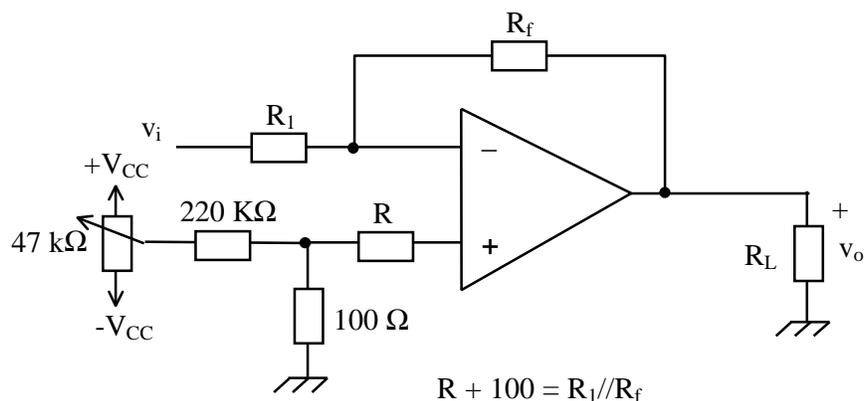


FIGURA 17.A – Ajuste externo de *off-set* para a configuração inversora.

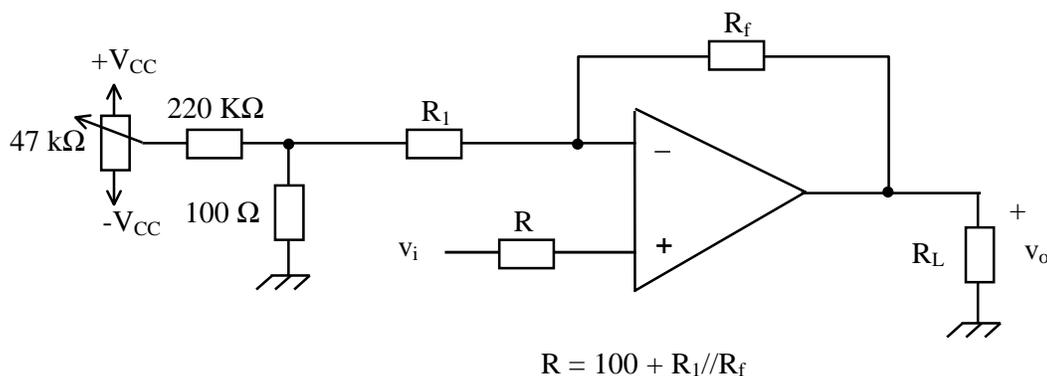


FIGURA 18.A – Ajuste externo de *off-set* para a configuração não inversora.

A tensão de *off-set* de saída pode ser reduzida, mas não eliminada como nos circuitos das figuras 17.A e 18.A, de forma bem mais simples e prática colocando-se um resistor de equalização no terminal não inversor conforme mostrado nas figuras 19.A e 20.A (Pertence Jr., 1988).

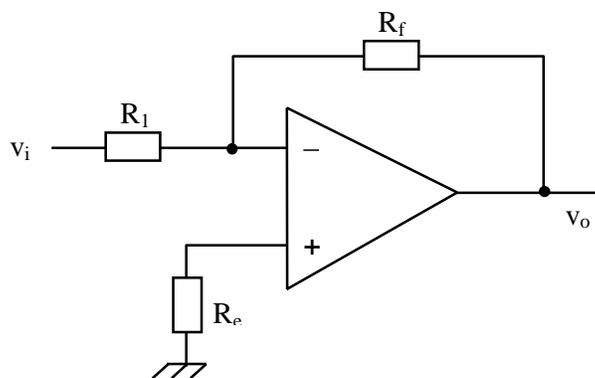


FIGURA 19.A – Utilização do resistor de equalização com a configuração inversora.

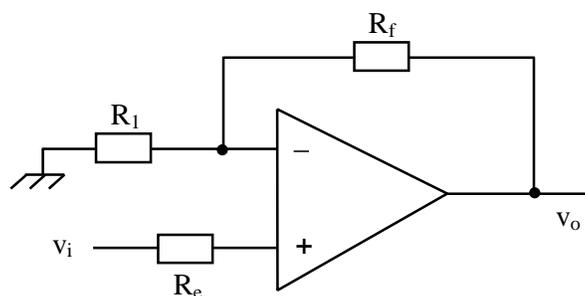


FIGURA 20.A – Utilização do resistor de equalização com a configuração não inversora.

Este procedimento é aconselhado pelos próprios fabricantes. O valor do resistor de equalização deve ser igual à resistência entre a entrada inversora e a massa. Para os circuitos das figuras 19.A e 20.A, tem-se:

$$R_e = \frac{R_1 \cdot R_f}{R_1 + R_f} \quad (42.A)$$

12.A. PARÂMETROS DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS REAIS:

A título de exemplo foram apresentadas na tabela 1.A as características do amplificador operacional 741C.

- CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO DE SAÍDA:

É a máxima corrente de saída que pode ser fornecida pelo amplificador.

TABELA 1.A – Características do CI 741C

<i>CARACTERÍSTICA</i>	<i>VALOR</i>
Ganho de tensão em malha aberta	200.000
Impedância de entrada	2 M Ω
Impedância de saída	75 Ω
Tensão de <i>offset</i>	2 mV
Máxima tensão de alimentação	+/_18 V
Máxima oscilação da tensão de saída	+/_ 13 V
Máximo sinal diferencial de entrada	+/_ 30 V
Máximo sinal de entrada para a massa	+/_ 15 V
Corrente de curto circuito de saída	25 mA

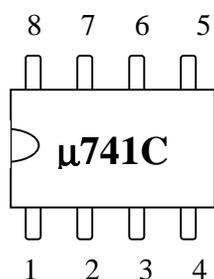
- MÁXIMA TENSÃO DIFERENCIAL DE ENTRADA:

É a máxima tensão que pode ser aplicada entre as entradas do amplificador operacional sem danificá-lo.

- MÁXIMA TENSÃO DE ENTRADA PARA A MASSA:

É a máxima tensão que pode ser aplicada entre as entradas do amplificador operacional e a massa sem danificá-lo.

13.A - PINAGEM:



- 1 - AJUSTE DE *OFF-SET*
- 2 - ENTRADA INVERSORA
- 3- ENTRADA NÃO INVERSORA
- 4- FONTE - V_{cc}
- 5 - AJUSTE DE *OFF-SET*
- 6 - SAÍDA
- 7 - FONTE + V_{cc}
- 8 - NÃO CONECTAR

FIGURA 21.A – Pinagem do CI 741.

Muitos amplificadores operacionais têm pinagem igual à do 741, como por exemplo os amplificadores operacionais utilizados na construção do medidor de campo elétrico atmosférico TL071, CA 3140.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)