

Fabiano Fernandes Rocha

***Avaliação e projeto de uma fonte de energia para sistema de
detecção de faltas em redes de distribuição rurais***

Belo Horizonte

Julho de 2005

Fabiano Fernandes Rocha

***Avaliação e projeto de uma fonte de energia para sistema de
detecção de faltas em redes de distribuição rurais***

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Engenharia de Potência.
Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência.

Orientador:

Prof. Paulo Fernando Seixas

Co-orientador:

Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Belo Horizonte

Julho de 2005

Agradecimentos

Agradeço aos professores Paulo Fernando Seixas e Porfirio Cabaleiro Cortizo, pela paciência e orientação. Ao CNPq, por ter financiado parcialmente esse trabalho. Aos colegas do Grupo de Eletrônica de Potência, pelos momentos de descontração durante essa longa jornada. À minha família, pelo apoio. A Deus, por tudo.

Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de sistemas de alimentação e comunicação para um detector de faltas em linhas de distribuição rurais.

Para o sistema de alimentação, foram estudadas alternativas ao uso de um transformador de média tensão dedicado ao equipamento, baseadas na extração de energia do campo eletromagnético criado pela linha de distribuição e no uso de geradores fotovoltaicos. Os problemas eletromagnéticos foram modelados por circuitos equivalentes e avaliados numericamente, o que mostrou a inviabilidade das soluções propostas. Conseqüentemente, foi dimensionado um sistema constituído de módulos fotovoltaicos e banco de baterias para a alimentação do detector. Um conversor CC/CC do tipo *buck* foi projetado levando em conta as características da fonte de energia, notadamente a potência limitada e dependente do ponto de operação. Uma estratégia de controle para o conversor foi proposta visando maximizar a potência fornecida pelos módulos fotovoltaicos e recarregar o banco de baterias conforme o método recomendado pelo fabricante. O funcionamento do sistema foi verificado por simulações numéricas.

Para o sistema de comunicação, um modem FSK de 1200 bps foi desenvolvido e implementado em um DSP TMS320LF2407. Seu funcionamento foi verificado numericamente e experimentalmente.

Palavras-chave: linhas de distribuição rurais, acoplamento magnético, acoplamento capacitivo, sistema fotovoltaico, conversor buck, seguidor do ponto de potência máxima, modulação FSK.

Abstract

This work presents the development of power supply and communication systems for a rural distribution line fault detector.

For the supply system, energy extraction from the electromagnetic field produced by the distribution line and the use of photovoltaic modules were studied as alternatives to the employment of a dedicated medium voltage transformer. Electromagnetic problems were modeled by equivalent circuits and evaluated numerically, showing that the proposed solutions were impracticable. As a result, a system composed of photovoltaic modules and one battery bank was sized for supplying the detector. A buck DC/DC converter was designed by taking the energy source characteristics into account, namely the power, which is limited and depends on the operation point. A control strategy for the converter was proposed aiming the maximization of the power supplied by the photovoltaic modules and the recharge of the battery bank according to a method recommended by the manufacturer. The system's operation was verified numerically.

For the communications system, a 1200 bps FSK modem was developed and implemented in a TMS320LF2407 DSP. Its operation was verified numerically and experimentally.

Keywords: rural distribution lines, magnetic coupling, capacitive coupling, photovoltaic system, buck converter, maximum power point tracker, FSK modulation.

Sumário

Lista de Símbolos

1	Introdução	p. 17
1.1	Objetivos do trabalho	p. 19
1.2	Concepção do detector de faltas	p. 19
1.3	Metodologia do trabalho	p. 20
1.4	Organização do texto	p. 21
2	Módulo de alimentação: escolha da fonte de energia	p. 23
2.1	Extração de energia do campo eletromagnético gerado pela linha	p. 23
2.1.1	A geometria das linhas de distribuição rurais da CFLCL	p. 24
2.1.2	Extração de energia através de acoplamento magnético	p. 24
2.1.2.1	Revisão de conceitos básicos sobre acoplamentos magnéticos	p. 26
2.1.2.2	Cálculo das indutâncias própria e mútua	p. 30
2.1.2.3	Indutância mútua entre os condutores fase e a bobina	p. 32
2.1.2.4	Indutância própria da bobina	p. 33
2.1.2.5	Cálculo da potência máxima extraível	p. 35
2.1.2.6	Resultados numéricos: linha 1	p. 38
2.1.2.7	Resultados numéricos: linha 2	p. 45
2.1.2.8	Resultados numéricos: linha 3	p. 51
2.1.2.9	Sumário sobre a extração de energia por acoplamento magnético	p. 56
2.1.3	Extração de energia através de acoplamento capacitivo	p. 56
2.1.3.1	Cálculo das capacitâncias	p. 56
2.1.3.2	Cálculo da potência extraível	p. 63

2.1.3.3	Resultados numéricos: linha 1	p. 67
2.1.3.4	Resultados numéricos: linha 2	p. 71
2.1.3.5	Resultados numéricos: linha 3	p. 74
2.1.3.6	Sumário sobre a extração de energia por acoplamento capacitivo	p. 77
2.2	Geração fotovoltaica de energia	p. 77
2.2.1	Breve introdução ao funcionamento da célula fotovoltaica	p. 77
2.2.2	Características de módulos fotovoltaicos de silício	p. 78
2.2.3	Dimensionamento do sistema fotovoltaico	p. 82
2.2.4	Instalação do sistema fotovoltaico	p. 83
2.2.5	Sumário sobre a geração fotovoltaica de energia	p. 85
2.3	Conclusão quanto à escolha da fonte de energia	p. 85
3	Módulo de alimentação: Projeto do conversor estático	p. 87
3.1	Bateria de chumbo-ácido regulada por válvula	p. 87
3.2	Seguidor do ponto de potência máxima	p. 89
3.3	Dimensionamento do conversor CC/CC	p. 92
3.3.1	Determinação do indutor do filtro de saída L	p. 97
3.3.2	Determinação do capacitor do filtro de saída C	p. 98
3.3.3	Determinação do capacitor de entrada C_{in}	p. 100
3.3.4	Determinação do indutor de entrada L_{in}	p. 101
3.3.5	Escolha dos semicondutores	p. 103
3.3.6	Projeto do indutor do filtro de saída L	p. 107
3.4	Estratégia de controle do conversor	p. 116
3.5	Resultados de simulação	p. 118
3.6	Conclusão sobre o projeto do conversor estático	p. 123
4	Módulo de comunicação	p. 125
4.1	Hardware do módulo de comunicação	p. 125
4.2	Modulação FSK	p. 127

4.3	Demodulação FSK	p. 128
4.4	Transmissão assíncrona	p. 131
4.5	Simulação da demodulação	p. 134
4.6	Implementação dos filtros	p. 136
4.7	Resultados experimentais	p. 136
4.8	Conclusão sobre o módulo de comunicação	p. 138
5	Conclusões e propostas de continuidade	p. 139
5.1	Escolha da fonte de energia	p. 139
5.2	Projeto e controle do conversor CC/CC	p. 139
5.3	Módulo de comunicação	p. 140
5.4	Sugestões para continuação do trabalho	p. 140
	Referências	p. 141
	Apêndice A – Ajuste do modelo para o arranjo de módulos fotovoltaicos	p. 145
	Apêndice B – Código-fonte comentado do módulo de comunicação	p. 149
B.1	Modem_c.c	p. 155
B.2	Modem.h	p. 164
B.3	Func_modem.c	p. 164
B.4	Func_modem.h	p. 170
B.5	Serial.c	p. 171
B.6	Serial.h	p. 172

Lista de Símbolos

N_i	Número de espiras da bobina i , p. 26
i_j	Corrente que percorre a bobina j , p. 27
ϕ_{ij}	Fluxo magnético produzido pela corrente j e que atravessa a bobina i , p. 27
ϕ_{Li}	Fluxo magnético de dispersão produzido pela corrente i , p. 27
v_{ij}	Tensão induzida na bobina i pela variação da corrente j , p. 27
λ_{ij}	Enlace de fluxo magnético da bobina i produzido pela corrente j , p. 27
$\phi_{ij, 1 \text{ espira}}$	Fluxo magnético produzido pela corrente j da bobina j na bobina i , quando ambas têm 1 espira, p. 27
$\phi_{ij, 1 \text{ espira}}$	Enlace de fluxo magnético produzido pela corrente j da bobina j na bobina i , quando ambas têm 1 espira, p. 27
$L_{i, 1 \text{ espira}}$	Indutância própria da bobina i com 1 espira, p. 28
L_i	Indutância própria da bobina i , p. 28
M_{ij}	Indutância mútua entre as bobinas i e j , p. 29
ρ	Resistividade, p. 30
$\vec{H}$	Vetor campo magnético, p. 30
$\vec{B}$	Vetor densidade de fluxo magnético, p. 32
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo, p. 32
$\lambda_{x, \rho=\infty}$	Enlace de fluxo da bobina colocada próxima da linha, produzido pela corrente do condutor x , considerando solo com resistividade ρ infinita, p. 32
$M_{x, \rho=\infty}$	Indutância mútua entre o condutor x da linha e a bobina colocada próxima, considerando solo com resistividade ρ infinita, p. 32
$\lambda_{x, \rho=0}$	Enlace de fluxo da bobina colocada próxima da linha, produzido pela corrente do condutor x , considerando solo com resistividade ρ nula, p. 33
$M_{x, \rho=0}$	Indutância mútua entre o condutor x da linha e a bobina colocada próxima, considerando solo com resistividade ρ nula, p. 33
$\phi_{x, ext}$	Fluxo magnético externo ao condutor que atravessa a bobina x , p. 33

$\phi_{x,int}$	Fluxo magnético interno ao condutor da bobina x , p. 33
δ	Profundidade de penetração, p. 35
f	Frequência, p. 35
μ	Permeabilidade magnética, p. 35
σ	Condutividade elétrica, p. 35
A	Área da seção reta do condutor, p. 35
Z_L	Impedância de carga, p. 35
Z_{Th}	Impedância equivalente de Thévenin, p. 35
ω	Frequência angular da rede elétrica, p. 36
C_s	Capacitância para compensação série, p. 36
R_s	Resistência equivalente série, p. 36
R_L	Resistência de carga, p. 36
C_p	Capacitância para compensação paralela, p. 36
$\mathbf{V}$	Fasor tensão eficaz do circuito equivalente de Thévenin, p. 36
$\mathbf{I}_x$	Fasor corrente eficaz da fase x , p. 36
I	Corrente eficaz de cada fase, considerando sistema equilibrado, p. 36
V_{R_L}	Tensão sobre a resistência de carga, p. 43
V_{C_x}	Tensão sobre a capacitância de compensação série ou paralela, p. 43
$\vec{E}_{total}$	Vetor campo elétrico total, p. 57
$\vec{E}_{q_x}$	Vetor campo elétrico produzido pela carga q_x , p. 57
ϵ	Permissividade elétrica, p. 58
q_x	Carga elétrica do condutor x , p. 58
$[\mathbf{P}]$	Matriz de coeficientes de potencial, p. 61
$[\mathbf{C}]$	Matriz de coeficientes de capacitância, p. 62
C_{1x}	Capacitância entre o condutor isolado e o condutor x da linha de distribuição, p. 63
I_{ph}	Corrente gerada por efeito fotovoltaico em uma célula, p. 79
n_s	Número de células fotovoltaicas em série num arranjo de módulos, p. 79

n_p	Número de células fotovoltaicas em série num arranjo de módulos, p. 79
T_{cel}	Temperatura da célula fotovoltaica, p. 79
I_{rs}	Corrente de saturação reversa da junção $p-n$, p. 79
T_r	Temperatura de referência da célula fotovoltaica, p. 79
S	Radiação incidente sobre as células fotovoltaicas, p. 79
V_i	Tensão de entrada média, p. 93
V_o	Tensão de saída média, p. 93
I_i	Corrente de entrada média, p. 93
I_o	Corrente de saída média, p. 93
D	Ciclo de trabalho do conversor buck, p. 93
L	Indutância do filtro de saída do conversor buck, p. 97
Δi_L	<i>Ripple</i> na corrente do indutor do filtro de saída L , p. 97
T	Período de chaveamento do conversor buck, p. 97
ESR	Resistência equivalente série de um capacitor, p. 98
C	Capacitância do filtro de saída do conversor buck, p. 98
$\Delta V_{o\ cap}$	<i>Ripple</i> na tensão de saída devido à variação de carga no capacitor C , p. 98
C_{in}	Capacitância do filtro de entrada do conversor buck, p. 100
ΔV_i	<i>Ripple</i> da tensão de entrada, p. 100
L_{in}	Indutância do filtro de entrada do conversor buck, p. 103
f_{chav}	Frequência de chaveamento do conversor buck, p. 103
$P_{cond, mosfet}$	Potência de perdas de condução do Mosfet, p. 105
$r_{ds\ on}$	Resistência dreno-fonte do Mosfet em condução, p. 105
$P_{chav, mosfet}$	Potência de perdas do Mosfet devido à subida e descida da corrente durante o chaveamento, p. 105
C_{ds}	Capacitância dreno-fonte do Mosfet, p. 105
$P_{C_{ds}, Mosfet}$	Potência de perdas do Mosfet devido ao descarregamento da capacitância dreno-fonte, p. 105
$P_{schottky}$	Potência de perdas de condução do diodo Schottky, p. 105
v_f	Queda de tensão no diodo Schottky em condução, p. 105

W_L	Energia armazenada no indutor L , p. 107
i_L	Corrente no indutor L , p. 107
vol	Volume, p. 107
μ_r	permeabilidade magnética relativa, p. 107
μ_e	Permeabilidade magnética relativa equivalente do núcleo com o gap, p. 107
A_e	Área da seção reta do núcleo ferromagnético, p. 107
$l_{núcleo}$	Comprimento médio do núcleo ferromagnético, p. 107
l_{gap}	Comprimento do gap, p. 107
$vol_{núcleo}$	Volume do núcleo de material ferromagnético, p. 107
$\mathfrak{R}$	Relutância magnética, p. 110
A_{cobre}	Área de cobre total do indutor, p. 110
J_{max}	Densidade de corrente máxima no condutor do indutor, p. 110
P_{cobre}	Potência de perdas no cobre do indutor, p. 113
η	Eficiência esperada do conversor buck, p. 114
$S(t)$	Sinal modulado FSK, p. 127
ω_c	Frequência angular da portadora, p. 127
$\delta\omega$	Desvio de frequência da modulação FSK, p. 127
$R(t)$	Sinal recebido, p. 128
D_g	Atraso de grupo, p. 130
T_s	Período de amostragem, p. 130

1 *Introdução*

A Resolução nº 024, de 27 de janeiro de 2000, da Agência Nacional de Energia Elétrica, ANEEL, republicada em 13 de março de 2003 com alterações (1), dispõe sobre a continuidade da distribuição de energia elétrica. Notadamente, são definidos vários indicadores da qualidade do serviço, baseados na frequência e na duração das interrupções no fornecimento de energia, e padrões para cada um deles, os quais, se forem ultrapassados, acarretam multas às concessionárias e ressarcimento aos consumidores.

A ocorrência de faltas em linhas de distribuição, como curto-circuitos e quedas de cabos, provoca interrupções no fornecimento de energia elétrica. Para o restabelecimento do serviço, é necessário, primeiramente, localizar o problema. Em geral, isso é feito por inspeção visual. Em linhas rurais, esse procedimento usualmente implica percorrer longos trechos em regiões de difícil acesso. Logo, a duração das interrupções é freqüentemente longa.

O trabalho apresentado aqui provém de uma demanda da Companhia Força e Luz Cataguases-Leopoldina (CFLCL), concessionária de uma região na Zona da Mata de Minas Gerais, e outras empresas do grupo, concessionárias de regiões nos Estados do Rio de Janeiro, Paraíba e Sergipe, que visa a melhoria nos indicadores baseados na duração das interrupções. A estratégia a ser utilizada baseia-se na colocação de detectores de faltas nas linhas de distribuição rural, possibilitando o reconhecimento rápido do defeito e sua localização aproximada, de forma a agilizar a manutenção corretiva.

Já foram propostas várias estratégias de detecção e localização de faltas. A maioria delas baseia-se em medições de corrente e tensão em todos os condutores da linha, realizadas usando-se transformadores de corrente e de potencial, respectivamente. Por exemplo, (2) e (3) propõem o uso de medidores fasoriais (*PMU*) e (4), de medidores de tensão e corrente, colocados nas duas extremidades de uma linha de transmissão e realizando amostragens sincronizadas por GPS; em (5), a detecção de faltas baseia-se em medições apenas de tensão em vários pontos da rede. Todos eles demandam um sistema de comunicação entre os medidores remotos e uma central de processamento. Já (6) usa apenas as medições de corrente e tensão da extremidade da subestação, realizadas por um registrador digital de faltas, para localização da falta em uma linha de transmissão sem ramos.

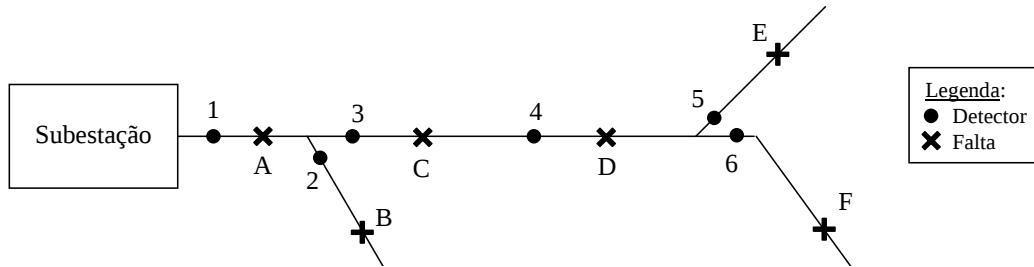


Figura 1: Estratégia de detecção de falhas.

Em (7), propõe-se o uso de um refletômetro no domínio do tempo (*TDR*), que injeta um sinal de teste em uma extremidade da linha e demanda que ela esteja desconectada nas outras extremidades.

Já em (8), propõe-se a utilização de vários detectores, colocados nas várias extremidades de uma linha de distribuição ramificada, medindo apenas o campo elétrico produzido, para a detecção de falhas de alta impedância. Esse sistema distribuído se comunicaria com a central de operações através da própria linha de energia, por um sinal modulado em 20kHz. Em (9), o mesmo sistema é descrito, mas usando comunicação via rede celular GSM.

A CFLCL propôs uma estratégia de se espalhar detectores ao longo das linhas, como mostrado na figura 1, no intuito de se obter um sistema de localização simples mas eficaz, baseado em medições de campos elétrico e magnético. Por exemplo, a ocorrência de um curto-circuito permanente em algum dos pontos marcados com letras na figura 1, provocando a desconexão da linha na subestação, provocaria um padrão nos detectores conforme mostrado na tabela 1. Nos trechos percorridos pela corrente de curto-circuito, os respectivos detectores captariam um campo magnético muito alto por um período curto de tempo, indicando a corrente de curto, seguida de uma ausência de campo elétrico e de campo magnético, indicando que a linha não apresenta tensão ou corrente, ou seja, não foi religada automaticamente. Já nos trechos que não foram percorridos pela corrente de curto-circuito, os detectores indicariam simplesmente a ausência de tensão, visto que a linha não teria sido religada. Portanto, pelo padrão das indicações dos detectores, é possível limitar a busca pelo defeito aos trechos entre os detectores.

Essa estratégia cria três problemas a serem resolvidos: a detecção da falta propriamente dita, a comunicação com a central de operação da concessionária e a alimentação do equipamento, visto que não há baixa tensão disponível ao longo das linhas de distribuição rurais. O presente trabalho visa a solução desses dois últimos problemas.

Tabela 1: Indicações dos detectores em caso de falta do tipo curto circuito, após as tentativas de religamento automático mal sucedidas.

Falta	Indicação do sensor					
	1	2	3	4	5	6
A	Falta	Sem tensão	Sem tensão	Sem tensão	Sem tensão	Sem tensão
B	Falta	Falta	Sem tensão	Sem tensão	Sem tensão	Sem tensão
C	Falta	Sem tensão	Falta	Sem tensão	Sem tensão	Sem tensão
D	Falta	Sem tensão	Falta	Falta	Sem tensão	Sem tensão
E	Falta	Sem tensão	Falta	Falta	Falta	Sem tensão
F	Falta	Sem tensão	Falta	Falta	Sem tensão	Falta

1.1 Objetivos do trabalho

- Analisar algumas alternativas de alimentação do detector de faltas sem contato com os condutores da linha de distribuição:
 - extração de energia do campo eletromagnético produzido pela linha;
 - utilização de módulos fotovoltaicos;
- Projetar um conversor estático que alimente os demais módulos e carregue um banco de baterias;
- Desenvolver um módulo de comunicação via rádio, compatível com o sistema SCADA utilizado pela concessionária.

1.2 Concepção do detector de faltas

O detector de faltas foi concebido de forma modular, visando a adequação às necessidades específicas de comunicação e alimentação. Ele é formado por três módulos básicos, mostrados na figura 2.

O módulo sensor é o núcleo do sistema. Ele troca dados com o módulo de comunicação através de uma interface serial RS-232 e pode monitorar o módulo de alimentação através de um barramento CAN.

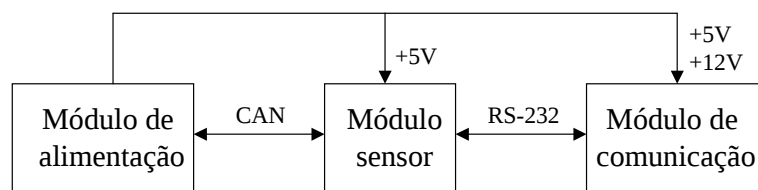


Figura 2: Diagrama em blocos do detector de faltas.

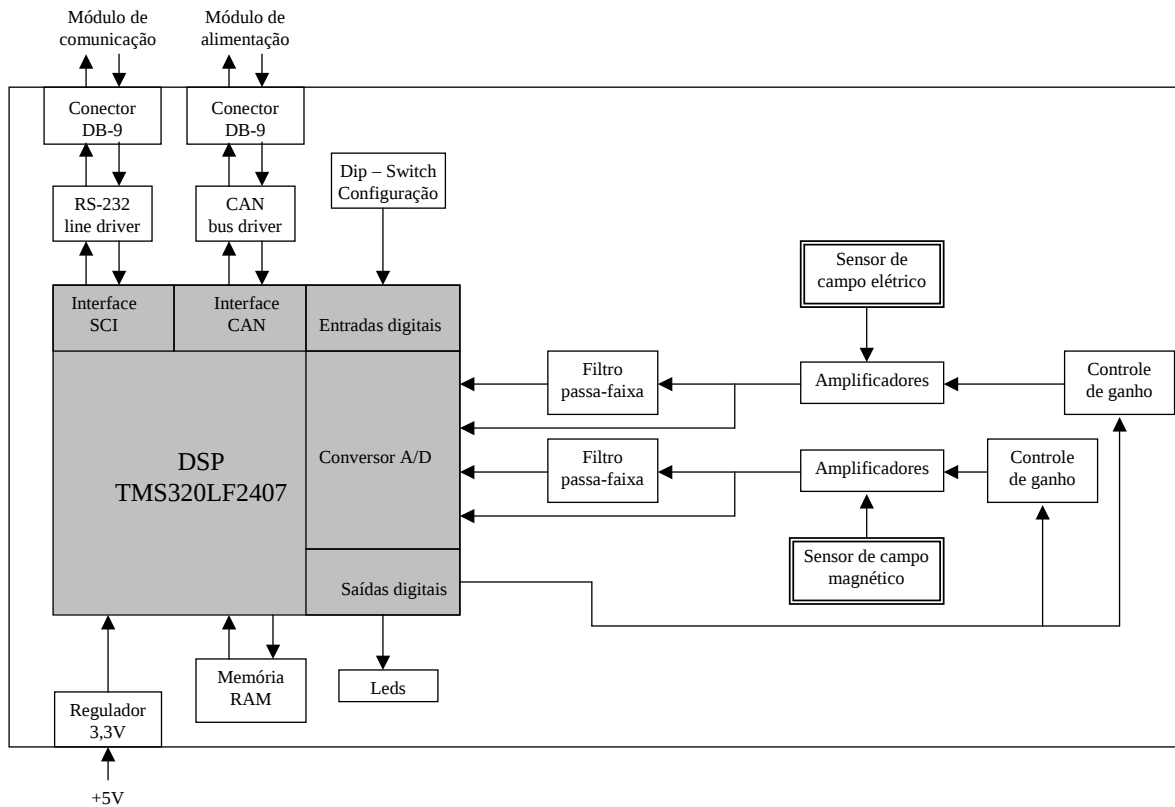


Figura 3: Diagrama em blocos do módulo do sensor de faltas.

No diagrama de blocos da figura 3, mostra-se o módulo sensor desenvolvido. Sinais advindos de sensores de campo elétrico e magnético são amplificados e lidos pelo DSP. O ganho dos amplificadores é ajustado em tempo real em função da intensidade média de campo magnético, relacionado à corrente que passa pela linha, e de campo elétrico, relacionado à tensão da linha. A rotina que roda no processador analisa a forma de onda dos sinais, procurando padrões de falta. A utilização das medições de campo permite reduzir o custo do equipamento, o que representa uma vantagem em relação a modelos comerciais baseados em medições diretas de tensão e corrente.

Os módulos de alimentação e comunicação da figura 2 são acessórios e podem ser escolhidos de acordo com a situação de uso. Por exemplo, em ambiente urbano, poderia ser usada alimentação derivada dos condutores de baixa tensão e comunicação via rede celular. Para a detecção em linhas de distribuição rurais, entretanto, visou-se o uso em locais sem baixa tensão disponível e com comunicação via radiofrequência.

1.3 Metodologia do trabalho

A análise de viabilidade da extração de energia do campo eletromagnético produzido pela linha foi feita por estudos de caso considerando três geometrias de linhas rurais da CFLCL e valores de corrente e tensão típicas. Estratégias de acoplamento magnético e capacitivo, propostas,

respectivamente, por (10) e (11) para linhas de transmissão de alta tensão, foram estudadas para essa aplicação. A abordagem dos problemas eletromagnéticos utilizada nesse trabalho, entretanto, é diferente daquelas de (10) e (11) e baseia-se na determinação de circuitos equivalentes, visando simplificar a análise.

O estudo do sistema fotovoltaico baseou-se nas curvas de fabricantes de módulos e baterias combinadas a dados solarimétricos da região na qual os equipamentos serão instalados.

O projeto do conversor CC/CC levou em conta as características dos módulos fotovoltaicos, escolhidos como fonte de energia para o módulo de alimentação, os quais foram modelados por equações físicas. O controle do conversor baseou-se em uma técnica conhecida de busca de potência máxima de módulos fotovoltaicos, proposta por (12), combinada com uma estratégia para respeitar o método de recarga de baterias recomendado pelo fabricante. Simulações numéricas foram feitas para demonstrar seu funcionamento.

Finalmente, foi estudado um método de demodulação FSK para o módulo de comunicação, proposto por (13), cujos parâmetros foram determinados com a ajuda de simulações numéricas. Resultados experimentais da sua implementação num DSP TMS320LF2407 são apresentados para comprovar seu funcionamento.

1.4 Organização do texto

O estudo das alternativas de alimentação do detector de faltas sem contato com os condutores da linha de distribuição, baseadas em acoplamento magnético, capacitivo ou energia fotovoltaica, é apresentado no capítulo 2.

No capítulo 3, é mostrado o método de recarga das baterias, o modelo dos módulos fotovoltaicos, o projeto do conversor CC/CC, a estratégia de controle e as simulações do seu funcionamento.

No capítulo 4, é apresentado o projeto de um modem FSK, as simulações que auxiliaram a determinação dos parâmetros do demodulador e os resultados experimentais obtidos da sua implementação num DSP TMS320LF2407.

As conclusões do trabalho e as propostas de continuação foram reunidas no capítulo 5.

No apêndice A, é mostrada a determinação dos parâmetros do modelo dos módulos fotovoltaicos, baseada nas curvas fornecidas pelo fabricante.

Finalmente, no apêndice B, o código-fonte usado na implementação do modem FSK usando o DSP TMS320LF2407 é mostrado e comentado.

2 ***Módulo de alimentação: escolha da fonte de energia***

Conforme mencionado no capítulo 1, não há baixa tensão disponível ao longo das linhas de distribuição rurais. É dispendioso instalar um transformador de média tensão unicamente para alimentar o detector de faltas, visto que atualmente o menor modelo disponível no mercado suporta 5 kVA e o equipamento só consome alguns watts. As perdas seriam, inclusive, maiores que a energia consumida pelo detector. Além do custo do transformador, ainda devem ser levados em conta os custos dos dispositivos de proteção, suportes e dos eletricitistas necessários para a instalação.

Assim, foram analisadas a extração de energia do campo eletromagnético produzido pela própria linha, através de acoplamento magnético e capacitivo, e o uso de módulos fotovoltaicos, no intuito de se obter um sistema de alimentação mais prático, barato e simples de ser instalado.

2.1 ***Extração de energia do campo eletromagnético gerado pela linha***

A maneira mais prática de se alimentar equipamentos de instrumentação colocados ao longo de linhas de distribuição em que não há baixa tensão disponível seria a de retirar potência do campo eletromagnético produzido no espaço ao redor.

Em (10) encontra-se um estudo sobre como retirar energia de linhas de transmissão de alta tensão usando acoplamento magnético. Afirma-se ser possível a extração de potências em torno de dezenas de *kilowatt* para alimentar pequenas comunidades localizadas sob linhas de transmissão com correntes em torno de *kiloampères*. E que isso seria viável economicamente quando comparado à construção de subestações e de linhas de distribuição longas para se alimentar cargas relativamente pequenas.

Em (11) encontra-se um estudo similar mas usando-se acoplamento capacitivo. A conclusão também é parecida, com ressalvas a características de regulação de tensão do sistema.

Sendo assim, um estudo também será feito tendo em vista a extração de potência bem

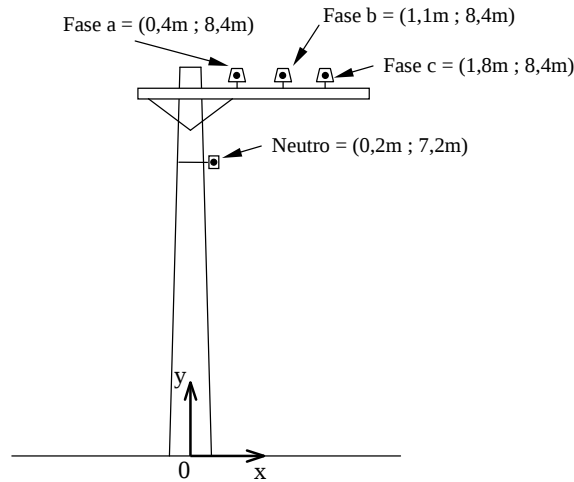


Figura 4: Linha 1.

pequena, da ordem de *watts*, com a restrição imposta pela concessionária de que o sistema esteja a 1m no mínimo dos condutores fase da linha de distribuição. Essa solução será comparada econômica e tecnicamente ao custo da instalação de um transformador de média tensão ou de um sistema de energia fotovoltaica.

2.1.1 A geometria das linhas de distribuição rurais da CFLCL

Três tipos de linha da CFLCL serão estudadas para a extração de potência sem contato metálico.

A primeira delas é do tipo trifásica com condutor neutro, como mostrado na figura 4.

A segunda linha é mostrada na figura 5 e também é trifásica com condutor neutro. A fase *b* alterna entre as posições $(-0,4\text{m} ; 8,4)$ e $(0,4\text{m} ; 8,4\text{m})$ em postes sucessivos. Logo, ela será considerada como estando na posição $(0\text{m} ; 8,4\text{m})$ nos cálculos que serão apresentados.

A terceira linha é do tipo monofásica e é mostrada na figura 6.

Essas três linhas podem ser de 11,4kV ou 22kV. Na tabela 2, são mostradas correntes típicas nas linhas rurais trifásicas da CFLCL, enquanto na tabela 3 estão as das linhas monofásicas.

Uma restrição colocada pela concessionária de energia elétrica é que a altura máxima do sistema de extração de energia seja de 7,4m, ou seja, nenhuma parte pode ficar a menos de 1m dos condutores fase da linha de distribuição.

2.1.2 Extração de energia através de acoplamento magnético

A primeira alternativa para a extração de energia estudada foi a colocação de uma bobina próxima à linha, conforme mostrado na figura 7. A variação do campo magnético produzido pelas

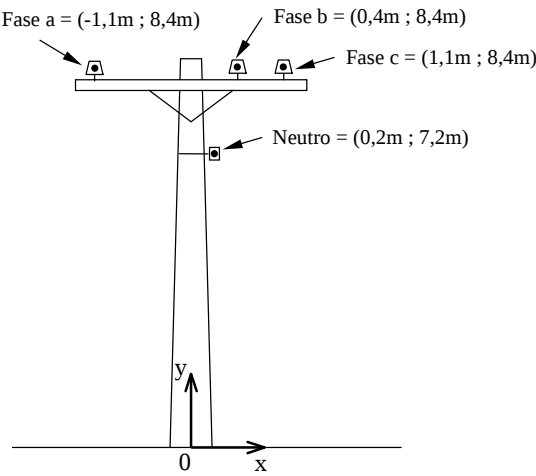


Figura 5: Linha 2.

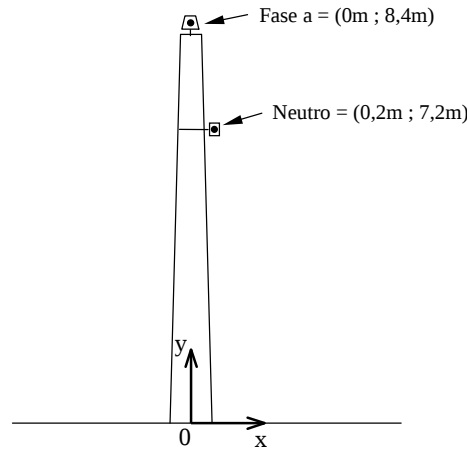


Figura 6: Linha 3.

Tabela 2: Correntes médias típicas de linhas de distribuição trifásicas rurais.

Tensão de linha	Horário		
	6h às 17h	17h às 22h	22h às 6h
22 kV	16 A	15 A	4A
	16 A	14 A	4 A
	65 A	138 A	15 A
	35 A	92 A	4 A
	69 A	140 A	15 A
11,4 kV	90 A	107 A	20 A
	70 A	100 A	15 A
	4 A	5 A	1 A
	3 A	2 A	1 A
	50 A	60 A	20 A

Tabela 3: Correntes médias típicas das linhas de distribuição monofásicas rurais.

Tensão(kV) de linha	Horário		
	6h às 17h	17h às 22h	22h às 6h
22 kV	16 A	14 A	4 A
	16 A	13 A	4 A
	7 A	4 A	1 A
	6 A	4 A	1 A
11,4 kV	3 A	2 A	1 A
	3 A	2 A	1 A
	5 A	4 A	1 A
	4 A	2 A	1 A

correntes que percorrem os condutores da linha deve induzir tensão nessa bobina, de acordo com a lei de Faraday. O objetivo é obter uma certa potência, para alimentar o detector de faltas, respeitando a altura máxima imposta pela concessionária e utilizando um pequeno número de espiras.

2.1.2.1 Revisão de conceitos básicos sobre acoplamentos magnéticos

Seja um sistema físico como o mostrado na figura 8, composto por duas bobinas, a primeira com N_1 espiras e a segunda com N_2 espiras. Assume-se que as espiras de uma mesma bobina estejam muito próximas, de modo que o fluxo que atravessa cada uma delas seja o mesmo. Além disso, supõe-se que elas estejam em um meio linear.

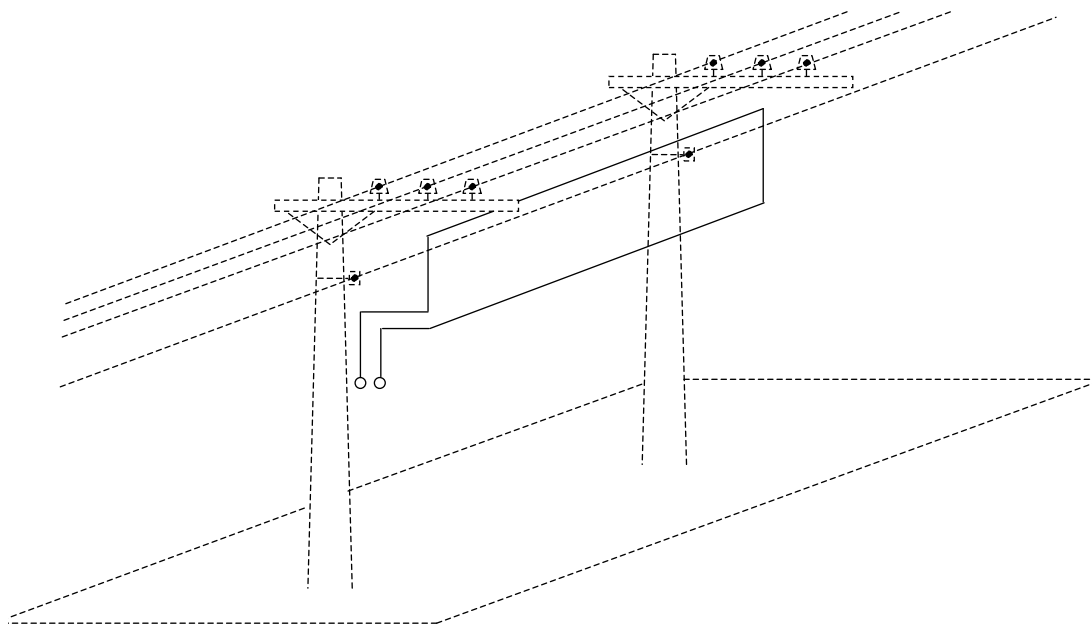


Figura 7: Esboço da colocação de uma bobina próxima à linha de distribuição.

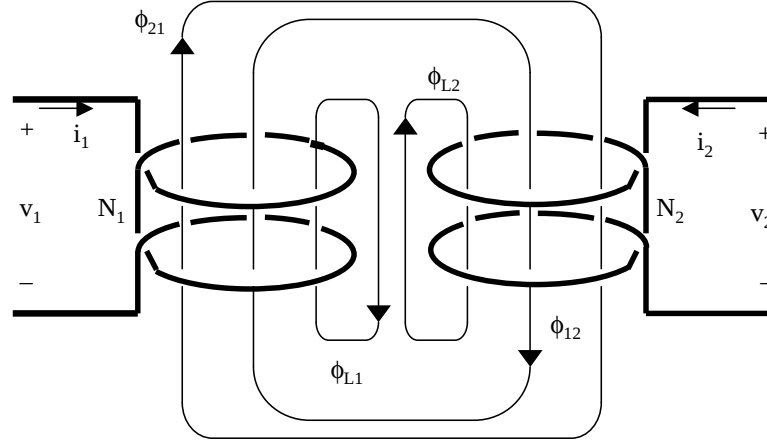


Figura 8: Problema magnético.

A bobina 1 é percorrida pela corrente i_1 e produz um fluxo magnético ϕ_{11} tal que

$$\phi_{11} = \phi_{L1} + \phi_{21}, \quad (2.1)$$

na qual o fluxo de dispersão ϕ_{L1} é aquele que atravessa somente a bobina 1 e o fluxo mútuo ϕ_{21} é aquele que enlaça também a bobina 2.

Pela lei de Faraday, tem-se que a tensão induzida nos terminais da bobina 1 pela variação do seu próprio enlace de fluxo é

$$\begin{aligned} v_{11} &= \frac{d\lambda_{11}}{dt} \\ &= N_1 \frac{d\phi_{11}}{dt}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Primeiramente, faça-se $N_1 = 1$. O fluxo $\phi_{11,1 \text{ espira}}$ produzido por essa espira única num meio linear é proporcional à corrente i_1 ,

$$\phi_{11,1 \text{ espira}} = k_{11} i_1, \quad (2.3)$$

na qual k_{11} é uma constante que depende do meio e da geometria. O enlace de fluxo é, portanto,

$$\begin{aligned} \lambda_{11,1 \text{ espira}} &= N_1 \phi_{11,1 \text{ espira}} \\ &= k_{11} i_1. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Aplicando em (2.2):

$$\begin{aligned} v_{11} &= \frac{d\lambda_{11,1 \text{ espira}}}{dt} \\ &= k_{11} \frac{di_1}{dt} \end{aligned}$$

$$= L_{1,1\text{ espira}} \frac{di_1}{dt}, \quad (2.5)$$

na qual $L_{1,1\text{ espira}}$ é a indutância própria da bobina com 1 espira.

Considerando agora N_1 qualquer, o fluxo total produzido pela bobina 1 é

$$\begin{aligned} \phi_{11} &= N_1 \phi_{11,1\text{ espira}} \\ &= N_1 k_{11} i_1. \end{aligned} \quad (2.6)$$

O enlace de fluxo fica

$$\begin{aligned} \lambda_{11} &= N_1 \phi_{11} \\ &= N_1^2 k_{11} i_1 \\ &= N_1^2 \lambda_{11,1\text{ espira}}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Aplicando em (2.2):

$$\begin{aligned} v_{11} &= \frac{d\lambda_{11}}{dt} \\ &= N_1^2 k_{11} \frac{di_1}{dt} \\ &= N_1^2 L_{1,1\text{ espira}} \frac{di_1}{dt} \\ &= L_1 \frac{di_1}{dt}, \end{aligned} \quad (2.8)$$

donde conclui-se que a indutância própria L_1 é proporcional a N_1^2 .

Repetindo o desenvolvimento para o fluxo mútuo, obtém-se

$$\phi_{21,1\text{ espira}} = k_{21} i_1, \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} \phi_{21} &= N_1 \phi_{21,1\text{ espira}} \\ &= N_1 k_{21} i_1, \end{aligned} \quad (2.10)$$

na qual k_{21} é uma constante. Os enlaces de fluxo se tornam

$$\begin{aligned} \lambda_{21,1\text{ espira}} &= N_2 \phi_{21,1\text{ espira}} \\ &= k_{21} i_1, \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{21} &= N_2 \phi_{21} \\ &= N_2 N_1 k_{21} i_1. \end{aligned} \quad (2.12)$$

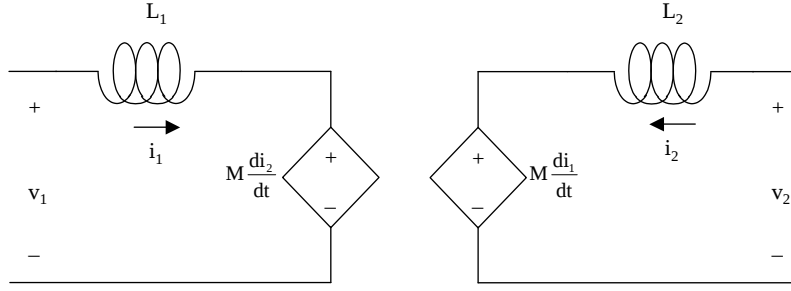


Figura 9: Circuito equivalente para o sistema de equações 2.15.

E a tensão induzida fica

$$\begin{aligned}
 v_{21} &= \frac{d\lambda_{21}}{dt} \\
 &= N_2 N_1 k_{21} \frac{di_1}{dt} \\
 &= N_2 N_1 M_{21,1 \text{ espira}} \frac{di_1}{dt} \\
 &= M_{21} \frac{di_1}{dt},
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

na qual M_{21} é a indutância mútua entre as bobinas 1 e 2, e donde conclui-se que a indutância mútua é proporcional a N_1 e a N_2 .

Pode-se escrever agora o sistema de equações diferenciais que rege esse problema como

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \frac{d\lambda_{11}}{dt} + \frac{d\lambda_{12}}{dt} \\
 v_2 &= \frac{d\lambda_{21}}{dt} + \frac{d\lambda_{22}}{dt},
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

no qual, substituindo (2.8) e (2.13), e sabendo que $M_{12} = M_{21} = M$, obtém-se

$$\begin{aligned}
 v_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\
 v_2 &= M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt}.
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Um circuito equivalente para esse sistema de equações é mostrado na figura 9.

Como a potência a ser extraída é pequena comparada àquela transmitida pela linha, assume-se que as correntes de linha não são significativamente afetadas pela presença do equipamento e podem ser representadas por fontes de corrente. Assim, generalizando o circuito equivalente da figura 9 para o caso de vários circuitos acoplados, obtém-se aquele usado nesse estudo (figura 10).

Nota-se que o circuito da bobina sofre a ação das correntes nas fases e no neutro da linha de distribuição.

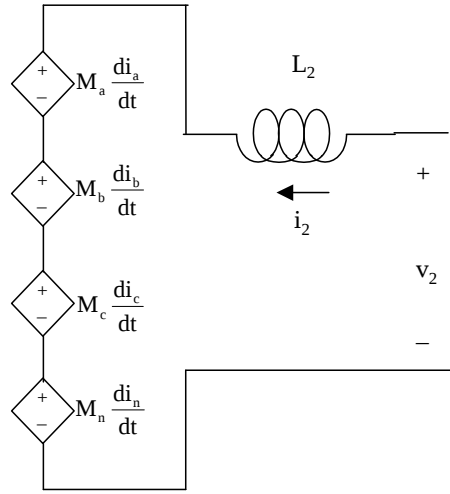


Figura 10: Circuito equivalente da bobina acoplada à linha de distribuição trifásica.

2.1.2.2 Cálculo das indutâncias própria e mútua

Para o cálculo das indutâncias mútuas, assume-se que a linha de transmissão seja infinita e que sua seção transversal seja constante.

Os valores das indutâncias dependem da resistividade do solo, que pode ser levada em conta pelas correções propostas por Carson (14) ou pelo método da profundidade complexa (10) (14). Entretanto, prefere-se usar dois casos extremos: solo com resistividade $\rho = 0$ (condutor perfeito) e com $\rho = \infty$ (sem solo). O valor real dos parâmetros estará contido entre aqueles obtidos para os dois casos.

Para o caso $\rho = \infty$, é mostrada na figura 11(a) a seção reta do problema equivalente. Os condutores fase são representados por a , b e c , o neutro, por n , e os condutores da bobina, mostrada com uma espira apenas, por e_1 e e_2 .

Já para o caso $\rho = 0$, a seção reta do problema equivalente é mostrada na figura 11(b). Com o solo condutor perfeito, usa-se o método das imagens (15), segundo o qual o campo na região $y \geq 0$ é igual ao obtido substituindo o plano do solo por correntes "imagens" colocadas simetricamente em relação ao plano x-z.

Para se calcular o campo magnético produzido por um condutor retilíneo infinito percorrido por uma corrente i , como mostrado na figura 12, parte-se da lei de Ampère

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = i \quad (2.16)$$

e, usando argumentos de simetria cilíndrica e integrando sobre um caminho circular concêntrico

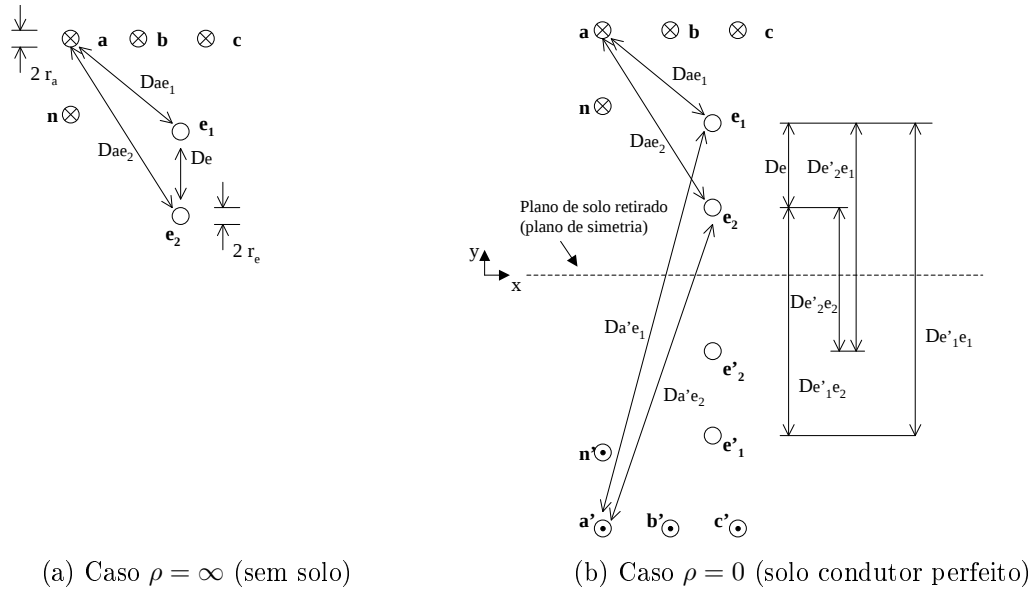


Figura 11: Seção reta dos problemas equivalentes usados no cálculo das indutâncias própria e mútuas.

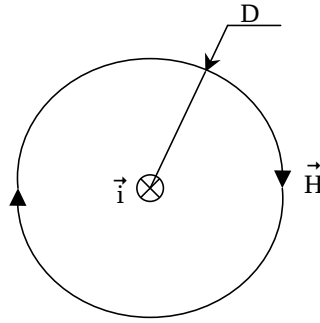


Figura 12: Cálculo do campo magnético produzido por um fio retilíneo infinito percorrido por uma corrente i .

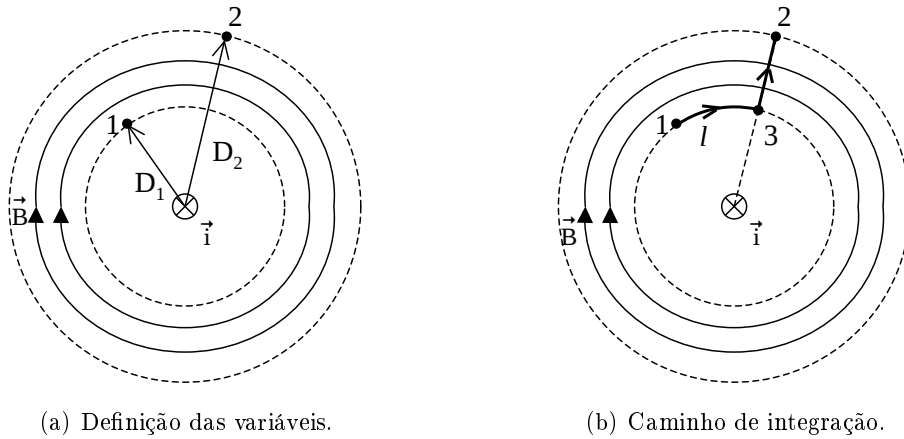


Figura 13: Cálculo do fluxo magnético por unidade de comprimento que atravessa a região entre os pontos 1 e 2.

ao condutor, chega-se a

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi D} H \, dl &= i \\ H &= \frac{i}{2\pi D} \quad [\text{A/m}]. \end{aligned} \quad (2.17)$$

que é válida na região externa do condutor.

Já o fluxo por unidade de comprimento que atravessa a região entre os pontos 1 e 2, mostrada na figura 13(a), é dado por

$$\begin{aligned} \phi &= \int_{\text{ponto 1}}^{\text{ponto 2}} \vec{B} \times d\vec{l} \\ &= \int_{\text{ponto 1}}^{\text{ponto 2}} \mu_0 \vec{H} \times d\vec{l}, \end{aligned} \quad (2.18)$$

que, usando o caminho mostrado na figura 13(b), pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \phi &= \mu_0 \int_{\text{ponto 1}}^{\text{ponto 3}} \vec{H} \times d\vec{l} + \mu_0 \int_{\text{ponto 3}}^{\text{ponto 2}} \vec{H} \times d\vec{l} \\ &= 0 + \mu_0 \int_{\text{ponto 3}}^{\text{ponto 2}} H \, dl \\ &= \mu_0 \int_{D_1}^{D_2} \frac{i}{2\pi D} \, dD \\ &= \frac{\mu_0 i}{2\pi} (\ln D_2 - \ln D_1) \\ &= \frac{\mu_0 i}{2\pi} \ln \frac{D_2}{D_1} \\ &= 2 \times 10^{-7} i \ln \frac{D_2}{D_1} \quad [\text{Wb/m}]. \end{aligned} \quad (2.19)$$

2.1.2.3 Indutância mútua entre os condutores fase e a bobina

O condutor a mostrado na figura 11, percorrido por uma corrente i_a , por exemplo, gera um fluxo por unidade de comprimento na região interna da bobina que pode ser escrito, conforme a equação 2.19, como

$$\phi_a = 2 \times 10^{-7} i_a \ln \left(\frac{D_{ae2}}{D_{ae1}} \right) \quad [\text{Wb/m}]. \quad (2.20)$$

Para uma bobina com N espiras, o enlace de fluxo para o caso sem solo ($\rho = \infty$) fica

$$\lambda_{a,\rho=\infty} = 2 \times 10^{-7} N i_a \ln \left(\frac{D_{ae2}}{D_{ae1}} \right) \quad [\text{Wb.espira/m}], \quad (2.21)$$

e a indutância mútua, pelas equações 2.12 e 2.13,

$$M_{a,\rho=\infty} = 2 \times 10^{-7} N \ln \left(\frac{D_{ae2}}{D_{ae1}} \right) \quad [\text{H/m}]. \quad (2.22)$$

Já para o caso do solo condutor perfeito ($\rho = 0$), o fluxo produzido pela corrente i_a tem

ainda uma componente devido a sua imagem,

$$\phi_{a'} = 2 \times 10^{-7} i_a \ln \left(\frac{D_{a'e_1}}{D_{a'e_2}} \right) \quad [\text{Wb/m}], \quad (2.23)$$

que, pela regra da mão direita, se soma a ϕ_a . Logo, o enlace de fluxo fica

$$\lambda_{a,\rho=0} = 2 \times 10^{-7} N i_a \left[\ln \left(\frac{D_{ae_2}}{D_{ae_1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{a'e_1}}{D_{a'e_2}} \right) \right] \quad [\text{Wb. espira/m}] \quad (2.24)$$

e a indutância mútua,

$$M_{a,\rho=0} = 2 \times 10^{-7} N \left[\ln \left(\frac{D_{ae_2}}{D_{ae_1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{a'e_1}}{D_{a'e_2}} \right) \right] \quad [\text{H/m}]. \quad (2.25)$$

As outras indutâncias mútuas, para ambos os casos, são determinadas de maneira análoga.

2.1.2.4 Indutância própria da bobina

A indutância própria da bobina será aproximada desprezando-se as contribuições dos condutores verticais da bobina, ou seja, assumindo que seu comprimento seja muito maior que sua altura.

O fluxo magnético produzido por uma corrente i_e que percorre o condutor e_1 , mostrado na figura 11, será repartido em duas componentes: um fluxo interno e outro externo.

O fluxo externo que atravessa a região dentro da bobina¹ é dado pela equação 2.19 como

$$\phi_{e_1, ext} = 2 \times 10^{-7} i_e \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) \quad [\text{Wb/m}], \quad (2.26)$$

na qual r_e é o raio do condutor.

Já o fluxo interno ao condutor, calculado aproximando a distribuição de corrente no seu interior como sendo uniforme², é dado por (16)

$$\phi_{e_1, int} = i_e \left(\frac{1}{2} \times 10^{-7} \right) \quad [\text{Wb/m}]. \quad (2.27)$$

De forma similar, para o condutor e_2 , que conduz a mesma corrente i_e mas em sentido contrário, tem-se o fluxo externo dado por

$$\phi_{e_2, ext} = 2 \times 10^{-7} i_e \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) \quad [\text{Wb/m}] \quad (2.28)$$

e o interno dado por

$$\phi_{e_2, int} = i_e \left(\frac{1}{2} \times 10^{-7} \right) \quad [\text{Wb/m}]. \quad (2.29)$$

Todos esses fluxos se somam, produzindo um fluxo total para o caso sem solo ($\rho = \infty$),

¹Despreza-se aqui efeitos de proximidade dos condutores.

²Despreza-se aqui o efeito pelicular. A justificativa encontra-se na seção 2.1.2.5.

gerado por N espiras, igual a

$$\begin{aligned}\phi_{e,\rho=\infty} &= N(\phi_{e_1,ext} + \phi_{e_1,int} + \phi_{e_2,ext} + \phi_{e_2,int}) \\ &= N i_e \left[4 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) + 1 \times 10^7 \right] \quad [\text{Wb/m}].\end{aligned}\quad (2.30)$$

O enlace de fluxo fica, então,

$$\lambda_{e,\rho=\infty} = N^2 i_e \left[4 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) + 1 \times 10^7 \right] \quad [\text{Wb.espira/m}] \quad (2.31)$$

e a indutância própria, de acordo com as equações 2.7 e 2.8,

$$L_{e,\rho=\infty} = N^2 \left[4 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) + 1 \times 10^7 \right] \quad [\text{H/m}]. \quad (2.32)$$

Já para o caso do solo condutor perfeito ($\rho = 0$), o fluxo total produzido pela corrente i_e também tem componentes devido a suas imagens. A corrente imagem em e'_1 produz um fluxo na mesma direção de ϕ_e ,

$$\phi_{e'_1} = 2 \times 10^{-7} i_e \ln \left(\frac{D_{e'_1 e_1}}{D_{e'_1 e_2}} \right) \quad [\text{Wb/m}], \quad (2.33)$$

enquanto aquela em e'_2 produz um fluxo na direção contrária,

$$\phi_{e'_2} = -2 \times 10^{-7} i_e \ln \left(\frac{D_{e'_2 e_1}}{D_{e'_2 e_2}} \right) \quad [\text{Wb/m}]. \quad (2.34)$$

O fluxo total para o caso do solo condutor perfeito ($\rho = 0$), gerado por N espiras, é igual a

$$\begin{aligned}\phi_{e,\rho=0} &= N(\phi_{e_1,ext} + \phi_{e_1,int} + \phi_{e_2,ext} + \phi_{e_2,int} + \phi_{e'_1} + \phi_{e'_2}) \\ &= N i_e \left[4 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) + 1 \times 10^7 + \right.\end{aligned}\quad (2.35)$$

$$\left. + 2 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_{e'_1 e_1}}{D_{e'_1 e_2}} \right) - 2 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_{e'_2 e_1}}{D_{e'_2 e_2}} \right) \right] \quad [\text{Wb/m}]. \quad (2.36)$$

O enlace de fluxo fica, então,

$$\lambda_{e,\rho=0} = N^2 i_e 2 \times 10^{-7} \left[2 \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) + \frac{1}{2} + \ln \left(\frac{D_{e'_1 e_1}}{D_{e'_1 e_2}} \right) - \ln \left(\frac{D_{e'_2 e_1}}{D_{e'_2 e_2}} \right) \right] \quad [\text{Wb.esp/m}] \quad (2.37)$$

e a indutância própria,

$$L_{e,\rho=0} = N^2 2 \times 10^{-7} \left[2 \ln \left(\frac{D_e}{r_e} \right) + \frac{1}{2} + \ln \left(\frac{D_{e'_1 e_1}}{D_{e'_1 e_2}} \right) - \ln \left(\frac{D_{e'_2 e_1}}{D_{e'_2 e_2}} \right) \right] \quad [\text{H/m}]. \quad (2.38)$$

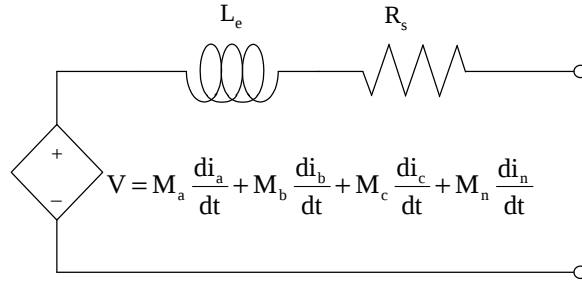


Figura 14: Circuito equivalente de Thévenin.

2.1.2.5 Cálculo da potência máxima extraível

Voltando à figura 10, nota-se que o circuito equivalente está na forma de Thévenin. Entretanto, um parâmetro importante deve ser acrescentado: a resistência da bobina. Isso é mostrado na figura 14.

Uma observação importante que deve ser feita aqui é que o cálculo preciso da resistência da bobina, assim como o da indutância interna feito anteriormente, deveria levar em conta o efeito pelicular. Quando se aplica uma corrente alternada num condutor, essa tende a se concentrar na superfície. O cálculo da impedância interna "exata" exige a determinação de 12 funções de Kelvin, que são da família das funções de Bessel. Entretanto, para condutores finos de cobre, como é o caso aqui, cujos raios são menores que sua profundidade de penetração δ a 60 Hz,

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = 10,6 \text{ mm}, \quad (2.39)$$

os valores CC podem ser usados, sem gerar erros significativos. Nessa equação, f é a frequência de interesse, μ , a permeabilidade magnética, e σ , a condutividade elétrica.

A resistência por unidade de comprimento da bobina é, então, dada por

$$R_s = 2 N \left(\frac{\rho}{A} \right) \quad [\Omega/m], \quad (2.40)$$

na qual ρ é a resistividade do material do condutor e A , a área da sua seção reta. O fator 2 leva em conta o condutor de ida e o de retorno de cada uma das N espiras. Essa é também uma aproximação para bobinas cujo comprimento é muito maior que a altura.

Sabe-se que a potência máxima é entregue a uma carga casada do tipo

$$Z_L = Z_{Th}^*, \quad (2.41)$$

na qual Z_{Th} é a impedância Thévenin da fonte. Logo, pode-se usar a compensação série, como

mostrada na figura 15(a) ou a compensação paralela, figura 15(b)³

Para o caso da compensação série, a carga deve ser

$$C_s = \frac{1}{\omega^2 L_e} \quad (2.42)$$

$$R_L = R_s, \quad (2.43)$$

e para a compensação paralela,

$$C_p = \frac{1}{\omega} \frac{\omega L_e}{R_s^2 + (\omega L_e)^2} \quad (2.44)$$

$$R_L = \frac{R_s^2 + (\omega L_e)^2}{R_s}, \quad (2.45)$$

Nota-se que o capacitor é sempre menor para a compensação paralela, sendo que eles tendem ao mesmo valor quando $\omega L_e \gg R_s$. Já a resistência de carga é sempre maior para a compensação paralela, sendo que elas tendem ao mesmo valor quando $\omega L_e \ll R_s$.

Usando notação fasorial, a potência máxima na carga fica

$$P_{max} = \frac{|\mathbf{V}|^2}{4 R_s}. \quad (2.46)$$

Da figura 14, para um sistema trifásico com neutro, tem-se que

$$\mathbf{V} = j\omega(M_a \mathbf{I}_a + M_b \mathbf{I}_b + M_c \mathbf{I}_c + M_n \mathbf{I}_n). \quad (2.47)$$

Assumindo um sistema equilibrado, ou seja,

$$\mathbf{I}_a = I \angle 0^\circ \quad (2.48)$$

$$\mathbf{I}_b = I \angle 120^\circ \quad (2.49)$$

$$\mathbf{I}_c = I \angle 240^\circ \quad (2.50)$$

$$\mathbf{I}_n = 0 \quad (2.51)$$

e substituindo essas equações em (2.47), chega-se a

$$\mathbf{V} = j\omega I(M_a \angle 0^\circ + M_b \angle 120^\circ + M_c \angle 240^\circ). \quad (2.52)$$

³É interessante notar que a corrente de curto da bobina (prevista pela Lei de Lenz como aquela que, no caso de resistência zero, anularia totalmente o fluxo que a atravessa) não é o valor máximo possível da corrente no circuito. Quando coloca-se uma carga $Z_L = -jX_l$, obtém-se

$$I_{[Z_L = -jX_l]} = \frac{V}{R_s} > \frac{V}{|R_s + jX_l|} = I_{[Z_L = 0]}.$$

Como geralmente $X_l \gg R_s$, as correntes $I_{[Z_L = 0]}$ e $I_{[Z_L = -jX_l]}$ estão defasadas de quase 90° . Logo, enquanto a primeira produz um fluxo a 180° do original, de modo a cancelá-lo, a segunda produz fluxo a 90° . No segundo caso, alimenta-se a ressonância do circuito pelo campo magnético.

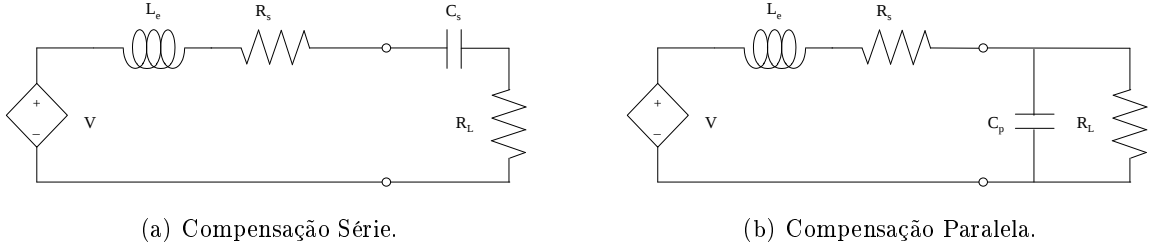


Figura 15: Circuitos com carga casada.

Aplicando (2.25) para solo condutor perfeito,

$$\mathbf{V} = 2 \times 10^{-7} j \omega I N l \left\{ \begin{aligned} & \left[\ln \left(\frac{D_{ae2}}{D_{ae1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{a'e1}}{D_{a'e2}} \right) \right] (1 \angle 0^\circ) \\ & + \left[\ln \left(\frac{D_{be2}}{D_{be1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{b'e1}}{D_{b'e2}} \right) \right] (1 \angle 120^\circ) \\ & + \left[\ln \left(\frac{D_{ce2}}{D_{ce1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{c'e1}}{D_{c'e2}} \right) \right] (1 \angle 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (2.53)$$

e (2.22) para o caso sem solo,

$$\mathbf{V} = 2 \times 10^{-7} j \omega I N l \left[\begin{aligned} & \ln \left(\frac{D_{ae2}}{D_{ae1}} \right) (1 \angle 0^\circ) + \ln \left(\frac{D_{be2}}{D_{be1}} \right) (1 \angle 120^\circ) \\ & + \ln \left(\frac{D_{ce2}}{D_{ce1}} \right) (1 \angle 240^\circ) \end{aligned} \right]. \quad (2.54)$$

Finalmente, substituindo (2.53) e (2.40) em (2.46), obtém-se a potência para o caso de solo condutor perfeito,

$$P = \frac{0,5 \times 10^{-14} \omega^2 I^2 N l A}{\rho} \left| \left\{ \begin{aligned} & \left[\ln \left(\frac{D_{ae2}}{D_{ae1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{a'e1}}{D_{a'e2}} \right) \right] (1 \angle 0^\circ) \\ & + \left[\ln \left(\frac{D_{be2}}{D_{be1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{b'e1}}{D_{b'e2}} \right) \right] (1 \angle 120^\circ) \\ & + \left[\ln \left(\frac{D_{ce2}}{D_{ce1}} \right) + \ln \left(\frac{D_{c'e1}}{D_{c'e2}} \right) \right] (1 \angle 240^\circ) \end{aligned} \right\} \right|^2 [W], \quad (2.55)$$

e, substituindo (2.53) e (2.40) em (2.46), para o caso sem solo,

$$P = \frac{0,5 \times 10^{-14} \omega^2 I^2 N l A}{\rho} \left| \left[\begin{aligned} & \ln \left(\frac{D_{ae2}}{D_{ae1}} \right) (1 \angle 0^\circ) + \ln \left(\frac{D_{be2}}{D_{be1}} \right) (1 \angle 120^\circ) \\ & + \ln \left(\frac{D_{ce2}}{D_{ce1}} \right) (1 \angle 240^\circ) \end{aligned} \right] \right|^2 [W]. \quad (2.56)$$

Nota-se que tanto a tensão de circuito aberto $\mathbf{V}$ quanto a potência máxima extraível P são proporcionais a N , o número de espiras, e a l , o comprimento da bobina. Além disso, enquanto $\mathbf{V}$ é proporcional à corrente de linha I , P é proporcional ao seu quadrado. A potência máxima depende ainda da área e do material do condutor que forma a bobina.

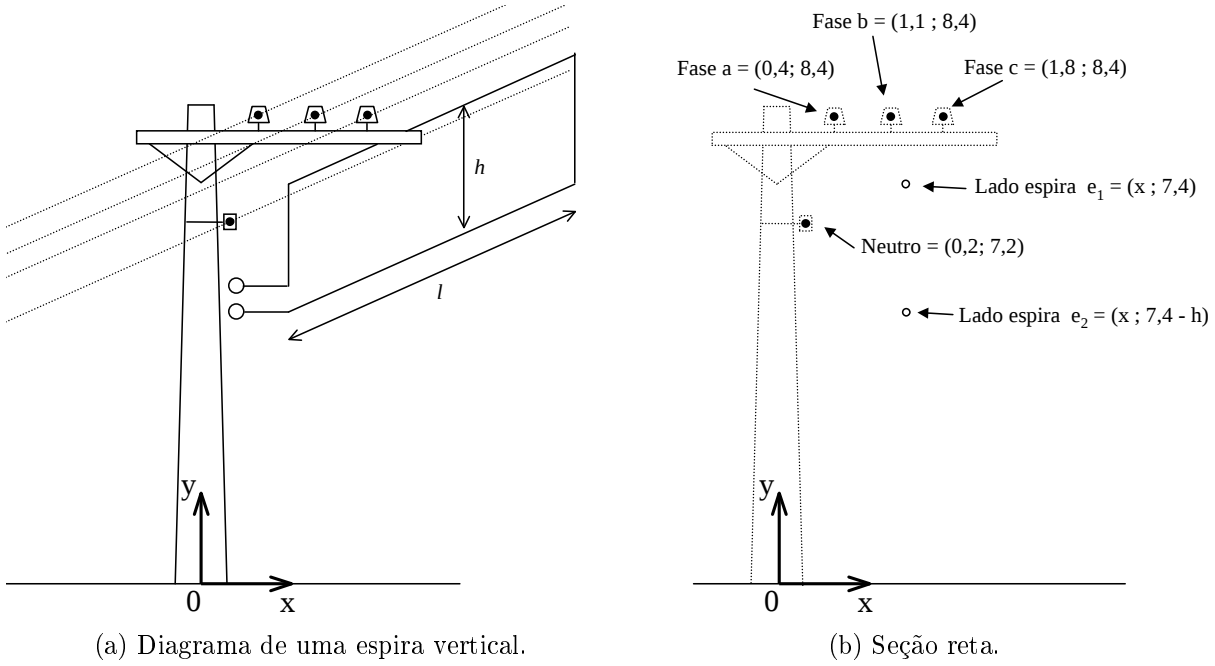


Figura 16: Definição das variáveis usadas no estudo da bobina vertical.

2.1.2.6 Resultados numéricos: linha 1

Os primeiros resultados serão mostrados para a linha da figura 4. Ressalta-se, novamente, que a concessionária de energia impôs um afastamento mínimo de 1m dos condutores fase a qualquer componente do sistema. Duas configurações serão avaliadas: bobinas na vertical e na horizontal.

As definições das variáveis usadas para a bobina vertical são mostradas na figura 16. Na figura 17, mostra-se a tensão induzida em uma única espira vertical em função da sua posição no eixo x . O lado superior da espira, e_1 , se encontra a 1m dos condutores fase da linha de distribuição e o lado inferior, e_2 , se encontra no nível do solo. Considera-se a corrente de neutro nula, isto é, um sistema trifásico equilibrado. Os valores da tensão induzida são dados por unidade de comprimento da espira e por unidade de corrente na linha, para os casos extremos de solo condutor perfeito e sem solo (equações 2.53 e 2.54, respectivamente). As posições dos condutores da linha estão mostradas na figura 17 por traços verticais.

Nota-se que o valor máximo de tensão induzida ocorre quando a espira está em torno da posição $x = -0,1m$ ou da posição $x = 2,3m$, que são pontos simétricos em relação ao condutor da fase b. O máximo para o caso de solo ideal, igual a $42,2\mu V/(A.m)$, ocorre numa posição ligeiramente deslocada daquela para o caso sem solo, que é igual a $41,1\mu V/(A.m)$.

A relação entre a tensão induzida e a distância h entre os lados da espira é mostrada na figura 18. Nesse cálculo, considera-se uma única espira vertical colocada na posição de máximo $x = -0,1m$, cujo lado superior, e_1 , se encontra a 1m dos condutores fase e a distância h varia.

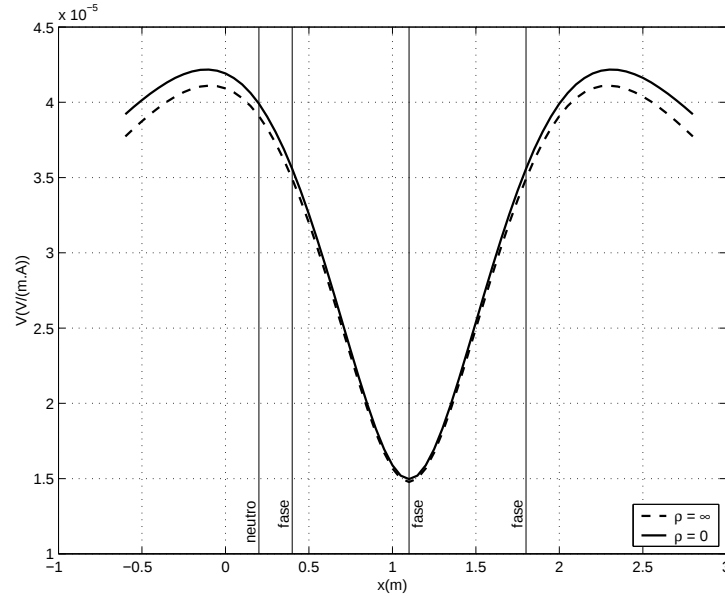


Figura 17: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1 = (x; 7,4)$ e $e_2 = (x; 0)$.

Os valores são novamente dados por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha, para os casos extremos de solo condutor perfeito e sem solo, considerando a corrente de neutro nula.

Para o estudo com a bobina horizontal, usa-se as variáveis definidas na figura 19. Na figura 20, mostra-se um gráfico da tensão induzida em uma única espira horizontal em função de x_{e1} e x_{e2} , que são as posições dos lados da espira no eixo x . Considera-se que ela está colocada à distância de $1m$ dos condutores fase, ou seja, à distância do solo $y = 7,4m$. Os valores da tensão induzida são dados por unidade de comprimento da espira e por unidade de corrente na linha, para o caso de solo condutor perfeito e com corrente de neutro nula.

Nota-se que os valores máximos ocorrem para as posições $x_{e1} = -0,1m$ e $x_{e2} = 2,3m$ ou vice-versa (isto é, os lados da espira estariam trocados). Essas são as mesmas posições de máximo obtidas para a espira vertical.

Na figura 21, a relação entre a tensão induzida e a distância y da espira horizontal em relação ao solo é mostrada. Considera-se que os lados estejam em $x_{e1} = -0,1m$ e $x_{e2} = 2,3m$ e que a corrente de neutro seja nula. Os valores são novamente dados por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha, para ambos os casos de resistividade do solo.

O máximo de tensão ocorre para a distância $y = 7,4m$ e é de $84,3\mu V/(A.m)$ para solo ideal e $85,2\mu V/(A.m)$ para o caso sem solo. Essa é a distância máxima em relação ao solo permitida pela concessionária.

Na tabela 4 mostra-se, para quatro posições diferentes, a tensão induzida (eqs. 2.53 e 2.54) e

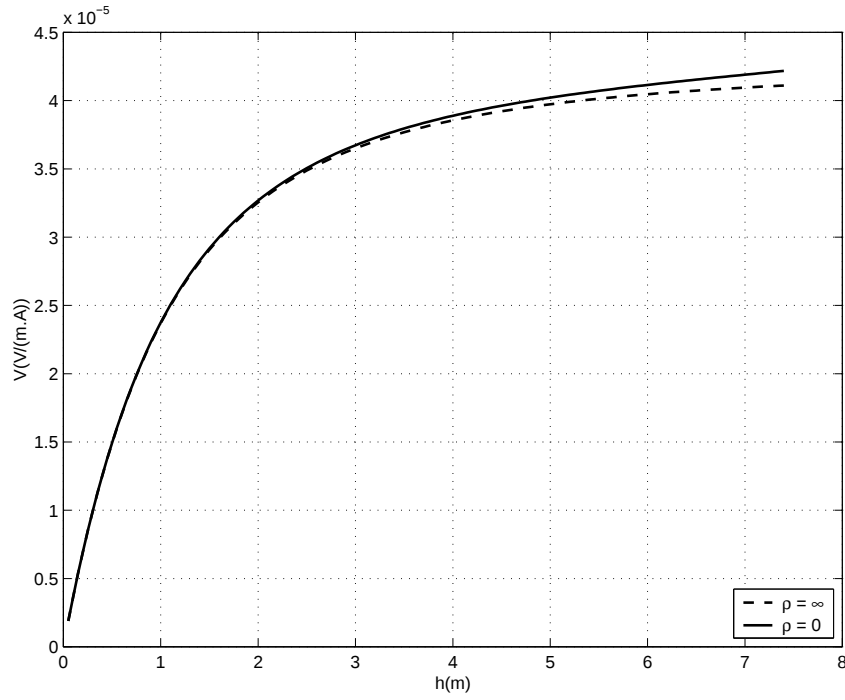


Figura 18: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1 = (-0, 1; 7, 4)$ e $e_2 = (-0, 1; 7, 4 - h)$.

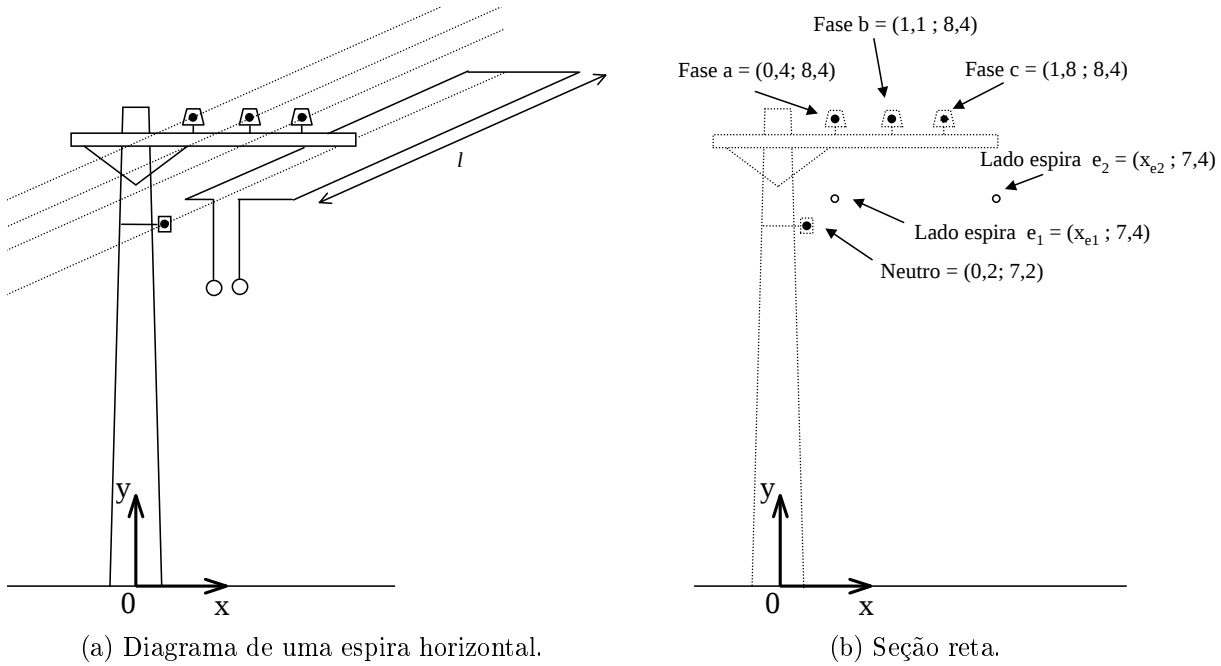


Figura 19: Definição das variáveis usadas no estudo da bobina horizontal.

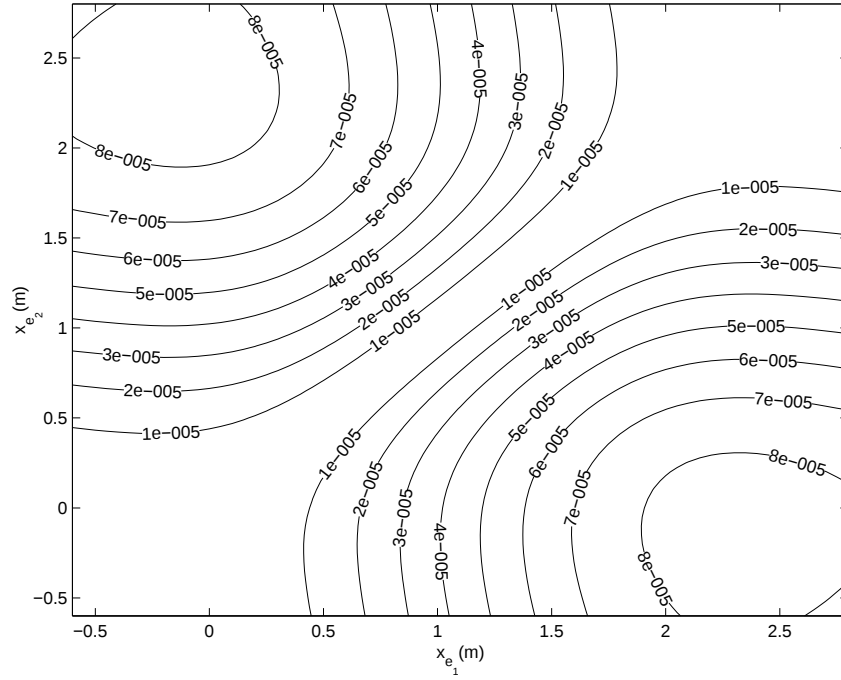


Figura 20: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira horizontal com $e_1 = (x_{e_1}; 7, 4)$ e $e_2 = (x_{e_2}; 7, 4)$, com solo condutor perfeito.

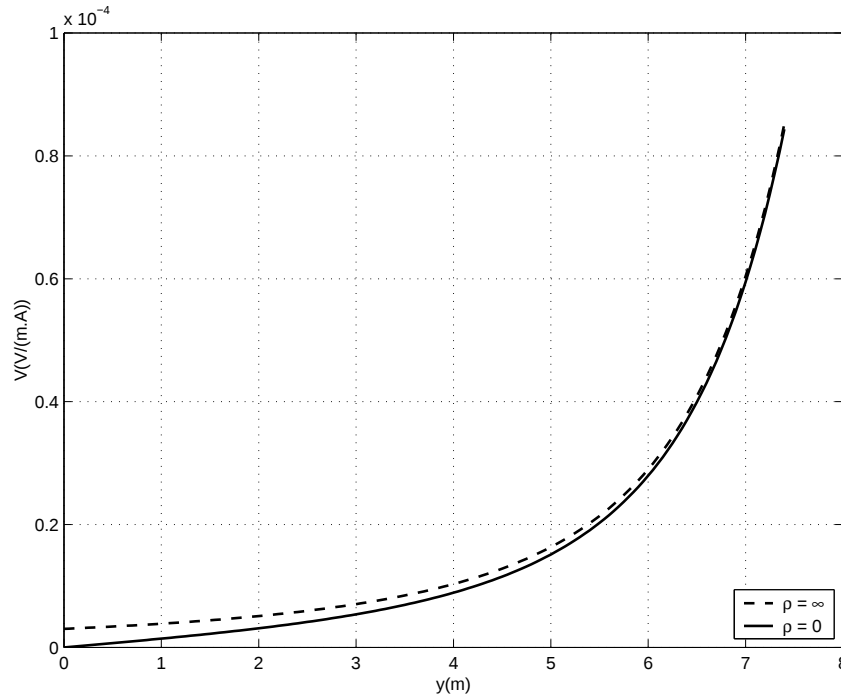


Figura 21: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira horizontal com $e_1 = (-0, 1; y)$ e $e_2 = (2, 3; y)$.

Tabela 4: Tensão induzida e potência disponível por espira e por unidade de comprimento quando a corrente na linha é de 3A.

Espira	e_1	e_2	V [$\mu\text{V}/(\text{m.esp})$] ^a	P [$\mu\text{W}/(\text{m.esp})$] ^{a,b}
Vertical 1	(-0, 1; 7, 4)	(-0, 1; 0, 0)	126, 5 (123, 3)	9, 14 (8, 68)
Vertical 2	(-0, 1; 7, 4)	(-0, 1; 3, 4)	116, 6 (115, 6)	7, 77 (7, 63)
Vertical 3	(-0, 1; 7, 4)	(-0, 1; 5, 4)	98, 0 (97, 6)	5, 49 (5, 44)
Horizontal	(-0, 1; 7, 4)	(2, 3; 7, 4)	253, 0 (255, 7)	36, 5 (37, 3)

^a Valor com $\rho = 0$ (Valor com $\rho = \infty$).

^b Espira de fio de cobre de 10mm de diâmetro.

Tabela 5: Tensão induzida e potência disponível por espira e por unidade de comprimento quando a corrente na linha é de 90A.

Espira	e_1	e_2	V [mV/(m.esp)] ^a	P [mW/(m.esp)] ^{a,b}
Vertical 1	(-0, 1; 7, 4)	(-0, 1; 0, 0)	3, 80 (3, 70)	8, 23 (7, 81)
Vertical 2	(-0, 1; 7, 4)	(-0, 1; 3, 4)	3, 50 (3, 47)	6, 99 (6, 87)
Vertical 3	(-0, 1; 7, 4)	(-0, 1; 5, 4)	2, 94 (2, 93)	4, 94 (4, 90)
Horizontal	(-0, 1; 7, 4)	(2, 3; 7, 4)	7, 59 (7, 67)	32, 9 (33, 6)

^a Valor com $\rho = 0$ (Valor com $\rho = \infty$).

^b Espira de fio de cobre de 10mm de diâmetro.

a potência disponível (eqs. 2.55 e 2.56) por unidade de comprimento e por espira, considerando uma corrente na linha de 3A e um diâmetro do condutor da espira de 10mm. Na tabela 5, usa-se corrente de linha de 90A. Esses valores de corrente de linha são, respectivamente, o máximo e o mínimo da coluna *carga média* da tabela 2.

Uma vez que a bobina alimentará um conversor estático, existe um requisito de tensão mínima nos seus terminais que deve ser atendido. Um valor mínimo razoável para essa tensão é de 3V (valor médio retificado $V_{ret. med.} = (2/\pi)\sqrt{2} \cdot 3V = 2,7V$), visto que o conversor AC/DC alimentado apresentaria uma queda de tensão nos seus componentes (ponte retificadora com diodos Schottky e conversor *boost*) de aproximadamente 1,2V.

Outro requisito de projeto a ser atendido é o da potência mínima a ser entregue à carga. A potência necessária para o equipamento, incluindo o conversor estático, foi estimada em 20W.

Além da posição, existem três parâmetros de projeto para a bobina: o comprimento, o diâmetro do condutor e o número de espiras. Quando é usada a compensação série (equações (2.42) e (2.43)), a tensão sobre R_L é igual à metade da tensão de circuito aberto V (figura 15(a)). Assim, um primeiro método de projeto seguiria os seguintes passos:

1. Escolhe-se o valor da tensão de circuito aberto;
2. Escolhe-se o comprimento da bobina;
3. Calcula-se o número de espiras necessárias para se atingir a tensão induzida de circuito aberto desejada (equações (2.22), (2.25) e figura 14);

Tabela 6: Especificação das bobinas e da capacitância para compensação série para $V = 6V$, $P = 20W$ e corrente de linha de $3A$.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		487	519	615	238
Diâmetro (mm)		68,8	71,0	77,3	48,0
Circuito Equivalente	$V(V)$	6,16(6,01)	6,06(6,00)	6,03(6,00)	6,02(6,08)
	$L_e(H)$	31,1(53,3)	52,8(53,6)	63,3(63,5)	11,0(11,0)
	$R_s(m\Omega)$	0,45	0,45	0,45	0,45
Compensação Série	$C_s(nF)$	226	133	111	641
	$R_L(m\Omega)$	0,45	0,45	0,45	0,45
	$V_{R_L}(V)$	3,00	3,00	3,00	3,01
	$V_{C_s}(kV)$	78,2	133	159	27,5
Compensação Paralela	$C_p(nF)$	226	133	111	641
	$R_L(M\Omega)$	897	906	1271	38,0
	$V_{R_L}(kV)$	134	135	159	27,6
	$V_{C_p}(kV)$	134	135	159	27,6

4. Calcula-se o diâmetro do condutor da espira (mudando sua resistência interna) para se obter a potência desejada (equações (2.40) e (2.46));
5. Calcula-se L_e (equações (2.32) e (2.38));
6. Calcula-se o capacitor de compensação série (equação (2.42));
7. Determina-se a resistência R_s a partir do comprimento da bobina, do número de espiras e do diâmetro do condutor (equação (2.40));
8. Determina-se a resistência de carga R_L que absorve potência máxima (equação (2.43)). O conversor estático conectado à saída deve apresentar o mesmo comportamento.

Mostra-se na tabela 6, para corrente de linha de $3A$, e na tabela 7, para $90A$, um cálculo da bobina necessária, assim como o dos capacitores de compensação, no qual se assumiu comprimento da bobina igual a $100m$ (valor típico do vão entre os postes) e tensão de circuito aberto igual a $6V$. São mostrados ainda os valores de tensão sobre os capacitores e na carga.

Nota-se que os diâmetros do condutor calculados na tabela 6 são muito elevados. Isso sugere que esse parâmetro seja escolhido de antemão, levando a um segundo método de projeto:

1. Escolhe-se o diâmetro do condutor;
2. Escolhe-se o comprimento da bobina;
3. Calcula-se o número de espiras necessárias para fornecer a potência desejada (equações (2.22), (2.25), (2.40), (2.46) e figura 14);
4. Calcula-se L_e (equações (2.32) e (2.38));

Tabela 7: Especificação das bobinas e das capacitâncias de compensação para $V = 6V$, $P = 20W$ e corrente de linha de $90A$.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		17	18	21	8
Diâmetro (mm)		12,3	12,7	13,9	8,7
Circuito Equivalente	$V(V)$	6,45(6,29)	6,30(6,25)	6,18(6,15)	6,07(6,14)
	$L_e(mH)$	47,9(84,9)	85,8(8,68)	104(104)	16,8(16,8)
	$R_s(m\Omega)$	494	488	473	461
Compensação Série	$C_s(\mu F)$	147	82,0	67,6	420
	$R_L(m\Omega)$	494	488	473	461
	$V_{R_L}(V)$	3,14	3,12	3,08	3,04
	$V_{C_s}(V)$	115	207	255	41,6
Compensação Paralela	$C_p(F)$	147	82,0	67,6	418
	$R_L(\Omega)$	2073	2195	3265	87,4
	$V_{R_L}(V)$	204	210	255	41,8
	$V_{C_p}(V)$	204	210	255	41,8

Tabela 8: Projeto pelo 2º método para diâmetro de $10mm$, $P = 20W$ e corrente de linha de $3A$.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		$23,0 \times 10^3$	$26,2 \times 10^3$	$36,8 \times 10^3$	$5,47 \times 10^3$
Diâmetro (mm)		10	10	10	10
Circuito Equivalente	$V(V)$	292(284)	306(303)	360(359)	138(140)
	$L_e(kH)$	90,2(160)	188(190)	337(337)	7,68(7,70)
	$R_s(k\Omega)$	1,01	1,15	1,61	0,240
Compensação Série	$C_s(pF)$	78,0	37,4	20,9	916
	$R_L(k\Omega)$	1,01	1,15	1,61	0,240
	$V_{R_L}(V)$	142	151	179	69,2
	$V_{C_s}(MV)$	9,82	18,9	28,4	1,69
Compensação Paralela	$C_p(pF)$	78,0	37,4	20,9	916
	$R_L(\Omega)$	$3,62 \times 10^{12}$	$4,49 \times 10^{12}$	$10,0 \times 10^{12}$	$35,1 \times 10^9$
	$V_{R_L}(MV)$	8,51	9,48	14,2	0,838
	$V_{C_p}(MV)$	8,51	9,48	14,2	0,838

5. Calcula-se o capacitor de compensação série, pela equação (2.42), ou paralela, pela equação (2.44).
6. Determina-se a resistência R_s a partir do comprimento da bobina, do número de espiras e do diâmetro do condutor (equação (2.40));
7. Determina-se a resistência de carga R_L que absorve potência máxima (equação (2.43) ou (2.45)). O conversor estático conectado à saída deve apresentar o mesmo comportamento;
8. Determina-se a tensão no terminal da carga.

Os resultados são mostrados na tabela 8, para corrente de linha de $3A$, e na tabela 9, para $90A$.

Tabela 9: Projeto pelo 2º método para corrente de linha de 90A e diâmetro de 10mm.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		26	29	41	6
Diâmetro (mm)		10	10	10	10
Circuito Equivalente	V(V)	9,87(9,62)	10,2(10,1)	12,1(12,0)	4,55(4,60)
	L_e (mH)	115(204)	2311(233)	419(420)	9,23(9,25)
	R_s (Ω)	1,14	1,27	1,80	0,263
Compensação Série	C_s (μ F)	61,3	30,5	16,8	762
	R_L (Ω)	1,14	1,27	1,80	0,263
	V_{R_L} (V)	4,81	5,03	6,00	2,28
	V_{C_s} (V)	375	695	1060	60,9
Compensação Paralela	C_p (μ F)	61,2	30,5	16,8	758
	R_L (k Ω)	5,20	6,09	13,9	0,0465
	V_{R_L} (V)	323	349	528	30,5
	V_{C_p} (V)	323	349	528	30,5

Nota-se que para ambos os métodos de projeto, quando a corrente da linha é de 3A, o número de espiras necessárias é muito grande, o que inviabiliza a montagem. Os valores de tensão nos capacitores também são muito altos, representando problemas tanto técnicos quanto econômicos. Para valores tão elevados do número de espiras, algumas suposições do modelo são inclusive desrespeitadas, como aquela do cálculo das indutâncias mútua e própria da bobina, que assume que as espiras estão muito próximas no espaço.

Todavia, quando a corrente de linha é de 90A, os valores obtidos para a espira horizontal por ambos os métodos de projeto são razoáveis.

2.1.2.7 Resultados numéricos: linha 2

Nessa seção serão mostrados os resultados para a linha da figura 5. O desenvolvimento é análogo ao da seção anterior e as variáveis utilizadas são as mesmas mostradas na figura 16, para a bobina vertical, e na figura 19, para horizontal.

Na figura 22, mostra-se a tensão induzida em uma única espira vertical em função da sua posição x . O lado superior e_1 se encontra a 1m dos condutores fase da linha de distribuição e o lado inferior e_2 se encontra no nível do solo. Os valores da tensão são dados por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha, para os casos extremos de solo condutor perfeito e sem solo. Considera-se a corrente de neutro nula. A posição no eixo x dos condutores da linha é marcada por traços verticais.

Nota-se que os valores máximos de tensão induzida ocorrem quando a espira está em torno de $x = -1,5m$ ou de $x = 1,5m$, que são pontos simétricos em relação ao condutor da fase b. O máximo para o caso de solo condutor perfeito, igual a $61,2\mu V/(A.m)$, ocorre numa posição ligeiramente deslocada daquele para o caso sem solo, igual a $59,8\mu V/(A.m)$.

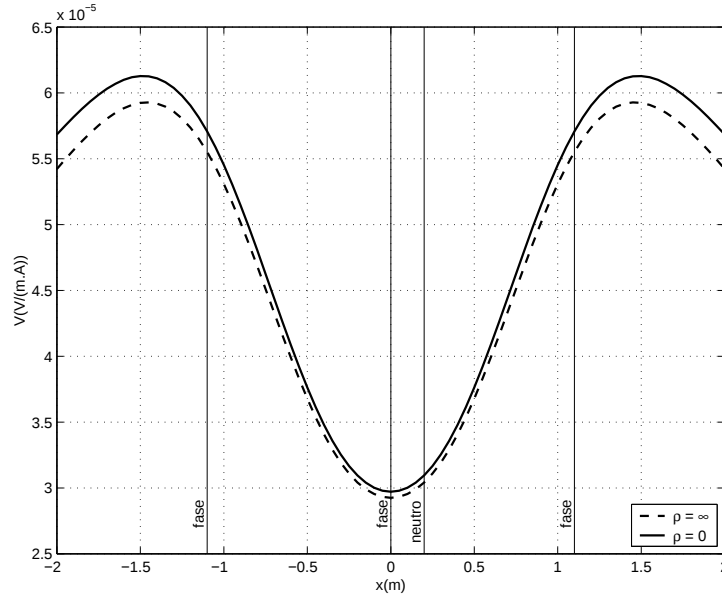


Figura 22: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1 = (x; 7,4)$ e $e_2 = (x; 0)$.

Na figura 23, mostra-se a tensão induzida em uma única espira vertical em função da distância h entre seus lados. Considera-se que ela se encontre na posição de máximo $x = -1,5m$, com o lado superior e_1 a $1m$ de distância dos condutores fase. Os valores de tensão são novamente dados por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha, para ambos os casos de solo, considerando a corrente de neutro nula.

Na figura 24, mostra-se um gráfico da tensão induzida em uma única espira horizontal em função das posições x_{e_1} e x_{e_2} dos lados da espira em relação ao eixo x . Considera-se que ela se encontre a uma distância do solo $y = 7,4m$ e que a corrente de neutro seja nula. Os valores de tensão são dados por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha, para o caso de solo condutor perfeito.

Nota-se que o valor máximo ocorre para $x_{e_1} = -1,5m$ e $x_{e_2} = 1,5m$ ou vice-versa (ou seja, os lados da espira estariam trocados). Essas são as mesmas posições de máximo obtidas para a espira vertical.

Mostra-se na figura 25 a tensão induzida em função da distância y da espira horizontal em relação ao solo. Considera-se que os lados da espira horizontal estejam nas posições de máximo $x_{e_1} = -1,5m$ e $x_{e_2} = 1,5m$, corrente de neutro nula e ambos os casos de resistividade do solo.

O máximo de tensão ocorre para a distância ao solo $y = 7,4m$ e é igual a $122,5\mu V/(A.m)$, para solo ideal, e a $124,0\mu V/(A.m)$, para o caso sem solo. Essa é a máxima distância ao solo permitida pela concessionária.

Na tabela 10 mostra-se, para quatro posições diferentes, a tensão induzida e a potência

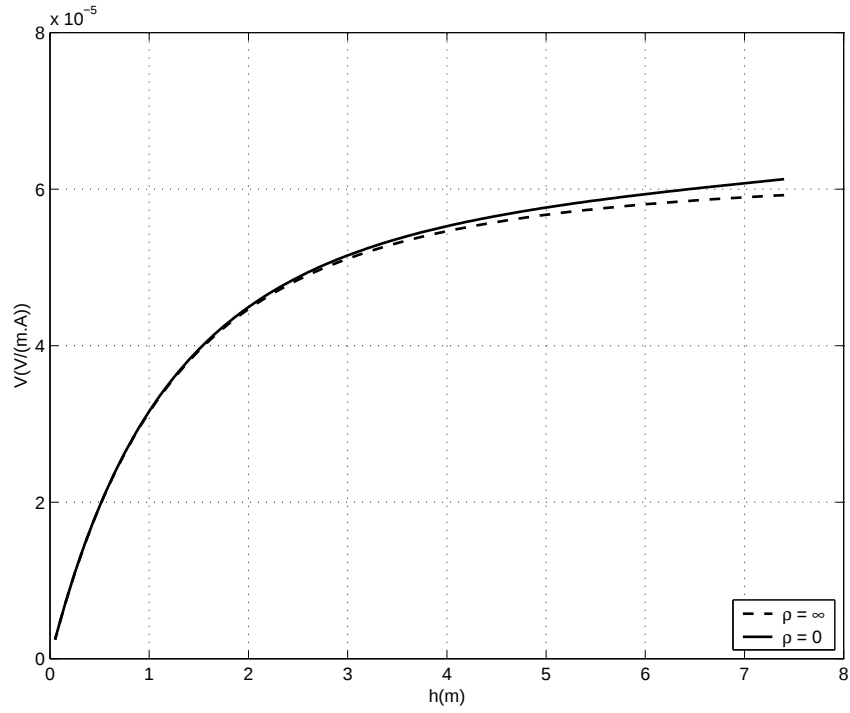


Figura 23: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1 = (-1, 5; 7, 4)$ e $e_2 = (-1, 5; 7, 4 - h)$.

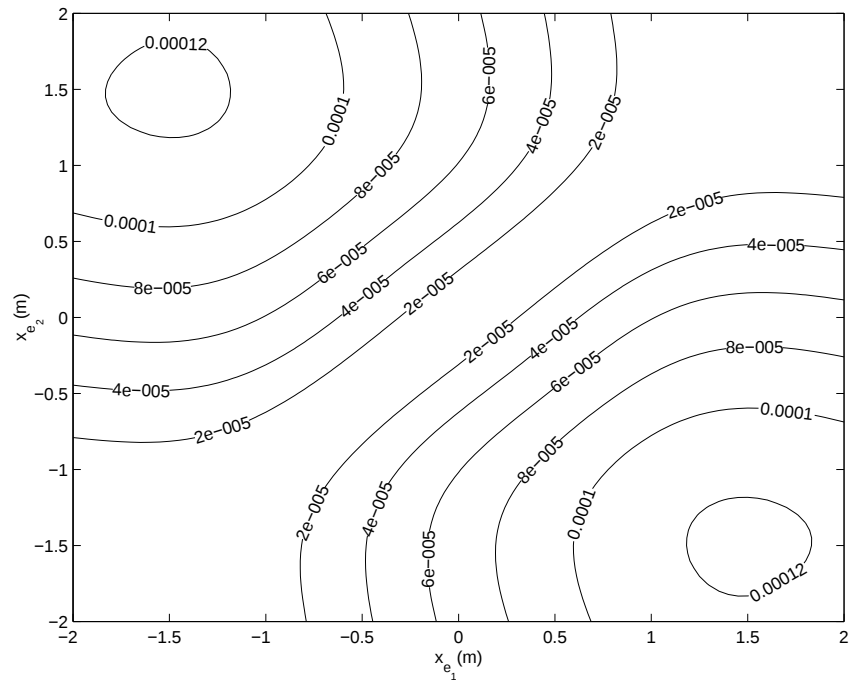


Figura 24: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira horizontal com $e_1 = (x_{e_1}; 7, 4)$ e $e_2 = (x_{e_2}; 7, 4)$, com solo condutor perfeito.

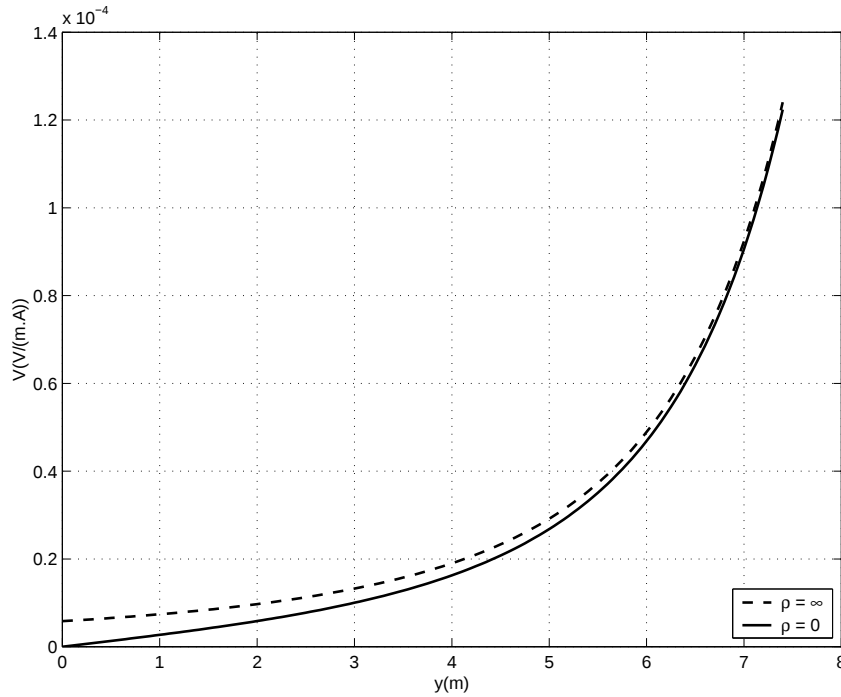


Figura 25: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira horizontal com $e_1 = (-0, 1; y)$ e $e_2 = (2, 3; y)$.

Tabela 10: Tensão induzida e potência disponível por espira e por unidade de comprimento quando a corrente na linha é de 3A.

Espira	e_1	e_2	V [mV/(m.esp)] ^a	P [μ W/(m.esp)] ^{a,b}
Vertical 1	(-1, 5; 7, 4)	(-1, 5; 0, 0)	184 (178)	19,3 (18,0)
Vertical 2	(-1, 5; 7, 4)	(-1, 5; 3, 4)	166 (164)	15,7 (15,3)
Vertical 3	(-1, 5; 7, 4)	(-1, 5; 5, 4)	135 (134)	10,4 (10,3)
Horizontal	(-1, 5; 7, 4)	(1, 5; 7, 4)	367 (372)	77,0 (79,1)

^a Valor com $\rho = 0$ (Valor com $\rho = \infty$).

^b Espira de fio de cobre de 10mm de diâmetro.

disponível por unidade de comprimento e por espira, considerando uma corrente na linha de 3A e um diâmetro do condutor da espira de 10mm. Na tabela 11, usa-se corrente de linha de 90A.

Mostra-se na tabela 12, para corrente de linha de 3A, e na tabela 13, para 90A, um cálculo da bobina necessária, assim como o dos capacitores de compensação, usando o primeiro método de projeto. Assumiu-se novamente um comprimento da bobina igual a 100m. São mostrados ainda os valores de tensão sobre os capacitores e na carga.

Os resultados para o segundo método de projeto, escolhendo-se um comprimento de 100m e um diâmetro de 10mm, são mostrados na tabela 14, para corrente de linha de 3A, e na tabela 15, para corrente de linha de 90A.

Para esse tipo de linha de distribuição novamente nota-se que, para ambos os métodos de projeto, quando a corrente da linha é de 3A, o número de espiras necessárias é muito grande,

Tabela 11: Tensão induzida e potência disponível por espira e por unidade de comprimento quando a corrente na linha é de 90A.

Espira	e_1	e_2	V [mV/(m.esp)] ^a	P [mW/(m.esp)] ^{a,b}
Vertical 1	(-1, 5; 7, 4)	(-1, 5; 0, 0)	5, 52 (5, 33)	17, 4 (16, 2)
Vertical 2	(-1, 5; 7, 4)	(-1, 5; 3, 4)	4, 97 (4, 92)	14, 1 (13, 8)
Vertical 3	(-1, 5; 7, 4)	(-1, 5; 5, 4)	4, 04 (4, 02)	9, 33 (9, 23)
Horizontal	(-1, 5; 7, 4)	(1, 5; 7, 4)	11, 0 (11, 2)	69, 3 (71, 2)

^a Valor com $\rho = 0$ (Valor com $\rho = \infty$).^b Espira de fio de cobre de 10mm de diâmetro.Tabela 12: Especificação das bobinas e da capacitância para compensação série para $V = 6V$, $P = 20W$ e corrente de linha de 3A.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		338	367	448	164
Diâmetro (mm)		57, 3	59, 6	66, 0	39, 8
Circuito Equivalente	V(V)	6, 21(6, 01)	6, 09(6, 01)	6, 04(6, 00)	6, 02(6, 11)
	L_e (H)	15, 4(26, 5)	27, 3(27, 7)	34, 9(35, 0)	5, 64(5, 66)
	R_s (m Ω)	451	452	451	453
Compensação Série	C_s (μ F)	0, 456	0, 257	0, 202	1, 25
	R_L (m Ω)	451	452	451	453
	V_{R_L} (V)	3, 00	3, 01	3, 00	3, 01
	V_{C_s} (kV)	38, 7	68, 6	87, 6	14, 1
Compensação Paralela	C_p (μ F)	0, 456	0, 257	0, 202	1, 25
	R_L (M Ω)	222	242	385	10, 1
	V_{R_L} (kV)	66, 6	69, 6	87, 8	14, 2
	V_{C_p} (kV)	66, 6	69, 6	87, 8	14, 2

Tabela 13: Especificação das bobinas e da capacitância para compensação série para $V = 6V$, $P = 20W$ e corrente de linha de 90A.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		12	13	15	6
Diâmetro (mm)		10, 1	10, 6	12, 0	6, 94
Circuito Equivalente	V(V)	6, 62(6, 40)	6, 47(6, 39)	6, 06(6, 03)	6, 61(6, 70)
	L_e (mH)	24, 4(43, 4)	46, 0(46, 5)	54, 4(54, 5)	10, 1(10, 1)
	R_s (m Ω)	512	511	455	546
Compensação Série	C_s (μ F)	288	153	129	699
	R_L (m Ω)	512	511	455	546
	V_{R_L} (V)	3, 20	3, 20	3, 01	3, 30
	V_{C_s} (V)	57, 6	10, 9	13, 6	23, 0
Compensação Paralela	C_p (μ F)	287	153	129	685
	R_L (Ω)	524	603	930	27, 1
	V_{R_L} (V)	102	110	136	23, 3
	V_{C_p} (V)	102	110	136	23, 3

Tabela 14: Projeto pelo 2º método para diâmetro de 10mm, $P = 20W$ e corrente de linha de 3A.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		$11,1 \times 10^3$	$13,1 \times 10^3$	$19,5 \times 10^3$	$2,60 \times 10^3$
Diâmetro (mm)		10	10	10	10
Circuito Equivalente	V(V)	204(197)	216(214)	263(261)	95,4(96,8)
	L_e (kH)	20,9(37,2)	46,7(47,2)	94,8(95,0)	1,79(1,80)
	R_s (mΩ)	486	572	854	114
Compensação Série	C_s (nF)	0,337	0,151	0,0742	3,93
	R_L (Ω)	486	572	854	114
	V_{R_L} (V)	98,6	107	131	47,7
	V_{C_s} (MV)	3,31	6,67	11,0	0,574
Compensação Paralela	C_p (nF)	0,337	0,151	0,0742	3,93
	R_L (Ω)	$4,04 \times 10^{11}$	$5,55 \times 10^{11}$	$1,50 \times 10^{12}$	$4,03 \times 10^9$
	V_{R_L} (MV)	2,84	3,33	5,48	0,284
	V_{C_p} (MV)	2,84	3,33	5,48	0,284

Tabela 15: Projeto pelo 2º método para corrente de linha de 90A e diâmetro de 10mm.

		Bobina			
		Vertical 1	Vertical 2	Vertical 3	Horizontal
Espiras		13	15	22	3
Diâmetro (mm)		10	10	10	10
Circuito Equivalente	V(V)	7,17(6,93)	7,46(7,37)	8,90(8,85)	3,30(3,35)
	L_e (mH)	28,7(51,0)	61,7(62,4)	121(121)	2,39(2,39)
	R_s (mΩ)	569	657	964	132
Compensação Série	C_s (μF)	245	114	58,3	2949
	R_L (mΩ)	569	657	964	132
	V_{R_L} (V)	3,47	3,69	4,42	1,65
	V_{C_s} (V)	136	264	420	22,9
Compensação Paralela	C_p (mF)	0,244	0,114	0,0583	2,89
	R_L (Ω)	651	843	2155	6,3
	V_{R_L} (V)	114	130	208	11,2
	V_{C_p} (V)	114	130	208	11,2

assim como os valores de tensão nos capacitores, o que significa dificuldades tanto técnicas quanto econômicas. Para valores tão elevados do número de espiras, novamente desrespeita-se a suposição de que as espiras estejam muito próximas no espaço.

Entretanto, novamente obtém-se valores razoáveis para a espira horizontal quando a corrente de linha é de 90A.

2.1.2.8 Resultados numéricos: linha 3

Nessa seção serão mostrados os resultados para a linha da figura 6. O desenvolvimento é análogo ao das seções anteriores e as variáveis utilizadas são as mesmas mostradas na figura 16 e na figura 19.

Na figura 26, mostra-se a tensão induzida em uma única espira vertical em função da sua posição x . O lado superior se encontra a $1m$ do condutor fase e o lado inferior se encontra no nível do solo. Os valores de tensão são dados por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha, para os casos extremos de solo condutor perfeito e sem solo. Há corrente no neutro nesse caso, com sentido inverso ao da corrente na fase. As posições x dos condutores da linha são marcadas por traços verticais.

Nota-se que o valor máximo ocorre quando a espira está na posição $x = -0,2m$, ou seja, alinhada verticalmente com a posição do neutro. Ele é igual a aproximadamente $117\mu V/(m.A)$, para solo ideal, e $112\mu V/(m.A)$, para o caso sem solo.

Na figura 27, mostra-se a tensão induzida em uma única espira vertical em função da distância entre seus dois lados h . Considera-se que ela esteja colocada em $x = 0,19m$ (a 1 cm da posição de máximo, para evitar problemas numéricos), com o lado superior e_1 a $1m$ dos condutores fase. Os valores novamente são dados por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha, para os casos extremos de solo condutor perfeito e sem solo. Existe um máximo igual a $239\mu V/(m.A)$ em $h = 0,2$, isto é, com o condutor e_2 passando à altura do neutro. Esse resultado era esperado, uma vez que ele representa a posição na qual um dos lados da espira fica o mais próximo possível de um dos condutores.

Logo, fixando o lado da espira e_1 nesse ponto de máximo ($x_{e_1} = 0,19m$ e $y_{e_1} = 7,2m$), mostra-se na figura 28 a tensão induzida em função da posição do outro lado, para o caso de solo condutor perfeito. Nota-se, que o máximo ocorre com o condutor e_2 à altura do solo.

Na figura 29, mostra-se a tensão induzida em função da posição x_{e_2} do condutor e_2 , quando ele está à altura do solo ($y_{e_2} = 0$). Nota-se que, no caso de solo condutor perfeito, o máximo é igual a $355,9\mu V/(m.A)$ e independe da posição x . No caso sem solo, o maior valor mostrado no gráfico é igual a $351,9\mu V/(m.A)$ e ocorre na extremidade da faixa mostrada, em $x_{e_2} = -1,5m$.

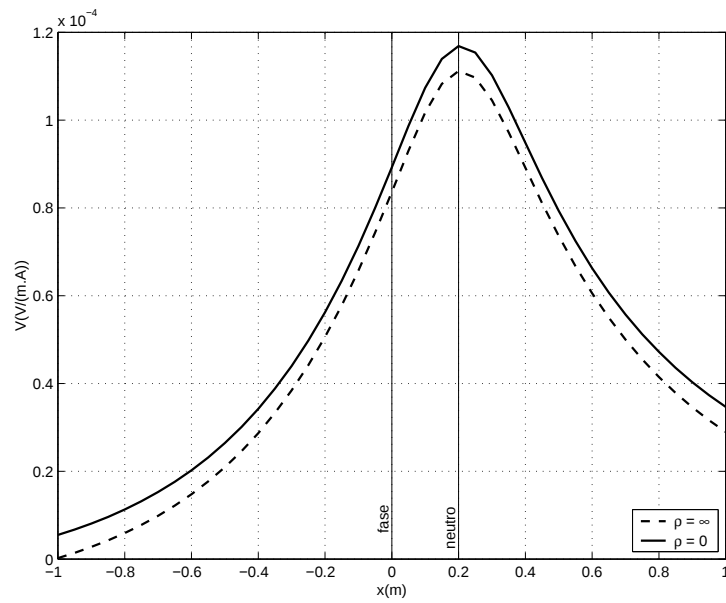


Figura 26: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1 = (x; 7,4)$ e $e_2 = (x; 0)$.

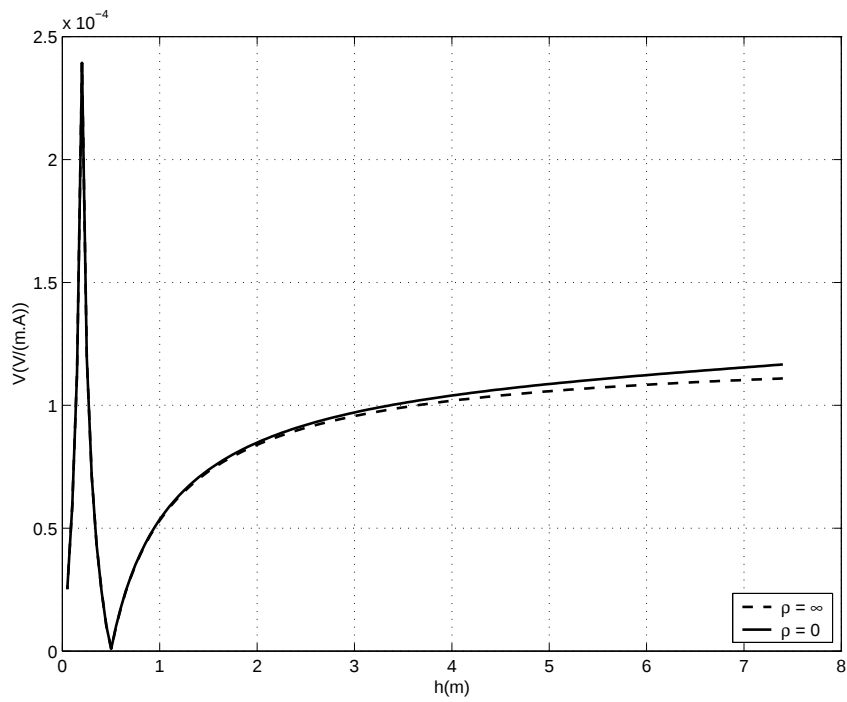


Figura 27: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1 = (0,19; 7,4)$ e $e_2 = (0,19; 7,4 - h)$.

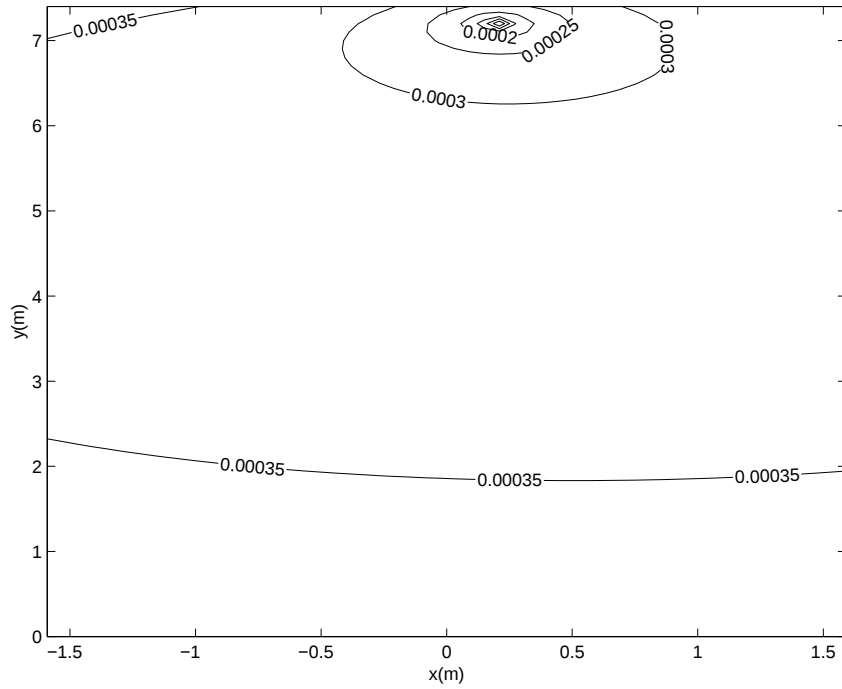


Figura 28: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1 = (0, 19; 7, 2)$ e $e_2 = (x; y)$.

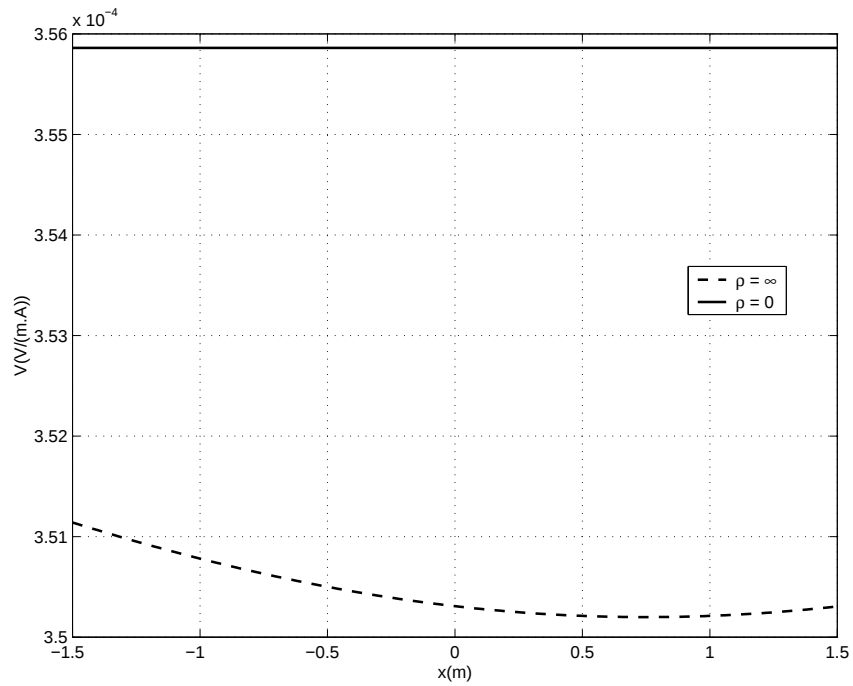


Figura 29: Tensão induzida (por unidade de comprimento e por unidade de corrente na linha) para uma espira vertical com $e_1(0, 19; 7, 2)$ e $e_2(x; 0)$.

Tabela 16: Tensão induzida e potência disponível por espira e por unidade de comprimento quando a corrente na linha é de 3A.

Espira	e_1	e_2	V [mV/(m.esp)] ^a	P [μ W/(m.esp)] ^{a,b}
	(0, 19; 7, 2)	(-1, 5; 0)	1,07 (1,05)	669 (651)

^a Valor com $\rho = 0$ (Valor com $\rho = \infty$).

^b Espira de fio de cobre de 10mm de diâmetro.

Tabela 17: Tensão induzida e potência disponível por espira e por unidade de comprimento quando a corrente na linha é de 16A.

Espira	e_1	e_2	V [mV/(m.esp)] ^a	P [μ W/(m.esp)] ^{a,b}
	(0, 19; 7, 2)	(-1, 5; 0)	5,69 (5,62)	19,0 (18,5)

^a Valor com $\rho = 0$ (Valor com $\rho = \infty$).

^b Espira de fio de cobre de 10mm de diâmetro.

Considerando que os lados da espira estejam colocados nas posições de máximo $e_1 = (0, 19; 7, 2)$ e $e_2 = (-1, 5; 0)$, encontram-se, na tabela 16, os valores de tensão induzida e potência disponível por espira, para uma corrente na linha de 3A. Na tabela 17, o mesmo é mostrado para corrente de 16A. Esses valores de corrente são o máximo e mínimo da coluna *carga média* da tabela 3.

Para um comprimento da bobina igual a 100m, mostra-se na tabela 18, para correntes de linha de 3A e 16A, um cálculo do número de espiras e dos capacitores de compensação usando o primeiro método de projeto. São mostrados ainda os valores de tensão sobre os capacitores e na carga.

Os resultados para o segundo método de projeto, para o mesmo comprimento e para um diâmetro de 10mm, são mostrados na tabela 19, para correntes de linha de 3A e 16A.

Nota-se também para esse tipo de linha que, para ambos os métodos de projeto, quando a corrente da linha é de 3A, o número de espiras necessárias é muito grande, assim como os valores de tensão nos capacitores, o que significa dificuldades tanto técnicas quanto econômicas. Para valores tão elevados do número de espiras, novamente desrespeita-se a suposição de que as espiras estejam muito próximas no espaço.

Todavia, quando a corrente de linha é de 16A, novamente obtém-se valores razoáveis.

Tabela 18: Projeto pelo 1º método para $V = 6V$, $P = 20W$.

		Corrente	
		3A	16A
Espiras		57	11
Diâmetro (mm)		23,5	10,0
Circuito Equivalente	$V(V)$	6,09(6,00)	6,26(6,18)
	$L_e(mH)$	494(870)	20,5(36,5)
	$R_s(m\Omega)$	451	477
Compensação Série	$C_s(\mu F)$	14,2	344
	$R_L(m\Omega)$	451	477
	$V_{R_L}(V)$	3,00	3,09
	$V_{C_s}(V)$	1242	50,6
Compensação Paralela	$C_p(\mu F)$	14,2	342
	$R_L(k\Omega)$	239	0,397
	$V_{R_L}(V)$	2185	89,2
	$V_{L_s}(V)$	2185	89,2

Tabela 19: Projeto pelo 2º método para diâmetro de $10mm$.

		Corrente	
		3A	16A
Espiras		316	12
Diâmetro (mm)		10	10
Circuito Equivalente	$V(V)$	33,7(33,3)	6,83(6,74)
	$L_e(H)$	16,9(30,2)	$24,4 \times 10^{-3}(43,5 \times 10^{-3})$
	$R_s(\Omega)$	13,8	0,526
Compensação Série	$C_s(\mu F)$	0,416	289
	$R_L(\Omega)$	13,8	0,526
	$V_{R_L}(V)$	16,6	3,37
	$V_{C_s}(V)$	$15,5 \times 10^3$	119
Compensação Paralela	$C_p(\mu F)$	0,416	288
	$R_L(\Omega)$	$9,34 \times 10^6$	512
	$V_{R_L}(V)$	$13,7 \times 10^3$	101
	$V_{L_s}(V)$	$13,7 \times 10^3$	101

Tabela 20: Sumário dos resultados obtidos para a extração de energia por acoplamento magnético, para os valores altos de corrente.

		Linha 1 (Bobina Horizontal)	Linha 2 (Bobina Horizontal)	Linha 3
Corrente		90A	90A	16A
Espiras		6	3	12
Diâmetro (mm)		10	10	10
Compensação	$C_s(\mu\text{F})$	762	2949	289
Série	$V_{C_s}(\text{V})$	60,9	22,9	119

Tabela 21: Sumário dos resultados obtidos para a extração de energia por acoplamento magnético, para os valores baixos de corrente.

		Linha 1 (Bobina Horizontal)	Linha 2 (Bobina Horizontal)	Linha 3
Corrente		3A	3A	3A
Espiras		$5,47 \times 10^3$	$2,60 \times 10^3$	316
Diâmetro (mm)		10	10	10
Compensação	$C_s(\text{nF})$	0,916	3,93	416
Série	$V_{C_s}(\text{V})$	$1,69 \times 10^6$	574×10^3	$15,5 \times 10^3$

2.1.2.9 Sumário sobre a extração de energia por acoplamento magnético

Os resultados obtidos mostram que as soluções propostas usando acoplamento magnético seriam razoáveis para linhas com correntes relativamente altas, conforme resumido na tabela 20. Entretanto, para linhas com correntes baixas, comuns em áreas rurais, essas soluções são praticamente impossíveis de serem postas em prática, pois exigiriam tanto um número elevado de espiras quanto capacitores que suportassem tensões muito altas, conforme mostra a tabela 21.

Assim, uma vez que essas soluções não se adaptam a todos os casos analisados, elas serão descartadas. Busca-se, portanto, uma alternativa única e geral.

2.1.3 Extração de energia através de acoplamento capacitivo

A segunda alternativa para a extração de energia estudada foi a colocação de um condutor com uma das extremidades isolada, conforme mostrado na figura 30. O outro terminal da fonte de energia é aterrado.

2.1.3.1 Cálculo das capacitâncias

Para o cálculo das capacitâncias, novamente assume-se que a linha de transmissão seja infinita e que sua seção transversal seja constante.

O cálculo das capacitâncias é feito considerando o solo como condutor perfeito e com potencial zero. Usando o método das imagens, substitui-se o problema original (figura 31(a)) pelo problema equivalente (figura 31(b)), no qual condutores com cargas imagens de sinais contrários são colocados simetricamente em relação ao plano do solo, que é retirado. Usa-se, então o princípio da superposição para se calcular os potenciais gerados por todas as cargas.

O potencial do condutor a , carregado com uma carga q_a por unidade de comprimento e posicionado a uma certa distância do plano do solo condutor perfeito de potencial zero, é dado pela integral de linha

$$v_a = \int_0^a -\vec{E}_{total} \cdot d\vec{l}, \quad (2.57)$$

na qual é usado qualquer caminho que for de 0, um ponto qualquer sobre o plano de potencial zero, e a , o ponto onde se localiza o condutor a . $\vec{E}_{total}$ é dado pela superposição dos campos produzidos por cada carga

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_{q_a} + \vec{E}_{q'_a} + \vec{E}_{q_b} + \vec{E}_{q'_b} + \dots \quad (2.58)$$

Logo, obtém-se

$$v_a = \int_a^0 \vec{E}_{q_a} \cdot d\vec{l} + \int_a^0 \vec{E}_{q'_a} \cdot d\vec{l} + \int_a^0 \vec{E}_{q_b} \cdot d\vec{l} + \int_a^0 \vec{E}_{q'_b} \cdot d\vec{l} + \dots \quad (2.59)$$

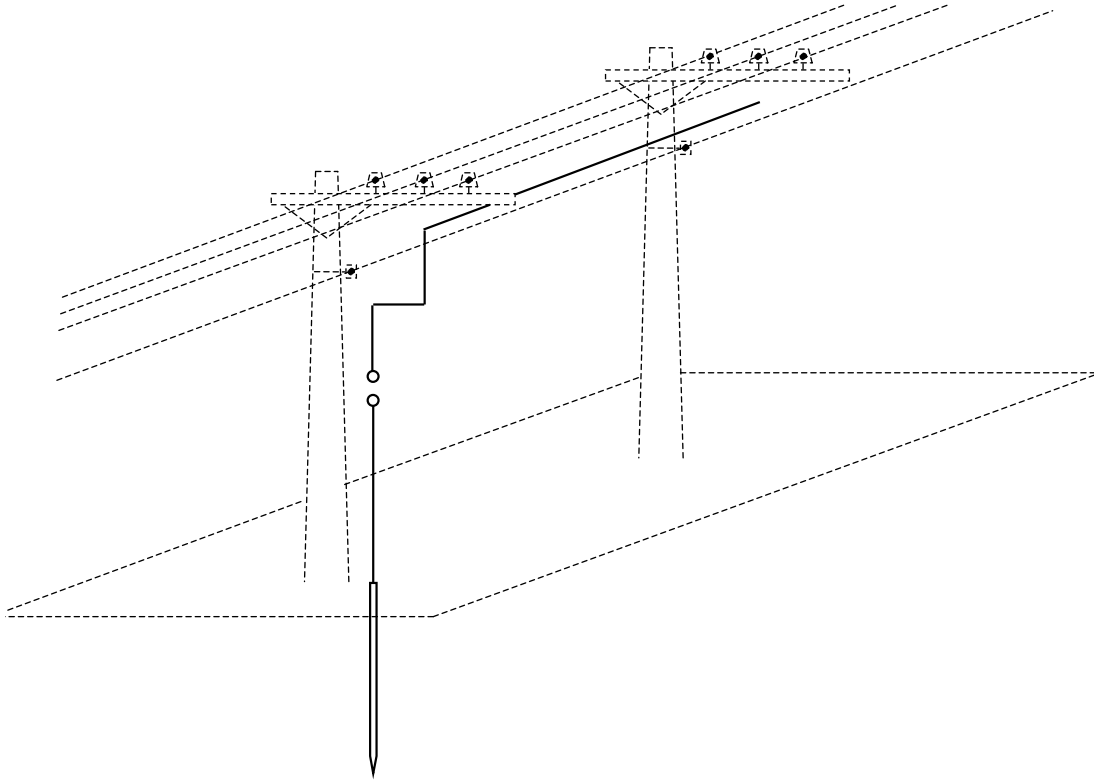


Figura 30: Esboço da colocação de um condutor com uma das extremidades isoladas próximo à linha de distribuição.

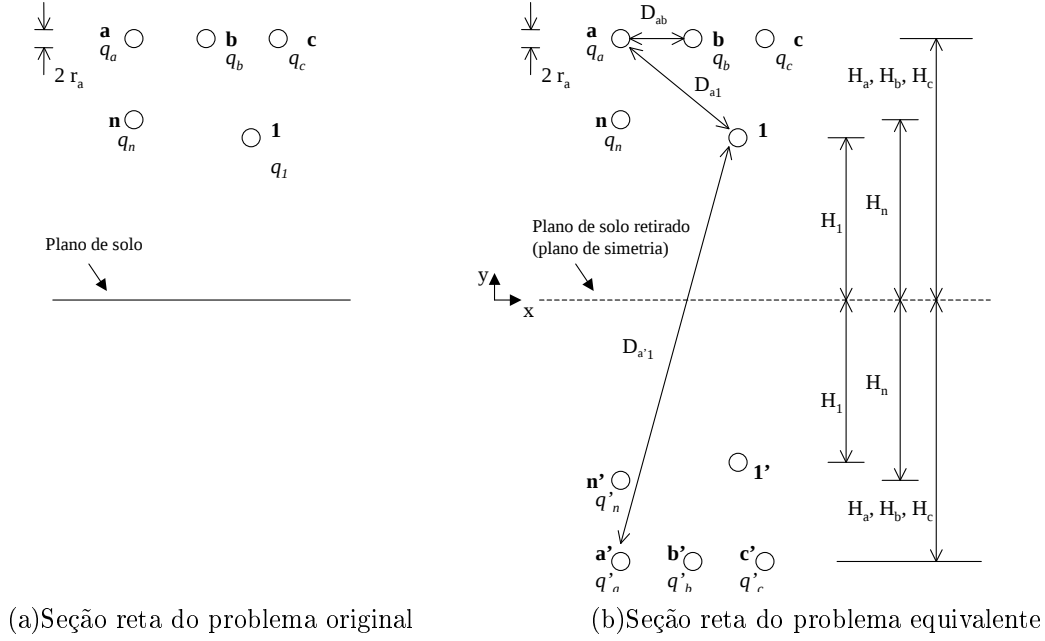


Figura 31: Seção reta usada no cálculo das capacitâncias

Cada integral pode ser resolvida separadamente usando caminhos diferentes. Além disso, cada par de integrais carga - carga imagem pode ser resolvida partindo-se de um ponto diferente no plano de potencial zero,

$$v_a = \int_a^{0_a} \vec{E}_{q_a} \cdot d\vec{l} + \int_a^{0_a} \vec{E}_{q'_a} \cdot d\vec{l} + \int_a^{0_b} \vec{E}_{q_b} \cdot d\vec{l} + \int_a^{0_b} \vec{E}_{q'_b} \cdot d\vec{l} + \dots \quad (2.60)$$

Usando-se um sistema de coordenadas cilíndricas colocado sobre o centro do condutor, pode-se escrever o campo gerado pela respectiva carga como

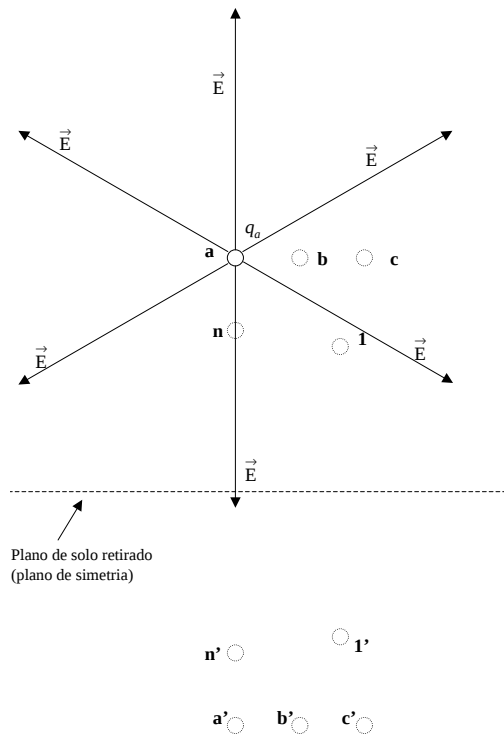
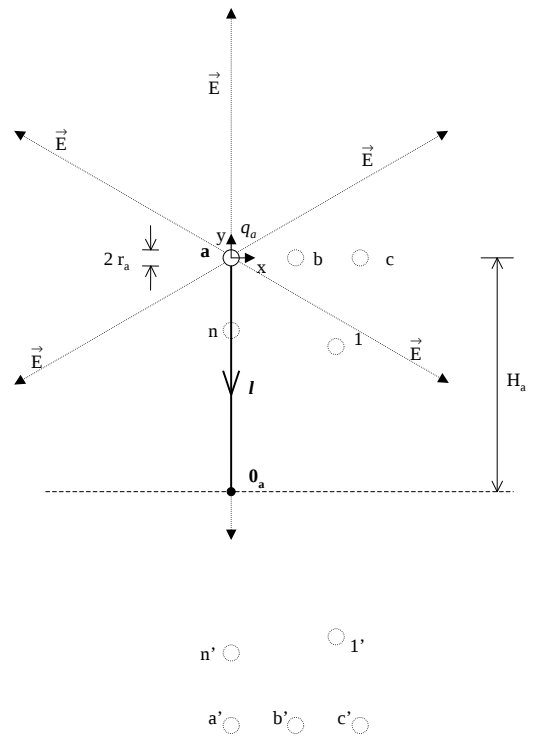
$$\vec{E} = \frac{q}{2\pi\epsilon r} \hat{r}, \quad (2.61)$$

na qual r é a coordenada radial, $\hat{r}$, o vetor unitário, e ϵ , a permissividade elétrica. Aplicando (2.61) na primeira integral de (2.60) e escolhendo o caminho mostrado na figura 32(b), obtém-se

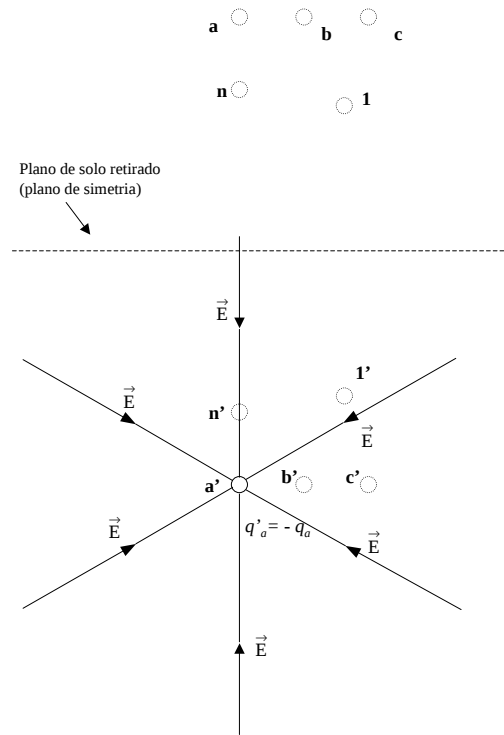
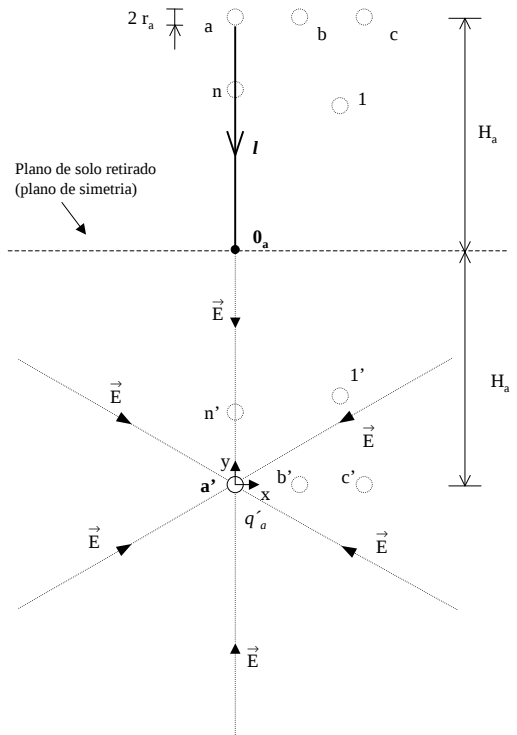
$$\begin{aligned} \int_a^{0_a} \vec{E}_{q_a} \cdot d\vec{l} &= \int_{r_a}^{H_a} \frac{q_a}{2\pi\epsilon} \frac{1}{r} dr \\ &= \frac{q_a}{2\pi\epsilon} \ln \frac{H_a}{r_a}, \end{aligned} \quad (2.62)$$

na qual r_a é o raio do condutor a . Aplicando (2.61) na segunda integral de (2.60) e escolhendo o caminho mostrado na figura 33(b), obtém-se

$$\begin{aligned} \int_a^{0_a} \vec{E}_{q'_a} \cdot d\vec{l} &= \int_{2H_a-r_a}^{H_a} \frac{-q_a}{2\pi\epsilon} \frac{1}{r} dr \\ &= \frac{-q_a}{2\pi\epsilon} \ln \frac{H_a}{2H_a-r_a} \\ &\cong \frac{q_a}{2\pi\epsilon} \ln 2, \end{aligned} \quad (2.63)$$

(a) Campo elétrico produzido por q_a .

(b) Caminho de integração.

Figura 32: Cálculo do potencial do condutor a produzido pela carga q_a .(a) Campo elétrico produzido por q'_a .

(b) Caminho de integração.

Figura 33: Cálculo do potencial do condutor a produzido pela carga q'_a .

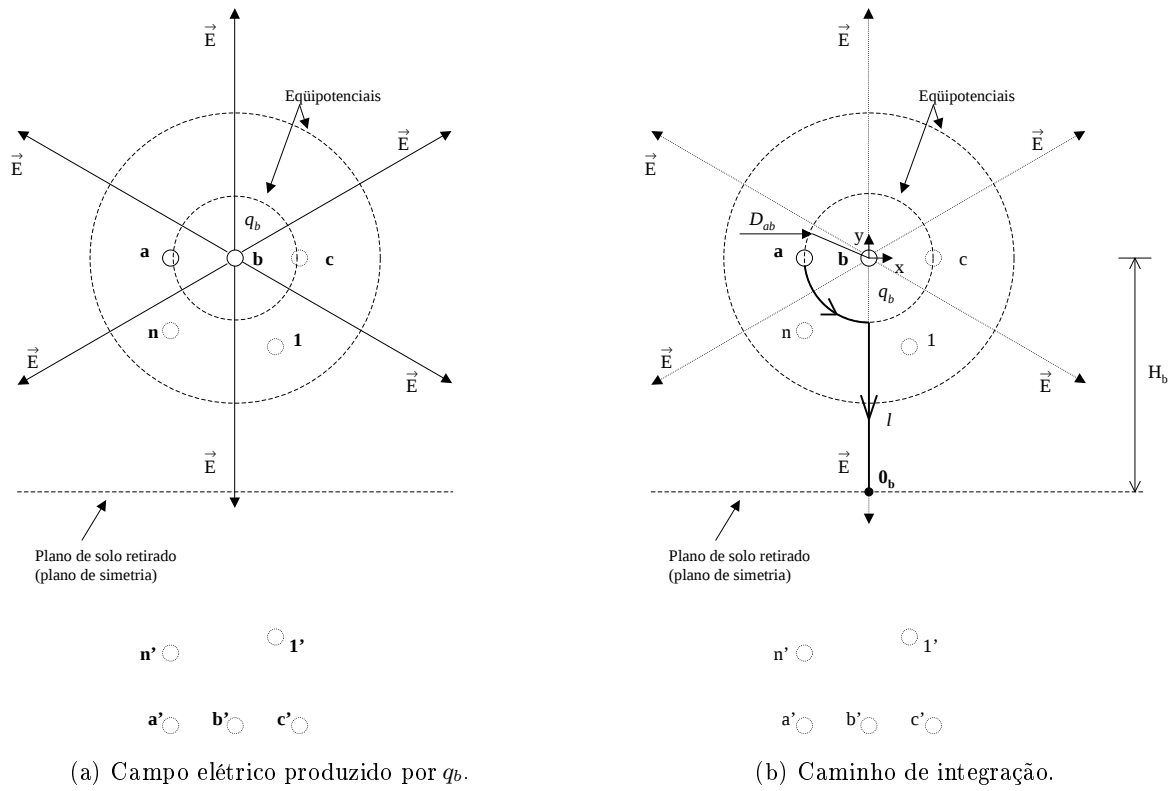


Figura 34: Cálculo do potencial do condutor a produzido pela carga q_b .

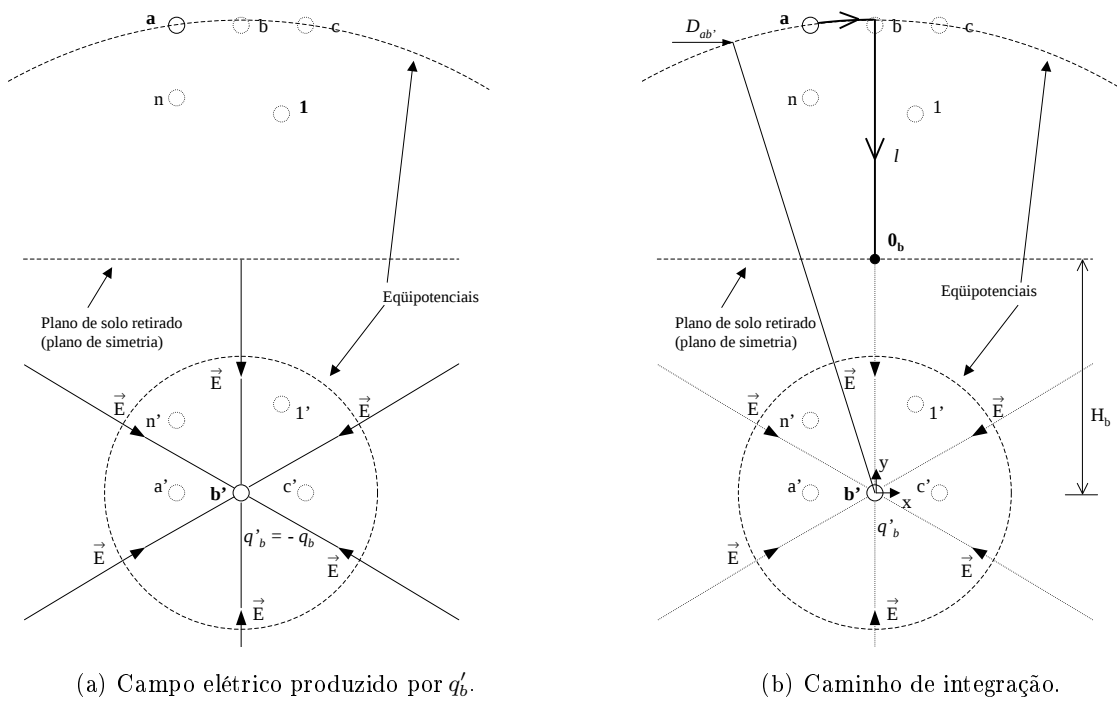


Figura 35: Cálculo do potencial do condutor a produzido pela carga q'_b .

na qual assume-se que $H_a \gg r_a$. Aplicando (2.61) na terceira integral de (2.60) e escolhendo o caminho mostrado na figura 34(b), obtêm-se

$$\begin{aligned} \int_a^{0_b} \vec{E}_{q_b} \cdot d\vec{l} &= \int_{D_{ab}}^{H_b} \frac{q_b}{2\pi\epsilon} \frac{1}{r} dr \\ &= \frac{q_b}{2\pi\epsilon} \ln \frac{H_b}{D_{ab}}. \end{aligned} \quad (2.64)$$

Finalmente, aplicando (2.61) na quarta integral de (2.60) e escolhendo o caminho mostrado na figura 34(b), chega-se a

$$\begin{aligned} \int_a^{0_b} \vec{E}_{q'_b} \cdot d\vec{l} &= \int_{D_{ab'}}^{H_b} \frac{-q_b}{2\pi\epsilon} \frac{1}{r} dr \\ &= \frac{-q_b}{2\pi\epsilon} \ln \frac{H_b}{D_{ab'}}. \end{aligned} \quad (2.65)$$

Substituindo-se (2.62), (2.63), (2.64) e (2.65) em (2.60), chega-se a

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{q_a}{2\pi\epsilon} \left[\ln \frac{H_a}{r_a} + \ln 2 \right] + \frac{q_b}{2\pi\epsilon} \left[\ln \frac{H_b}{D_{ab}} - \ln \frac{H_b}{D_{ab'}} \right] \dots \\ &= \frac{q_a}{2\pi\epsilon} \left[\ln \frac{2H_a}{r_a} \right] + \frac{q_b}{2\pi\epsilon} \left[\ln \frac{D_{ab'}}{D_{ab}} \right] \dots \end{aligned} \quad (2.66)$$

Analogamente, obtêm-se os potenciais nos outros condutores.

Pode-se, então, escrever o sistema de equações para o caso da linha trifásica com neutro

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_n \\ v_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \begin{bmatrix} \ln \frac{2H_a}{r_a} & \ln \frac{D_{ab'}}{D_{ab}} & \ln \frac{D_{ac'}}{D_{ac}} & \ln \frac{D_{an'}}{D_{an}} & \ln \frac{D_{a1'}}{D_{a1}} \\ \ln \frac{D_{ba'}}{D_{ba}} & \ln \frac{2H_b}{r_b} & \ln \frac{D_{bc'}}{D_{bc}} & \ln \frac{D_{bn'}}{D_{bn}} & \ln \frac{D_{b1'}}{D_{b1}} \\ \ln \frac{D_{ca'}}{D_{ca}} & \ln \frac{D_{cb'}}{D_{cb}} & \ln \frac{2H_c}{r_c} & \ln \frac{D_{cn'}}{D_{cn}} & \ln \frac{D_{c1'}}{D_{c1}} \\ \ln \frac{D_{na'}}{D_{na}} & \ln \frac{D_{nb'}}{D_{nb}} & \ln \frac{D_{nc'}}{D_{nc}} & \ln \frac{2H_n}{r_n} & \ln \frac{D_{n1'}}{D_{n1}} \\ \ln \frac{D_{1a'}}{D_{1a}} & \ln \frac{D_{1b'}}{D_{1b}} & \ln \frac{D_{1c'}}{D_{1c}} & \ln \frac{D_{1n'}}{D_{1n}} & \ln \frac{2H_1}{r_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \\ q_n \\ q_1 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$[\mathbf{V}] = [\mathbf{P}][\mathbf{Q}], \quad (2.68)$$

na qual a matriz $\mathbf{P}$ é chamada de matriz de coeficientes de potencial. Esse sistema relaciona a carga por unidade de comprimento nos condutores ao potencial de cada um deles.

Reescrevendo-se (2.68) como

$$\begin{aligned} [\mathbf{Q}] &= [\mathbf{P}]^{-1}[\mathbf{V}] \\ &= [\mathbf{C}][\mathbf{V}], \end{aligned} \quad (2.69)$$

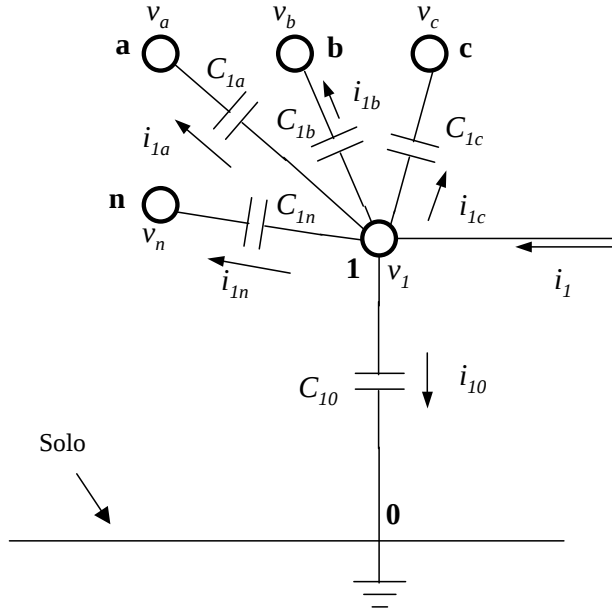


Figura 36: Circuito equivalente para o problema.

chega-se à matriz de coeficientes de capacitância $\mathbf{C}$, que é dada por

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{C}] &= \begin{bmatrix} c_a & c_{ab} & c_{ac} & c_{an} & c_{a1} \\ c_{ab} & c_b & c_{bc} & c_{bn} & c_{b1} \\ c_{ac} & c_{bc} & c_c & c_{cn} & c_{c1} \\ c_{an} & c_{bn} & c_{cn} & c_n & c_{n1} \\ c_{a1} & c_{b1} & c_{c1} & c_{n1} & c_1 \end{bmatrix} \\
 &= 2\pi\epsilon \begin{bmatrix} \ln \frac{2H_a}{r_a} & \ln \frac{D_{ab'}}{D_{ab}} & \ln \frac{D_{ac'}}{D_{ac}} & \ln \frac{D_{an'}}{D_{an}} & \ln \frac{D_{a1'}}{D_{a1}} \\ \ln \frac{D_{ba'}}{D_{ba}} & \ln \frac{2H_b}{r_b} & \ln \frac{D_{bc'}}{D_{bc}} & \ln \frac{D_{bn'}}{D_{bn}} & \ln \frac{D_{b1'}}{D_{b1}} \\ \ln \frac{D_{ca'}}{D_{ca}} & \ln \frac{D_{cb'}}{D_{cb}} & \ln \frac{2H_c}{r_c} & \ln \frac{D_{cn'}}{D_{cn}} & \ln \frac{D_{c1'}}{D_{c1}} \\ \ln \frac{D_{na'}}{D_{na}} & \ln \frac{D_{nb'}}{D_{nb}} & \ln \frac{D_{nc'}}{D_{nc}} & \ln \frac{2H_n}{r_n} & \ln \frac{D_{n1'}}{D_{n1}} \\ \ln \frac{D_{1a'}}{D_{1a}} & \ln \frac{D_{1b'}}{D_{1b}} & \ln \frac{D_{1c'}}{D_{1c}} & \ln \frac{D_{1n'}}{D_{1n}} & \ln \frac{2H_1}{r_1} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (2.70)
 \end{aligned}$$

Deseja-se obter um circuito equivalente da forma mostrada na figura 36, cuja equação para o nó 1 é

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} + i_{1n} + i_{10} = i_1 \quad (2.71)$$

$$C_{1a} \frac{d}{dt} (v_1 - v_a) + C_{1b} \frac{d}{dt} (v_1 - v_b) + C_{1c} \frac{d}{dt} (v_1 - v_c) + C_{1n} \frac{d}{dt} (v_1 - v_n) + C_{10} \frac{dv_1}{dt} = i_1 \quad (2.72)$$

$$-C_{1a} \frac{dv_a}{dt} - C_{1b} \frac{dv_b}{dt} - C_{1c} \frac{dv_c}{dt} - C_{1n} \frac{dv_n}{dt} + (C_{10} + C_{1a} + C_{1b} + C_{1c} + C_{1n}) \frac{dv_1}{dt} = i_1. \quad (2.73)$$

A última linha do sistema (2.69) é

$$q_1 = c_{a1}v_a + c_{b1}v_b + c_{c1}v_c + c_{n1}v_n + c_1v_1, \quad (2.74)$$

que, derivada em relação ao tempo, fica

$$i_1 = c_{a1} \frac{dv_a}{dt} + c_{b1} \frac{dv_b}{dt} + c_{c1} \frac{dv_c}{dt} + c_{n1} \frac{dv_n}{dt} + c_1 \frac{dv_1}{dt}. \quad (2.75)$$

Comparando (2.73) e (2.75), conclui-se que os elementos do circuito equivalente são

$$C_{1a} = -c_{a1} \quad [F/m] \quad (2.76)$$

$$C_{1b} = -c_{b1} \quad [F/m] \quad (2.77)$$

$$C_{1c} = -c_{c1} \quad [F/m] \quad (2.78)$$

$$C_{1n} = -c_{n1} \quad [F/m] \quad (2.79)$$

$$C_{10} = c_{a1} + c_{b1} + c_{c1} + c_{n1} + c_1 \quad [F/m]. \quad (2.80)$$

2.1.3.2 Cálculo da potência extraível

Deseja-se novamente montar um circuito equivalente de Thévenin que permita o cálculo da potência extraível. O circuito equivalente a parâmetros concentrados desse problema de parâmetros distribuídos é da forma mostrada na figura 37 para uma fase, na qual C é a capacitância total entre a fase e o condutor isolado, R é a resistência C.C. do condutor isolado e l é seu comprimento.

Assumindo que a resistência por unidade de comprimento seja muito menor que a reatância capacitiva por unidade de comprimento, pode-se considerar que a queda de tensão nos resistores é muito pequena e que a corrente em cada capacitor é a mesma. Logo, a corrente em um ponto x do condutor é a soma de todas aquelas dos capacitores à sua esquerda,

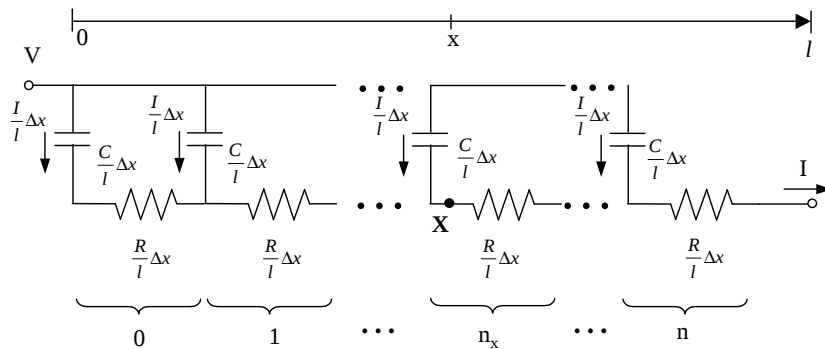


Figura 37: Circuito equivalente de parâmetros concentrados para o problema de parâmetros distribuídos.

$$\begin{aligned}
i(x) &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \sum_{i=0}^{n_x} \frac{I}{l} \Delta x \\
&= \int_0^x \frac{I}{l} dx \\
&= \frac{I}{l} x.
\end{aligned} \tag{2.81}$$

A queda de tensão no resistor da posição x é igual a

$$\begin{aligned}
\Delta V(x) &= i(x) \frac{R}{l} \Delta x \\
&= \frac{I}{l} x \frac{R}{l} \Delta x.
\end{aligned} \tag{2.82}$$

A tensão no ponto x em relação à extremidade l do condutor é

$$\begin{aligned}
V(x) &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \sum_{i=n_x}^n \Delta V(x) \\
&= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \sum_{i=n_x}^n \frac{I}{l} x \frac{R}{l} \Delta x \\
&= \int_x^l \frac{I}{l} x \frac{R}{l} dx \\
&= \frac{IR}{l^2} \frac{l^2 - x^2}{2}.
\end{aligned} \tag{2.83}$$

A média da queda de tensão no condutor é

$$\begin{aligned}
V_{\text{médio}} &= \frac{\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \sum_{i=0}^n V(x)}{n} \\
&= \frac{1}{l} \int_0^l \frac{IR}{l^2} \frac{l^2 - x^2}{2} dx \\
&= \frac{IR}{3},
\end{aligned} \tag{2.84}$$

donde se conclui que o valor do resistor equivalente série é $\frac{1}{3}$ do valor da resistência C.C. do condutor.

Para se avaliar a validade dessa aproximação, foi feito o cálculo da impedância equivalente do circuito da figura 37 com 1500 estágios para várias razões $\frac{R}{X_c}$. Os resultados são mostrados nas figuras 38 e 39. Para razões menores que 10^{-7} , as suposições são válidas.

Assim, obtém-se um circuito equivalente para todas as fases e o neutro (figura 40(a)) e, finalmente, seu equivalente de Thévenin (figura 40(b)), no qual

$$C_s = (C_{1a} + C_{1b} + C_{1c} + C_{1n} + C_{10}) l \quad [F] \tag{2.85}$$

$$R_s = \frac{1}{3} \frac{\rho l}{A} \quad [\Omega] \tag{2.86}$$

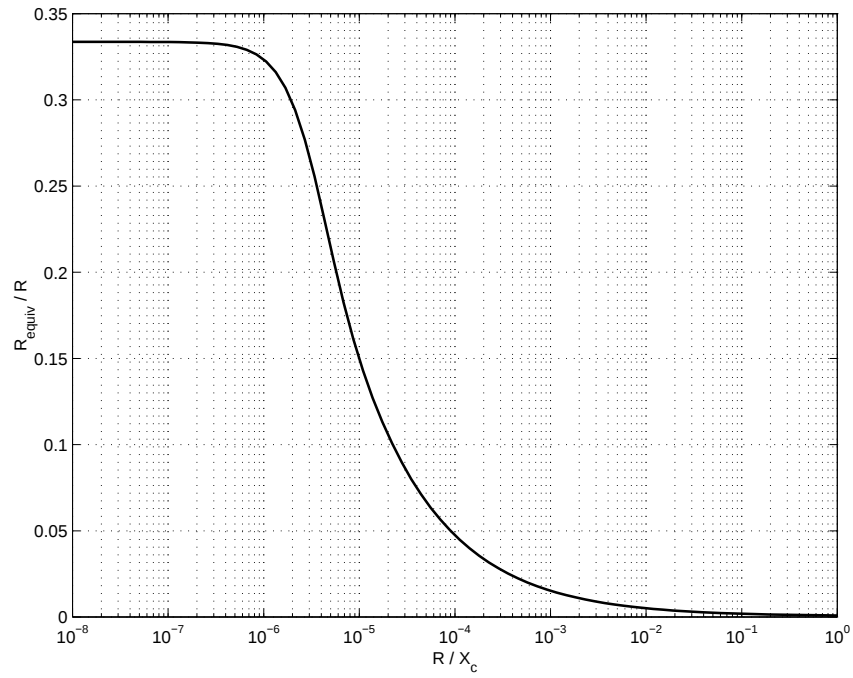


Figura 38: Razão resistência equivalente série sobre resistência do condutor (R) em função da relação $\frac{R}{X_c}$.

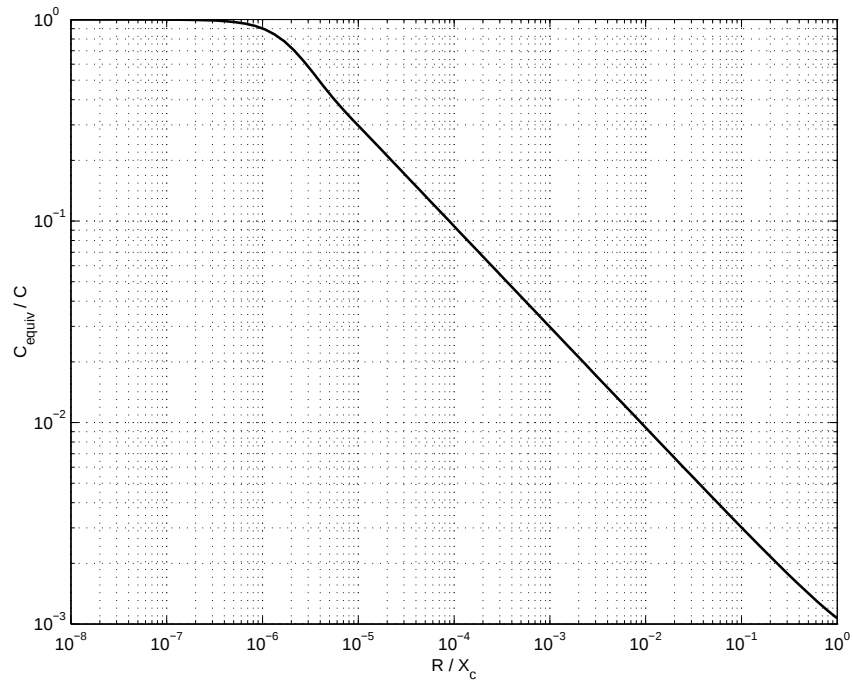


Figura 39: Razão capacitância equivalente série sobre capacitância do condutor (C) em função da relação $\frac{R}{X_c}$.

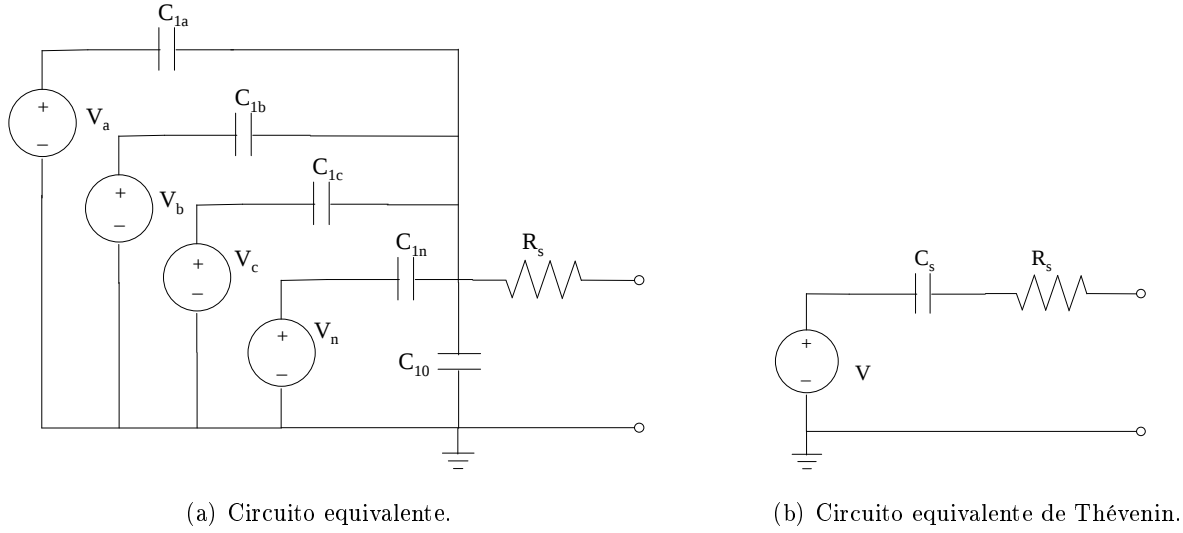


Figura 40: Circuitos equivalentes.

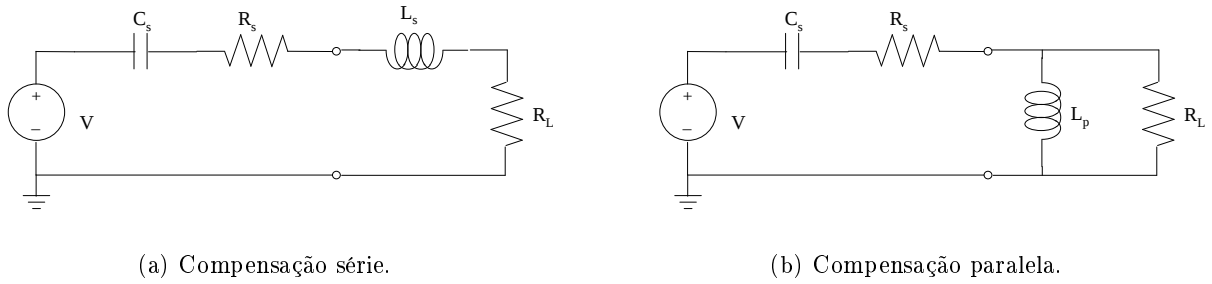


Figura 41: Circuitos com carga casada.

$$\mathbf{V} = \frac{\mathbf{V}_a \cdot C_{1a} + \mathbf{V}_b \cdot C_{1b} + \mathbf{V}_c \cdot C_{1c} + \mathbf{V}_n \cdot C_{1n}}{C_{1a} + C_{1b} + C_{1c} + C_{1n} + C_{10}} \quad [V]. \quad (2.87)$$

Na equação 2.87, é usada notação fasorial para as tensões. Assume-se neste estudo um sistema simétrico, isto é

$$\mathbf{V}_a = V \angle 0^\circ \quad (2.88)$$

$$\mathbf{V}_b = V \angle 120^\circ \quad (2.89)$$

$$\mathbf{V}_c = V \angle 240^\circ \quad (2.90)$$

$$\mathbf{V}_n = 0. \quad (2.91)$$

Nota-se que o circuito equivalente despreza a resistência de aterramento. Além disso, uma vez que a potência a ser retirada pelo condutor isolado é pequena em relação à potência transmitida pela linha, assume-se que as tensões na linha não sejam significativamente afetadas e possam ser representadas por fontes de tensão ideais.

Assim como foi estudado para o caso do acoplamento magnético, pode-se usar cargas casadas para se atingir a transferência máxima de potência. Para o caso da compensação série, mostrado

na figura 41(a), a potência entregue à carga R_L é dada por

$$P = \frac{|\mathbf{V}|^2 \cdot R_L}{(R_s + R_L)^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right)^2} \quad (2.92)$$

para valores quaisquer de L_s e R_L . Para a transferência máxima de potência, esses elementos devem ser

$$L_s = \frac{1}{\omega^2 C_s} \quad (2.93)$$

$$R_L = R_s. \quad (2.94)$$

Para o caso da compensação paralela, mostrado na figura 41(b), a potência entregue à carga R_L é dada por

$$P = \frac{|\mathbf{V}|^2 R_L (\omega L_p)^2}{\left(R_s R_L - \frac{1}{\omega C_s} \omega L_p\right)^2 + \left(R_s \omega L_s - R_L \frac{1}{\omega C_s} + R_L \omega L_p\right)^2} \quad (2.95)$$

para valores quaisquer de L_s e R_L . Para a transferência máxima de potência, esses elementos devem ser

$$L_p = \frac{1}{\omega} \frac{\frac{1}{\omega^2 C_s^2} + R_s^2}{\frac{1}{\omega C_s}} \quad (2.96)$$

$$R_L = \frac{\frac{1}{\omega^2 C_s^2} + R_s^2}{R_s}. \quad (2.97)$$

Nota-se que o indutor é sempre maior para a compensação paralela, sendo que eles tendem ao mesmo valor quando $\frac{1}{\omega C_s} \gg R_s$. A resistência de carga também é sempre maior para a compensação paralela, sendo que elas tendem ao mesmo valor quando $\frac{1}{\omega C_s} \ll R_s$.

Usando-se os valores mostrados nas equações 2.93 e 2.94, ou 2.96 e 2.97, a potência entregue à carga é dada por

$$P = \frac{|\mathbf{V}|^2}{4R_s}. \quad (2.98)$$

2.1.3.3 Resultados numéricos: linha 1

Os primeiros resultados serão mostrados para a linha da figura 4. A definição das variáveis utilizadas é apresentada na figura 42. Ressalta-se novamente que a concessionária de energia impôs uma distância mínima de 1m de qualquer componente do sistema até os condutores fase da linha de distribuição.

Na figura 43 é mostrada a tensão de circuito aberto por kV de tensão de linha em função da posição (x, y) do condutor isolado (equação 2.87). O máximo é igual a 58,6V/KV e ocorre em $x = 2,3m$ e $y = 7,4m$, como é mostrado na figura 44.

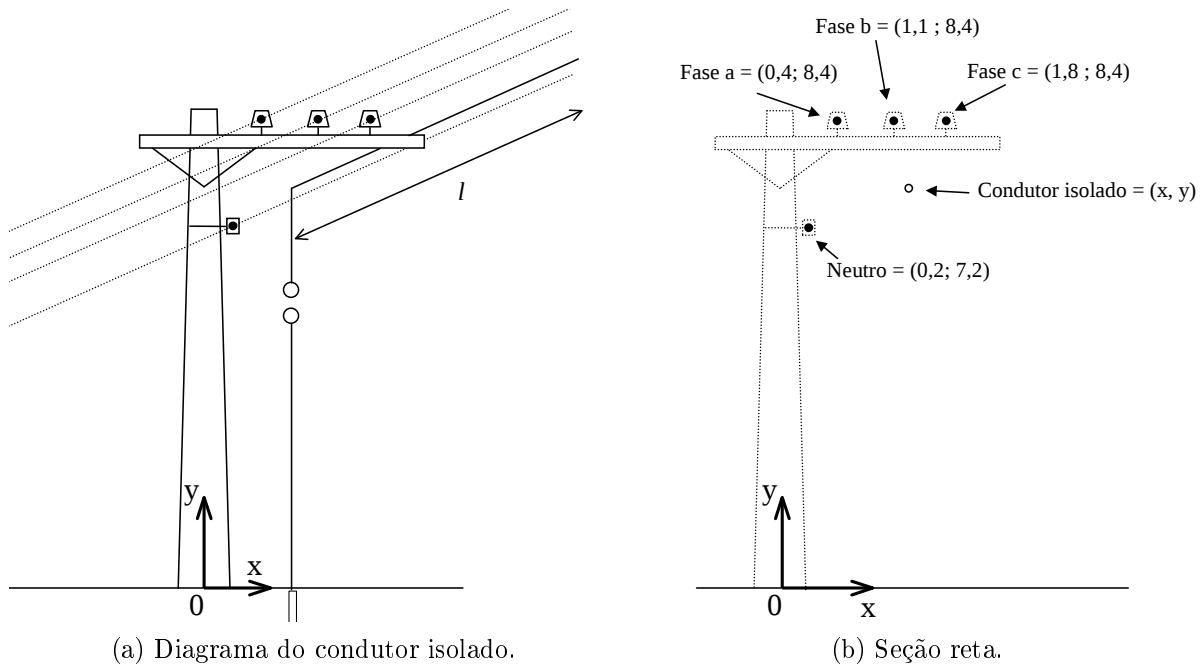


Figura 42: Definição das variáveis usadas no estudo do acoplamento capacitivo.

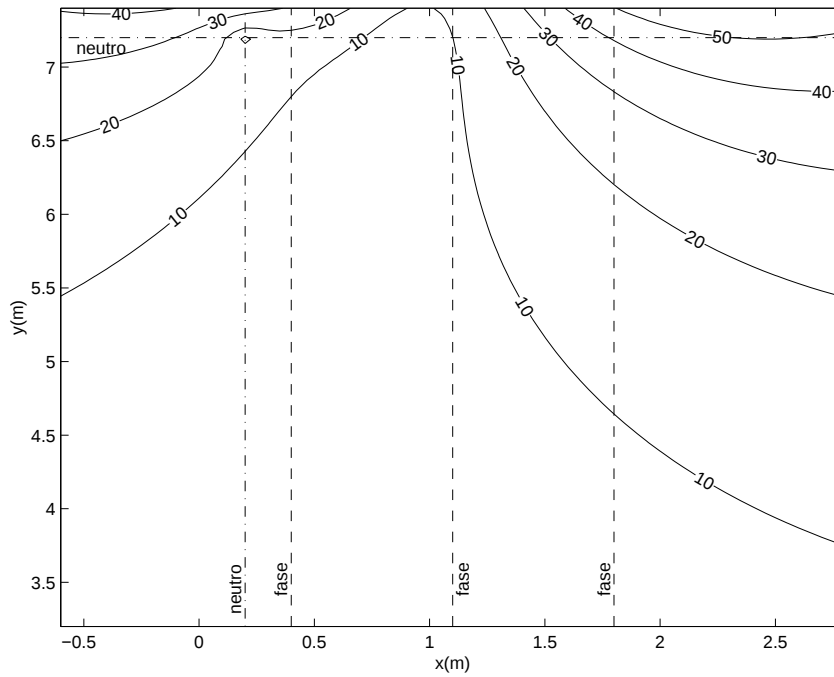


Figura 43: Tensão de circuito aberto (por kV de tensão de linha) em função das coordenadas x e y do condutor.

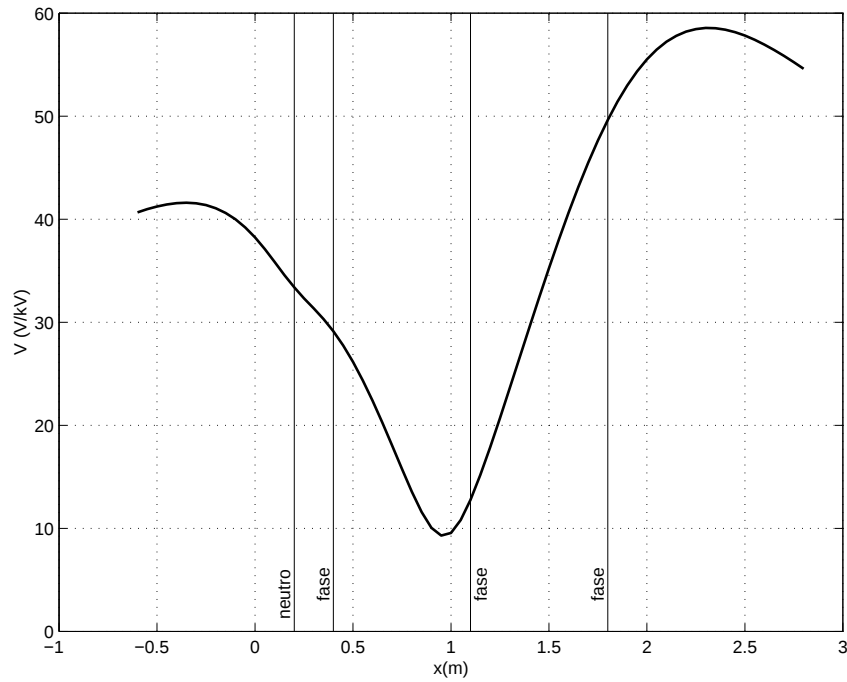


Figura 44: Tensão de circuito aberto (por kV de tensão de linha) em função das coordenadas x do condutor, para $y = 7,4m$.

A capacitância C_s do circuito equivalente da figura 40(b) depende do diâmetro do condutor, o que é mostrado na figura 45 (equação 2.85).

Escolhendo-se um condutor de cobre de $100m$ de comprimento colocado na posição de máximo de tensão $x = 2,3m$ e $y = 7,4m$, foram calculados os parâmetros do circuito equivalente, conforme mostrado na tabela 22 (equação 2.85, 2.86 e 2.87). Ressalta-se que as aproximações das equações (2.85) e (2.86) são válidas. Os valores das cargas casadas também são mostrados (equações 2.93, 2.94, 2.96 e 2.97), assim como a potência máxima que elas permitem extrair (equação 2.98).

Nota-se que os indutores têm valores bastante elevados. Entretanto, a potência máxima

Diâmetro		1mm	5mm	10mm
Circuito Equivalente	V(V)	668	668	668
	C_s (pF)	615	748	825
	R_s (m Ω)	710	28,4	7,10
Compensação Série	L_s (kH)	11,44	9,40	8,53
	R_L (m Ω)	710	28,4	7,10
Compensação Paralela	L_p (kH)	11,44	9,40	8,53
	R_L (Ω)	$2,62 \times 10^{13}$	$4,43 \times 10^{14}$	$1,46 \times 10^{15}$
Potência máxima (MW)		0,157 ^a	3,92 ^a	157 ^a

^a Valores tão altos invalidam algumas suposições do modelo.

Tabela 22: Parâmetros do circuito equivalente e indutores de compensação para 3 diâmetros do condutor isolado, considerando tensão de linha de 11,4kV.

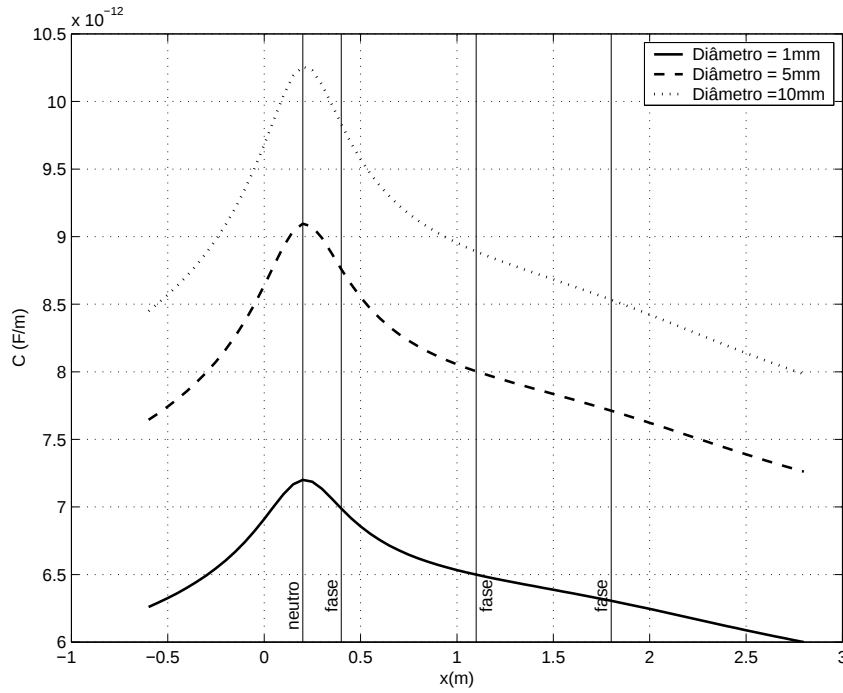


Figura 45: Capacitância C_s por unidade de comprimento em função das coordenadas x do condutor, para $y = 7,4m$.

extraível atinge valores muito altos, o que invalida a suposição de que as tensões da linha de distribuição não sejam alteradas pela inserção dessa carga. Logo, há margem para se diminuir os indutores, fazendo apenas uma compensação parcial, para se obter apenas 20W (equações 2.92 e 2.95). Isso é mostrado na tabela 23, juntamente com os valores de tensão nos indutores e na saída.

Novamente, os indutores para a compensação parcial apresentam valores muito altos. Além disso, eles deveriam suportar tensões nos seus terminais muito elevadas para se atingir a potência necessária de 20W. Esses resultados mostram a inviabilidade desse tipo de montagem.

Diâmetro		1mm	5mm	10mm
Compensação Série	L_s (kH)	11,41	9,38	8,50
	R_L (mΩ)	710	28,4	7,10
	V_{RL} (V)	3,77	0,754	0,377
	V_{Ls} (MV)	22,8	93,8	170
Compensação Paralela	L_p (kH)	11,41	9,38	8,50
	R_L (Ω)	$2,62 \times 10^{13}$	$4,43 \times 10^{14}$	$1,46 \times 10^{15}$
	V_{RL} (MV)	22,9	94,1	171
	V_{Ls} (MV)	22,9	94,1	171
Potência (W)		20	20	20

Tabela 23: Compensação parcial para 3 diâmetros do condutor isolado, considerando tensão de linha de 11,4kV.

2.1.3.4 Resultados numéricos: linha 2

Nessa seção serão mostrados os resultados para a linha da figura 5. O desenvolvimento é análogo ao da seção anterior e as variáveis utilizadas são as mesmas mostradas na figura 42.

Na figura 46 é mostrada a tensão de circuito aberto por kV de tensão de linha em função da posição x, y do condutor isolado. O máximo é igual a $75,1V/KV$ e ocorre em $x = -1,5m$ e $y = 7,4m$, como é mostrado na figura 47.

A capacitância C_s do circuito equivalente em função da posição x é mostrada na figura 48, para a altura de $7,4m$ e para 3 diâmetros do condutor.

Para um condutor de cobre de $100m$ de comprimento colocado na posição de máximo de tensão $x = -1,5m$ e $y = 7,4m$, foram calculados os parâmetros do circuito equivalente, conforme mostrado na tabela 24. Novamente as aproximações das equações (2.85) e (2.86) são válidas. Os valores das cargas casadas também são mostrados.

Nota-se que, como no caso da seção anterior, os indutores têm valores bastante elevados, assim como a potência máxima extraível (o que invalida a suposição de que o comportamento da linha de distribuição não seja alterado pela inserção desse tipo de carga). Logo, calcula-se uma compensação parcial, para se obter apenas $20W$. Isso é mostrado na tabela 25, juntamente com os valores de tensão nos indutores e na saída.

Novamente, os indutores têm valores muito elevados e deveriam suportar tensões muito altas para se atingir a potência necessária.

Diâmetro		$1mm$	$5mm$	$10mm$
Circuito Equivalente	$V(V)$	856	856	856
	$C_s(pF)$	617	751	829
	$R_s(m\Omega)$	710	28,4	7,10
Compensação Série	$L_s(kH)$	11,4	9,36	8,49
	$R_L(m\Omega)$	710	28,4	7,10
Compensação Paralela	$L_p(kH)$	11,4	9,36	8,49
	$R_L(\Omega)$	$2,60 \times 10^{13}$	$4,39 \times 10^{14}$	$1,44 \times 10^{15}$
Potência máxima (MW)		$0,285^a$	$6,45^a$	$25,8^a$

^a Valores tão altos invalidam algumas suposições do modelo.

Tabela 24: Parâmetros do circuito equivalente e indutores de compensação para 3 diâmetros do condutor isolado, considerando tensão de linha de $11,4kV$.

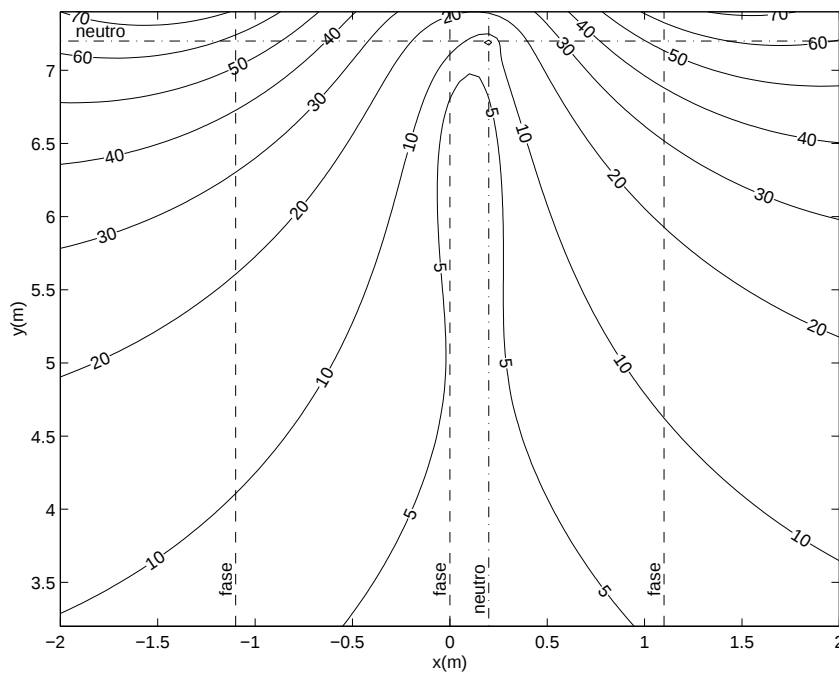


Figura 46: Tensão de circuito aberto (por kV de tensão de linha) em função das coordenadas x e y do condutor.

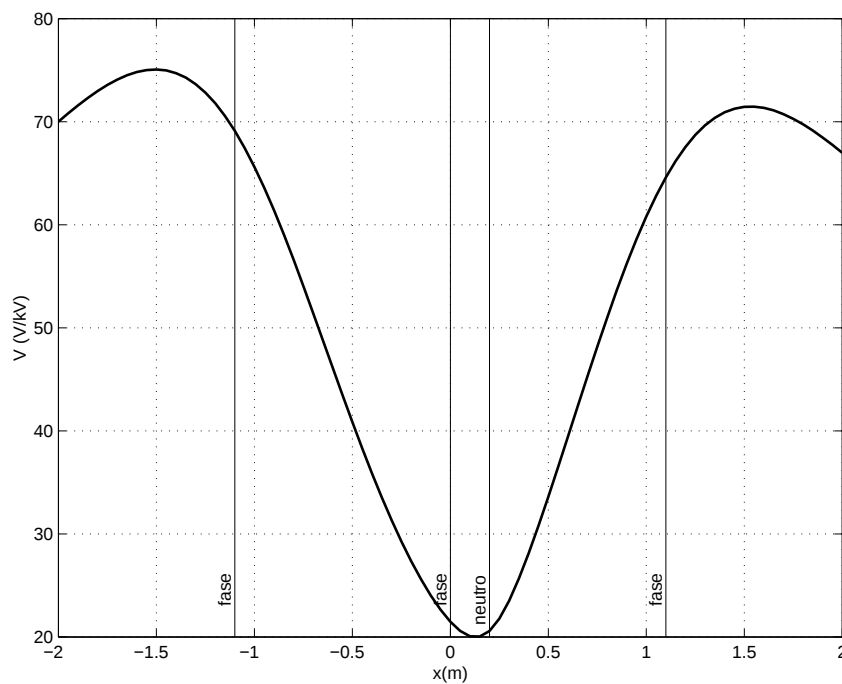


Figura 47: Tensão de circuito aberto (por kV de tensão de linha) em função das coordenadas x do condutor, para $y = 7,4$ m.

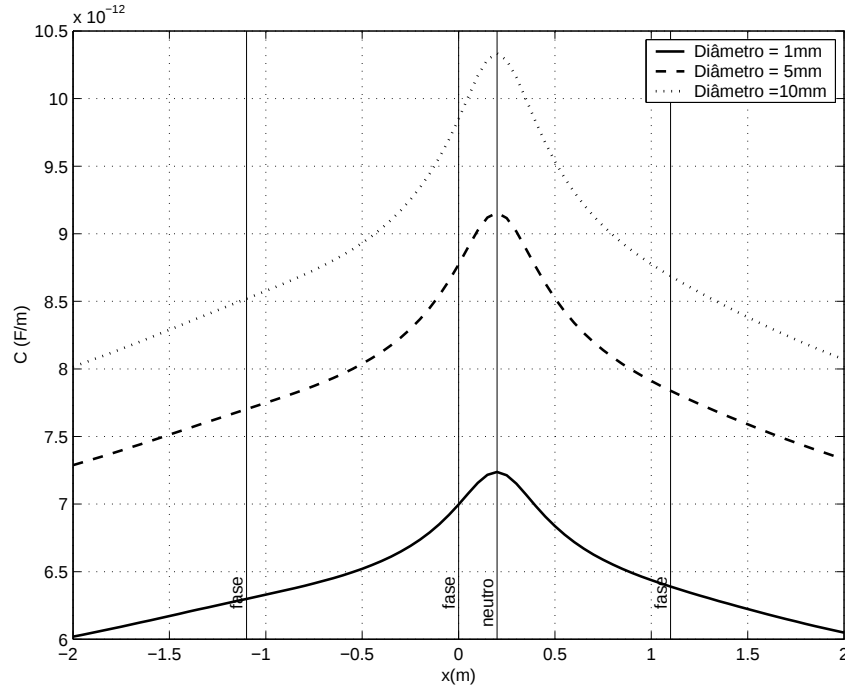


Figura 48: Capacitância C_s por unidade de comprimento em função das coordenadas x do condutor, para $y = 7,4m$.

Diâmetro		1mm	5mm	10mm
Compensação Série	$L_s(kH)$	11,36	9,32	8,44
	$R_L(m\Omega)$	710	28,4	7,10
	$V_{R_L}(V)$	3,77	0,754	0,377
	$V_{L_s}(MV)$	22,7	93,2	169
Compensação Paralela	$L_p(kH)$	11,36	9,32	8,44
	$R_L(\Omega)$	$2,60 \times 10^{13}$	$4,39 \times 10^{14}$	$1,44 \times 10^{15}$
	$V_{R_L}(MV)$	22,8	93,7	170
	$V_{L_s}(MV)$	22,8	93,7	170

Tabela 25: Compensação parcial para 3 diâmetros do condutor isolado, considerando tensão de linha de 11,4kV.

2.1.3.5 Resultados numéricos: linha 3

Nessa seção serão mostrados os resultados para a linha da figura 6. O desenvolvimento é análogo aos das seções anteriores e as variáveis utilizadas são as mesmas mostradas na figura 42.

Na figura 49 é mostrada a tensão de circuito aberto por kV de tensão de linha em função da posição x, y do condutor isolado para a linha 3 (figura 6). O máximo é igual a $128,2V/KV$ e ocorre em $x = -0,5m$ e $y = 7,4m$, como é mostrado na figura 50.

A capacitância C_s do circuito equivalente em função da posição x é mostrada na figura 51, para a altura de $7,4m$ e para 3 diâmetros do condutor.

Foram calculados os parâmetros do circuito equivalente para um condutor de cobre de $100m$ de comprimento colocado na posição de máximo de tensão $x = -0,5m$ e $y = 7,4m$, conforme mostrado na tabela 26. Mais uma vez as aproximações das equações (2.85) e (2.86) são válidas. Os valores das cargas casadas também são mostrados.

Outra vez, a potência máxima extraível atinge valores muito altos, invalidando a suposição de que o comportamento da linha de distribuição não seja alterado pela inserção dessa carga. Calculou-se uma compensação parcial, para se obter apenas $20W$, que é mostrado na tabela 27.

Mais uma vez, obtém-se indutores de valores muito altos e tensões muito elevadas nos seus terminais para se atingir a potência necessária.

Diâmetro		1mm	5mm	10mm
Circuito Equivalente	V(kV)	1,46	1,46	1,46
	C_s (pF)	629	767	850
	R_s (mΩ)	710	28,4	7,10
Compensação Série	L_s (kH)	11,19	9,15	8,28
	R_L (mΩ)	710	28,4	7,10
Compensação Paralela	L_p (kH)	11,19	9,15	8,28
	R_L (Ω)	$2,51 \times 10^{13}$	$4,19 \times 10^{14}$	$1,37 \times 10^{15}$
Potência máxima (MW)		0,752 ^a	18,8 ^a	75,2 ^a

^a Valores tão altos invalidam algumas suposições do modelo.

Tabela 26: Parâmetros do circuito equivalente e indutores de compensação para 3 diâmetros do condutor isolado, considerando tensão de linha de 11,4kV.

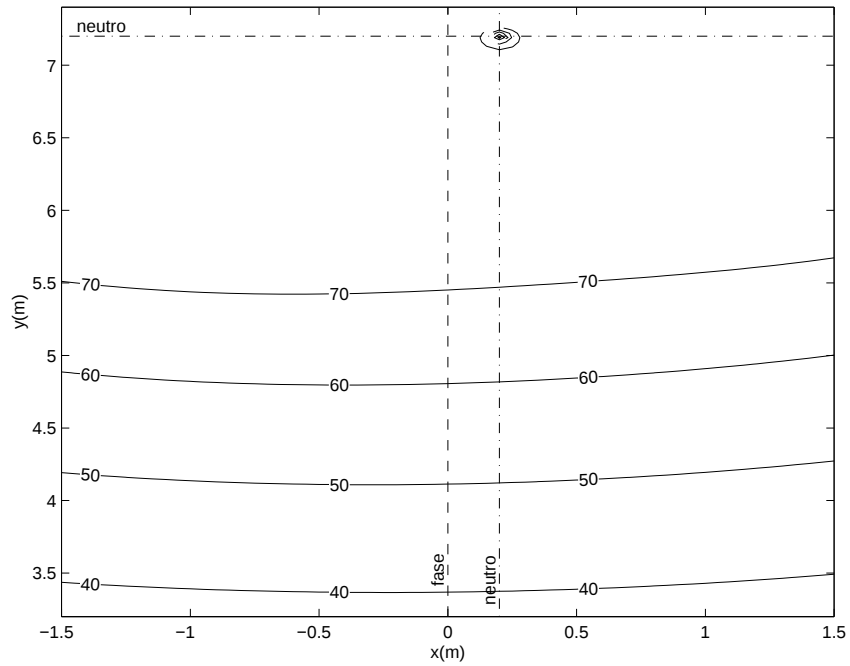


Figura 49: Tensão de circuito aberto (por kV de tensão de linha) em função das coordenadas x e y do condutor.

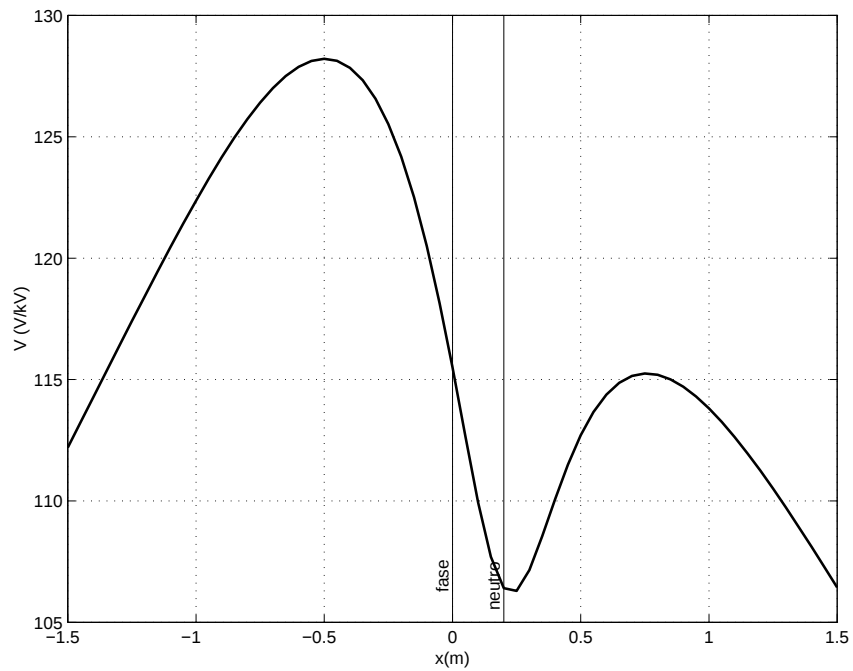


Figura 50: Tensão de circuito aberto (por kV de tensão de linha) em função das coordenadas x do condutor, para $y = 7,4$ m.

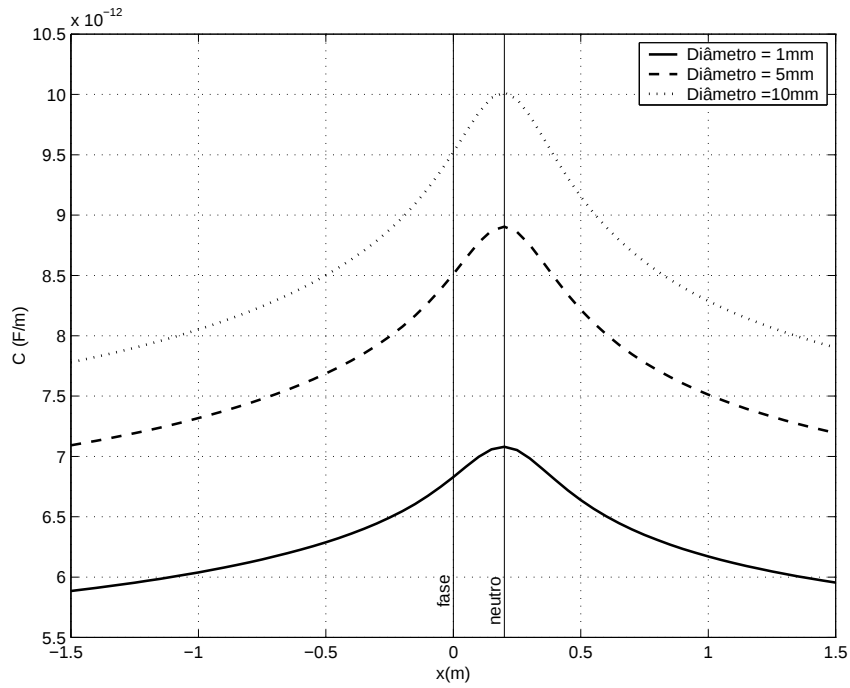


Figura 51: Capacitância C_s por unidade de comprimento em função das coordenadas x do condutor, para $y = 7,4m$.

Diâmetro		1mm	5mm	10mm
Compensação Série	L_s (kH)	11,05	9,01	8,13
	R_L (m Ω)	710	28,4	7,10
	V_{R_L} (V)	3,77	0,754	0,377
	V_{L_s} (MV)	22,1	90,2	163
Compensação Paralela	L_p (kH)	11,05	9,01	8,13
	R_L (Ω)	$2,51 \times 10^{13}$	$4,19 \times 10^{14}$	$1,37 \times 10^{15}$
	V_{R_L} (MV)	22,4	91,6	166
	V_{L_s} (MV)	22,4	91,6	166

Tabela 27: Compensação parcial para 3 diâmetros do condutor isolado, considerando tensão de linha de 11,4kV.

Tabela 28: Sumário dos resultados obtidos para a extração de energia por acoplamento capacitivo.

		Linha 1	Linha 2	Linha 3
Tensão de linha (kV)		11,4	11,4	11,4
Diâmetro (mm)		10	10	10
Compensação Série	L_s (kH)	8,50	8,44	8,13
	V_{L_s} (MV)	170	169	163

2.1.3.6 Sumário sobre a extração de energia por acoplamento capacitivo

Os resultados numéricos obtidos mostram que as soluções propostas usando acoplamento capacitivo são inviáveis, pois exigem indutores de valores muito elevados que suportem tensões muito altas em seus terminais, como mostra a tabela 28.

Dessa forma, essa estratégia de extração de energia também não se adapta ao problema proposto.

2.2 Geração fotovoltaica de energia

O uso de módulos fotovoltaicos foi a terceira alternativa estudada para a alimentação do detector de faltas.

2.2.1 Breve introdução ao funcionamento da célula fotovoltaica

Uma célula fotovoltaica de silício cristalino, por exemplo, constitui-se de uma junção *p-n* em que elétrons livres são produzidos por efeito fotovoltaico. A figura 52 mostra a estrutura básica desse tipo de célula (17).

Fótons com energia igual ou maior ao *band-gap* do material semiconductor utilizado podem

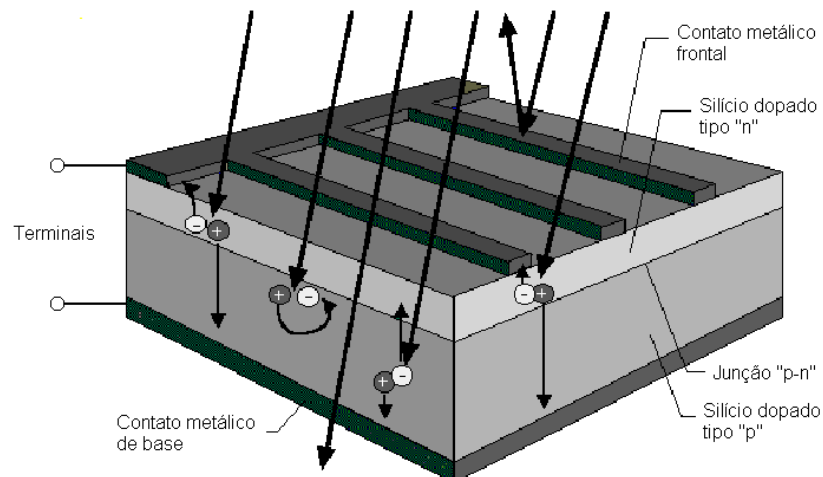


Figura 52: Célula fotovoltaica de silício cristalino.

ser absorvidos e produzirem elétrons livres. O campo existente na zona de depleção da junção $p-n$ é responsável por impulsioná-los para o circuito externo.

Fótons com energia menor que o *band-gap* não são absorvidos. Já os que têm energia maior podem ser absorvidos, mas o excesso de energia aquece o material ou é re-emitido, ou seja, é perdido do ponto de vista da conversão em energia elétrica. O espectro da radiação solar contém fótons com energia variando de $0,5eV$, na faixa de infravermelho, até $2,7eV$, na faixa do ultravioleta, sendo que a faixa da luz visível vai de cerca de $1,7eV$, para a luz vermelha, até $2,5eV$, para a azul. O silício apresenta um *band-gap* de $1,1eV$. Conseqüentemente, grande parte da energia incidente não é aproveitada.

Outros fenômenos também influem na eficiência da célula:

- o elétron livre liberado pela absorção do fóton pode se recombinar com uma lacuna antes de atingir os contatos elétricos. Esse processo é especialmente afetado pela presença de impurezas, de defeitos na estrutura cristalina ou de interfaces que facilitam a recombinação;
- a resistência existente tanto no material semicondutor quanto na superfície de contato metálica que conecta-o ao circuito externo diminui a eficiência. Porém, aumentá-la, visando reduzir essa resistência, diminui a área de absorção de luz. Logo, há um compromisso entre esses dois fatores;
- a reflexão da radiação incidente prejudica a eficiência. Para evitá-la, coberturas anti-reflexivas são colocadas sobre as células;
- a temperatura afeta o funcionamento da célula, reduzindo a eficiência à medida que aumenta.

Existem várias tecnologias sendo pesquisadas e comercializadas, notadamente aquelas baseadas em silício (cristalino e amorfo), disseleneto de cobre-índio (*CIS* ou $CuInSe_2$), telureto de cádmio ($CdTe$) e arsenieto de gálio ($GaAs$), usando não só homojunções, como a mostrada na figura 52, mas também heterojunções, multijunções e outros tipos de estruturas (18).

2.2.2 Características de módulos fotovoltaicos de silício

O modelo equivalente de uma célula de silício é mostrado na figura 53 (12) (19). A fonte de corrente I_{ph} representa a corrente gerada a uma determinada insolação, o diodo D_j , a junção $p-n$, I_{cel} , a corrente fornecida ao circuito externo, V_{cel} , a tensão nos terminais, e R_{sh} e R_s , as resistências shunt e série intrínseca da célula, respectivamente.

Os módulos fotovoltaicos são compostos de arranjos de células em série e em paralelo de modo a atingir determinados níveis de tensão e corrente. Como R_s é geralmente muito pequena,

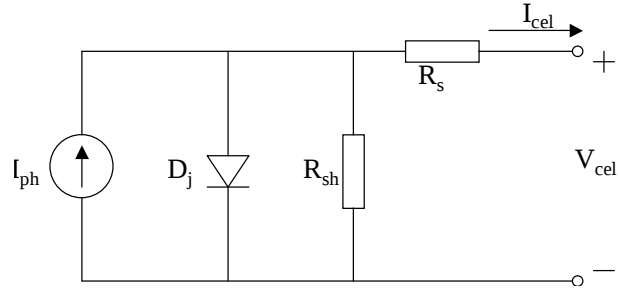


Figura 53: Modelo de uma célula fotovoltaica de silício.

ela será desprezada, obtendo-se a seguinte relação para a tensão V nos terminais do módulo em função da corrente de saída I (12):

$$I = n_p I_{ph} - n_p I_{rs} \left[\exp \left(\frac{q}{k A T_{cel}} \frac{V}{n_s} \right) - 1 \right] - \frac{n_p V}{n_s R_{sh}}, \quad (2.99)$$

na qual I é a corrente de saída do módulo (A), V é a tensão de saída (V), n_s é o número de células em série, n_p é o número de arranjos em paralelo, q é a carga do elétron, k é a constante de Boltzmann, A é o fator de idealidade da junção, T_{cel} é a temperatura da célula (K) e I_{rs} é a corrente de saturação reversa. O fator A indica a diferença entre a célula e uma junção ideal, variando de 1 (ideal) a 5.

A corrente de saturação reversa depende da temperatura de acordo com a equação

$$I_{rs} = I_{rr} \left[\frac{T_{cel}}{T_r} \right]^3 \exp \left(\frac{q E_g}{k A} \left[\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_{cel}} \right] \right), \quad (2.100)$$

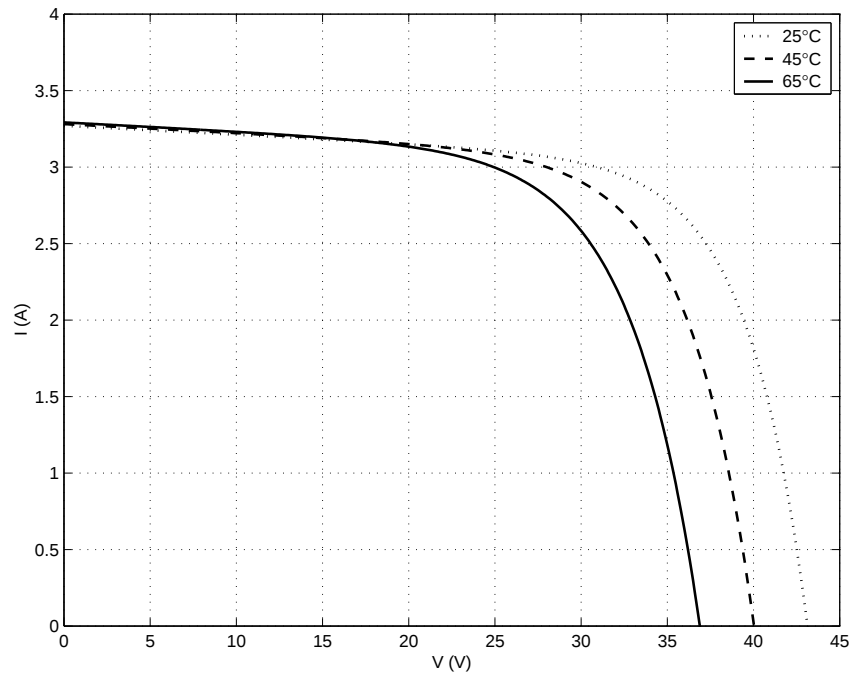
na qual T_r é uma temperatura de referência, I_{rr} é a corrente de saturação reversa na temperatura T_r , e E_g é a energia do *band-gap* do material da célula.

A corrente I_{ph} depende da radiação incidente e da temperatura conforme a equação

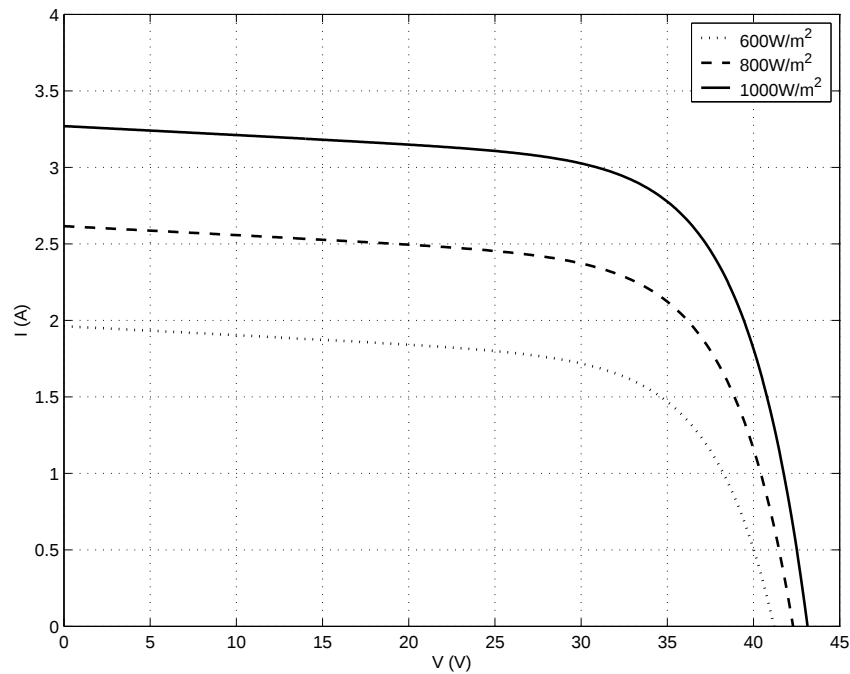
$$I_{ph} = [I_{scr} + k_i (T_{cel} - T_r)] \frac{S}{100}, \quad (2.101)$$

na qual I_{scr} é a corrente de curto-circuito da célula na temperatura e radiação padrões, k_i é o coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito, e S é a radiação incidente em mW/cm^2 .

Os catálogos de fabricantes fornecem a potência máxima do módulo medida para a condição padrão de teste (*standard test condition* ou *STC*), definida pela norma IEC 61215: $1000W/m^2$ de potência luminosa incidente total, com uma distribuição espectral conhecida como *massa de ar 1.5* (*air mass 1.5* ou *AM 1.5*) e temperatura das células de $25^\circ C$ (20). Entretanto, não se pode considerar essa temperatura como a de operação, já que o módulo trabalha exposto ao sol.

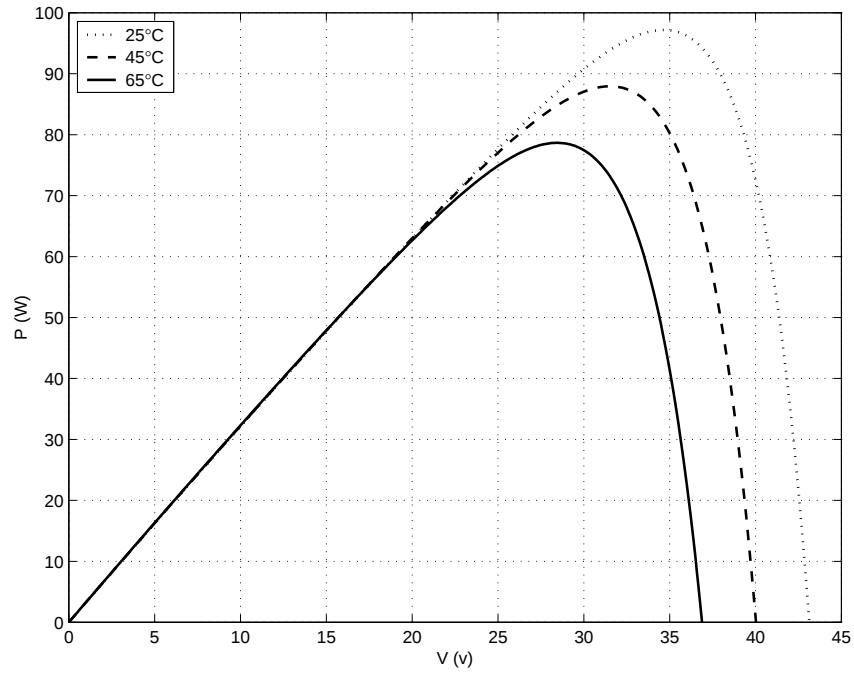


(a) $I \times V$ para várias temperaturas e densidade de potência incidente igual a 1000 W/m^2

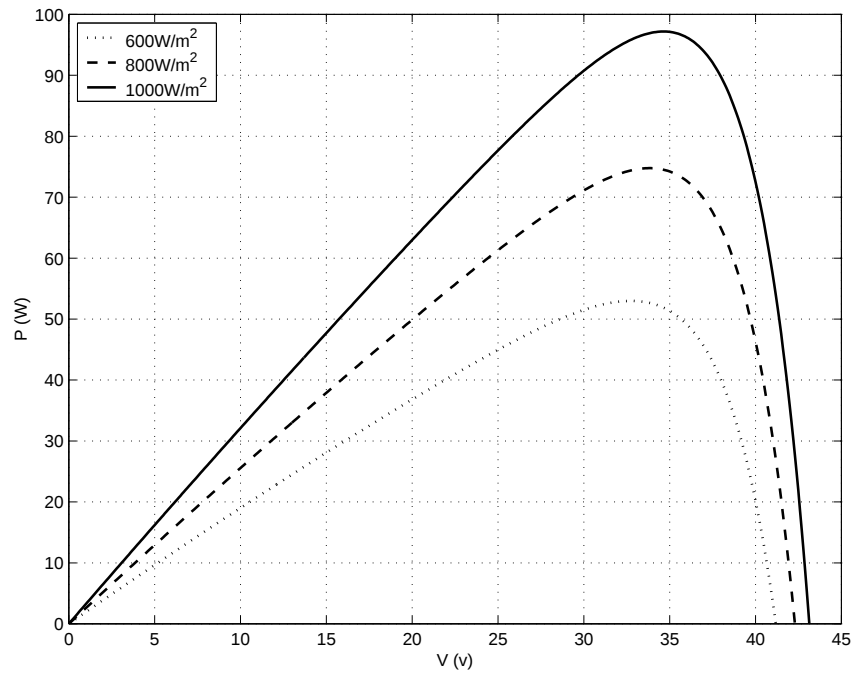


(b) $I \times V$ para várias densidades de potência incidente e temperatura do módulo igual a 25°C

Figura 54: Exemplos de curvas $I \times V$ de um módulo de silício.



(a) $P \times V$ para várias temperaturas e densidade de potência incidente igual a 1000 W/m^2



(b) $P \times V$ para várias densidades de potência incidente e temperatura do módulo igual a 25°C

Figura 55: Exemplos de curvas $P \times V$ de um módulo de silício.

Sendo assim, o fabricante fornece também a temperatura de operação normal da célula (*normal operating cell temperature* ou *NOCT*), medida com $800W/m^2$ de potência luminosa incidente total, temperatura ambiente de $20^\circ C$ e vento de $1m/s$ (21). Apesar dessa condição também ser pouco realista, é certamente melhor considerar, para o dimensionamento do sistema, essa *temperatura de operação normal da célula* como a nominal.

Os fabricantes fornecem ainda curvas características dos módulos fotovoltaicos. Um exemplo de curvas $I \times V$ para várias temperaturas é mostrado na figura 54(a), enquanto um exemplo para várias densidades de potência luminosa incidente é mostrado na figura 54(b). Multiplicando ponto a ponto os valores V e I , obtém-se a potência fornecida pelo módulo, que é mostrada na figura 55(a), para várias temperaturas, e na figura 55(b), para várias densidades de potência incidente.

2.2.3 Dimensionamento do sistema fotovoltaico

Para se dimensionar o sistema fotovoltaico, primeiramente foi feito um levantamento do consumo de energia esperado do detector de faltas, que é mostrado na tabela 29. A comunicação do sensor com a central de operação ocorre regularmente, com duração $1,5s$ e intervalos de $75s$. O rádio é conectado diretamente na bateria, assumindo-se uma tensão média nos seus terminais de $12,5V$. Os outros módulos do sensor funcionam com $3,3V$ e drenam aproximadamente $400mA$, mas como os cabos de alimentação são longos, a saída da fonte chaveada que os alimenta é de $5V$ (cada módulo possui um regulador linear de $3,3V$ na entrada). Mostra-se, então, que espera-se um consumo de $174,7Wh$ por dia.

As taxas médias de insolação na região da cidade de Cataguases, MG, foram encontradas no banco de dados de potencial solar do CEPEL, disponível em (22), e são mostradas na tabela 30. Os valores são mostrados para o plano inclinado a 20° em relação à horizontal e apontado em direção ao norte geográfico, que é, segundo o banco de dados, a condição que maximiza a média do mês com menor insolação. Percebe-se que o mês de menor insolação é setembro, com uma taxa diária de $4,24kWh/m^2$.

Para o dimensionamento do gerador fotovoltaico, considera-se que o valor de $4,24kWh/m^2$

Tabela 29: Levantamento do consumo esperado de energia.

Rádio				Potência Média(W)	4,78
	Tensão (V)	Corrente(A)	Tempo(s)		
Recepção	12,5	0,26	75		
Transmissão	12,5	6,5	1,5		
Restante do sistema				Potência Média(W)	2,5
Tensão (V)		Corrente(A)			
5		0,5			
				Energia (Wh/dia)	174,7

Tabela 30: Taxas médias mensais da radiação solar diária, em $kWh/(m^2 \cdot dia)$, para um plano inclinado 20° em relação à horizontal e apontando para o norte geográfico.

Radiação solar diária média na cidade de Cataguases ($21,386^\circ S, 42,636^\circ W$)											
Jan	Fev	Mar	Abr	Mai	Jun	Jul	Ago	Set	Out	Nov	Dez
5,47	5,35	4,75	4,7	4,56	4,28	4,73	4,77	4,24	4,57	4,71	4,91

de radiação diária é produzido por 4,24 horas de potência incidente constante e igual a $1000W/m^2$ (valor padrão para as medições feitas nos módulos comerciais, como mencionado na seção 2.2.2). Isso permite o cálculo da potência mínima do gerador como $174,7Wh/4,24h = 41,2W$. Assumindo que o conversor CC/CC que carrega a bateria e alimenta o restante do equipamento apresente 90% de rendimento, a potência mínima do gerador passa a ser $41,2W/0,9 = 45,8W$.

Devido às variações das condições climáticas, é necessário que as baterias armazenem energia suficiente não só para o período noturno mas também para intervalos maiores com radiação solar abaixo da média (dias chuvosos, por exemplo). Determina-se, então, que o equipamento deva funcionar no mínimo 2 dias sem qualquer incidência de luz e que, ao voltar de uma condição de máxima descarga, que ele se recarregue completamente em 3 dias normais de sol. Logo, a potência do gerador passa a ser $(1 + 2/3)45,8W = 76,3W$ (potência para 1 dia + potência extra para recarregamento).

A capacidade das baterias pode ser calculada a partir da energia total a ser armazenada, equivalente a 3 dias de funcionamento ou $3 \times 174,7Wh = 524,1Wh$, e da tensão nominal, $12V$, resultando em $524,1Wh/12V = 43,7Ah$. Esse valor implica que, em média, as baterias sejam submetidas a ciclos diários com profundidade de descarga em torno de 33%. Mostra-se na figura 56 a variação da capacidade de retenção de carga de uma bateria de chumbo-ácido em função do número de ciclos de carga-descarga e da profundidade de descarga (23). Considerando a curva para profundidade de descarga de 30%, pode-se escolher que 43,7Ah seja equivalente 80% da capacidade total, de forma a garantir que o sistema de armazenamento de energia funcione como esperado por um período maior que três anos. Assim, obtém-se como valor final para o banco de baterias $43,7Ah/0,8 = 54,6Ah$.

2.2.4 Instalação do sistema fotovoltaico

Conforme mencionado na seção anterior, os módulos devem ser instalados apontados para o norte geográfico, com uma inclinação de 20° em relação à horizontal. Isso permite maximizar o valor de radiação média diária no mês de setembro, que é o pior caso da tabela 30.

Além disso, os módulos fotovoltaicos são bastante afetados por sombras parciais. Mesmo quando apenas uma célula encontra-se sombreada, a potência do módulo cai significativamente. Tomando o modelo mostrado na figura 53, observa-se que quando são colocadas várias células em série, a diminuição da corrente I_{ph} de uma delas limita a corrente de saída do módulo completo e

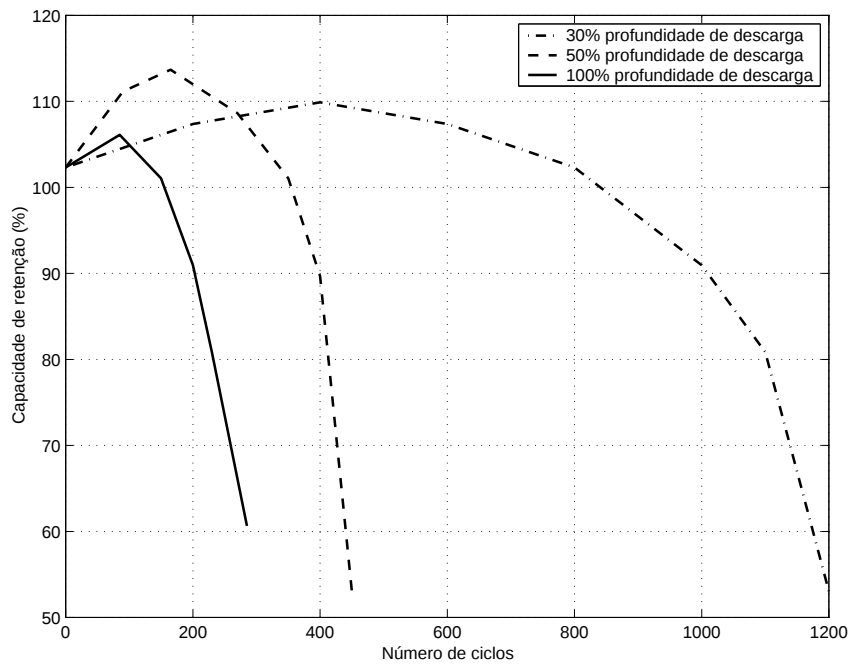


Figura 56: Curva da capacidade de retenção da bateria em função do número de ciclos carga-descarga para várias profundidades de descarga. Esses resultados consideram temperatura igual a 25°C .

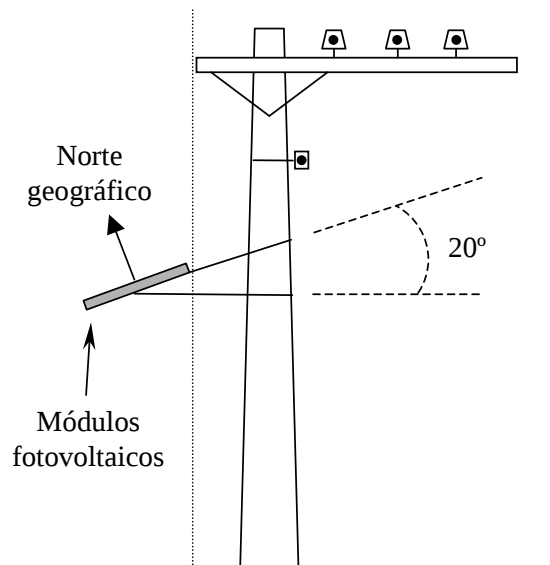


Figura 57: Esboço da instalação dos módulos fotovoltaicos.

Tabela 31: Sumário dos resultados para a geração fotovoltaica de energia.

Requisitos mínimos do sistema de alimentação		
	Valor	Observação
Módulos fotovoltaicos	76,3W	para $S = 1000W/m^2$ e $T = NOCT$
Banco de baterias	54,6Ah	baterias chumbo-ácido VRLA

ocasiona uma perda de potência importante. Dessa forma, o local de instalação deve ser escolhido considerando os possíveis sombreamentos.

Um esboço de colocação dos módulos fotovoltaicos é mostrado na figura 57.

2.2.5 Sumário sobre a geração fotovoltaica de energia

O sistema fotovoltaico necessário à alimentação do detector de faltas é resumido na tabela 31. Foram levados em conta, no dimensionamento, a menor taxa mensal de radiação solar diária na região onde será instalado o equipamento, uma autonomia de 2 dias sem qualquer incidência de luz e a característica de retenção de carga das baterias.

Essa estratégia não apresenta nenhum impedimento técnico, a não ser quanto ao local de instalação, que não pode ser sombreado. Logo, ela se mostra adequada ao problema.

2.3 Conclusão quanto à escolha da fonte de energia

Uma vez que as soluções propostas para a extração de energia diretamente do campo eletromagnético produzido pela linha, mantendo uma distância mínima de 1 m dos condutores fase, se mostraram inviáveis, e a geração fotovoltaica é uma forma adequada independentemente do tipo de linha de distribuição, essa será escolhida para alimentar o detector de faltas.

3 *Módulo de alimentação: Projeto do conversor estático*

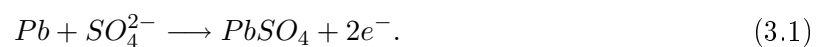
Tendo em vista que o uso de módulos fotovoltaicos foi a solução escolhida ao final dos estudos do capítulo anterior, faz-se necessário o projeto de um conversor estático CC/CC que carregue as baterias armazenadoras de energia e permita o funcionamento do gerador fotovoltaico no seu ponto de máxima eficiência, o que implica custos menores para o sistema.

3.1 Bateria de chumbo-ácido regulada por válvula

Uma vez que serão usadas baterias armazenadoras de energia, é necessário entender seu funcionamento e o método de recarregá-las antes de se projetar o conversor estático.

As baterias de chumbo-ácido são constituídas de células ligadas em série, cada uma delas composta de uma placa positiva com peróxido de chumbo (PbO_2), uma placa negativa com chumbo (Pb) e de um eletrólito de ácido sulfúrico (H_2SO_4) dissolvido em água, como mostrado na figura 58 (24).

Durante a descarga, ocorre a seguinte reação na placa negativa



Os elétrons circulam pelo circuito externo e retornam para a placa positiva, onde ocorre a seguinte

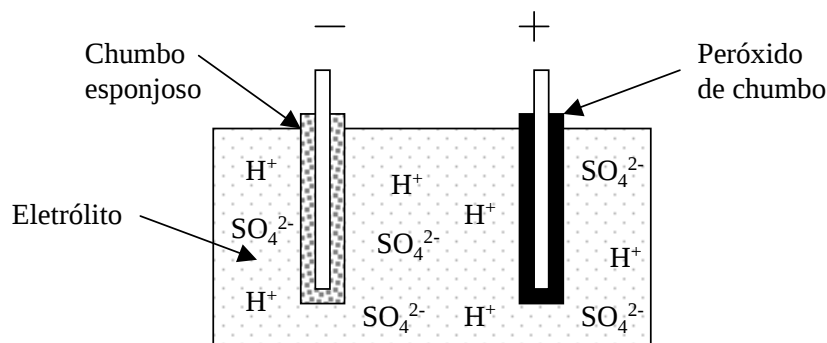
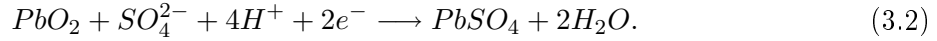
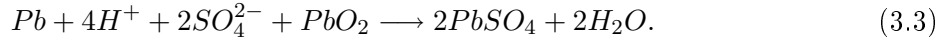


Figura 58: Diagrama simplificado de uma célula de uma bateria de chumbo-ácido.

reação



A reação total da descarga fica então



Todas essas reações são reversíveis, ocorrendo no sentido inverso durante o processo de recarga (25).

Ao final da recarga, quando a bateria chega à capacidade máxima, a corrente começa a provocar a decomposição eletrolítica da água no eletrólito, resultando na geração de oxigênio nas placas positivas e hidrogênio nas negativas. Em uma bateria ventilada, esse gases deixariam-na, causando uma diminuição do eletrólito e a necessidade de adição periódica de água. As baterias reguladas por válvula (*valve regulated lead acid*, ou *VRLA*), também conhecidas como baterias seladas, trabalham com o chamado ciclo de recombinação de oxigênio, para evitar a perda de gases. Para isso, utilizam, como material ativo negativo, chumbo esponjoso, que é colocado sobre um *grid* feito de uma liga de chumbo-cálcio, e possuem uma válvula que abre apenas se a pressão interna for maior que um determinado valor (26).

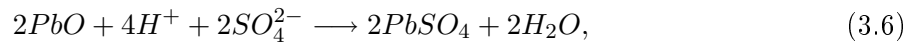
O oxigênio é produzido na placa positiva segundo a reação



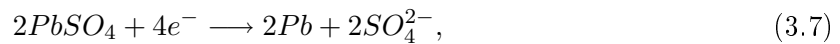
Os elétrons passam pelo circuito do carregador, enquanto o oxigênio, que não pode sair da bateria, migra para a placa negativa, oxidando o chumbo,



O óxido de chumbo reage com o eletrólito,



formando sulfato de chumbo e água. Como a bateria está em processo de recarga, a reação da eq. (3.1) ocorre em sentido contrário,



na qual os elétrons vêm do carregador. A reação total na placa negativa fica



Essa reação mostra que a perda de água foi eliminada, de forma que não seja necessária sua adição se a bateria for operada sob condições normais.

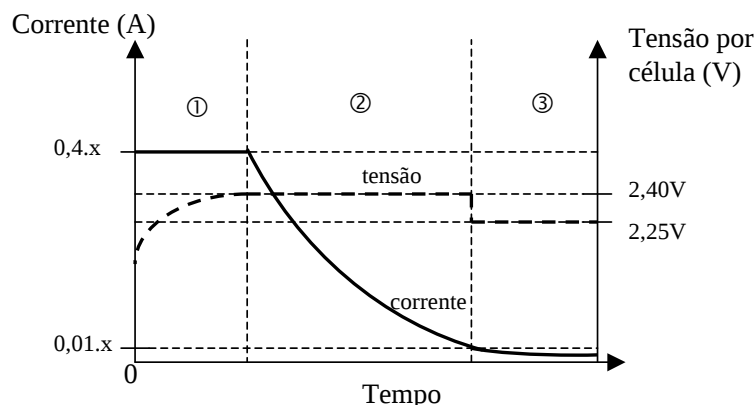


Figura 59: Estratégia para a recarga de uma bateria de chumbo-ácido regulada por válvula de capacidade x Ah.

Uma bateria de chumbo-ácido de 12V nominal é composta de 6 células, cuja tensão varia, em geral, de 1,75V, após um descarregamento completo lento, a 2,20V, quando está carregada, para uma temperatura de 25°C (23).

A bateria utilizada no sistema será operada de forma cíclica, descarregando à noite e recarregando durante o dia. O processo de recarga mais adequado para esse caso usa tensão constante com limitação de corrente (23) (27). A tensão ideal de carregamento, mostrada na região 2 da figura 59, é igual a 2,40V por célula, pois implica uma taxa de produção de gás limitada e que recombina-se internamente quase a 100%. Uma tensão maior geraria uma formação de gás excessiva, que seria liberada por uma válvula de segurança. Entretanto, quando a bateria está muito descarregada, a aplicação dessa tensão ideal provoca uma corrente inicial de recarga muito alta, que provoca aquecimento excessivo e desgaste prematuro. Em geral, essa corrente deve ser limitada em 40% da sua capacidade (por exemplo, 4A para uma bateria de 10Ah), o que é mostrado na região 1 da figura 59.

O fim do processo de carregamento a tensão constante pode ser detectado quando a corrente de recarga fica abaixo de 1% da capacidade da bateria. Após esse período, é recomendado que a tensão aplicada seja reduzida para cerca de 2,25V por elemento, o que gera uma corrente de recarga muito pequena, responsável apenas por compensar a autodescarga. Essa condição é conhecida como *flutuação* e é mostrada na região 3 da figura 59.

3.2 Seguidor do ponto de potência máxima

Os módulos fotovoltaicos são dispositivos caros. Além disso, como as tecnologias disponíveis comercialmente apresentam um rendimento de conversão baixo, os módulos são relativamente grandes e pesados. Assim, qualquer sobredimensionamento representa desperdícios significativos de dinheiro e espaço.

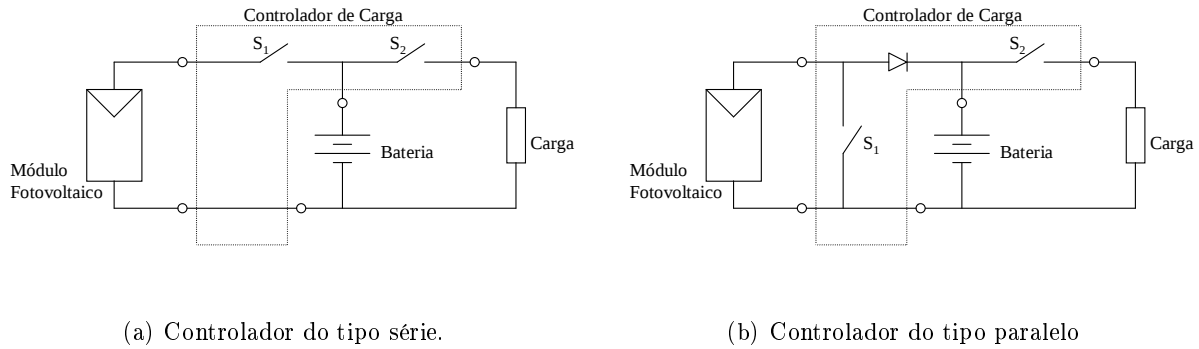


Figura 60: Diagrama básico dos controladores de carga usados em sistemas fotovoltaicos simples.

Nas curvas mostradas nas figuras 54 e 55, fica evidente a variação do ponto de potência máxima devido a condições climáticas, estações do ano e horário do dia, já que tudo isso influencia tanto na iluminação do módulo quanto na sua temperatura de trabalho. Logo, é impossível a definição *a priori* de um ponto de operação que maximize a potência fornecida para todas as situações.

Entretanto, os produtos comerciais conhecidos como *controladores de carga*, empregados em sistemas fotovoltaicos para carregar baterias armazenadoras de energia, não levam isso em conta. Eles constituem-se basicamente de uma chave S_1 colocada entre os módulos e as baterias, que desconecta-os quando a tensão na bateria ultrapassa um certo limiar de tensão, relacionado ao nível máximo de carregamento, como mostrado na figura 60. Eles apresentam também uma segunda chave, S_2 , que desconecta a carga quando a tensão da bateria cai abaixo de outro limiar, limitando a profundidade de descarga. Na figura 61, mostra-se a faixa de operação do módulo nesse tipo de sistema, considerando-se que ele tenha as curvas características da figura 55 e que o banco de baterias seja composto de duas baterias de chumbo-ácido 12V em série. Nota-se que, quando as baterias estão descarregadas, a tensão do banco é de 21V e o módulo opera a 65W. Entretanto, poderia-se obter 35% a mais, se a temperatura fosse 45°C, ou 49% a mais, se a temperatura fosse 25°C, operando nos pontos de potência máxima, que valem 88W e 97W para esses casos, respectivamente. Evidentemente, esse mal aproveitamento da capacidade de geração do módulo implica sobredimensionamento.

Tendo isso em vista, é proposto na literatura o uso de um conversor CC/CC ligado entre os módulos e as baterias com o objetivo de seguir o ponto de potência máxima e que é chamado de *maximum power point tracker* ou *MPPT*. Nos últimos anos, vários métodos de controle para o MPPT foram estudados.

Um primeiro grupo de métodos pode ser caracterizado como aqueles que necessitam do conhecimento prévio das curvas características dos módulos, de modo a se determinar o ponto de potência máxima em *malha aberta*, ou seja, sem a medição da potência em tempo real. Em (28) e (29), parte-se dos modelos dos módulos para se derivar uma lei de controle que faça com

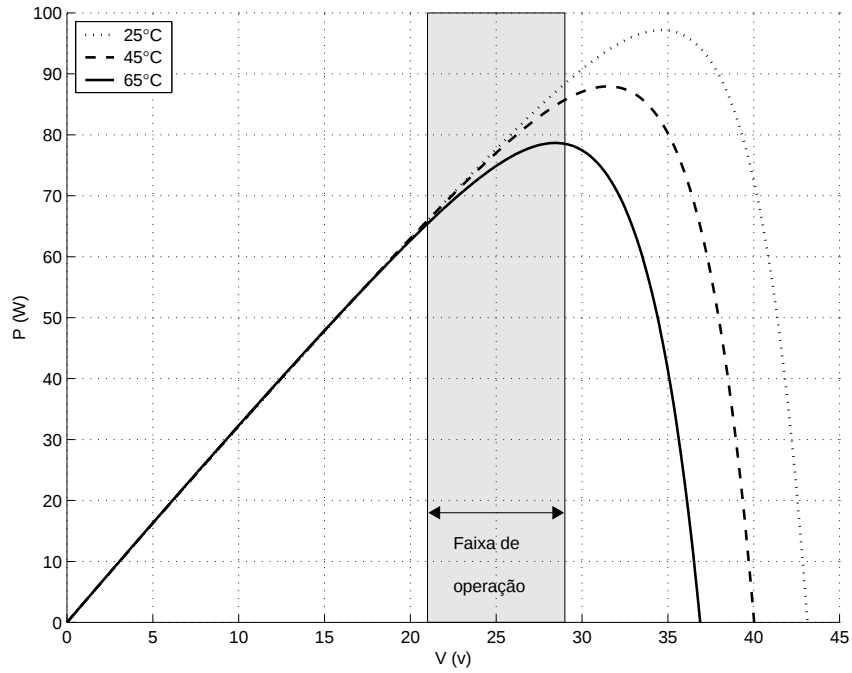


Figura 61: Faixa de operação do controlador de carga para um módulo com as características mostradas na figura 55 e um banco de 2 baterias de chumbo-ácido 12V em série (densidade de potência incidente igual a $1000\text{W}/\text{m}^2$).

que o ponto de operação esteja sempre sobre uma reta na curva $I \times V$ que ligue os pontos de potência máxima. Ambos levam em conta apenas a variação das curvas em função da densidade de potência incidente. Já em (30), afirma-se que há uma razão constante entre a corrente (tensão) no ponto de potência máxima e a corrente de curto-circuito (tensão de circuito-aberto) igual a 0,86 (0,71). Assim, apenas faz-se necessário curto-circuitar (abrir) o módulo regularmente para se determinar uma nova referência para o controlador de corrente (tensão). Em (31) também é apresentada a mesma estratégia, mas afirma-se que a razão entre a tensão no ponto de potência máxima e a de curto-circuito é de 0,76. Esse conjunto de métodos tem implementação simples, mas não garante que o ponto de operação esteja realmente sobre o ponto de potência máxima.

Um segundo conjunto é conhecido como técnicas de *perturb and observe* ou *P&O*. Periodicamente, perturba-se (incrementando ou decrementando) a tensão terminal dos módulos e observa-se a nova potência de saída: se ela aumentou, então a perturbação continuará na mesma direção no próximo ciclo; caso contrário, ela se dará no outro sentido (12). Quando se atinge o ponto de potência máxima, o algoritmo oscila em torno dele. Existe uma relação de compromisso entre a rapidez de convergência e a magnitude dessa oscilação ao se escolher o passo de incremento. Em (32) é apresentado um algoritmo para acelerar a convergência em que uma variável intermediária de controle é usada enquanto se está longe do ponto de potência máxima. Quando o ponto de operação se aproxima dele, usa-se o método de *P&O* convencional ou algum outro. Em (33), propõe-se o uso do *ripple* inerente aos conversores CC/CC como perturbação. A correlação dos sinais de corrente e tensão dentro de um período de chaveamento é usada como in-

dicativo do sinal da derivada da potência. No entanto, medir *oripple* pode ser de implementação relativamente difícil. Já em (34) e em (35), parte-se de uma abordagem de sistemas dinâmicos não-lineares para se criar um atrator global no ponto de potência máxima, criando-se uma lei de controle muito semelhante aos outros métodos de *P&O*.

Há ainda o método conhecido como condutância incremental, inicialmente proposto por (12). Ele se baseia no cálculo da derivada da potência em relação à tensão

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (3.9)$$

Das curvas das figuras 55(a) e 55(b) nota-se que $dP/dV > 0$ quando se está à esquerda do ponto de potência máxima, $dP/dV < 0$ quando se está à direita, e $dP/dV = 0$ quando se está sobre ele. Logo, o algoritmo simplesmente compara a condutância incremental dI/dV com a condutância instantânea I/V para decidir a direção em que se deve mover o ponto de operação. A diferença entre o *P&O* e esse método é sutil: o primeiro usa apenas a informação de ΔP . Isso faz com que o *P&O* não consiga relacionar a mudança na potência a mudanças atmosféricas; ele considera que elas são resultado apenas da perturbação na tensão terminal. Quando ocorrem mudanças rápidas na iluminação do módulo, o *P&O* pode seguir na direção errada e demorar a convergir. O método da condutância incremental resolve esse problema, corrigindo o ponto de operação em função da sua posição relativa ao ponto de potência máxima (12).

Finalmente, em (36) e (37) propõe-se o uso de conversores CC/CC operando em condução descontínua. Através da modulação da frequência de chaveamento, pode-se determinar a posição do ponto de potência máxima.

Tendo isso em vista, será projetado um conversor CC/CC que será controlado de forma a se extrair o máximo de potência dos módulos fotovoltaicos, mas respeitando a curva de recarga apresentada na figura 59.

3.3 Dimensionamento do conversor CC/CC

Foi escolhido para o sistema de alimentação um arranjo em série de dois módulos fotovoltaicos de 12V nominal cada e um banco de baterias de 12V nominal. Entre eles é colocado um conversor buck, como mostrado na figura 62.

Módulos de silício monocristalino da marca Isoton, modelo I-50, de $(50 \pm 5)W_p$ na condição padrão de teste (STC, seção 2.2.2) e $40W_p$ de potência garantida na temperatura normal de operação (NOCT, seção 2.2.2), foram os escolhidos. Assim, obtém-se uma potência $80W_p$.

Para o dimensionamento do conversor buck, os módulos dessa marca serão usados como referência, já que espera-se que módulos de silício de mesma potência mas de fabricantes diferentes apresentem comportamentos semelhantes. Um modelo para esse arranjo fotovoltaico, baseado

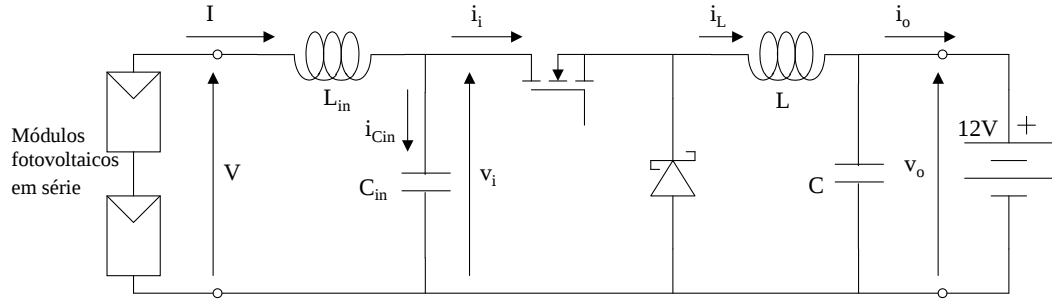


Figura 62: Sistema de alimentação do detector de faltas.

Tabela 32: Parâmetros do modelo do arranjo em série de dois módulos Isofoton I-50.

Parâmetro	Valor
T_r	298,15 K
I_{rr}	$1,196 \times 10^{-5}$ A
I_{scr}	3,27 A
A	1.8744
E_g	1,1 eV
k_i	$5,56 \times 10^{-4}$ A/K
R_{sh}	2,361 Ω
n_p	1
n_s	72

nas equações 2.99, 2.100 e 2.101, foi ajustado usando os dados contidos no *datasheet* e seus parâmetros são mostrados na tabela 32. Detalhes sobre o ajuste do modelo são apresentados no apêndice A. As curvas geradas por esse modelo são aquelas mostradas nas figuras 54 e 55.

Um buck ideal operando em condução contínua tem a seguinte relação entre a tensão de entrada média V_i , a de saída V_o , a corrente de entrada média I_i e a de saída I_o (38):

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{D}, \quad (3.10)$$

na qual D é o ciclo de trabalho.

Assume-se uma condição limite de máxima potência disponível dada por uma densidade de potência incidente igual a $1000W/m^2$ e temperatura dos módulos igual a $15^\circ C$, cuja curva é mostrada na figura 63. A tensão máxima no módulo é de $44,7V$.

A tensão na bateria varia de $10,5V$ ($1,75V$ por célula), quando ela está descarregada, a $14,4V$, valor máximo a ser aplicado na recarga. O menor ciclo de trabalho ocorre quando a tensão no módulo é máxima, $V_i = 44,7V$, e a na bateria é mínima, $V_o = 10,5V$, resultando em

$$D_{min} = 0,235. \quad (3.11)$$

Para determinadas temperatura e idade, a tensão na bateria é função da quantidade de

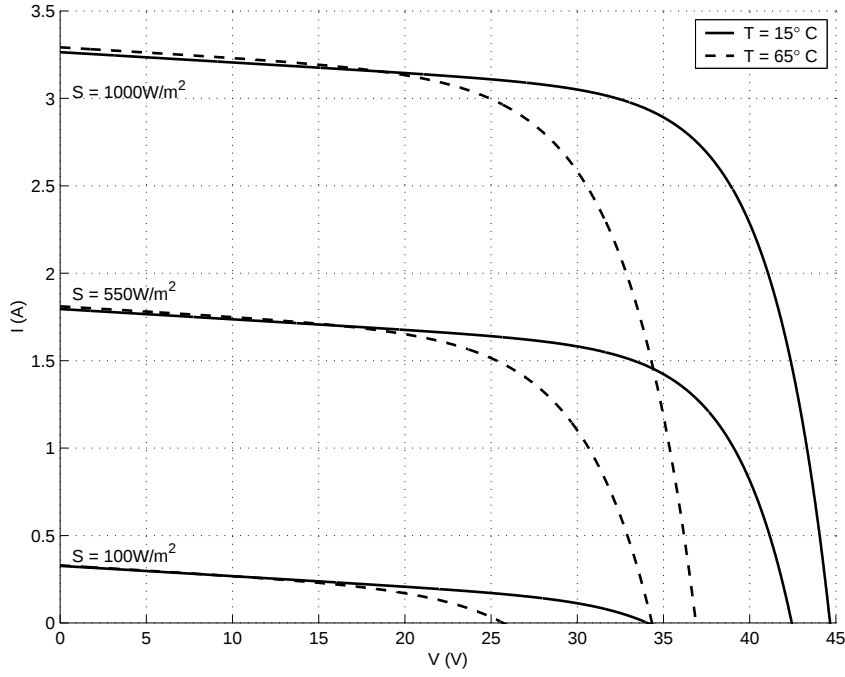


Figura 63: Curvas $I \times V$ do arranjo de módulos fotovoltaicos, para várias densidades de potência incidente e temperaturas.

carga armazenada e da corrente. Durante a recarga, uma fonte de potência infinita de 16V, por exemplo, aplicaria uma corrente muito alta e faria a tensão nos terminais de uma bateria descarregada igual a esse valor. Tendo em vista que os módulos fotovoltaicos têm potência limitada, a corrente de recarga não atinge valores muito altos e a respectiva variação da tensão da bateria será desprezada. Logo, variando o ciclo de trabalho na faixa $0,235 \leq D \leq 1$, espera-se que a tensão na bateria fique praticamente constante, enquanto a tensão no módulo varie do seu valor máximo (quando $D = D_{min}$) até o valor da tensão na bateria (quando $D = 1$).

Já que a potência do módulo depende da tensão nos seus terminais, e, conseqüentemente, de D , e que no conversor ideal as potências de entrada e saída são iguais, a corrente de saída deve seguir a variação de potência. Isso é mostrado na figura 64 para tensão de saída igual ao valor mínimo da bateria, condição que gera as maiores correntes. A corrente média de saída é máxima quando a potência é máxima,

$$I_{o\max} = 9,70\text{A}, \quad (3.12)$$

$$P_{\max} = 101,8\text{W}, \quad (3.13)$$

e isso ocorre para um ciclo de trabalho

$$D_{I_{o\max}} = 0,290. \quad (3.14)$$

Já a corrente no arranjo apresenta o comportamento mostrado na figura 65.

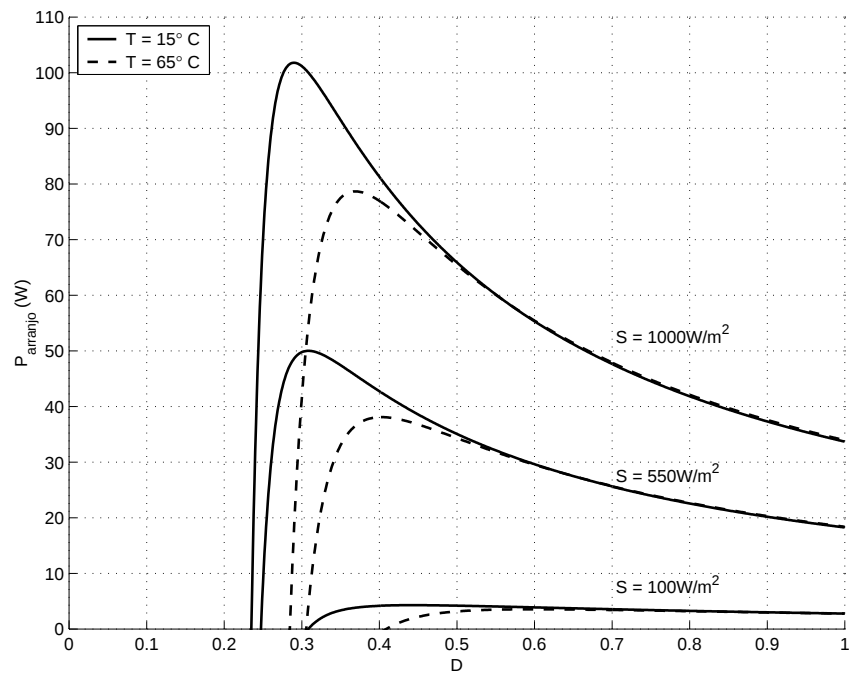
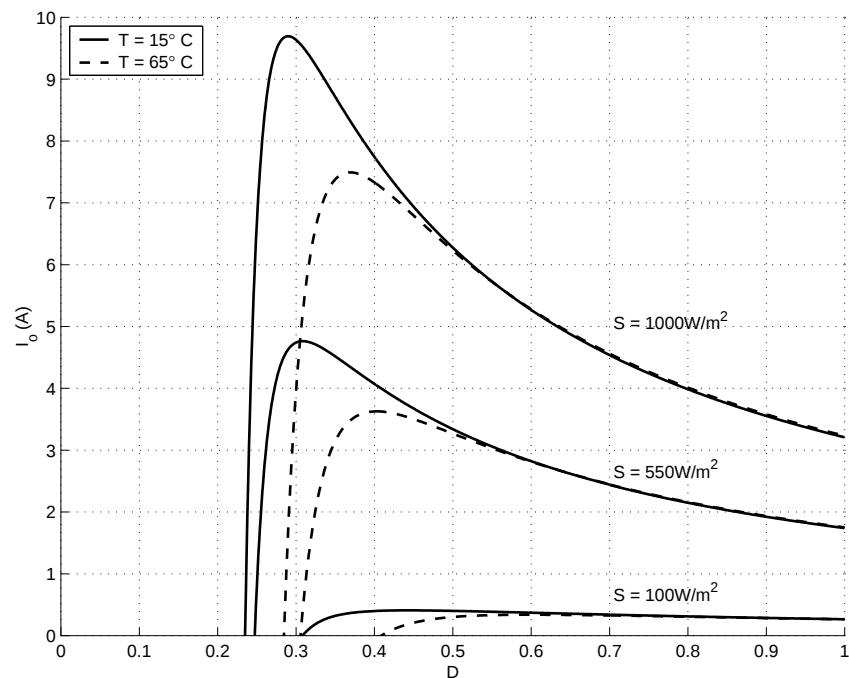
(a) Potência do arranjo em função do ciclo de trabalho D .(b) Corrente de saída do buck em função do ciclo de trabalho D .

Figura 64: Curvas da potência e corrente de saída em função do ciclo de trabalho para tensão de saída igual a 10,5V.

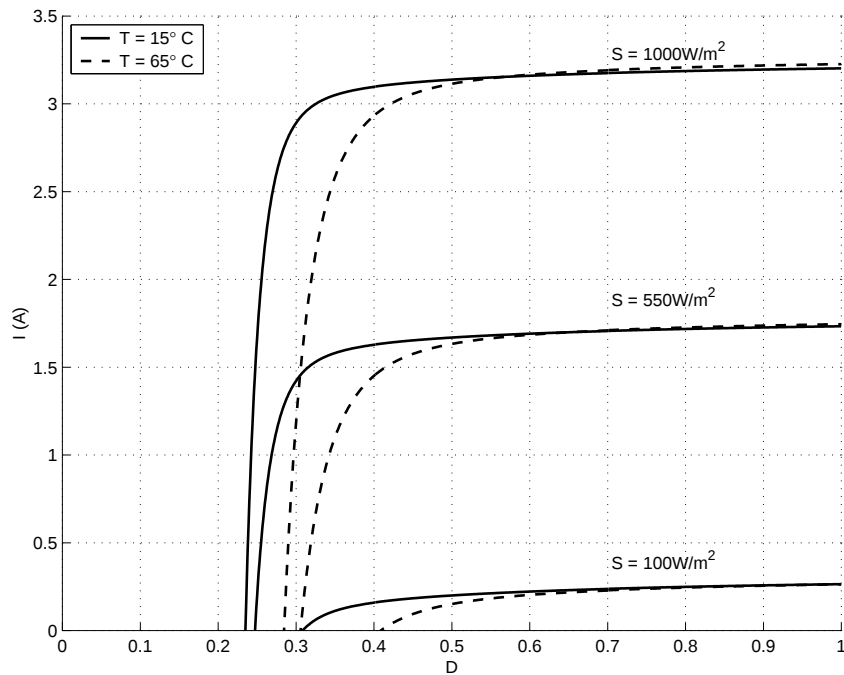


Figura 65: Curvas da corrente no arranjo em função do ciclo de trabalho para várias densidades de potência incidente e temperaturas, quando a tensão de saída do buck é igual a 10,5V.

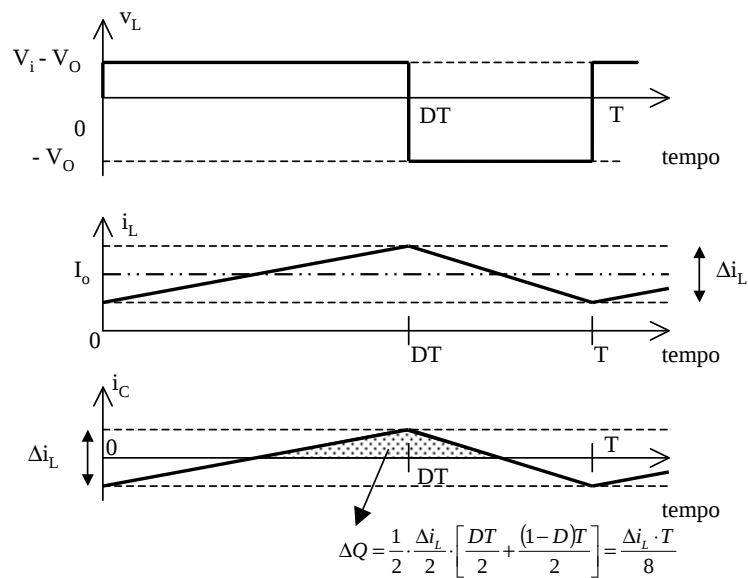


Figura 66: Curvas de tensão e corrente no indutor L e de corrente no capacitor C .

3.3.1 Determinação do indutor do filtro de saída L

As curvas de tensão e corrente no indutor L e da corrente no capacitor C são mostradas na figura 66, considerando um buck ideal e desprezando o *ripple* da tensão de saída. O *ripple* de corrente no indutor de saída é dado pela seguinte relação (38)

$$\Delta i_L = \frac{D T}{L} (V_i - V_o), \quad (3.15)$$

na qual T é o período de chaveamento e L é a indutância do filtro de saída. Substituindo a equação 3.10, obtém-se

$$\Delta i_L = \frac{T}{L} V_o (1 - D), \quad (3.16)$$

da qual se percebe que, para um dado V_o , o *ripple* máximo ocorrerá quando D for mínimo. No entanto, o valor mínimo de D depende de V_o ,

$$\begin{aligned} D_{min} &= \frac{V_o}{V_{i \max}} \\ &= \frac{V_o}{44,7V}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Isolando V_o e substituindo em 3.16, obtém-se

$$\frac{\Delta i_L \cdot L}{T} = 44,7 (D - D^2), \quad (3.18)$$

que é a curva sobre a qual se encontram os pontos $\frac{\Delta i_L \cdot L}{T}$ quando D é mínimo. Assim, na figura 67, são mostradas as curvas de $\frac{\Delta i_L \cdot L}{T}$ em função de D , para $V_o = 10,5V$, cujo intervalo de domínio é $D = [0,235; 1]$, e para $V_o = 14,4V$, cujo intervalo de domínio é $D = [0,322; 1]$.

Nota-se, que o *ripple* máximo ocorre para $D = 0,322$ e $V_o = 14,4V$. Escolhendo-se uma frequência de chaveamento de 20kHz e o *ripple* máximo de corrente como 10% de $I_{o \max}$, obtém-se, manipulando a equação 3.16, o indutor do filtro de saída,

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{20000 (0,1 \cdot 9,70)} 14,4 (1 - 0,322) \\ &= 503 \mu H. \end{aligned} \quad (3.19)$$

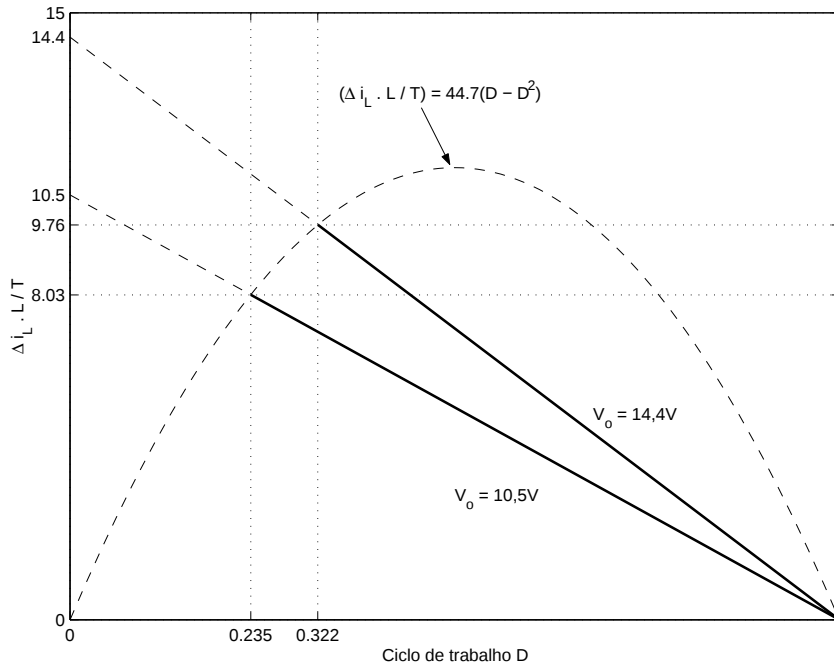


Figura 67: Curvas de $\frac{\Delta i_L \cdot L}{T}$ em função do ciclo de trabalho D , para $V_o = 10,5V$ e $V_o = 14,4V$, em traço contínuo.

3.3.2 Determinação do capacitor do filtro de saída C

Como mostrado na figura 68, a corrente i_c provoca tanto uma variação da carga no capacitor C quanto uma queda de tensão na sua resistência parasita série (ESR). A soma dessas duas parcelas resulta no *ripple* da tensão de saída.

Escolhe-se que a variação de carga provoque uma variação de tensão máxima correspondente a 1,5% da tensão mínima da bateria. Similarmente, escolhe-se que a queda de tensão máxima no ESR também seja de 1,5% da tensão mínima da bateria. Como os picos dessas duas componentes não ocorrem no mesmo instante, certamente o *ripple* de tensão será menor que 3%.

Assim, como a variação de tensão devido à variação de carga é dada pela relação (38)

$$\Delta V_{o\ cap} = \frac{\Delta i_L \cdot T}{8C}, \quad (3.20)$$

obtém-se o valor de capacitância do filtro de saída

$$\begin{aligned} C &= \frac{(0,1 \cdot 9,70)}{8(0,015 \cdot 10,5) 20000} \\ &= 38,5 \mu F \\ &\cong 39 \mu F \text{ (valor comercial)}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

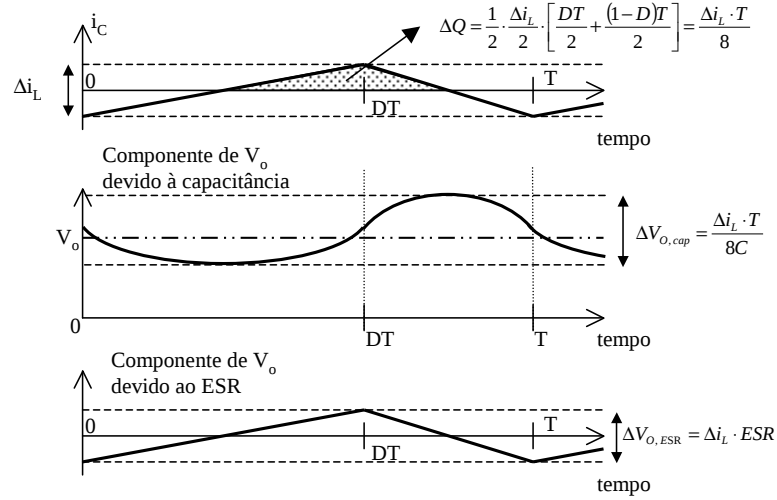


Figura 68: Curvas da corrente e das componentes do *ripple* de tensão no capacitor C.

Já para o ESR máximo, obtém-se

$$\begin{aligned}
 ESR_{max} &= \frac{\Delta V_{O \ ESR}}{i_{c \ pico}} \\
 &= \frac{\Delta V_{O \ ESR}}{\Delta i_L} \\
 &= \frac{0,015 \cdot 10,5}{0,1 \cdot 9,70} \\
 &= 160m\Omega.
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

O filtro de saída apresenta, portanto, a frequência de corte dada por

$$\begin{aligned}
 f_c &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \\
 &= 1,14kHz.
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

O valor rms da corrente alternada que passa pelo capacitor C pode ser determinado integrando-se a corrente i_c mostrada na figura 66,

$$\begin{aligned}
 i_{c \ ac \ rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_c^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(-\frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{DT} \cdot t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} \cdot (t - DT) \right)^2 dt \right]} \\
 &= \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \\
 &= 280mA.
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

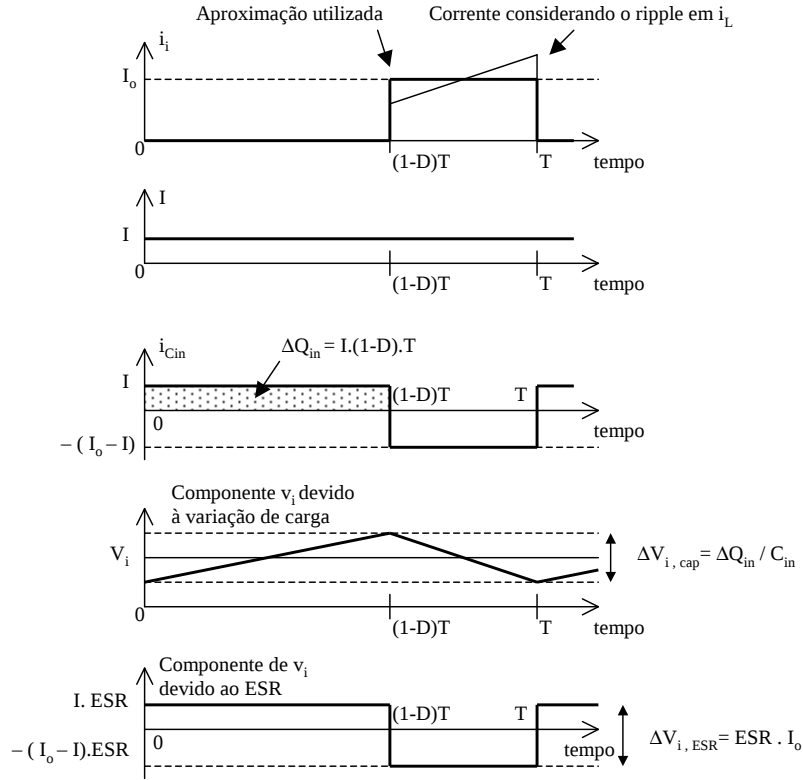


Figura 69: Curvas das correntes no mosfet, nos módulos fotovoltaicos, no capacitor C_{in} e dos componentes da tensão v_i . Despreza-se o ripple nos indutores dos filtros de entrada e saída.

3.3.3 Determinação do capacitor de entrada C_{in}

Desprezando o *ripple* da corrente no indutor de entrada e no indutor de saída, pode-se considerar que a corrente e a tensão no capacitor de entrada apresentem o comportamento mostrado na figura 69. Enquanto o mosfet não conduz, a corrente dos módulos carrega o capacitor C_{in} . Quando ele conduz, o capacitor fornece corrente que, somada à dos módulos, é igual a i_L . A variação da tensão v_i devido à variação de carga no capacitor C_{in} é dada por

$$\begin{aligned} \Delta V_i &= \frac{I(1-D)T}{C_{in}} \\ &= \frac{\Delta Q_{in}}{C_{in}}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Na figura 70 é mostrada a curva da variação de carga ΔQ_{in} em função do ciclo de trabalho D para $V_o = 10,5V$, condição que gera os maiores valores. ΔQ_{in} é máximo para $D = 0,312$ e é igual a $101,6\mu C$. Escolhendo a máxima variação da tensão v_i devido à variação de carga igual a 0,5% da tensão máxima dos módulos, obtém-se para a capacitância C_{in} ,

$$\begin{aligned} C_{in} &= \frac{101,6 \times 10^{-6}}{0,005 \cdot 44,7} \\ &= 454\mu F \end{aligned}$$

$$\cong 470\mu F \quad (\text{valor comercial}). \quad (3.26)$$

A variação da tensão v_i devido à queda de tensão no ESR é aproximada por

$$\begin{aligned} \Delta V_{i \ ESR} &\cong ESR \cdot (I) - ESR \cdot [-(I_o - I)] \\ \Delta V_{i \ ESR} &\cong ESR \cdot I_o. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Escolhendo a máxima variação de tensão devido à queda no ESR igual a 1,5% da tensão máxima nos módulos, obtém-se

$$\begin{aligned} ESR_{max} &= \frac{\Delta V_{i \ ESR}}{I_{o \ max}} \\ &= \frac{0,015 \cdot 44,7}{9,7} \\ &= 69m\Omega. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Nota-se que nesse caso os picos de variação de tensão coincidem. Entretanto, seus valores máximos ocorrem para ciclos de trabalho diferentes. Assim, certamente *oripple* da tensão de entrada será menor que 2% da tensão máxima dos módulos.

Já o valor rms da corrente alternada que passa pelo capacitor C_{in} pode ser encontrado integrando a corrente $i_{C_{in}}$ mostrada na figura 69,

$$\begin{aligned} i_{C_{in} \ ac \ rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{C_{in}}^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{(1-D)T} I^2 dt + \int_{(1-D)T}^T (-I_o + I)^2 dt \right]} \\ &= \sqrt{I^2 (1-D) + (-I_o + I)^2 D}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

A curva de $i_{C_{in} \ ac \ rms}$ em função de D é mostrada na figura 71 para $V_o = 10,5V$, condição na qual ocorrem os maiores valores. O máximo é igual a 4,42A quando $D = 0,299$. Logo, esse valor de corrente alternada rms deve ser suportada pelo capacitor de entrada C_{in} .

3.3.4 Determinação do indutor de entrada L_{in}

O indutor L_{in} pode ser determinado a partir do modelo para correntes CA mostrado na figura 72. A componente CA da corrente i_i divide-se entre L_{in} e C_{in} . Escolhe-se que a reatância L_{in} na frequência de chaveamento seja 100 vezes maior que a de C_{in} , de forma que a corrente $\tilde{i}$ seja 1/100 de $\tilde{i}_i$. Logo,

$$\begin{aligned} 2\pi f_{chav} L_{in} &= \frac{100}{2\pi f_{chav} C_{in}} \\ L_{in} &= \frac{100}{(2\pi f_{chav})^2 C_{in}} \end{aligned}$$

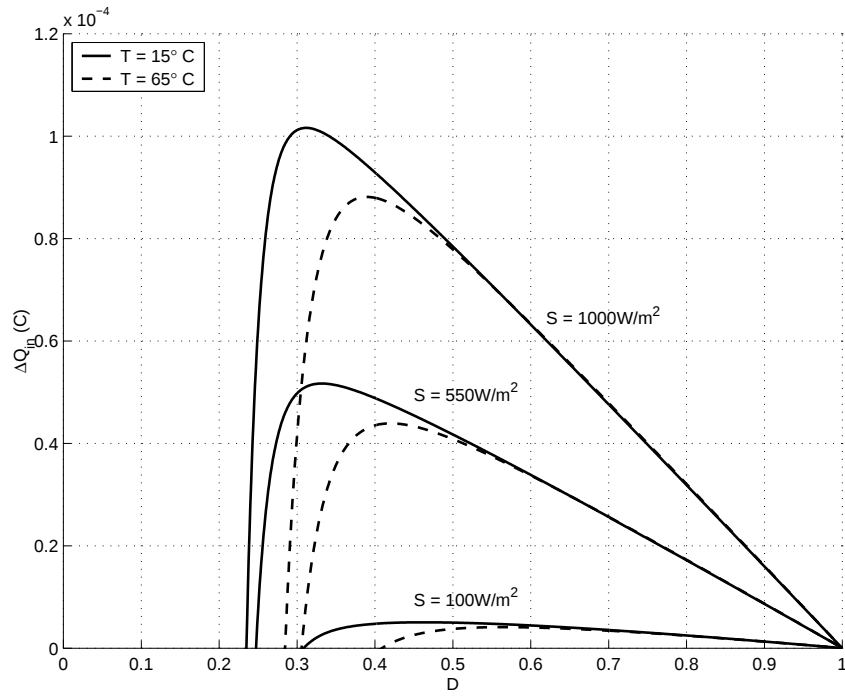


Figura 70: Variação de carga ΔQ_{in} em um período de chaveamento em função do ciclo de trabalho D , para $V_o = 10,5 \text{ V}$.

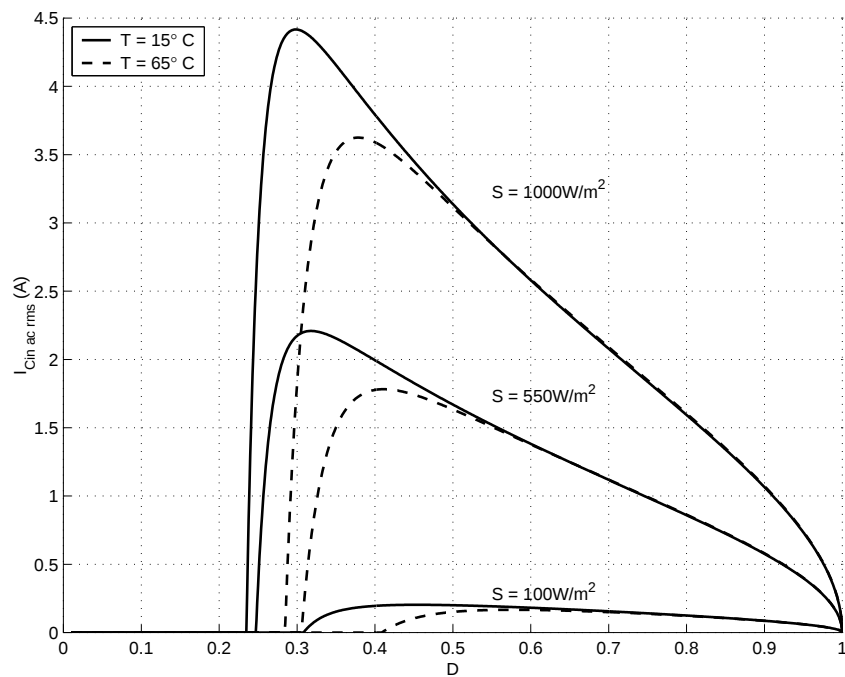


Figura 71: Corrente $i_{C_{in} \text{ ac rms}}$ em função do ciclo de trabalho D , para $V_o = 10,5 \text{ V}$.

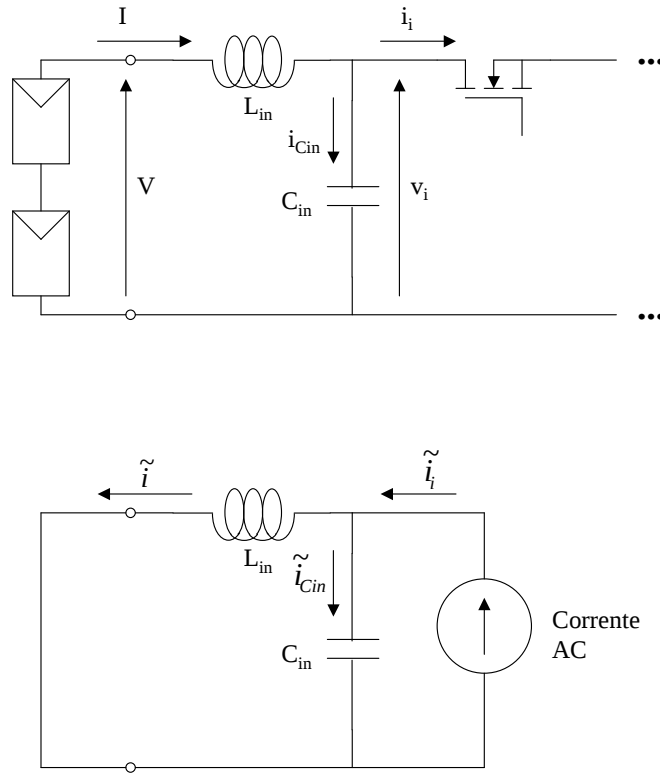


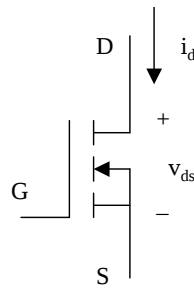
Figura 72: Modelo CA usado para o cálculo do indutor do filtro de entrada L_{in} .

$$\begin{aligned}
 &= \frac{100}{(2\pi \cdot 20000)^2 \cdot 470 \times 10^{-6}} \\
 &= 13,5 \mu H.
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

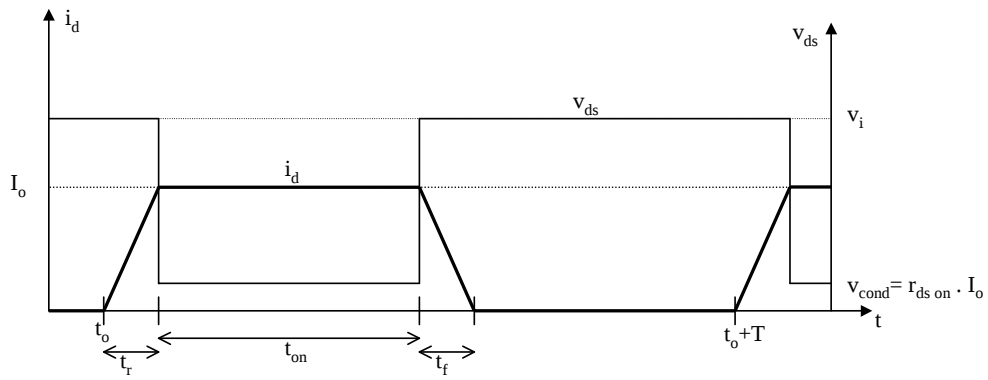
3.3.5 Escolha dos semicondutores

Para a escolha do Mosfet e do diodo Schottky, foi realizado um cálculo das perdas. O modelo usado para o Mosfet é mostrado na figura 73. As perdas de condução são dadas por

$$\begin{aligned}
 P_{cond, Mosfet} &= \frac{1}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} v_{ds} \cdot I_o \, dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} (r_{ds\,on} \cdot I_o) I_o \, dt \\
 &= r_{ds\,on} \cdot I_o^2 \cdot \frac{t_{on}}{T} \\
 &\cong r_{ds\,on} \cdot I_o^2 \cdot D.
 \end{aligned} \tag{3.31}$$



(a) Definição das variáveis.



(b) Curvas de chaveamento do mosfet.

Figura 73: Modelo simplificado do funcionamento do mosfet, usado no cálculo de perdas.

Já as perdas de chaveamento são dadas por 2 parcelas. A primeira delas é pela potência dissipada na subida e descida da corrente i_d , mostradas na figura 73, e é dada por

$$\begin{aligned}
 P_{chav, Mosfet} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_o}^{t_o+t_r} v_i \cdot I_o \left[1 - \frac{t-t_o}{t_r} \right] dt + \right. \\
 &\quad \left. + \int_{t_o+t_r+t_{on}}^{t_o+t_r+t_{on}+t_f} v_{arranjo} \cdot I_o \left[1 - \frac{t-(t_o+t_r+t_{on})}{t_f} \right] dt \right\} \\
 &= \frac{1}{T} \left(\frac{v_i \cdot I_o \cdot t_r}{2} + \frac{v_i \cdot I_o \cdot t_f}{2} \right) \\
 &= f \cdot \frac{v_i \cdot I_o}{2} \cdot (t_r + t_f), \tag{3.32}
 \end{aligned}$$

na qual f é a frequência de chaveamento. A segunda é dada pelo descarregamento da capacitância dreno-fonte, C_{ds} ,

$$P_{C_{ds}, Mosfet} = \frac{1}{2} C_{ds} V_i^2 f_{chav}. \tag{3.33}$$

Como usa-se um diodo Schottky, despreza-se perdas devido à recuperação reversa do diodo. A potência de perdas total no mosfet é dada pela soma dessas três parcelas,

$$P_{mosfet} = P_{cond, Mosfet} + P_{chav, Mosfet} + P_{C_{ds}, Mosfet}. \tag{3.34}$$

As perdas de chaveamento do diodo Schottky foram desprezadas. Já as suas perdas de condução são dadas por

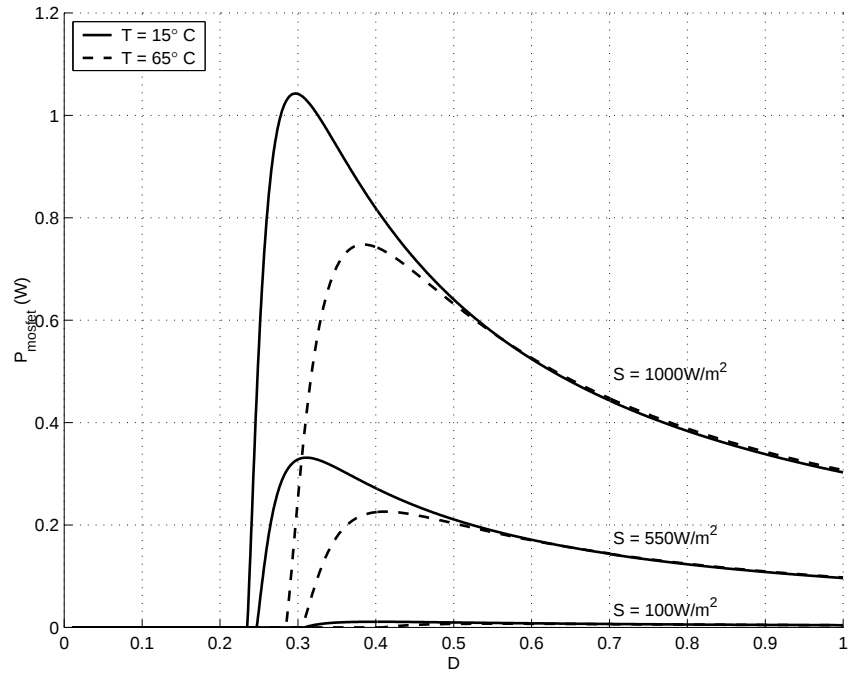
$$\begin{aligned}
 P_{Schottky} &= \frac{1}{T} \int_{t_o+t_r+t_{on}+t_f}^T v_f \cdot I_o dt \\
 &\cong v_f \cdot I_o \frac{T-t_{on}}{T} \\
 &\cong v_f \cdot I_o (1-D), \tag{3.35}
 \end{aligned}$$

uma vez que ele conduz de modo complementar ao mosfet enquanto o conversor operar em condução contínua.

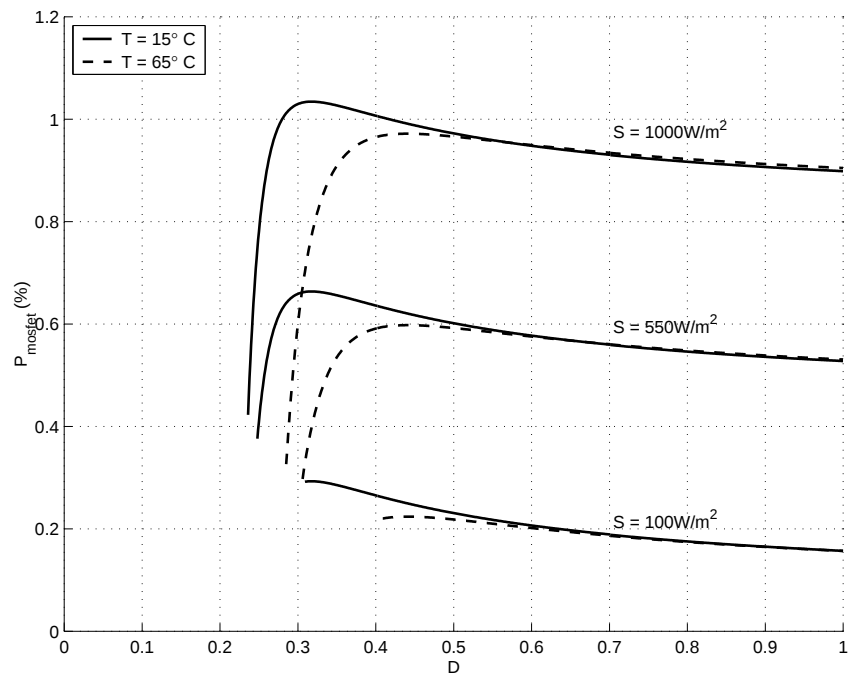
As perdas foram estimadas para 12 Mosfets comerciais e o escolhido foi o modelo *IRF540Z*, da *International Rectifier*, que apresentou as menores perdas. As curvas da figura 74 mostram os resultados desse dispositivo. As maiores perdas ocorrem para um ciclo de trabalho $D = 0,297$ (muito próximo ao de potência máxima) e são iguais a $1,04W$. Como esse componente apresenta uma resistência térmica da junção para o ambiente de $40^\circ C/W$ quando montado na superfície da placa de circuito impresso, apenas uma trilha de cobre será usada como dissipador. Espera-se, assim, uma temperatura de junção dada por

$$\begin{aligned}
 T_{j, Mosfet} &= T_{amb} + R_{\theta ja} \cdot P_{Mosfet} \\
 &= 81,6^\circ C, \tag{3.36}
 \end{aligned}$$

na qual $R_{\theta ja}$ é a resistência térmica da junção para o ambiente e T_{amb} a temperatura ambiente,



(a) Potência de perdas.



(b) Porcentagem das perdas em relação à potência do arranjo.

Figura 74: Potência de perdas no mosfet em função do ciclo de trabalho D .

considerada como igual a $40^\circ C$.

Três diodos Schottky comerciais foram estudados e o escolhido foi o modelo *MBR20100CT*, da *International Rectifier*. As curvas da figura 75 mostram esses resultados. As maiores perdas ocorrem para um ciclo de trabalho $D = 0,283$ (muito próximo ao de potência máxima) e são iguais a $4,64W$. A temperatura da junção do diodo é dada por

$$T_{j. Schottky} = T_{amb} + (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) P_{Schottky}, \quad (3.37)$$

na qual $R_{\theta jc}$, $R_{\theta cs}$ e $R_{\theta sa}$ são as resistências térmicas entre junção e encapsulamento, encapsulamento e dissipador, e dissipador e ambiente, respectivamente. Escolhe-se que ela seja limitada em $115^\circ C$. Logo, a resistência térmica do dissipador é dada por

$$\begin{aligned} R_{\theta sa} &\leq \frac{T_{j. Schottky max} - T_{amb}}{P_{Schottky}} - R_{\theta jc} - R_{\theta cs} \\ &\leq 14,0^\circ C/W. \end{aligned} \quad (3.38)$$

3.3.6 Projeto do indutor do filtro de saída L

A energia armazenada no indutor L é dada por

$$W_L = \frac{1}{2} L i_L^2, \quad (3.39)$$

na qual i_L é a corrente que passa por ele. Para um ciclo de trabalho D dado, W_L é máxima nos picos de i_L , que é dado por

$$i_{L pico} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2}, \quad (3.40)$$

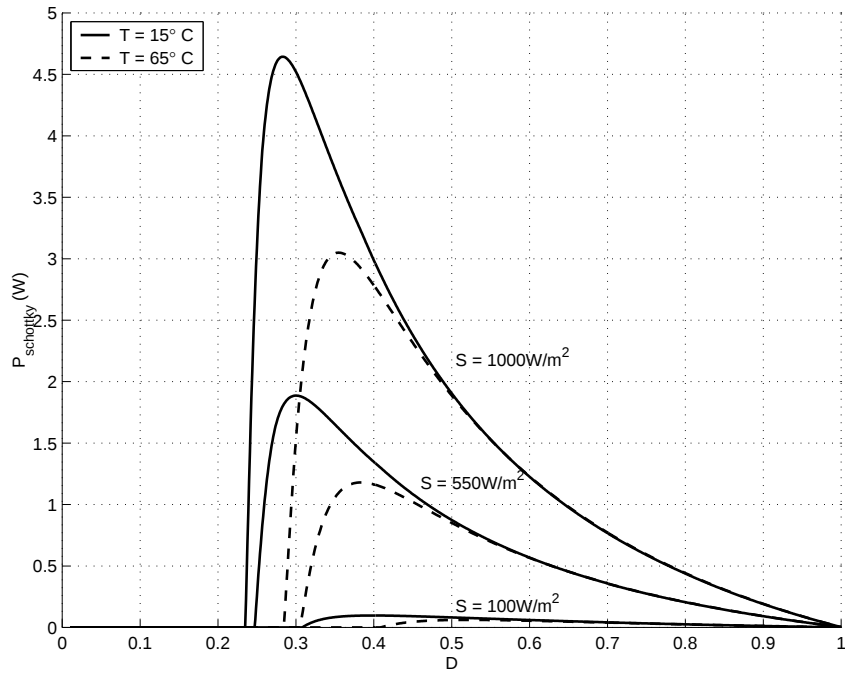
conforme mostrado na figura 66. Combinando, então, as equações 3.10 e 3.15, obtém-se a curva de $i_{L pico}$ em função de D , mostrada na figura 76 para $V_o = 10,5V$. Nota-se que o máximo é igual a $10,07A$ e ocorre para $D = 0,290$, o mesmo que produz $I_{o max}$ (equação 3.12).

A energia armazenada em um campo magnético por unidade de volume é dada por

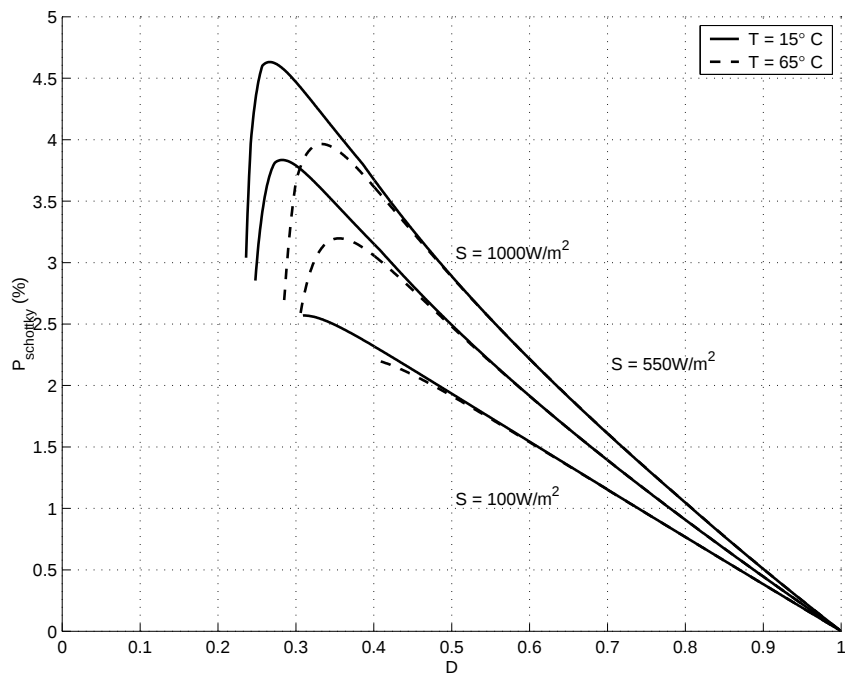
$$\begin{aligned} \frac{dW}{d vol} &= \frac{1}{2} \vec{B} \cdot \vec{H} \\ &= \frac{B^2}{2\mu}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

na qual assume-se um meio isotrópico de permeabilidade μ . Para um núcleo de material ferromagnético, como o mostrado na figura 77, com seção reta A_e , comprimento médio $l_{núcleo}$ e comprimento do gap l_{gap} , a energia armazenada é dada por

$$\begin{aligned} W_L &= \int_{vol. núcleo} \frac{B^2}{2\mu_o\mu_r} d vol + \int_{vol. gap} \frac{B^2}{2\mu_o} d vol \\ &= \frac{B^2}{2\mu_o\mu_r} \cdot A_e \cdot l_{núcleo} + \frac{B^2}{2\mu_o} \cdot A_e \cdot l_{gap} \end{aligned}$$



(a) Potência de perdas.



(b) Porcentagem das perdas em relação à potência do arranjo.

Figura 75: Potência de perdas no diodo schottky em função do ciclo de trabalho D .

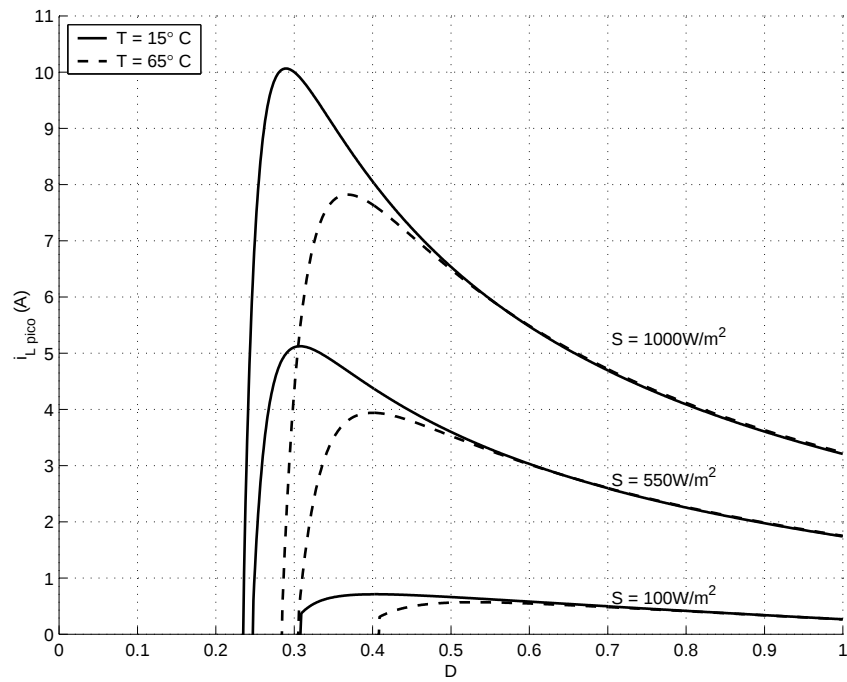


Figura 76: Corrente de pico no indutor, $i_{L\text{ pico}}$, em função do ciclo de trabalho D , para $V_o = 10,5\text{V}$.

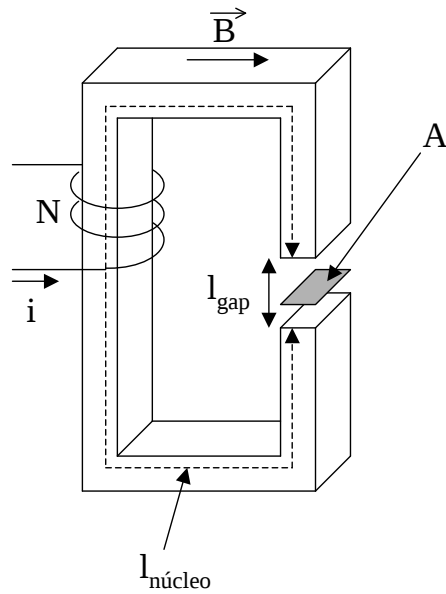


Figura 77: Núcleo ferromagnético simples.

$$\begin{aligned}
&= \frac{B^2}{2\mu_o} \cdot A_e \cdot l_{n\acute{u}cleo} \left(\frac{1}{\mu_r} + \frac{l_{gap}}{l_{n\acute{u}cleo}} \right) \\
&= \frac{B^2}{2\mu_o\mu_e} \cdot vol_{n\acute{u}cleo},
\end{aligned} \tag{3.42}$$

na qual μ_o é a permeabilidade magnética do ar, μ_r é a permeabilidade relativa do núcleo e μ_e é a permeabilidade relativa equivalente do núcleo com o gap, dada por

$$\mu_e = \left(\frac{1}{\mu_r} + \frac{l_{gap}}{l_{n\acute{u}cleo}} \right)^{-1}. \tag{3.43}$$

Assumiu-se que o fluxo atravessa apenas a área A_e no gap.

Logo, dado o núcleo, pode-se calcular μ_e ,

$$\mu_e = \frac{B_{max}^2 vol_{n\acute{u}cleo}}{2\mu_o W_{Lmax}} \tag{3.44}$$

na qual B_{max} é o valor de projeto para a máxima densidade de fluxo no material magnético, e o gap necessário,

$$l_{gap} = l_{n\acute{u}cleo} \left(\frac{1}{\mu_e} - \frac{1}{\mu_r} \right). \tag{3.45}$$

A indutância é dada por

$$\begin{aligned}
L &= \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{total}} \\
&= \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{n\acute{u}cleo} + \mathfrak{R}_{gap}},
\end{aligned} \tag{3.46}$$

na qual N é o número de espiras do indutor, $\mathfrak{R}_{total}$ é a relutância total do circuito magnético, $\mathfrak{R}_{n\acute{u}cleo}$ é a relutância do núcleo e $\mathfrak{R}_{gap}$, a do gap (39). Logo, determina-se o número de espiras

$$\begin{aligned}
N &= \sqrt{L (\mathfrak{R}_{n\acute{u}cleo} + \mathfrak{R}_{gap})} \\
&= \sqrt{L \left(\frac{l_{n\acute{u}cleo}}{\mu_o \mu_r A_e} + \frac{l_{gap}}{\mu_o A_e} \right)} \\
&= \sqrt{L \frac{l_{n\acute{u}cleo}}{\mu_o A_e} \left(\frac{1}{\mu_r} + \frac{l_{gap}}{l_{n\acute{u}cleo}} \right)} \\
&= \sqrt{L \frac{l_{n\acute{u}cleo}}{\mu_o \mu_e A_e}}.
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Escolhendo uma densidade de corrente máxima J_{max} , calcula-se a área de cobre total

$$A_{cobre} = N \frac{i_{Lrmsmax}}{J_{max}}. \tag{3.48}$$

A razão entre a área de cobre e a área da janela é chamada fator de utilização e deve ser menor que 40% (regra prática para construção de indutores). A corrente i_{Lrms} pode ser escrita a partir

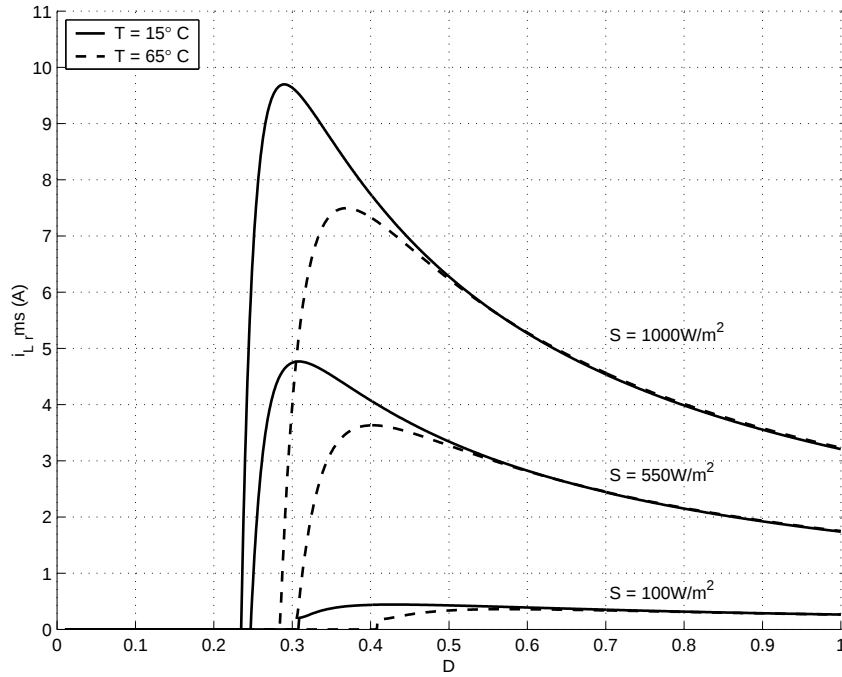


Figura 78: Corrente eficaz no indutor, $i_{L,rms}$, em função do ciclo de trabalho D , para $V_o = 10,5V$.

da forma de onda da figura 66 como

$$\begin{aligned}
 i_{L,rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_o - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{DT} t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(I_o + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{T-DT} (t-DT) \right)^2 dt \right]} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_{I_o - \frac{\Delta i_L}{2}}^{I_o + \frac{\Delta i_L}{2}} \left(\frac{DT}{\Delta i_L} u^2 \right) du + \int_{I_o + \frac{\Delta i_L}{2}}^{I_o - \frac{\Delta i_L}{2}} \left(-\frac{T-DT}{\Delta i_L} y^2 \right) dy \right]} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{DT}{\Delta i_L} \frac{u^3}{3} \right) \Big|_{I_o - \frac{\Delta i_L}{2}}^{I_o + \frac{\Delta i_L}{2}} - \left(\frac{T-DT}{\Delta i_L} \frac{y^3}{3} \right) \Big|_{I_o + \frac{\Delta i_L}{2}}^{I_o - \frac{\Delta i_L}{2}} + \left(\frac{DT}{\Delta i_L} \frac{y^3}{3} \right) \Big|_{I_o + \frac{\Delta i_L}{2}}^{I_o - \frac{\Delta i_L}{2}} \right]} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[-\frac{T}{3\Delta i_L} \left(-6I_o^2 \frac{\Delta i_L}{2} - 2 \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right)^3 \right) \right]} \\
 &= \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right)^2} \\
 &= I_o \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_L}{2I_o} \right)^2}. \tag{3.49}
 \end{aligned}$$

Combinando, então, as equações 3.10 e 3.15, obtém-se a curva de $i_{L,rms}$ em função de D , mostrada na figura 78 para $V_o = 10,5V$. Nota-se que o máximo é igual a $9,70A$ e ocorre para $D = 0,290$, o mesmo que produz $I_{o,max}$ (equação 3.12).

Escolhendo-se como material magnético a ferrite IP6, da marca Thornton, cuja curva de magnetização é mostrada na figura 79, determina-se que a densidade de fluxo máxima de projeto seja igual a $0,16T$ para a corrente $i_{L,pico,max} = 10,07A$. Esse valor foi escolhido por estar

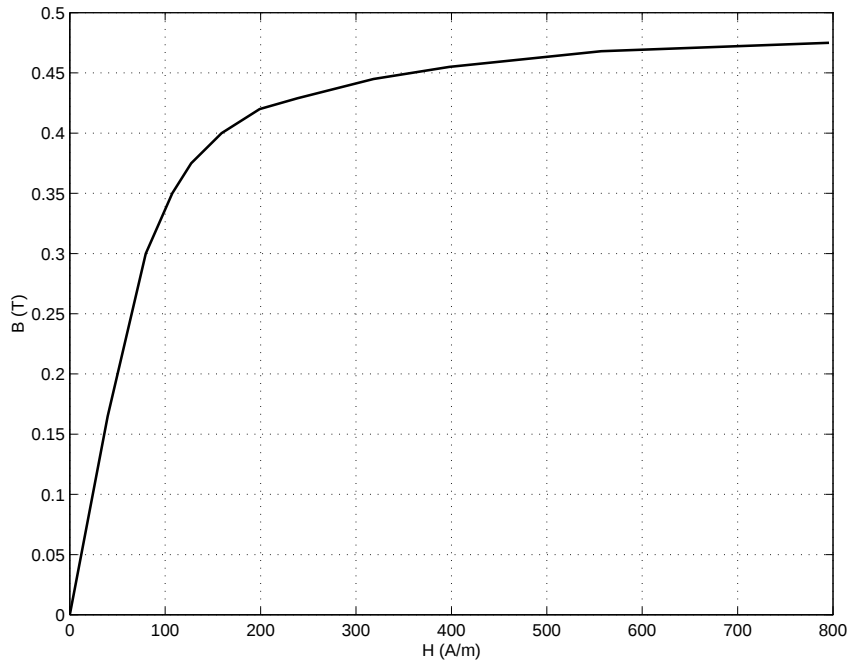


Figura 79: Curva de magnetização da ferrite IP6.

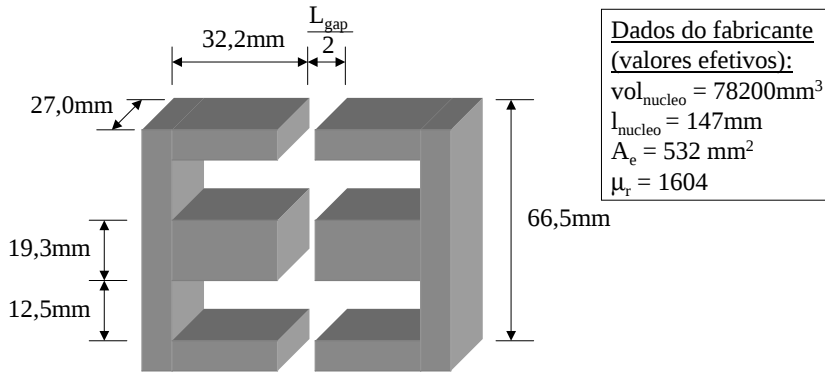


Figura 80: Núcleo de ferrite escolhido para o indutor L (Tornton NEE-65/33/26).

aproximadamente no centro da região linear da curva, deixando uma margem de folga para eventuais *overshoots* de corrente.

A energia máxima a ser armazenada no núcleo pode ser calculada a partir da equação 3.39 como

$$\begin{aligned}
 W_{L\max} &= \frac{1}{2} L i_{L\text{ pico max}}^2 \\
 &= \frac{1}{2} \cdot 503 \times 10^{-6} \cdot 10,07^2 \\
 &= 25,50mJ.
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

Para o núcleo com as dimensões mostradas na figura 80, obtém-se, da equação 3.44, a

permeabilidade equivalente,

$$\begin{aligned}\mu_e &= \frac{0,16^2 \cdot 78200 \times 10^{-9}}{2 \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 25,5 \times 10^{-3}} \\ &= 31,23,\end{aligned}\quad (3.51)$$

e, da equação 3.45, o tamanho do gap,

$$\begin{aligned}l_{gap} &= 147 \times 10^{-3} \left(\frac{1}{31,23} - \frac{1}{1604} \right) \\ &= 4,6mm.\end{aligned}\quad (3.52)$$

Da equação 3.47, determina-se o número de espiras por

$$\begin{aligned}N &= \sqrt{503 \times 10^{-3} \cdot \frac{147 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 31,23 \cdot 532 \times 10^{-6}}} \\ &= 59,43 \\ &\cong 60 \text{ espiras}.\end{aligned}\quad (3.53)$$

O valor máximo de $i_{L\,rms}$ também ocorre quando $D = 0,290$ e é praticamente igual a $9,70A$ (o valor $I_{o\,max}$). A partir dele, pode-se calcular a área total de cobre pela equação

$$\begin{aligned}A_{cobre} &= 60 \cdot \frac{9,70}{3 \times 10^6} \\ &= 194mm^2,\end{aligned}\quad (3.54)$$

na qual escolhe-se $J_{max} = 3A/mm^2$. A área de cobre equivale a cerca de 36,5% da área da janela do núcleo.

A área do condutor é dada por

$$\begin{aligned}A_{cond} &= \frac{i_{L\,rms\,max}}{J_{max}} \\ &= \frac{9,70}{3 \times 10^6} \\ &= 3,23mm^2,\end{aligned}\quad (3.55)$$

o que equivale a um fio de raio igual 1,01mm, ou AWG #12. Assumindo que uma espira média fique a 6mm da perna central do núcleo, obtém-se um comprimento médio de 11,7cm por espira. O comprimento total do enrolamento é de cerca de 7m e a resistência, de $36m\Omega$.

As perdas no cobre do indutor podem ser aproximadas usando-se a resistência em corrente contínua do enrolamento, visto que o *ripple* de corrente é pequeno. Elas são iguais a

$$P_{cobre} = 36 \times 10^{-3} \cdot i_{L\,rms}^2, \quad (3.56)$$

na qual $i_{L\,rms}$ é dada pela equação 3.49.

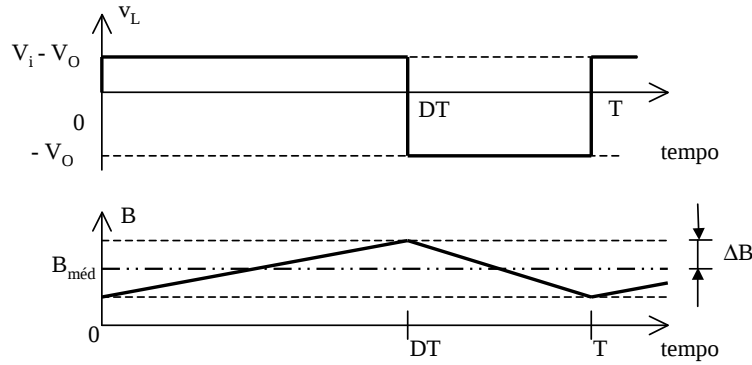


Figura 81: Curvas da tensão e da densidade de fluxo no indutor.

As perdas no material magnético dependem da variação da densidade de fluxo B em cada período de chaveamento (38). Ela relaciona-se com a tensão no indutor na forma

$$v_L = N A_e \frac{dB}{dt}. \quad (3.57)$$

Logo, a densidade de fluxo tem o comportamento mostrado na figura 81, e

$$|\Delta B| = \frac{V_o}{N A_e} \frac{(1-D)}{2} T. \quad (3.58)$$

De forma similar à equação 3.16, pode-se mostrar que a variação de fluxo é máxima para $V_o = 14,4V$ e $D = 0,322$, e é igual a $7,6mT$. As curvas fornecidas pelo fabricante, mostradas na figura 81, não permitem uma determinação precisa das perdas no material magnético para essa magnitude de ΔB . Entretanto, como a massa do núcleo é de $388g$, elas indicam que as perdas sejam muito menores que àquelas dos semicondutores, mostradas nas figuras 74 e 75. Logo, elas serão desprezadas.

Combinando as perdas nos semicondutores (eqs. 3.34 e 3.35) e no cobre do indutor (eq. 3.56), pode-se calcular a eficiência esperada do conversor como

$$\eta = 100 \left(1 - \frac{P_{mosfet} + P_{cond, schottky} + P_{cobre}}{P_{arranjo}} \right) \quad [\%], \quad (3.59)$$

na qual $P_{arranjo}$ é a potência do arranjo de módulos fotovoltaicos. Obtém-se, assim, a curva mostrada na figura 83, na qual nota-se que a eficiência esperada é maior que 91%.

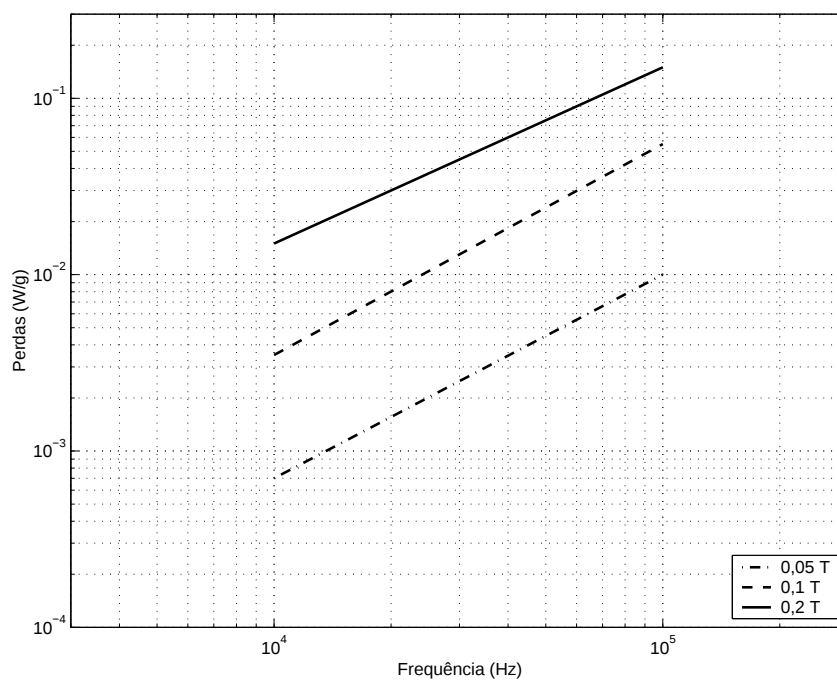


Figura 82: Potência de perdas no material magnético, em função da magnitude e da frequência da variação da densidade de densidade de fluxo.

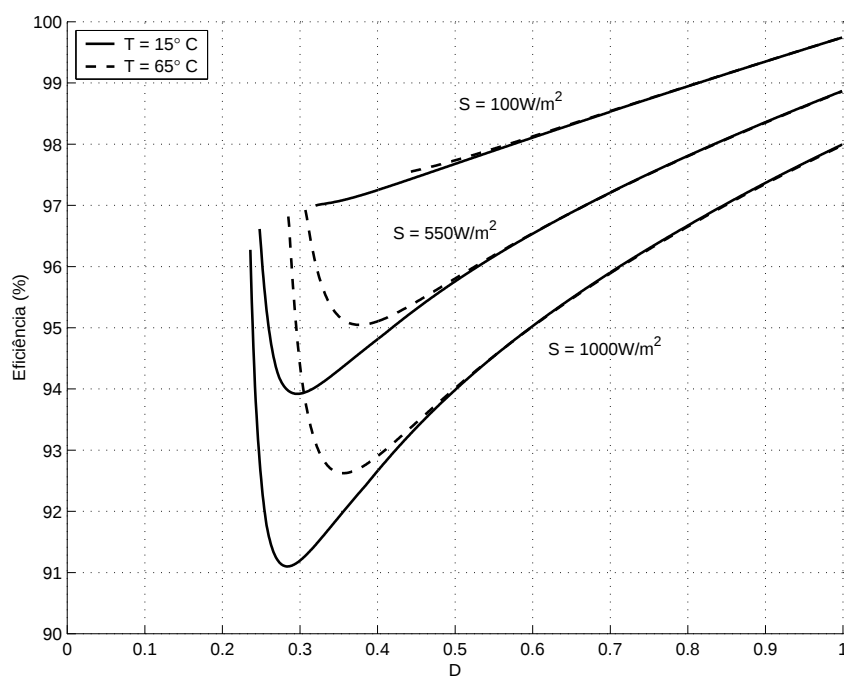


Figura 83: Eficiência esperada do conversor buck, considerando as perdas nos semicondutores e no cobre do indutor do filtro de saída.

3.4 Estratégia de controle do conversor

Retomando as curvas da tensão e da corrente de recarga das baterias mostrada na figura 59, percebe-se a necessidade de estratégias de controle diferenciadas para cada uma das regiões mostradas.

Na primeira região, uma vez que a corrente máxima de saída é igual a 9,70A (figura 64(b)), respeita-se o limite de 21,8A para a recarga de um banco de baterias de 54,6Ah. Nesse período, é interessante que o arranjo de módulos fotovoltaicos funcione no ponto de potência máxima, para aplicar o maior valor de corrente às baterias.

O algoritmo a ser implementado para se seguir o ponto de potência máxima é do tipo *condutância incremental* (12) e seu fluxograma é apresentado na figura 84. Ele funciona basicamente testando três possibilidades. Se a equação

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \Rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (3.60)$$

for verdadeira, a saída do algoritmo é 0, indicando que não é necessário alterar o ciclo de trabalho do conversor pois ele está operando no ponto de potência máxima. Se a equação

$$\frac{dP}{dV} < 0 \Rightarrow \frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \quad (3.61)$$

for verdadeira, a saída do algoritmo é +1, indicando que o ciclo de trabalho deve ser aumentado, para diminuir a tensão do arranjo fotovoltaico, que encontra-se à direita do ponto de potência máxima. Finalmente, se a equação

$$\frac{dP}{dV} > 0 \Rightarrow \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (3.62)$$

for verdadeira, a saída -1 indica que o ciclo de trabalho deve ser diminuído, para aumentar a tensão do arranjo fotovoltaico, que encontra-se à esquerda do ponto de potência máxima.

Na segunda região da figura 59, é necessário que a tensão aplicada seja limitada em 2,4V por célula. Nesse período, a tensão nos terminais da bateria dependerá da corrente de recarga. Quanto maior ela for, maior será a tensão. Como é mostrado na figura 64(b), a variação da corrente de saída do buck em função do ciclo de trabalho D não é linear. Para se resolver esse problema, propõe-se a estratégia mostrada na figura 85.

Nesse diagrama de blocos, aparecem as funções *sign*, definida como

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} -1 & \text{se } x < 0 \\ 0 & \text{se } x = 0 \\ +1 & \text{se } x > 0 \end{cases} \quad (3.63)$$

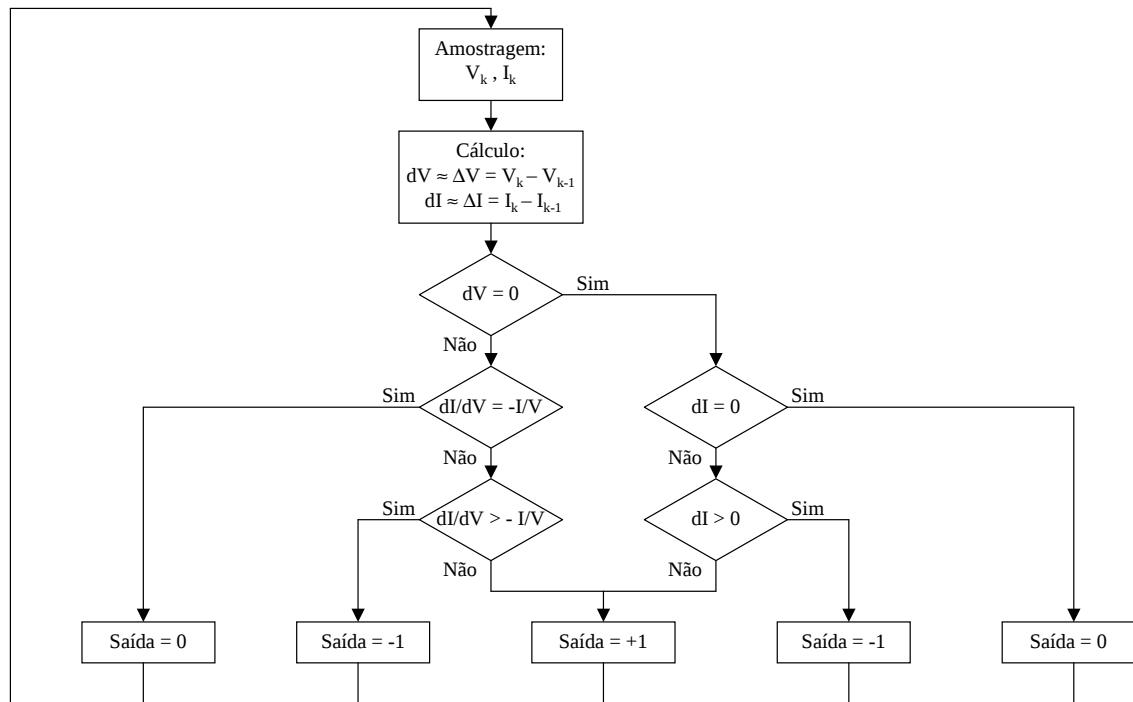


Figura 84: Algoritmo da condutância incremental.

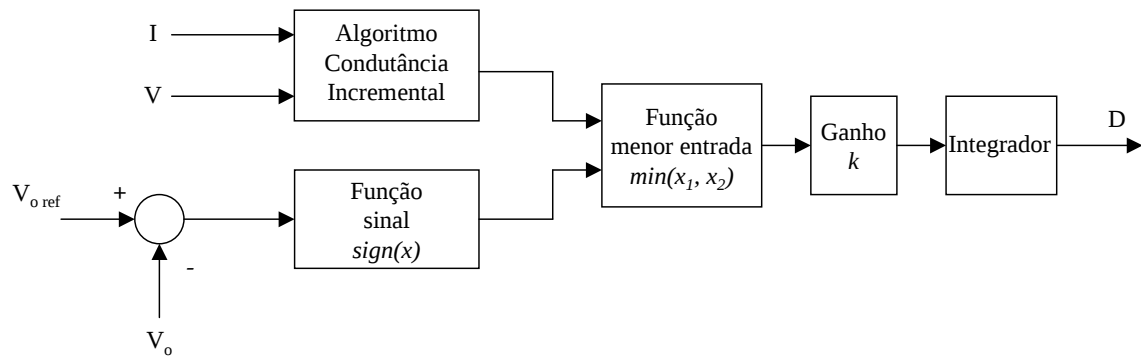


Figura 85: Diagrama de blocos do controlador do conversor buck.

e *menor entrada*, definida como

$$\min(x_1, x_2) = \begin{cases} x_1 & \text{se } x_1 \leq x_2 \\ x_2 & \text{se } x_1 > x_2 \end{cases} \quad (3.64)$$

Nota-se que tanto o bloco *algoritmo condutância incremental* quanto o bloco *função sinal* só produzem saídas -1 , 0 ou 1 . Quando as condições de iluminação e temperatura forem tais que a corrente de recarga da bateria não seja grande o suficiente para que a tensão em seus terminais atinja $14,4V$ ($2,4V$ por célula), a saída do bloco *função menor entrada* será igual à saída do *algoritmo condutância incremental*. Ou seja, o conversor operará no ponto de potência máxima. Caso contrário, *função menor entrada* terá como saída -1 e fará com que o arranjo fotovoltaico opere com a tensão de saída igual à $V_{o\ ref}$ na região à esquerda do ponto de potência máxima mostrado na figura 64(a).

Assim, na região 2 da figura 59, deve-se fazer $V_{o\ ref} = 14,4V$, enquanto que na região 3 deve-se fazer $V_{o\ ref} = 13,5V$ ($2,25V$ por célula).

Na região 1, pode-se manter a mesma estratégia de controle, usando-se $V_{o\ ref} = 14,4V$, uma vez que a tensão da bateria permanecerá sempre menor que esse valor e o conversor funcionará em potência máxima.

3.5 Resultados de simulação

Foram realizadas simulações, usando-se o pacote *Power Systems Blockset* do *Matlab Simulink*, do diagrama de blocos mostrado na figura 86. O conversor buck é aquele mostrado na figura 62, com os valores dos componentes calculados na seção 3.3. Foram incluídos no modelo as resistências parasitas máximas calculadas para os capacitores e indutores. O diodo Schottky foi simulado como tendo uma queda de tensão constante de $0,8V$ e o mosfet como sendo uma chave unidirecional com resistência de condução igual à $26,5m\Omega$.

Foi escolhido um período de amostragem igual a $2,5ms$, o que equivale a 50 períodos de chaveamento.

Todos os filtros passa-baixas mostrados são do tipo butterworth de primeira ordem com frequência de corte igual a $1/10$ da frequência de chaveamento.

Para se determinar o ganho k do diagrama de blocos da figura 85, alguns valores foram testados em simulações. Na figura 87, são mostrados os resultados para $k = 2$, na figura 88, para $k = 0,5$, e na figura 88, para $k = 0,1$. Nota-se que, para $k = 2$, há oscilações sustentadas significativas na corrente de saída, com frequência de aproximadamente $80Hz$. Para $k = 0,5$, ocorrem oscilações sustentadas com frequência em torno de $67Hz$, que, apesar de amplitude menor que no caso anterior, ainda permanecem significativas. Assim, como um tempo de aproximadamente

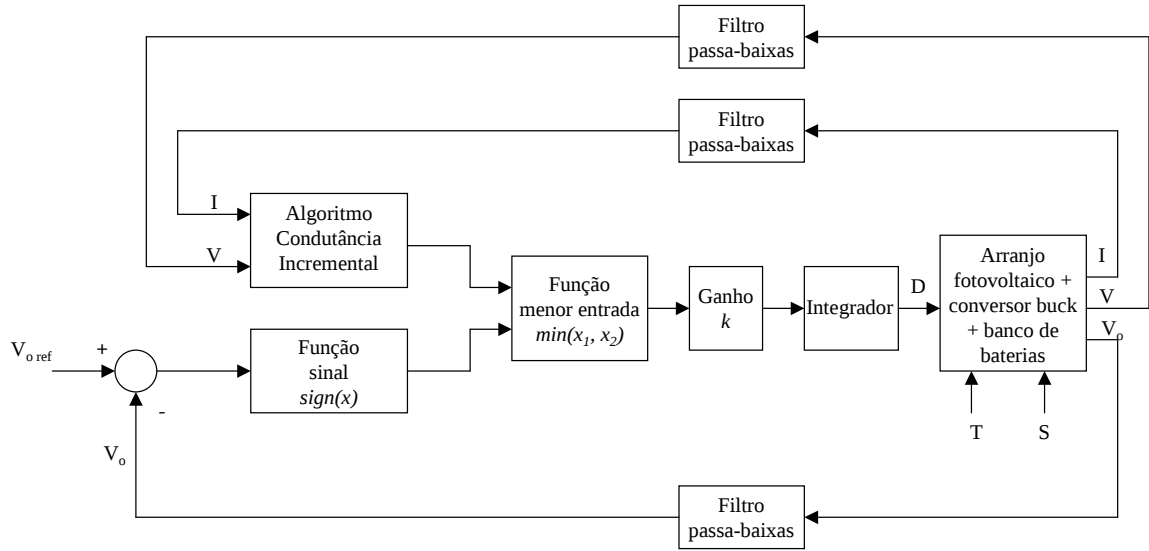


Figura 86: Diagrama de blocos usado na simulação.

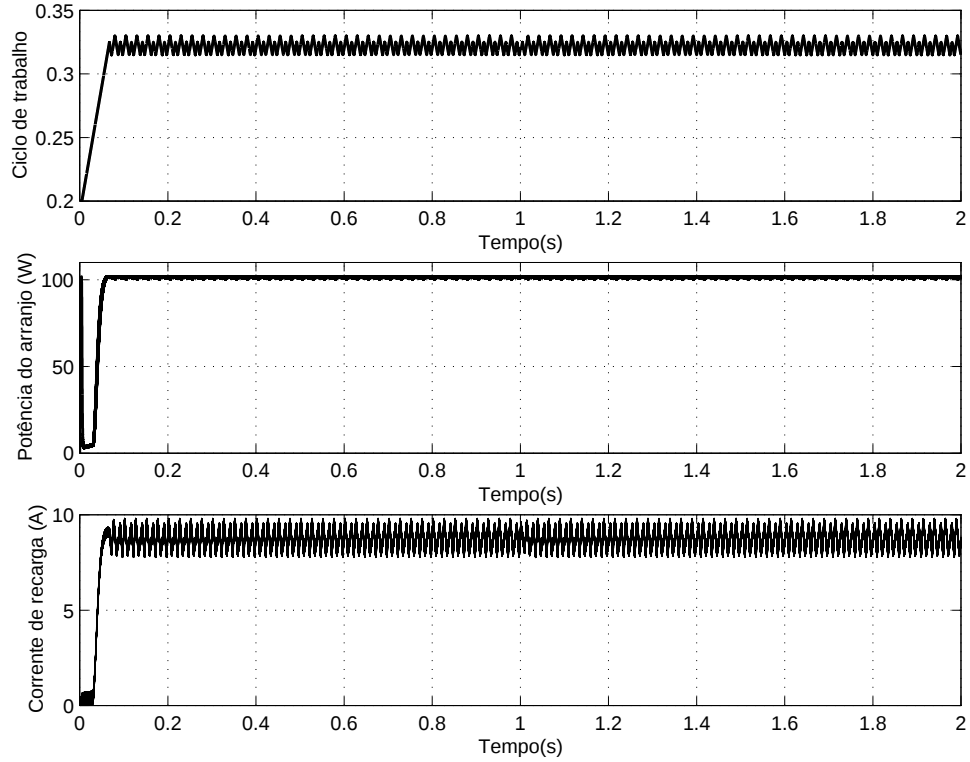


Figura 87: Curvas do ciclo de trabalho, da potência do arranjo fotovoltaico e da corrente de recarga para o ganho $k = 2$. Considera-se que a tensão na bateria seja constante e igual 10,5V, a temperatura seja 15°C e a radiação incidente seja de 1000W/m².

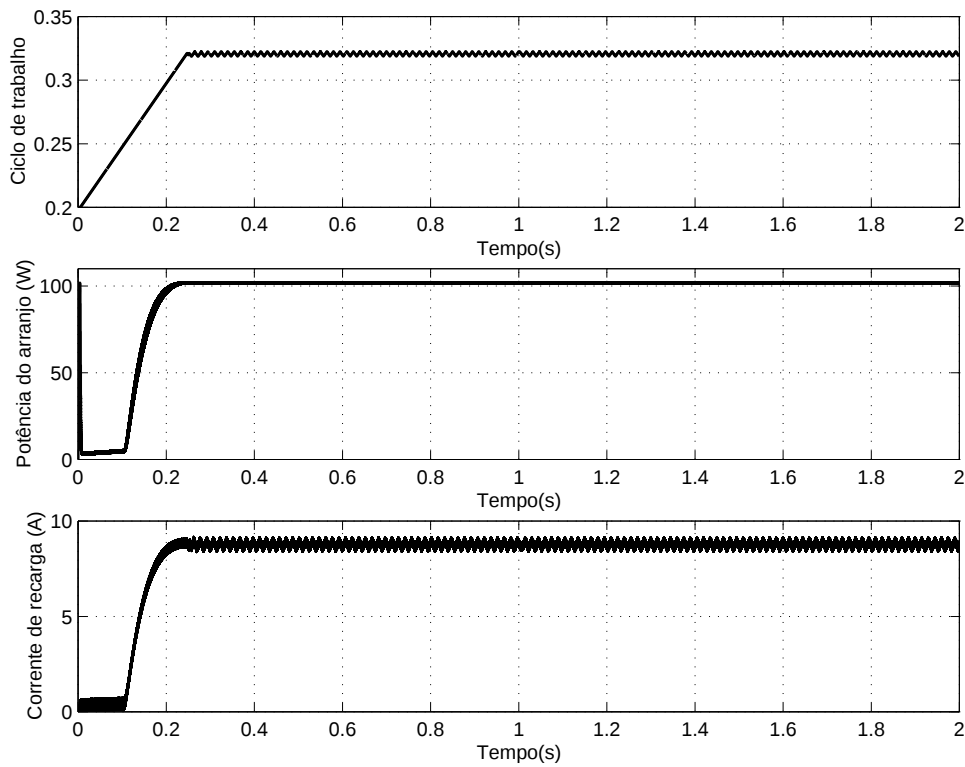


Figura 88: Curvas do ciclo de trabalho, da potência do arranjo fotovoltaico e da corrente de recarga para o ganho $k = 0,5$. Considera-se que a tensão na bateria seja constante e igual 10,5V, a temperatura seja $15^{\circ}C$ e a radiação incidente seja de $1000W/m^2$.

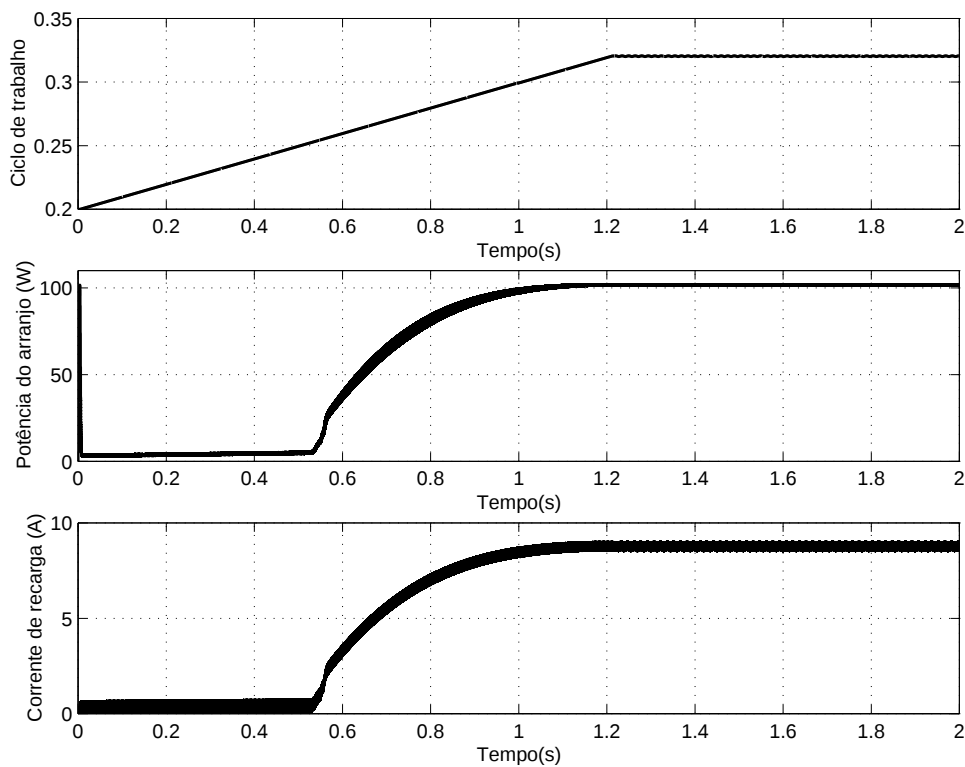
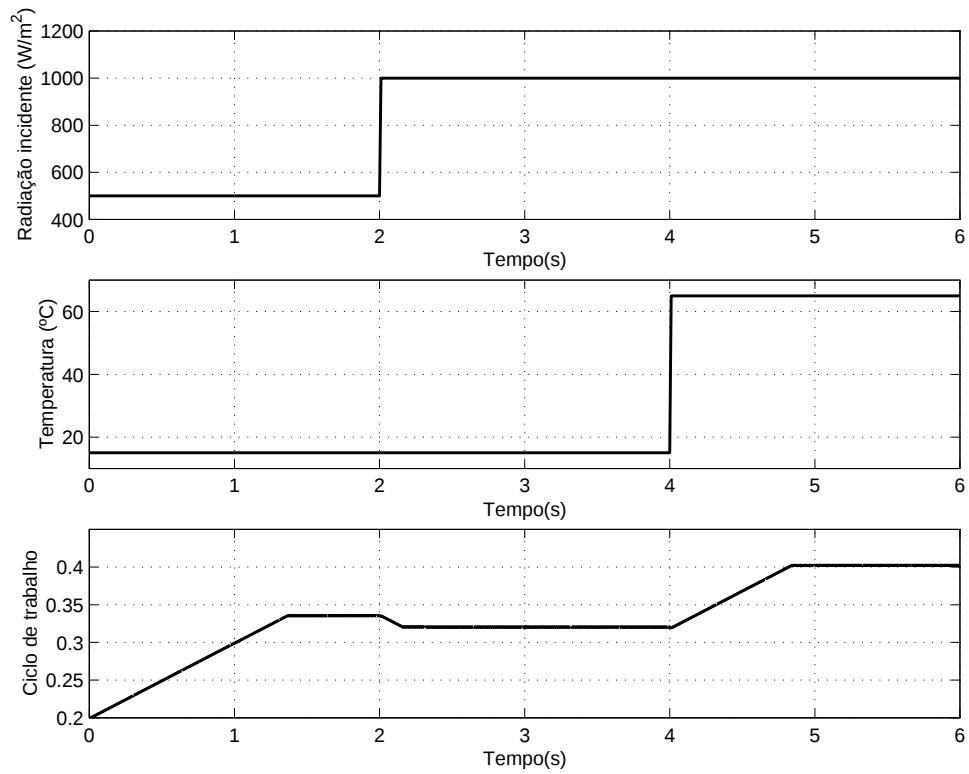
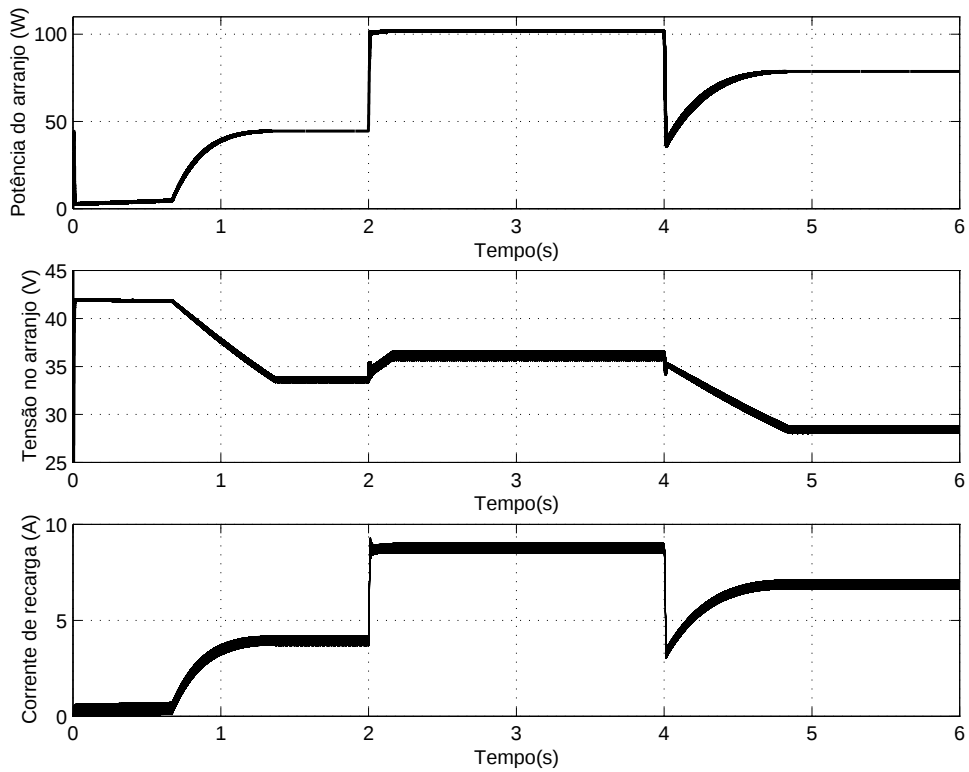


Figura 89: Curvas do ciclo de trabalho, da potência do arranjo fotovoltaico e da corrente de recarga para o ganho $k = 0,1$. Considera-se que a tensão na bateria seja constante e igual 10,5V, a temperatura seja $15^{\circ}C$ e a radiação incidente seja de $1000W/m^2$.

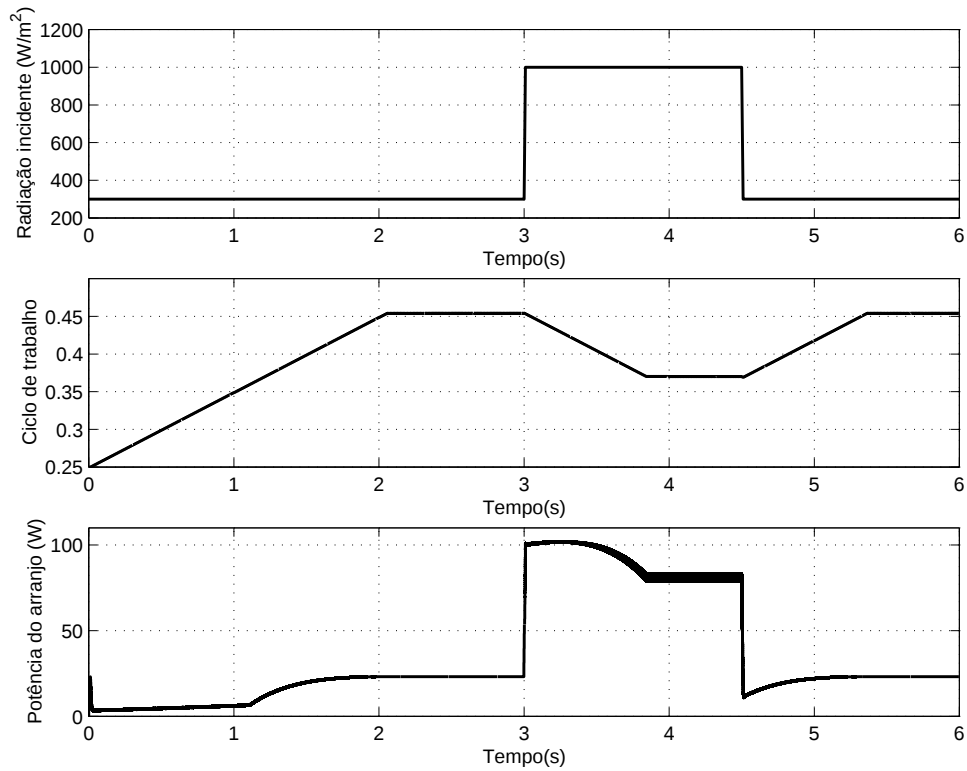


(a) Curvas da radiação incidente, da temperatura e do ciclo de trabalho.

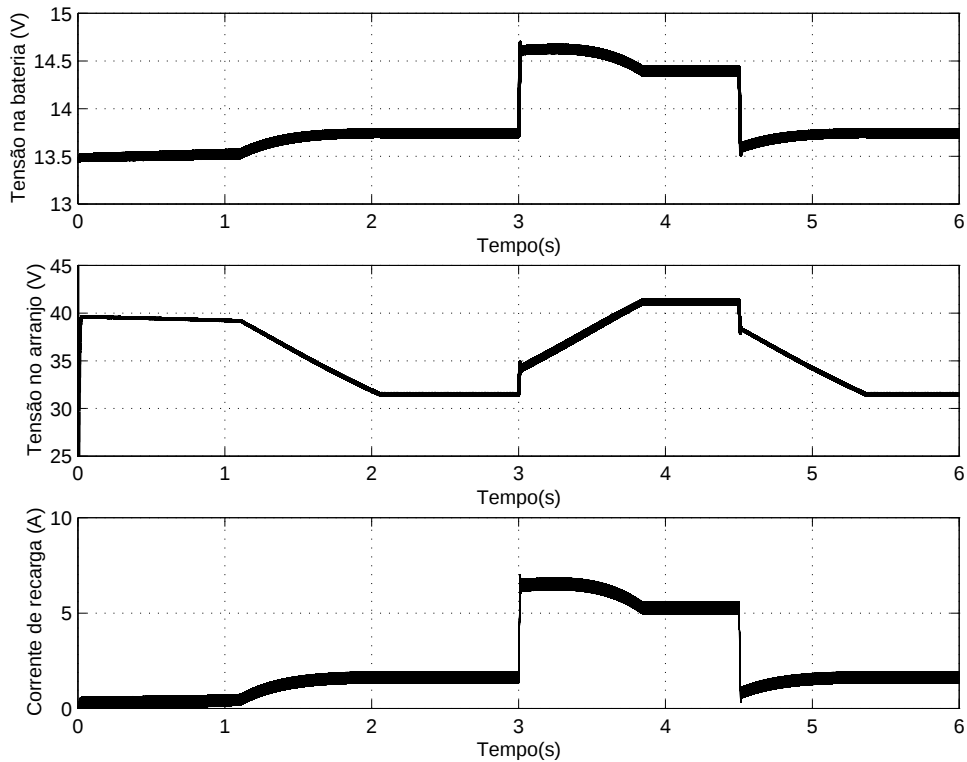


(b) Curvas da potência do arranjo fotovoltaico, da tensão no arranjo e da corrente de recarga.

Figura 90: Comportamento do controlador quando ocorrem variações de temperatura e radiação incidentes. Considera-se que a tensão na bateria seja constante e igual 10,5V.



(a) Curvas da radiação incidente, do ciclo de trabalho e da potência no arranjo.



(b) Curvas da tensão na bateria, da tensão no arranjo e da corrente de recarga.

Figura 91: Comportamento do controlador quando o processo de recarga das baterias encontra-se na região 2 (59). Considera-se que a temperatura seja de 13°C .

1,2s para se atingir a potência máxima não representa um problema, escolhe-se usar $k = 0,1$ para que as oscilações da corrente de saída sejam bem pequenas.

O funcionamento do controlador quando ocorrem mudanças de temperatura e iluminação é mostrado na figura 90. Inicialmente, o arranjo de módulos fotovoltaicos recebe $500W/m^2$ de potência incidente e encontra-se a $15^\circ C$. Em 2s, a radiação varia na forma de um degrau para $1000W/m^2$. Em 4s, a temperatura varia em degrau para $65^\circ C$. Apesar de as variações em degrau serem pouco realistas, elas permitem mostrar que o controlador se comporta adequadamente e atinge os pontos de potência máxima iguais a 44,5W, 101,7W e 78,7W, respectivamente.

O comportamento do controlador quando o processo de recarga da bateria encontra-se na região 2 é mostrado na figura 91. Nessa simulação, a bateria foi modelada como tendo uma resistência interna de $180m\Omega$ e uma tensão de circuito aberto de 13,5V. Inicialmente, é aplicada uma radiação incidente de $300W/m^2$ e o controlador trabalha no ponto de potência máxima, 23,3W, uma vez que a tensão nos terminais da bateria é menor que 14,4V. Em 3s, a radiação aumenta para $1000W/m^2$. Nota-se que há um aumento de potência do arranjo fotovoltaico e, conseqüentemente, da corrente de recarga, o que leva a uma tensão nos terminais da bateria de cerca de 14,6V. O controlador, então, atua para diminuir essa tensão e o conversor trabalha a uma potência menor, 80W. Em 4,5s, a radiação volta ao seu valor inicial, e o controlador volta a funcionar como seguidor de potência máxima.

3.6 Conclusão sobre o projeto do conversor estático

O conversor estático do tipo buck colocado entre os módulos fotovoltaicos e o banco de baterias tem como objetivos maximizar a energia fornecida por essa fonte de energia e carregar as baterias conforme a recomendação do fabricante. Assim, o seu dimensionamento é específico para essa aplicação, uma vez que leva em conta as curvas características dos módulos (figura 63) e o método de recarga da bateria (figura 59). Isso é mostrado na tabela 33, na qual observam-se os pontos de pior caso usados para o dimensionamento dos elementos do circuito da figura 62.

Para atingir os objetivos mencionados, foi proposta a estratégia de controle mostrada na figura 85, que baseia-se no método da *condutância incremental* para a busca do ponto de potência máxima dos módulos fotovoltaicos. Uma característica que diferencia esse problema dos usuais de controle de fontes chaveadas é a não-linearidade entre a tensão de saída e o ciclo de trabalho. A estratégia proposta lida de forma simples com esse problema, fazendo com que o conversor opere sempre na região à esquerda do ponto de potência máxima nas curvas da figura 64(a). O ganho k do controlador foi determinado por tentativa e erro, por meio de simulações, buscando uma solução de compromisso entre a oscilação da corrente de saída e a velocidade na busca do ponto de potência máxima. Os resultados de simulação, mostrados nas figuras 90 e 91, verificaram a adequação do controlador.

Tabela 33: Sumário dos valores de projeto para o conversor buck.

Elemento	Valor	Piores casos (usados para o dimensionamento)
L	$503\mu H$	$D = 0,322$ e $V_o = 14,4V$
C	$39\mu F$ $ESR_{max} = 160m\Omega$ $i_{C\ ac\ rms} = 280mA$	$D = 0,322$ e $V_o = 14,4V$
C_{in}	$470\mu F$ $ESR_{max} = 69m\Omega$ $i_{C_{in}\ ac\ rms} = 4,42mA$	ripple devido à variação de carga: $D = 0,312$ e $V_o = 10,5V$ ripple devido ao ESR: $D = 0,290$ e $V_o = 10,5V$ $i_{C_{in}\ ac\ rms} : D = 0,299$ e $V_o = 10,5V$
L_{in}	$13,5\mu H$	

4 *Módulo de comunicação*

A comunicação do detector com a central de operação da concessionária de energia é feita através de rádios FM, que usam um canal para transmissão, com frequência próxima de 413MHz, e outro para recepção, com frequência próxima de 429MHz, ambos com 25kHz de largura de banda. O sistema usa uma estratégia *mestre-escravos*, na qual os detectores e outros equipamentos remotos (escravos) apenas respondem a perguntas da central de operação da concessionária (mestre). O sistema opera em modo *half-duplex*, ou seja, a comunicação é bi-direcional mas não simultânea.

A comunicação entre a central e os equipamentos remotos é feita utilizando-se o protocolo DNP-3. Os sinais digitais são transmitidos usando-se uma modulação FSK padrão BELL 202 ou CCITT V.23, a uma taxa de 1200 bits/s e 1200 baud, técnica usualmente usada em sistemas via rádio. O sistema de comunicação pode ser representado pelo diagrama da figura 92.

4.1 Hardware do módulo de comunicação

O hardware do módulo de comunicação é mostrado no diagrama de blocos da figura 93.

O sinal modulado pode ser gerado tanto por uma saída de PWM, quanto por um conversor D/A controlado pela interface SPI do DSP. A escolha é feita através de um jumper na placa de circuito impresso. Esse sinal passa por um filtro de primeira ordem, com frequência de corte de 8820Hz, e por um transformador, que isola o circuito do rádio de comunicação. Um sinal digital de *PTT* (*press to talk*) também é enviado ao rádio quando deseja-se transmitir dados. Este sinal é isolado por meio de um acoplador ótico.

Quando o rádio recebe uma transmissão, ele envia um sinal digital de *carrier detect* para o DSP, que também é isolado por um acoplador ótico. O sinal recebido passa por um transformador de isolamento e por um filtro passa-baixas com frequência de corte de 8822Hz antes de ser convertido para digital no DSP.

A comunicação com o sensor, onde o protocolo DNP-3 é processado, é feita através de uma interface serial RS-232.

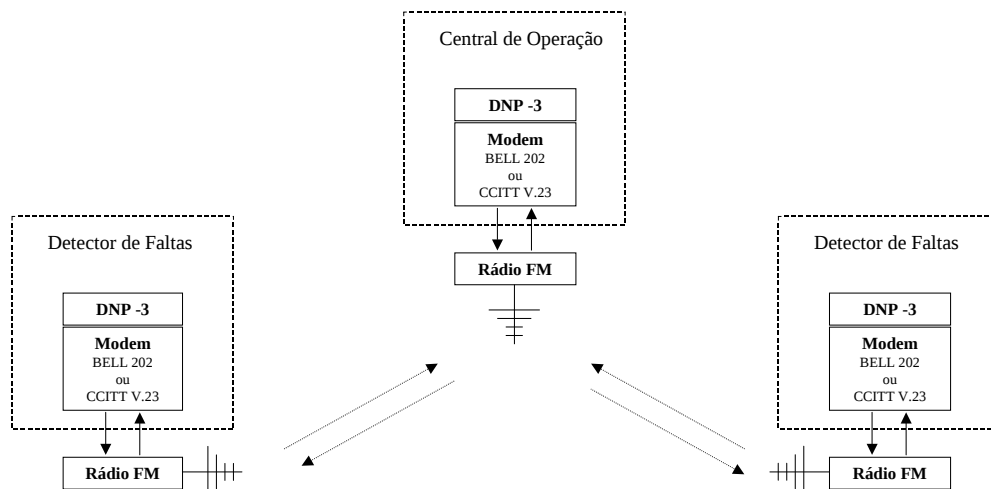


Figura 92: Diagrama do sistema de comunicação.

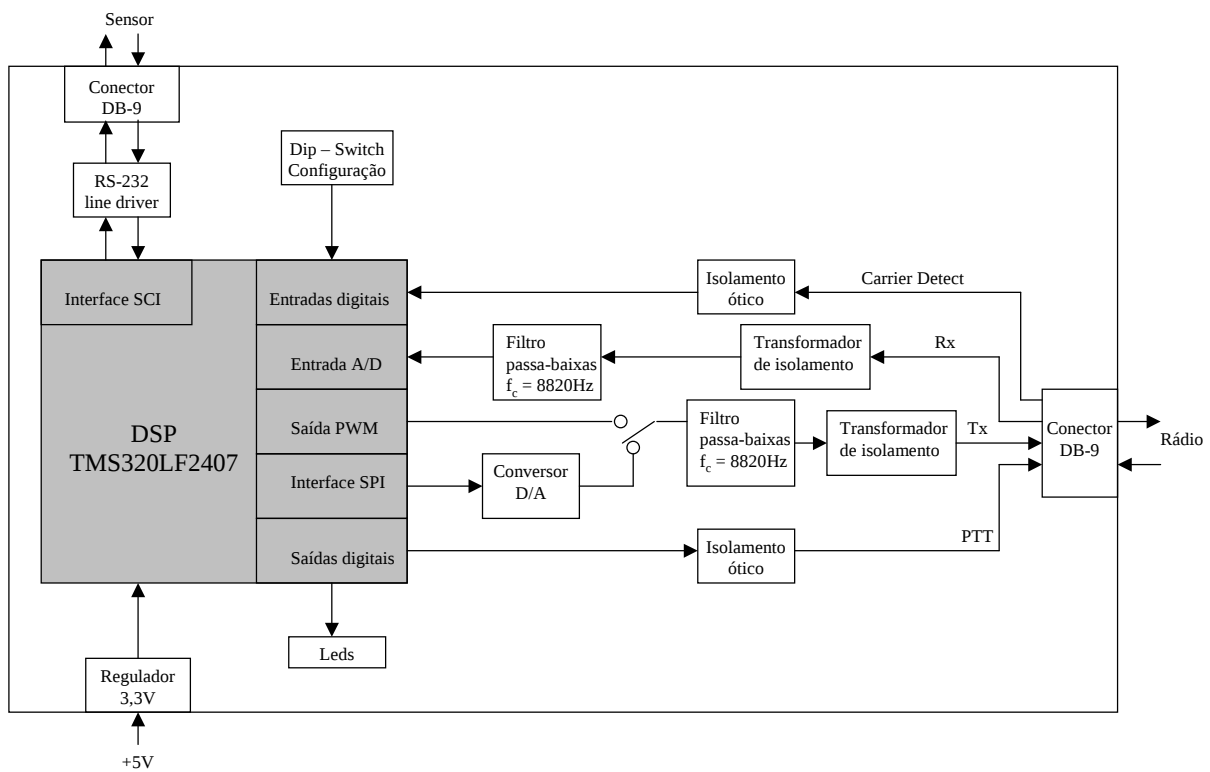


Figura 93: Diagrama de blocos do hardware do módulo de comunicação.

Tabela 34: Frequências dos padrões BELL 202 e CCITT V.23.

Padrão	Portadora (Hz)	Sinal Digital 1 (Hz)	Sinal Digital 0 (Hz)
BELL 202	1700	1200	2200
CCITT V.23	1700	1300	2100

4.2 Modulação FSK

Os padrões BELL 202 e CCITT V.23 utilizam a modulação FSK (*frequency shift keying*), na qual os sinais binários 0 ou 1 são codificados por duas frequências definidas, conforme mostrado na tabela 34 (13).

O sinal modulado normalizado pode ser escrito como

$$S(t) = \cos [(\omega_c \pm \delta\omega) t + \phi], \quad (4.1)$$

na qual ω_c é a frequência da portadora (igual a $2\pi 1700 \text{ rd/s}$ para ambos os padrões), $\delta\omega$ é o desvio de frequência (igual a $2\pi 500 \text{ rd/s}$, para o BELL 202, e $2\pi 400 \text{ rd/s}$, para o V.23), t é o tempo em segundos, ϕ é uma fase arbitrária e o sinal + ou - indica qual símbolo está sendo transmitido.

Ambos os padrões utilizam modulação não-coerente, isto é, o sinal transmitido apresenta fase contínua na mudança de símbolos e frequências não múltiplas, de forma que não é possível retirar uma informação de sincronismo da sua fase. Isso é mostrado na figura 94, na qual nota-se que cada símbolo 1 modulado, por exemplo, inicia-se com um ângulo de fase diferente.

As principais vantagens da modulação FSK são a relativa imunidade a não-linearidades na

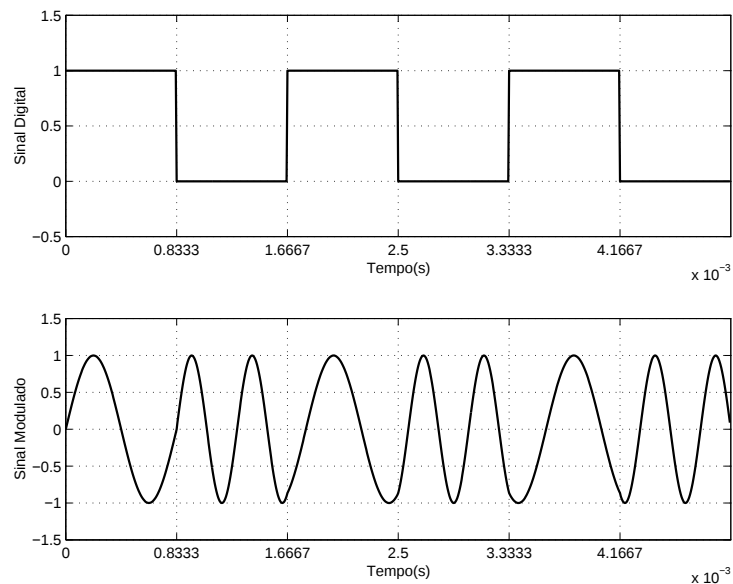


Figura 94: Sinal digital (gráfico superior) e sinal modulado no padrão BELL 202 (gráfico inferior).

amplitude e a simplicidade dos moduladores e demoduladores (13). A principal desvantagem é a baixa eficiência espectral, o que em geral implica em baixas taxas de transmissão.

4.3 Demodulação FSK

Um método simples de demodulação, proposto em (13), é mostrado pelo diagrama de blocos da figura 95.

No ponto *A*, o sinal recebido normalizado pode ser escrito, similarmente à equação 4.1, como

$$R(t) = \cos [(\omega_c \pm \delta\omega) t + \phi]. \quad (4.2)$$

No ponto *B*, o sinal atrasado pode ser escrito como

$$R(t - \tau) = \cos [(\omega_c \pm \delta\omega) (t - \tau) + \phi], \quad (4.3)$$

na qual τ é o atraso do sinal.

No ponto *C*, a multiplicação dos sinais recebido e atrasado fica

$$\begin{aligned} R(t) \cdot R(t - \tau) &= \cos [(\omega_c \pm \delta\omega) t + \phi] \cdot \cos [(\omega_c \pm \delta\omega) (t - \tau) + \phi] \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos [2(\omega_c \pm \delta\omega) t - (\omega_c \pm \delta\omega) \tau + 2\phi] + \cos [(\omega_c \pm \delta\omega) \tau] \}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

na qual se usou a identidade

$$2 \cos a \cos b = \cos(a + b) + \cos(a - b). \quad (4.5)$$

Se o atraso τ for escolhido de modo que

$$\omega_c \tau = \pi/2 \quad (4.6)$$

ou, igualmente,

$$\tau = \frac{T_c}{4}, \quad (4.7)$$

na qual T_c é o período da portadora, pode-se filtrar esse sinal de modo a remover a componente

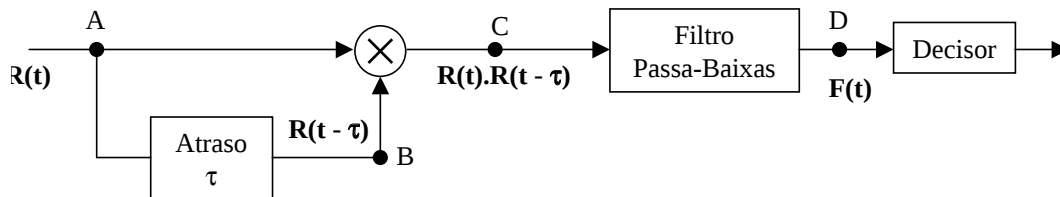


Figura 95: Diagrama em blocos do demodulador FSK.

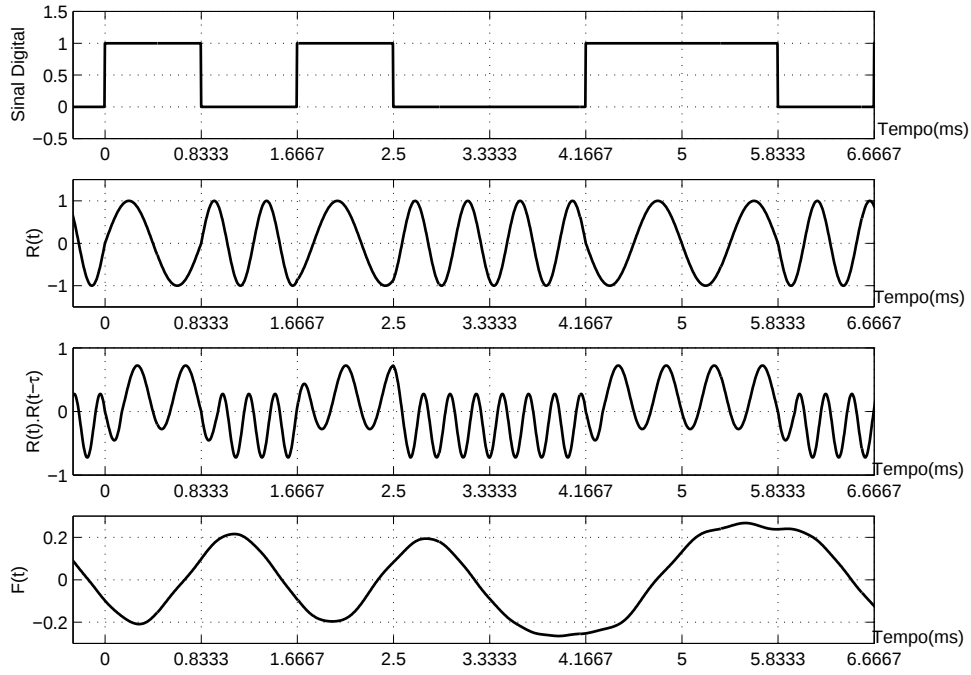


Figura 96: Processo de demodulação: no gráfico superior, é mostrado o sinal digital original; no segundo gráfico, o sinal modulado recebido (ponto A da figura 95); no terceiro gráfico, a multiplicação dos sinais recebido e atrasado (ponto C); e no gráfico inferior, o sinal filtrado por um filtro Butterworth de 3ª ordem e frequência de corte igual a 600Hz (ponto D).

com o dobro da frequência, obtendo-se, no ponto D,

$$\begin{aligned}
 F(t) &= \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} \pm \delta\omega \cdot \tau\right) \\
 &= -\frac{1}{2} \sin(\pm \delta\omega \cdot \tau) \\
 &= \mp \frac{1}{2} \sin(\delta\omega \cdot \tau).
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

O sinal de $F(t)$, portanto, indica qual bit foi recebido, que é indicado pelo decisor.

O processo de demodulação é ilustrado na figura 96. Nota-se que o sinal filtrado $F(t)$ apresenta o comportamento do sinal digital original, com um certo atraso de tempo.

Toda a demodulação deve ser efetuada digitalmente, a partir da amostragem do sinal recebido. Quando o atraso τ equivalente a um quarto do período da portadora não é múltiplo do período de amostragem, é necessário adicionar um atraso ou avanço fracionário. Isso pode ser obtido usando-se um filtro FIR com um zero, como mostrado na figura 97.

A saída desse filtro é dada por

$$Y(n) = X[n] + \beta X[n - 1]. \tag{4.9}$$

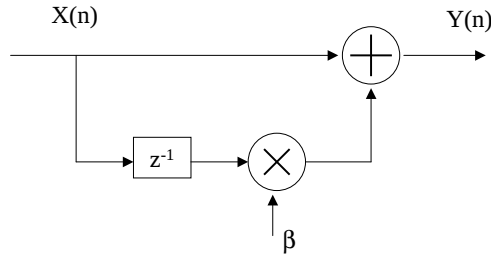


Figura 97: Diagrama em blocos do filtro FIR com um zero.

A função de transferência discreta é dada por

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = 1 + \beta z^{-1}. \quad (4.10)$$

Tendo em vista que a parte inteira de τ é realizada facilmente com um atraso de um número inteiro de períodos de amostragem, o filtro FIR deve introduzir apenas a parte fracionária do atraso. Isso pode ser feito calculando-se o atraso de grupo,

$$D_g \equiv \frac{-d\Theta(\omega)}{d\omega}, \quad (4.11)$$

na qual $\Theta(\omega)$ é a fase da resposta em frequência do filtro, que é obtida, para um período de amostragem T_s , avaliando-se $G(z)$ para $z = e^{j\omega T_s}$,

$$\begin{aligned} G(\omega) &= 1 + \beta e^{-j\omega T_s} \\ &= 1 + \beta \cos(\omega T_s) - j\beta \sin(\omega T_s), \end{aligned} \quad (4.12)$$

e escrevendo na forma magnitude-fase,

$$G(\omega) = A(\omega)e^{j\Theta(\omega)}, \quad (4.13)$$

na qual

$$A(\omega) = \sqrt{[1 + \beta \cos(\omega T_s)]^2 + [-\beta \sin(\omega T_s)]^2} \quad (4.14)$$

e

$$\begin{aligned} \Theta(\omega) &= \arctan \frac{\text{Im}\{G(\omega)\}}{\text{Re}\{G(\omega)\}} \\ &= \arctan \frac{-\beta \sin(\omega T_s)}{1 + \beta \cos(\omega T_s)}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Lembrando que, usando a regra da cadeia,

$$\frac{d}{dx} (\arctan(u)) = \frac{1}{1+u^2} \cdot \frac{du}{dx}, \quad (4.16)$$

aplica-se 4.15 em 4.11, obtendo-se

$$\begin{aligned}
 D_g &= \frac{-1}{1 + \left(\frac{-\beta \sin \omega T_s}{1 + \beta \cos \omega T_s}\right)^2} \cdot \frac{d}{d\omega} \left(\frac{-\beta \sin \omega T_s}{1 + \beta \cos \omega T_s} \right) \\
 &= \frac{-(1 + \beta \cos \omega T_s)^2}{1 + 2\beta \cos \omega T_s + \beta^2 (\cos^2 \omega T_s + \sin^2 \omega T_s)} \cdot \\
 &\quad \frac{(-\beta T_s \cos \omega T_s)(1 + \beta \cos \omega T_s) - (-\beta \sin \omega T_s)(-\beta T_s \sin \omega T_s)}{(1 + \beta \cos \omega T_s)^2} \\
 &= T_s \frac{\beta \cos \omega T_s + \beta^2}{1 + 2\beta \cos \omega T_s + \beta^2}.
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Sabendo-se a parte fracionária do atraso desejado D_g , a equação 4.17 pode ser escrita na forma

$$\left(\frac{D_g}{T_s} - 1\right) \beta^2 + \cos \omega T_s \left(2 \frac{D_g}{T_s} - 1\right) \beta + \frac{D_g}{T_s} = 0 \tag{4.18}$$

e resolvida para se encontrar o coeficiente do filtro β

$$\beta = \frac{-\cos \omega T_s \left(2 \frac{D_g}{T_s} - 1\right) \pm \sqrt{\cos^2 \omega T_s \left(2 \frac{D_g}{T_s} - 1\right)^2 - 4 \frac{D_g}{T_s} \left(\frac{D_g}{T_s} - 1\right)}}{2 \left(\frac{D_g}{T_s} - 1\right)} \tag{4.19}$$

Se for usado um valor negativo para D_g , obtém-se um avanço no sinal.

Como a função de transferência da equação 4.10 não tem ganho unitário, deve-se alterá-la para

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 + \beta} (1 + \beta z^{-1}), \tag{4.20}$$

o que não modifica sua fase e, conseqüentemente, o atraso introduzido. Na forma de equação de diferenças, obtém-se, então, o filtro FIR

$$Y(n) = \frac{1}{1 + \beta} X[n] + \frac{\beta}{1 + \beta} X[n - 1]. \tag{4.21}$$

4.4 Transmissão assíncrona

A falta da informação de sincronismo, mencionada na seção 4.2, obriga o uso de técnicas de transmissão assíncrona de dados, usando blocos pequenos limitados por bits de início e parada. Isso é necessário porque diferenças nas bases de tempo do transmissor e do receptor poderiam provocar erros na comunicação de pacotes mais longos.

Os blocos utilizados são mostrados na figura 98 e são compostos por um bit de início, ou *start*

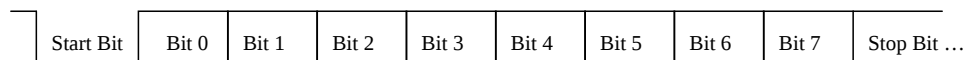


Figura 98: Formato dos blocos na transmissão assíncrona.

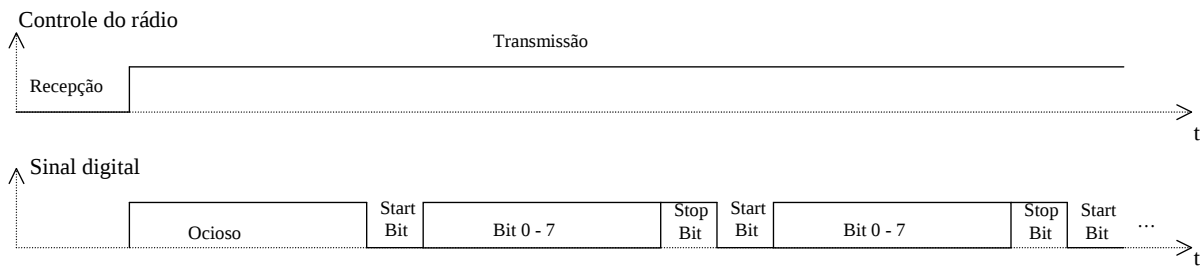


Figura 99: Etapas da transmissão.

bit, representado por um sinal digital *0*, oito bits de dados (começando do bit menos significativo, o *bit 0*) e um bit de parada, ou *stop bit*, representado por um sinal digital *1*. A taxa máxima útil é de 80% de 1200 bits/s.

Devido às características da comunicação via rádio *half-duplex*, cada transmissão é feita conforme mostrado na figura 99. O rádio, inicialmente funcionando como receptor, é acionado para transmitir. Nesse instante, o modem começa a transmitir um sinal de ocioso, de frequência idêntica à do sinal digital *1*, com duração da ordem de dezenas de milissegundos. Esse intervalo permite que os transitórios tanto do rádio transmissor quanto dos receptores terminem. Então, começa-se a transmitir os blocos de dados, sendo desnecessários intervalos de tempo entre eles.

Na recepção, a identificação do primeiro bit de início é muito importante, visto que uma falha faz com que todos os blocos concatenados sejam perdidos. Isso é mostrado na figura 100: após o período ocioso, a primeira passagem por zero do sinal filtrado $F(t)$ indica o início do primeiro *start bit*. Além disso, o decisor da figura 95 deve considerar o valor de $F(t)$ no ponto mais próximo possível do centro do bit. Para isso, deve-se detectar o princípio do *start bit* de cada bloco e, a partir dele, re-sincronizar o processo de decisão.

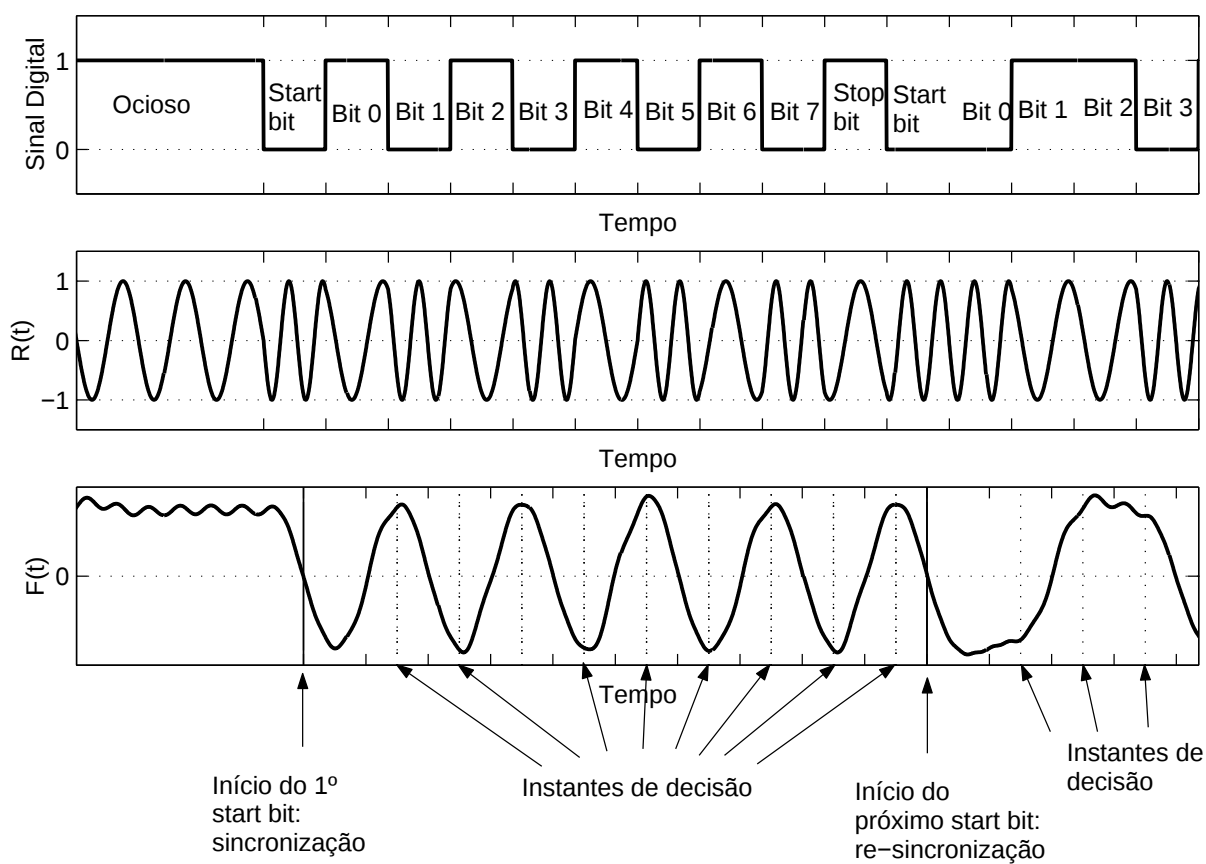


Figura 100: Detecção do *start bit* e sincronização dos instantes de decisão: no gráfico superior, a sequência digital que está modulada no sinal recebido $R(t)$, mostrado no gráfico central; no gráfico inferior, o sinal filtrado que entra no decisor.

4.5 Simulação da demodulação

Para auxiliar na escolha do filtro passa-baixas mostrado na figura 95, foi simulada no Matlab a demodulação de um sinal FSK adicionado de ruído branco gaussiano, conforme mostra o diagrama de blocos da figura 101.

Foi arbitrada a frequência de amostragem de 39600Hz. O atraso equivalente a $\pi/2$ na frequência central de 1700Hz é igual a $147,1\mu s$ ou 5,82 períodos de amostragem. Para realizá-lo, o sinal é atrasado por seis períodos e o filtro FIR da equação 4.21 produz um avanço no sinal de 0,18 períodos de amostragem. Sua equação é dada por

$$Y(n) = 1,1874 X[n] - 0,1874 X[n - 1]. \quad (4.22)$$

Primeiramente, foram simulados filtros butterworth de 3ª ordem com diferentes frequências de corte. Produziu-se um sinal modulado por uma sequência binária aleatória de 1.000.000 bits e adicionou-se a ele ruído branco gaussiano, de forma a se obter várias relações sinal-ruído (SNR). A mesma forma de onda foi demodulada usando cada um dos filtros e os resultados são mostrados na tabela 35. Percebe-se que a menor taxa de erros, definida como

$$Taxa\ de\ erros = \frac{bits\ demodulados\ incorretamente}{total\ de\ bits\ transmitidos}, \quad (4.23)$$

foi obtida usando-se o filtro com frequência de corte de 600Hz.

Foram, então, simulados filtros de frequência de corte igual a 600Hz mas de diferentes ordens, seguindo o mesmo procedimento anterior. Os resultados são mostrados na tabela 36. A menor taxa de erro é obtida quando usa-se um filtro de 3ª ordem.

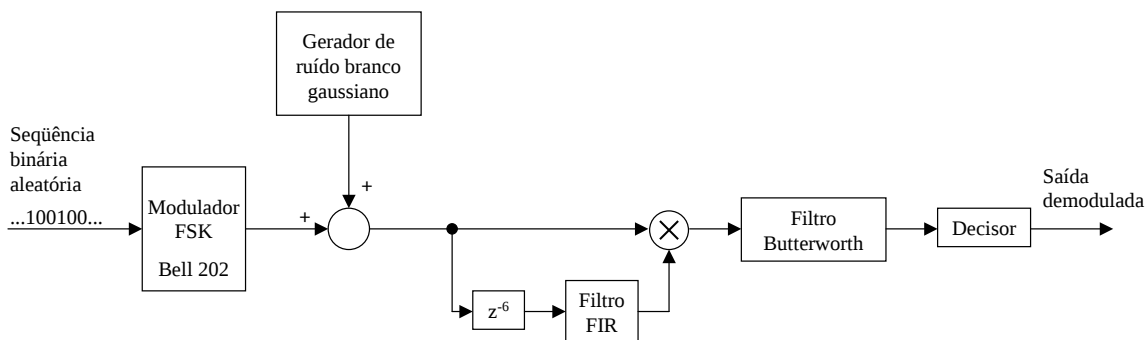


Figura 101: Diagrama de blocos da simulação.

Tabela 35: Taxa de erros para a demodulação usando um filtro butterworth de 3ª ordem.

SNR (dB)	Frequência de corte do filtro						
	450Hz	600Hz	750Hz	900Hz	1150Hz	1200Hz	1350Hz
10	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$
9	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	1.00×10^6	3.00×10^{-6}
8	4.00×10^{-6}	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	1.00×10^{-6}	4.00×10^{-6}	1.10×10^5	3.70×10^{-5}
7	5.70×10^{-5}	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	2.00×10^{-6}	2.30×10^{-5}	9.20×10^5	2.50×10^{-4}
6	2.84×10^{-4}	4.00×10^{-6}	1.50×10^{-5}	5.10×10^{-5}	1.96×10^{-4}	5.37×10^{-4}	1.27×10^{-3}
5	1.25×10^{-3}	5.20×10^{-5}	1.09×10^{-4}	3.98×10^{-4}	1.00×10^{-3}	2.15×10^{-3}	4.41×10^{-3}
4	3.48×10^{-3}	5.30×10^{-4}	9.83×10^{-4}	2.13×10^{-3}	4.20×10^{-3}	7.34×10^{-3}	1.26×10^{-2}
3	8.60×10^{-3}	2.57×10^{-3}	3.93×10^{-3}	7.10×10^{-3}	1.20×10^{-2}	1.84×10^{-2}	2.80×10^{-2}
2	1.93×10^{-2}	8.96×10^{-3}	1.22×10^{-2}	1.86×10^{-2}	2.73×10^{-2}	3.80×10^{-2}	5.26×10^{-2}
1	3.85×10^{-2}	2.39×10^{-2}	2.91×10^{-2}	3.94×10^{-2}	5.24×10^{-2}	6.77×10^{-2}	8.67×10^{-2}
0	7.03×10^{-2}	5.01×10^{-2}	5.69×10^{-2}	7.06×10^{-2}	8.72×10^{-2}	1.06×10^{-1}	1.27×10^{-1}

Tabela 36: Taxa de erros para a demodulação usando um filtro butterworth com frequência de corte de 600Hz.

SNR (dB)	Ordem do filtro			
	4	3	2	1
10	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$1,24 \times 10^{-3}$
9	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$2,48 \times 10^{-3}$
8	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$4,56 \times 10^{-3}$
7	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$< 1 \times 10^{-6}$	$7,93 \times 10^{-3}$
6	$9,00 \times 10^{-6}$	$4,00 \times 10^{-6}$	$1,20 \times 10^{-5}$	$1,30 \times 10^{-2}$
5	$8,40 \times 10^{-5}$	$5,20 \times 10^{-5}$	$1,04 \times 10^{-4}$	$2,04 \times 10^{-2}$
4	$7,21 \times 10^{-4}$	$5,30 \times 10^{-4}$	$8,81 \times 10^{-4}$	$3,10 \times 10^{-2}$
3	$3,05 \times 10^{-3}$	$2,57 \times 10^{-3}$	$3,73 \times 10^{-3}$	$4,55 \times 10^{-2}$
2	$9,76 \times 10^{-3}$	$8,96 \times 10^{-3}$	$1,19 \times 10^{-2}$	$6,71 \times 10^{-2}$
1	$2,51 \times 10^{-2}$	$2,39 \times 10^{-2}$	$2,84 \times 10^{-2}$	$9,50 \times 10^{-2}$
0	$5,35 \times 10^{-2}$	$5,01 \times 10^{-2}$	$5,61 \times 10^{-2}$	$1,29 \times 10^{-1}$

4.6 Implementação dos filtros

O DSP TMS320LF2407 opera em ponto fixo a 16 bits. Assim, os cálculos da demodulação foram implementados usando a representação Q.

O filtro FIR da equação 4.22 foi representado em Q.14:

$$Y[n] = 19454 X[n] - 3070 X[n - 1] \quad (4.24)$$

O filtro Butterworth discreto de 3ª ordem com frequência de corte de 600Hz calculado pelo Matlab é dado pela função de transferência

$$B(z) = \frac{9,82748 \times 10^{-5} z^3 + 2,94824 \times 10^{-4} z^2 + 2,94824 \times 10^{-4} z + 9,82748 \times 10^{-5}}{z^3 - 2,80967 z^2 + 2,63703 z - 0,82657} \quad (4.25)$$

A equação de diferenças equivalente, usando a representação em Q.13, é dada por

$$y[k] = 1u[k] + 2u[k-1] + 2u[k-2] + 1u[k-3] + 23017y[k-1] - 21603y[k-2] + 6771y[k-3] \quad (4.26)$$

de onde nota-se que os primeiros 4 coeficientes são muito pequenos, o que implica perda de precisão nos cálculos.

Para se resolver esse problema, a função de transferência foi fatorada,

$$B(z) = 9,82747506 \times 10^{-5} \frac{(z - 1,00000914)(z^2 + 1,99999086z + 0,99999086)}{(z - 0,90906025)(z^2 - 1,90061154z + 0,90925680)} \quad (4.27)$$

e separada em dois filtros em cascata de ganho estático unitário,

$$B_1(z) = 4,54696663 \times 10^{-2} \frac{(z - 1,00000914)}{(z - 0,90906025)} \quad (4.28)$$

e

$$B_2(z) = 2,16132553 \times 10^{-3} \frac{(z^2 + 1,99999086z + 0,99999086)}{(z^2 - 1,90061154z + 0,90925680)} \quad (4.29)$$

cujas equações de diferenças, agora escritas em Q.14, são dadas por

$$y_1[k] = 745 u[k] + 745 u[k-1] + 14894 y_1[k-1] \quad (4.30)$$

e

$$y_2[k] = 35 u[k] + 71 u[k-1] + 35 u[k-2] + 31140 y_2[k-1] - 14897 y_2[k-2] \quad (4.31)$$

4.7 Resultados experimentais

Para a realização de testes, uma montagem foi feita usando-se um modem Bell 202 comercial, conforme mostrado na figura 102. Tanto o modem comercial quanto o módulo de comunicação foram conectados a computadores via interfaces seriais RS-232, e foram conectados entre si a 4

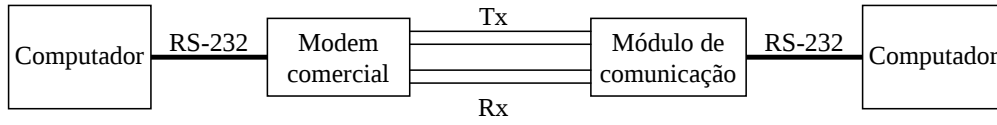


Figura 102: Diagrama de blocos da montagem usada para testes.

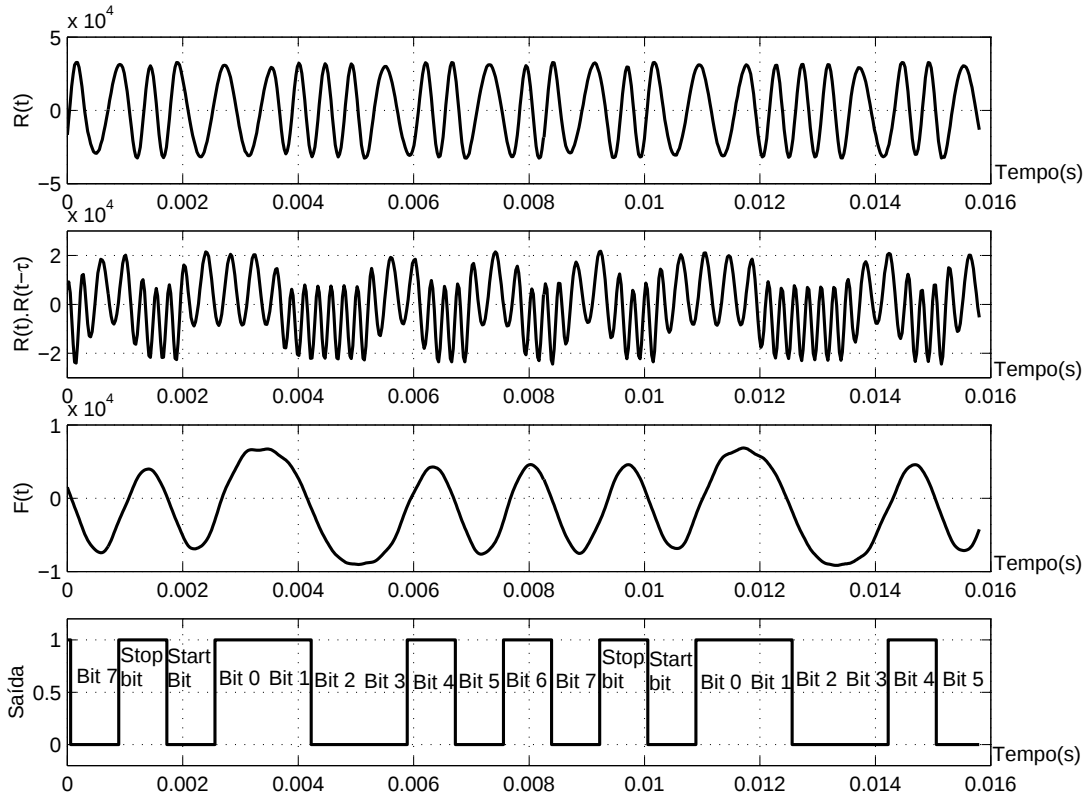


Figura 103: Resultados experimentais mostrando as etapas da demodulação. Os três gráficos superiores estão em notação Q.15.

fios.

Primeiramente, é mostrado na figura 103 um conjunto de curvas semelhantes àsquelas da figura 96, mas com dados colhidos diretamente do DSP. Esse teste foi feito enviando-se repetidamente o byte 83 pelo modem comercial.

No segundo teste realizado, foram recebidos pelo módulo de comunicação uma seqüência aleatória de 102 mil bytes, ou 816 mil bits, sem a ocorrência de nenhum erro. Logo, verificou-se uma taxa de erros menor que $1,23 \times 10^{-6}$.

No terceiro teste, foram enviados pelo módulo de comunicação uma seqüência aleatória de 102 mil bytes, ou 816 mil bits, e verificou-se a ocorrência de 79 erros, resultando numa taxa de erros igual a $9,68 \times 10^{-5}$.

4.8 Conclusão sobre o módulo de comunicação

O método de demodulação FSK utilizado, representado na figura 95, exigiu o ajuste dos parâmetros de dois filtros, um passa-baixas e um FIR para produzir avanço de tempo. Esse ajuste foi feito por tentativa e erro, por meio de simulações numéricas. O filtro passa-baixas escolhido foi do tipo butterworth de 3ª ordem, com frequência de corte de 600 Hz.

Para a implementação no DSP TMS320LF2407, que opera em ponto fixo a 16 bits, o filtro butterworth de 3ª ordem teve que ser separado em dois filtros em cascata, de 1ª e 3ª ordens, para que suas equações de diferença pudessem ser representadas apropriadamente em notação Q.14. Testes experimentais demonstraram o funcionamento adequado do modem implementado.

5 *Conclusões e propostas de continuidade*

5.1 Escolha da fonte de energia

A extração de energia do campo produzido pela linha por acoplamento magnético, usando uma bobina de 100m de comprimento colocada a no mínimo 1m de distância dos condutores fase, se mostrou inviável para linhas de distribuição com correntes baixas, pois o número de espiras e a tensão nos capacitores de compensação seriam demasiadamente elevadas. Entretanto, para correntes relativamente altas, esses valores são razoáveis.

A extração de energia por acoplamento capacitivo, usando um condutor com uma das extremidades isoladas com 100m comprimento colocado a no mínimo 1m de distância dos condutores fase, se mostrou inviável pois exigiria indutores de compensação muito elevados e que suportassem tensões muito altas. Apenas um comprimento muito maior poderia tornar essa solução viável, reduzindo esses valores.

A geração fotovoltaica mostrou viabilidade prática em relação ao uso de um transformador de média tensão dedicado ao equipamento. Um sistema desse tipo exige um banco de baterias relativamente grande, uma vez que podem ocorrer variações climáticas que diminuam a intensidade de radiação solar incidente por períodos longos. Em relação ao transformador dedicado, o gerador fotovoltaico tem algumas vantagens. A primeira delas é a facilidade de instalação, pois os módulos têm menor peso e não é necessário o desligamento da linha. Um transformador ainda exige que outros dispositivos sejam instalados, como isoladores, chaves e pára-raios. Além disso, funcionando praticamente à vazio, ele introduz perdas no sistema. Como desvantagem, pode-se apontar o custo dos módulos. Entretanto, esse vem baixando nos últimos anos.

5.2 Projeto e controle do conversor CC/CC

Como o arranjo de módulos fotovoltaicos apresenta potência limitada e dependente do ponto de operação, as curvas usadas no projeto do conversor são peculiares a essa aplicação. Os pontos de pior caso não são os mesmos das aplicações usuais em fontes chaveadas. Além disso, essa característica de potência associada ao fato de o conversor carregar um banco de baterias faz com que a tensão de saída do *buck* tenha um comportamento não-linear em relação ao ciclo de

trabalho. Isso também o difere das aplicações usuais em fontes chaveadas.

Conseqüentemente, uma estratégia de controle particular foi proposta, baseada em um algoritmo de busca de potência máxima descrito na literatura. Simulações mostraram sua adequação aos objetivos e restrições do problema.

5.3 Módulo de comunicação

Os parâmetros dos filtros usados para a demodulação FSK foram ajustados adequadamente usando simulações numéricas. A implementação num DSP TMS320LF2407 exigiu a separação do filtro butterworth de 3ª ordem em dois filtros em cascata, de 1ª e 2 ordens, tendo em vista a precisão numérica nos cálculos efetuados pelo processador de 16 bits. Resultados obtidos experimentalmente mostraram o bom funcionamento do sistema implementado.

5.4 Sugestões para continuação do trabalho

Sugere-se o estudo do uso de materiais ferromagnéticos para a construção da bobina usada na extração de energia do campo por acoplamento magnético, visando fazê-la uma alternativa viável em linhas com corrente baixa. Isso exige técnicas numéricas para o cálculo de campos eletromagnéticos.

Sugere-se também o estudo de um método de maior rigor científico para o dimensionamento de sistemas fotovoltaicos, em especial a quantidade de módulos e de baterias, baseado, por exemplo, em dados climáticos e nas características desses componentes.

Sugere-se ainda o estudo comparativo de outras topologias de conversores CC/CC para essa aplicação, uma vez que ela tem características diferentes das aplicações usuais em fontes chaveadas.

Finalmente, sugere-se o estudo de estratégias de controle que consigam um melhor compromisso entre a velocidade na busca do ponto de potência máxima e a oscilação da corrente de recarga.

Referências

- 1 AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. *Resolução Aneel nº 024, de 27 de janeiro de 2000*. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/bRES2000024.PDF>>. Acesso em: 20 dez. 2004.
- 2 JIANG, J.-A. et al. An adaptive pmu based fault detection/location technique for transmission lines part i: theory and algorithms. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 2, p. 486–493, abril 2000.
- 3 LIN, Y.-H.; LIU, C.-W.; YU, C.-S. A new fault locator for three-terminal transmission lines using two-terminal synchronized voltage and current phasors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 452–459, abril 2002.
- 4 GOPALAKRISHNAN, A. et al. Fault location using the distributed parameter transmission line model. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 4, p. 1169–1174, outubro 2000.
- 5 GALIJASEVIC, Z.; ABUR, A. Fault location using voltage measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 441–445, abril 2002.
- 6 ADU, T. An accurate fault classification technique for power system monitoring devices. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 3, p. 684–690, julho 2002.
- 7 NAVANEETHAN, S. et al. Automatic fault location for underground low voltage distribution networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 16, n. 2, p. 346–351, abril 2001.
- 8 SENGER, E. C. et al. Broken conductors protection system using carrier communication. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 2, p. 525–530, abril 2000.
- 9 VIEIRA, S. Distribuição de energia: novo sistema para detectar rompimento com módulo gsm. *Saber Eletrônica*, n. 375, p. 14–16, abril 2004.
- 10 SCHROEDER, M. A. de O. *Concepção de um sistema para extração de energia elétrica de linhas de transmissão através de acoplamento magnético* Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, dezembro 1996.
- 11 TORRES, G. L. *Análise de problemas típicos na extração de pequenas potências por efeitos eletromagnéticos nas proximidades das linha elétricas de alta tensão* Dissertação (Mestrado) — Escola Federal de Engenharia de Itajubá, maio 1986.
- 12 HUSSEIN, K. H. et al. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, n. 1, p. 59–64, janeiro 1995.
- 13 TEXAS INSTRUMENTS. *Implementation of an FSK modem using TMS320C17* Disponível em: <<http://www-s.ti.com/sc/psheets/spra080/spra080.pdf>>. Acesso em: 15 nov. 2003.
- 14 WANG, Y.-J.; LIU, S.-J. A review of methods for calculation of frequency-dependent impedance of overhead power transmission lines. *Proceedings of the National Science Council, Republic of China. Part A: Physical Science and Engineering*, v. 16, n. 2, p. 346–351, abril 2001.

- 15 MACEDO, A. *Eletromagnetismo*. 1. ed. Rio de Janeiro: Guanabara, 1988.
- 16 STEVENSON, W. *Elements of power system analysis* 4. ed. New York: McGraw-Hill, 1982.
- 17 CEPEL, Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito. *Energia solar: princípios e aplicações* Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutorial_solar.pdf>. Acesso em: 19 jul. 2004.
- 18 U.S.A. Department of Energy. *PV physics*. Disponível em: <http://www.eere.energy.gov/solar/pv_physics.htm>. Acesso em: 11 jul. 2004.
- 19 YU, G. J. et al. A novel two-mode mppt control algorithm based on comparative study of existing algorithms. In: PHOTOVOLTAICS SPECIALISTS CONFERENCE, 29., 2002, New Orleans, USA. *Proceedings...* New Orleans: IEEE, 2002. p. 1531–1534.
- 20 U.S.A. Department of Energy, Renewable Resource Data Center. *Reference solar spectral irradiance: air mass 1.5*. Disponível em: <<http://rredc.nrel.gov/solar/spectra/am1.5/>>. Acesso em: 11 jul. 2004.
- 21 U.S.A. Department of Energy. *Solar glossary of terms*. Disponível em: <http://www.eere.energy.gov/solar/solar_glossary.htm>. Acesso em: 11 jul. 2004.
- 22 CEPEL, Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito. *Potencial solar - SUNDATA*. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/abertura.htm>>. Acesso em: 11 jul. 2004.
- 23 OPTUS - NEWMAX. *Manual técnico*. Disponível em: <http://www.optus.com.br/site_newmax/12v.zip>. Acesso em: 30 jul. 2004.
- 24 GEORGIA STATE UNIVERSITY, Department of Physics and Astronomy. *Lead-acid battery*. Disponível em: <<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/leadacid.htm>>. Acesso em: 30 jul. 2004.
- 25 M+H POWER SYSTEMS. *Batteries*. Disponível em: <<http://www.mhpower.com.au/Batteries/TechBrochure/techinfo1.htm>>. Acesso em: 30 jul. 2004.
- 26 IEEE. *IEEE Std. 446-1995 - Recommended practice for emergency and standby power systems for industrial and commercial applications* New York, jul. 1996.
- 27 POWER SONIC. *Sealed lead acid batteries technical handbook* Disponível em: <<http://www.power-sonic.com/techman.pdf>>. Acesso em: 30 jul. 2004.
- 28 KISLOVSKI, A. S.; REDL, R. Maximum-power-tracking using positive feedback. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 25., 1994, Taipei, Taiwan. *PESC'94 Record*. Taipei: IEEE, 1994. v. 2, p. 1065–1068.
- 29 PAN, C.-T. et al. A fast maximum power point tracker for photovoltaic power systems. In: IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 25., 1999, San Jose, EUA. *IECON'99 Proceedings*. San Jose: IEEE, 1999. v. 1, p. 390–393.
- 30 MASOUM, M. A.; DEHBONEI, H.; FUCHS, E. F. Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage- and current-based maximum power-point tracking. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 17, n. 4, p. 514–522, dezembro 2002.
- 31 ENSLIN, J. H. R. et al. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 6, p. 769–773, dezembro 1997.

- 32 JAIN, S.; AGARWAL, V. A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 2, n. 1, p. 16–19, março 2004.
- 33 MIDYA, P. et al. Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 27., 1996, Baveno, Itália. *PESC'96 Record*. Baveno: IEEE, 1996. v. 2, p. 1710–1716.
- 34 LIM, Y. H.; HAMILL, D. C. Simple maximum power point tracker for photovoltaic arrays. *Electronics Letters*, v. 36, n. 11, p. 997–999, maio 2000.
- 35 LIM, Y. H.; HAMILL, D. C. Synthesis, simulation and experimental verification of a maximum power point tracker from nonlinear dynamics. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 32., 2001, Vancouver, Canadá. *Proceedings...* Vancouver: IEEE, 2001. v. 1, p. 199–204.
- 36 TSE, K. K.; CHUNG, H. S.-H.; HO, M. T. A novel maximum power point tracking technique for pv panels. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 32., 2001, Vancouver, Canadá. *Proceedings...* Vancouver: IEEE, 2001. v. 4, p. 1970–1975.
- 37 TSE, K. K. et al. A comparative study of maximum-power-point trackers for photovoltaic panels using switching-frequency modulation scheme. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 2, p. 410–418, abril 2004.
- 38 MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2. ed. New York: John Wiley, 2003.
- 39 SEN, P. C. *Principles of electric machines and power electronics* 2. ed. New York: John Wiley, 1996.

APÊNDICE A – Ajuste do modelo para o arranjo de módulos fotovoltaicos

Para o dimensionamento do conversor DC/DC apresentado na seção 3.3, foram utilizadas curvas das características $V \times I$ do arranjo de dois módulos fotovoltaicos Isofoton I-50 em série. Essas curvas foram obtidas do modelo mostrado na seção 2.2.2.

Cada célula fotovoltaica é aproximada pelo circuito equivalente mostrado na figura 104, que difere daquele da figura 53 por desprezar a resistência R_s .

Para um arranjo de n_s células em série e n_p módulos em paralelo, o modelo é composto pela equação 2.99,

$$I = n_p I_{ph} - n_p I_{rs} \left[\exp \left(\frac{q}{kTA} \frac{V}{n_s} \right) - 1 \right] - \frac{V}{n_s R_{sh}} ,$$

pela equação 2.100,

$$I_{rs} = I_{rr} \left[\frac{T}{T_r} \right]^3 \exp \left(\frac{qE_g}{kA} \left[\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right] \right) ,$$

e pela equação 2.101,

$$I_{ph} = [I_{scr} + k_i (T - T_r)] \frac{S}{100} ,$$

nas quais são constantes conhecidas a carga do elétron, $q = 1,602 \times 10^{-19} C$, a constante de Boltzmann, $k = 1,381 \times 10^{-23} J/K$, e a energia do band-gap do silício, $E_g = 1,1 eV$.

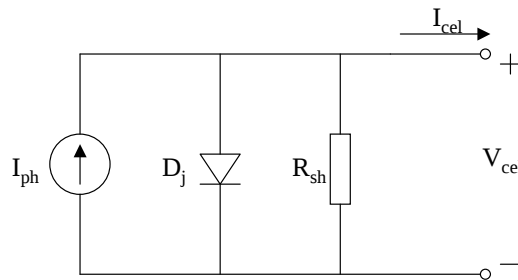


Figura 104: Modelo simplificado de uma célula fotovoltaica de silício.

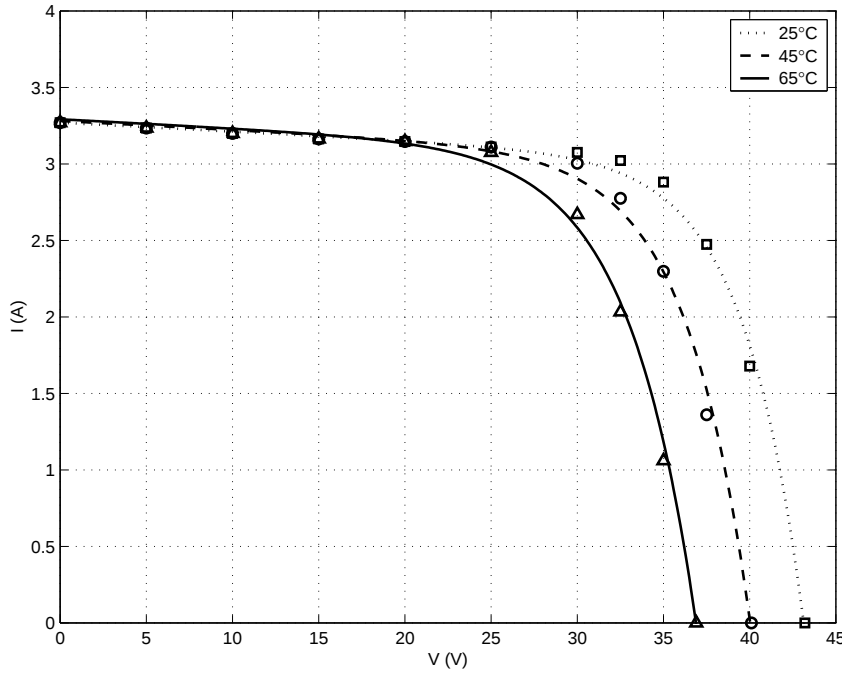


Figura 105: Curvas $I \times V$ geradas pelo modelo para $25^\circ C$, $45^\circ C$ e $65^\circ C$, e densidade de potência incidente igual a $1000 W/m^2$. Os pontos retirados das curvas do fabricante são mostrados por quadrados, círculos e triângulos, respectivamente.

O arranjo considerado é formado por dois módulos de 36 células em série. Logo, $n_s = 72$ e $n_p = 1$.

Escolhendo-se a temperatura de referência, $T_r = 298,15 K$ ($25^\circ C$), pode-se determinar a corrente de curto-circuito de referência I_{scr} como sendo o ponto na curva $V \times I$ no qual a tensão é zero, para temperatura de 25° e radiação $S = 100 mW/cm^2$ ($1000 W/m^2$). Logo, da figura 105, $I_{scr} = 3,27 A$.

O coeficiente de temperatura k_i pode ser determinado diretamente da variação de corrente de curto-circuito entre as curvas $V \times I$ para a temperatura de referência e para outra temperatura, ambas para radiação $S = 100 mW/cm^2$ ($1000 W/m^2$). Assim, da figura 105, $k_i = 5,56 \times 10^{-4} A/K$.

A resistência shunt total do módulo pode ser determinada a partir da inclinação inicial da curva $V \times I$ para a temperatura de referência e $S = 100 mW/cm^2$ ($1000 W/m^2$). As resistências R_{sh} das células estão em série no arranjo. Logo, da figura 106, $R_{sh} = 2,361 \Omega$.

Já a corrente de saturação reversa na temperatura de referência, I_{rr} , e o fator de idealidade da junção, A , foram determinados usando-se rotinas do Matlab de ajuste de curvas por mínimos quadrados, a partir dos pontos retirados das características do fabricante. Assim, foram obtidos $I_{rr} = 1,196 \times 10^{-5} A$ e $A = 1,8744$.

Pode-se verificar nas figuras 105 e 106 a adequação do modelo às curvas do fabricante.

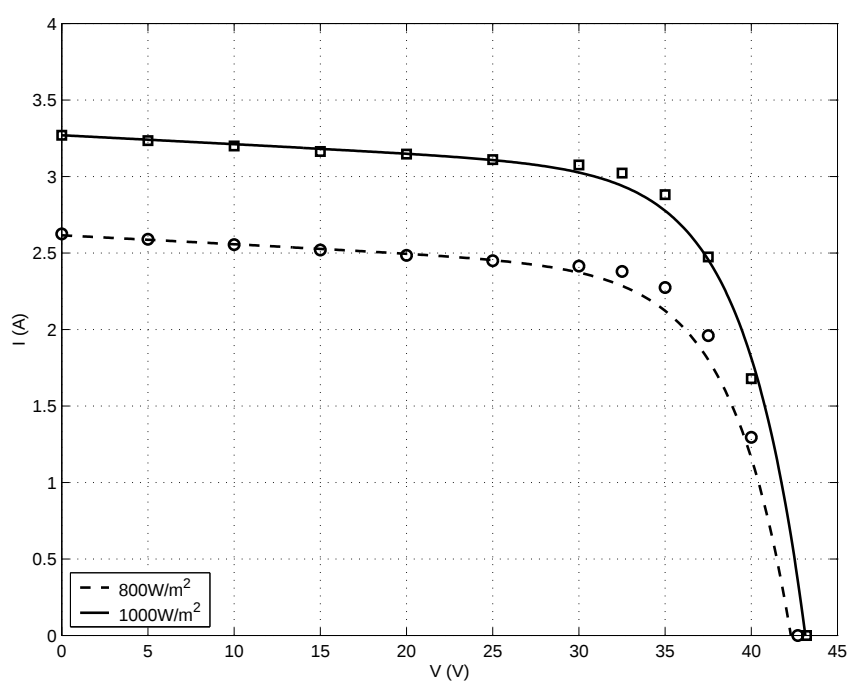


Figura 106: Curvas $I \times V$ geradas pelo modelo para $1000\text{W}/\text{m}^2$ e $800\text{W}/\text{m}^2$, e temperatura igual a 25° . Os pontos retirados das curvas do fabricante são mostrados por quadrados e círculos, respectivamente.

APÊNDICE B – Código-fonte comentado do módulo de comunicação

As rotinas do módulo de comunicação foram implementadas em linguagem C e compiladas para o DSP TMS320LF2407A da Texas Instruments. Elas estão divididas em 3 arquivos fonte e 4 cabeçalhos, como mostrado na tabela 37. É utilizada ainda uma rotina de geração de senóides disponibilizada pela Texas Instruments.

A estrutura básica da rotina do módulo de comunicação é mostrada no fluxograma da figura B. Essas funções são realizadas no código contido no arquivo `Modem_c.c`, que é mostrado na seção B.1. A tabela 38 resume o que é feito em cada bloco do fluxograma e quais as linhas de código correspondentes.

Como mostrado no bloco 8 do fluxograma, após a inicialização, o DSP apenas responde à interrupção INT1, que é gerada pelo conversor A/D a cada fim de conversão. As conversões são iniciadas pelo *timer 1* do *Event Manager A*, a cada 1010 pulsos do clock de 40MHz, o que resulta em uma frequência de amostragem de $39604kHz$.

Em cada interrupção, o DSP executa o código das linhas 394 a 507. É feita a leitura do valor convertido, armazenado no registro *RESULT0*, e o sequenciador do conversor é reiniciado

Tabela 37: Arquivos-fonte do módulo de comunicação

Arquivo	Descrição
Modem_c.c	Rotinas de inicialização e de atendimento a interrupções
Modem.h	Definição da estrutura de dados usada pela máquina de estados e de constantes pertinentes
Func_modem.c	Rotinas do modulador e do demodulador
Func_modem.h	Definição da estrutura de dados usadas pelas rotinas do modulador e demodulador e de constantes pertinentes
Serial.c	Rotinas da interface serial
Serial.h	Definição da estrutura de dados usada pelas rotinas da interface serial e de constantes pertinentes
Parametros.h	Definição de constantes de configuração do DSP
Sgt1c.asm	Rotinas do gerador de senóides disponibilizadas pela Texas Instruments
Sgen.h	Definição da estrutura de dados usada pelas rotinas do gerador de senóides
Sintb360.asm	Tabela de senos usada pelas rotinas do gerador de senóides

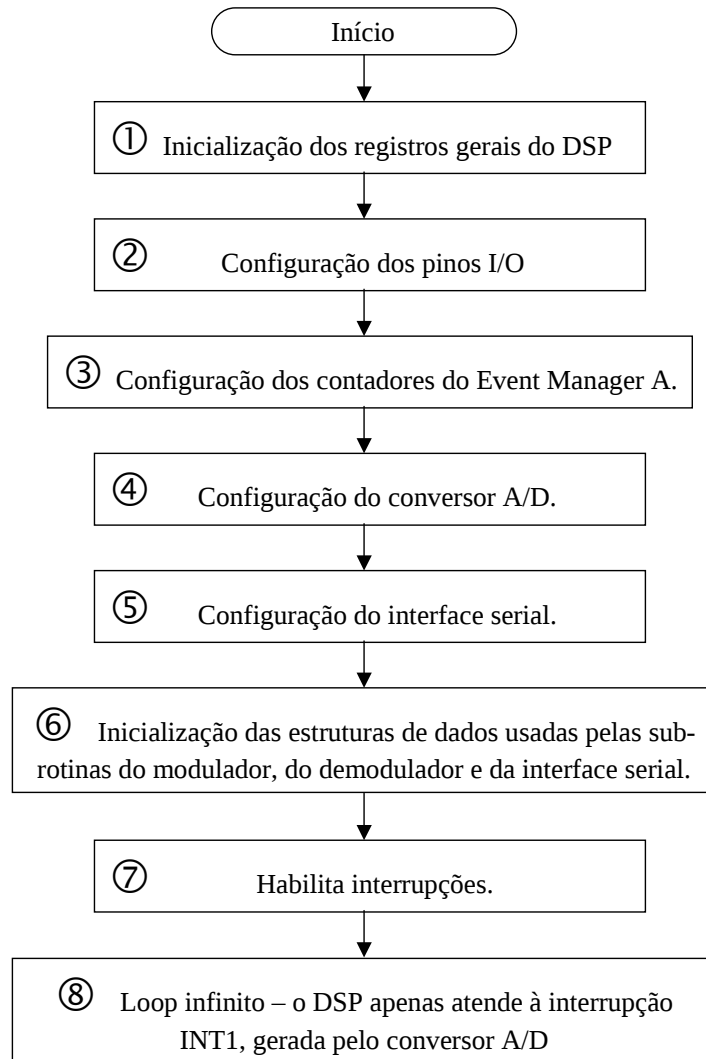


Figura 107: Fluxograma da rotina do módulo de comunicação.

(linhas 400 a 402).

Uma máquina de estados controla o funcionamento do programa, conforme mostrado na figura 108, na qual é evidente a característica *half-duplex* do módulo. As transições de estado são executadas nas linhas de 410 a 466. O módulo de comunicação sai do estado ocioso apenas quando o rádio indica que está recebendo portadora ou quando ele recebe dados pela interface serial. Nesse último caso, quando o estado passa para *DELAY INÍCIO TRANSMISSÃO*, o DSP liga o sinal de *PTT*, acionando o rádio, e espera um intervalo de X milissegundos. Ao final da transmissão, ele aguarda um período de Y milissegundos até desligar o *PTT*. X e Y são definidos em `modem.h`.

Durante o estado *RECEBENDO*, a cada interrupção é chamada a função `demodulador_novas_amstras(...)` e, a cada duas, a função `demodulador_processa(...)`. Ambas se encontram no arquivo `func_modem.c`, mostrado na seção B.3, e utilizam uma estrutura

Tabela 38: Linhas de código do arquivo `Modem_c.c` que realizam os blocos do fluxograma da figura B.

Bloco	Linhas	Descrição
1	41-87	Desabilita interrupções; configura frequência do cristal; habilita conversor A/D, interface SCI, interface SPI, Event Managers A e B; desabilita watchdog; configura apenas a interrupção INT1; configura wait-states da memória externa.
2	88-155	Habilita pinos da interface SCI ou SPI, PWM1, W/R das memórias externas e dos leds da placa.
3	156-270	Configura contagem up, com frequência de 39600Hz, dispara A/D nos picos da contagem.
4	271-335	Configura A/D para gerar a interrupção INT1 a cada conversão, modo start-stop, apenas canal 1.
5	336-384	Configura a interface serial para comunicação de 8 bits de dados, 1 bit de parada, taxa de 9600bps e sem gerar interrupções.
6	386-391	Inicializa as estruturas de dados do modulador, do demodulador e da interface serial.
7	33	Habilita interrupções.
8	34-36	Loop infinito.

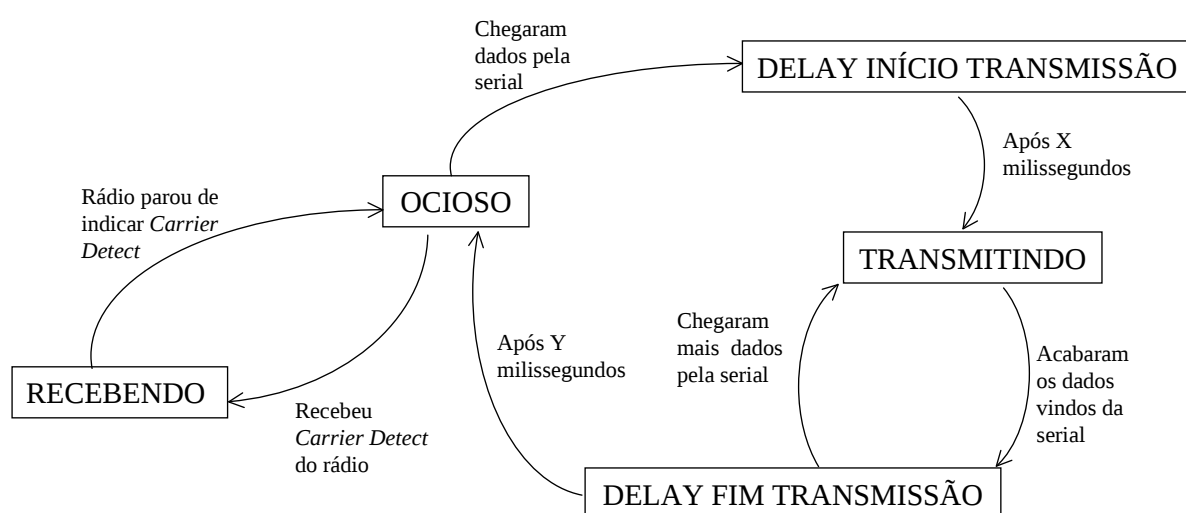


Figura 108: Máquina de estados do módulo de comunicação.

Tabela 39: Estrutura de dados usada pelas funções do demodulador.

Tipo da variável	Nome	Utilização	Descrição
int array	buffer2_amstras	Interna	Buffer de amostras do A/D
int	indice2	Interna	Índice do buffer2_amstras
int	saida_filtro	Interna	Valor da saída do filtro butterworth
int	databits	Interna	Tamanho do bloco de dados
int	idle	Interna	Armazena qual bit indica estado ocioso da linha
int	stopbit	Interna	Indica se é usado stop bit
int	startbit	Interna	Indica qual é o start bit
int array	buffer3_saida	Leitura externa	Buffer de saída dos dados demodulados
int	indice3_leitura	Leitura e escrita externa	Próxima posição no buffer3_saida a ser lida
int	indice3_escrita	Leitura externa	Próxima posição no buffer3_saida a ser escrita
int	contador_amstras	Interna	Contador interno
int	ready	Interna	Variável de controle interna
int	recebendo	Interna	Variável de controle interna

de dados do tipo `demodulador`, que é mostrada na tabela 39 e que foi definida nas linhas de 942 a 957 do arquivo `func_modem.h`, reproduzido na seção B.4.

A função `demodulador_novas_amstras(...)` calcula o sinal $F(k)$, versão discreta de $F(t)$ mostrado na figura 95. Primeiramente, calcula-se o sinal $R(t - \tau)$ aplicando-se um atraso inteiro de 6 períodos de amostragem e passando-o pelo filtro FIR da equação 4.24, ou seja,

$$R[n - \tau] = 19454 R[n - 6] - 3070 R[n - 7] \quad (\text{B.1})$$

As amostras obtidas 6 e 7 períodos atrás estão armazenadas em `buffer2_amstras`, que tem exatamente 7 posições. Na linha 658, calcula-se o termo $-3070 X[n - 7]$, nas linhas de 659 a 666, soma-se o termo $19454 X[n - 6]$, e na linha 667, converte-se o resultado para Q.15. A multiplicação $R[n].R[n - \tau]$ é feita na linha 669 e o resultado é aplicado, na linha 673, no filtro butterworth implementado pela função `butter(...)`, mostrada na seção B.3. Nas linhas de 620 a 631, é calculada a equação 4.31 e, nas linhas de 634 a 643, a equação 4.30.

A função `demodulador_novas_amstras(...)` implementa o decisor da figura 95, baseado no sinal da média móvel $F(k)$. Durante as primeiras 7 amostragens, aguarda-se que os buffers mencionados no parágrafo anterior sejam preenchidos e o decisor não trabalha (linhas 689 e de 734 a 736). No funcionamento normal, o decisor procura o início do *start bit* (linhas de 693 a 697), como mostrado na figura 100, faz uma verificação no meio dele (linhas de 701 a 704) e decide na amostra mais próxima do centro de cada um dos bits de dados (linhas de 706 a 713). Cada bit decidido vai sendo armazenado no `buffer3_saida`. Se o *stop bit* for verificado com sucesso (linhas de 716 a 719), `indice3_escrita` é incrementado (linhas 720 e 721), indicando

Tabela 40: Estrutura de dados usada pelas funções da interface serial.

Tipo da variável	Nome	Utilização	Descrição
int array	buffer_rx	Leitura externa	Buffer dos dados recebidos
int array	buffer_tx	Escrita externa	Buffer dos dados a serem enviados
int	indice_tx_enviado	Interna	Próxima posição de buffer_tx a ser enviada
int	indice_tx_escrita	Escrita Externa	Próxima posição de buffer_tx a ser escrita
int	indice_rx_leitura	Leitura e escrita externa	Próxima posição de buffer_rx a ser lida
int	indice_rx_escrita	Interna	Próxima posição de buffer_rx a ser escrita

que outro byte válido foi escrito no buffer.

Logo, a interface com o demodulador é feita da seguinte forma: verifica-se se **indice3_escrita** é diferente de **indice3_leitura**. No caso verdadeiro, a posição indicada por **indice3_leitura** no **buffer3_saida** contém um byte demodulado; essa posição deve ser lida e o valor de **indice3_leitura** deve ser incrementado, ou zerado, se o tamanho do buffer for excedido. Esse procedimento é realizado nas linhas de 474 a 481, no estado *RECEBENDO*, e o byte lido é colocado no **buffer_tx** da estrutura de dados das funções da interface serial, para ser transmitido. Essa estrutura é definida nas linhas de 1063 a 1071 do arquivo **serial.h**, reproduzido na seção B.6, e é mostrada na tabela 40.

A função **processa_sci(...)** é chamada a cada duas interrupções, independentemente do estado em que o módulo de comunicação se encontra, para transmitir ou receber dados pela interface serial do DSP (linha 503). Notadamente, isso acontece alternadamente com a função **demodulador_processa(...)** quando está-se no estado *RECEBENDO*, visto que essas tomam um tempo significativo para serem processadas.

A função **processa_sci(...)** encontra-se no arquivo **serial.c**, reproduzido na seção B.5, nas linhas de 994 a 1033. Primeiramente, é verificado se há dados no buffer para serem transmitidos, indicado por uma diferença entre as variáveis **indice_tx_enviado** e **indice_tx_escrita** da estrutura de dados (linha 997). Em caso verdadeiro, e se o registrador **SCICTL2** indicar que a interface serial esteja livre, o valor que se encontra no **buffer_tx** na posição indicada por **indice_tx_enviado** é transferida para o registrador **SCITXBUF** (linha 1003) e o hardware se ocupará de transmiti-lo. O **indice_tx_enviado** é, então, incrementado (linhas de 1004 a 1009). Verifica-se, também, se algum dado foi recebido através do registrador **SCIRXST**, na linha 1014. Em caso verdadeiro, o valor é escrito no **buffer_rx** na posição indicada por **indice_rx_escrita** (linha 1017), que é incrementado (linhas de 1018 a 1023). Já nas linhas de 1027 a 1032, a interface é reiniciada em caso de erro de recepção.

Tabela 41: Estrutura de dados usada pelas funções do modulador.

Tipo da variável	Nome	Utilização	Descrição
Ponteiro para SGENT_1	sgen	Interna	Ponteiro para a estrutura de dados do gerador de senos
int	buffer1_entrada	Escrita externa	Buffer dos dados a serem enviados
int	indice1_enviado	Interna	Próxima posição de buffer1_entrada a ser enviada
int	indice1_escrita	Escrita Externa	Próxima posição de buffer1_entrada a ser escrita
int	databits	Interna	Armazena o tamanho do bloco de dados
int	idle	Interna	Armazena qual bit indica estado ocioso da linha
int	stopbit	Interna	Indica se é usado stop bit
int	startbit	Interna	Indica qual é o start bit
int	transmitindo_word	Interna	Variável de controle interno
int	transmitindo_bit	Interna	Variável de controle interno
int	contador_amstras	Interna	Variável de controle interno
int	contador_bit	Interna	Variável de controle interno
int	tipo	Interna	Indica se a saída modulada é sintetizada por PWM ou pelo conversor D/A

Assim, para transmitir alguma coisa pela serial, deve-se apenas escrever o byte **nobuffer_tx** na posição indicada pelo **indice_tx_escrita** e incrementá-lo, ou zerado, se o tamanho do buffer for excedido. Esse procedimento é realizado nas linhas de 476 a 478 no estado *RECEBENDO*. Já quando se deseja processar aquilo que foi recebido pela interface serial, deve-se verificar se **indice_rx_escrita** é diferente de **indice_rx_leitura**, o que indica que bytes válidos estão disponíveis no **buffer_rx**. Lê-se, então, a posição indicada em **indice_rx_leitura**, que é incrementado, ou zerado, se o tamanho do buffer for excedido. Isso é feito nas linhas 489, 491, 494 e 495, no estado *TRANSMITINDO*.

Nesse estado, os bytes recebidos pela serial vão sendo colocados no **buffer1_entrada** da estrutura de dados usada nas funções do modulador (linha 492), que é definida no arquivo **func_modem.h**, reproduzido na seção B.4, e mostrada na tabela 41.

Tanto no estado *TRANSMITINDO* quanto no *DELAY INÍCIO DE TRANSMISSÃO* e no *DELAY FIM DE TRANSMISSÃO* são chamadas as funções **modulador_processa(...)** e **modulador_bit(...)** (linhas 498 e 499).

A função **modulador_processa(...)** é definida no arquivo **func_modem.c**, reproduzido na seção B.3, nas linhas de 783 a 891. Ao fim da transmissão de cada byte, as variáveis de controle **transmitindo_bit** e **transmitindo_word** têm o valor **NAO**. Quando há bytes para serem transmitidos, indicado pela diferença entre **indice1_enviado** e **indice1_escrita** (linha 789), ajusta-se a frequência do gerador de senóides para aquela do *start bit* (linhas 792 e 793), zera-se

`contador_bit`, que determinará qual o bit do byte está sendo transmitido (linha 795), e altera-se a variável `transmitindo_word` (linha 796). Além disso, altera-se a variável `transmitindo_bit` na linha 887. Essa função não fará nada até que o valor dessa variável volte a ser `NAO`.

Isso só vai acontecer quando a função `modulador_bit(...)` for chamada 33 vezes, o que equivale ao tempo de 1 bit. Essa função é definida no arquivo `func_modem.c`, reproduzido na seção B.3, nas linhas de 895 a 913. A cada chamada, é calculado um novo valor da senóide (linha 904), que é colocado no registrador de comparação do gerador de PWM do DSP (linha 908) e o contador de amostras é incrementado (linha 897). No último período de amostragem de cada bit, o contador é zerado e a variável `transmitindo_bit` recebe o valor `NAO`, indicando que finalizou-se a transmissão de um bit (linhas de 898 a 902).

Na próxima chamada da função `modulador_processa(...)`, a frequência do gerador de senóides é modificada conforme o valor do bit menos significativo (linhas de 807 a 811), o contador de bits é incrementado (linha 833) e `transmitindo_bit` é alterado (linha 887). Após 33 períodos de amostragem, essa função analisará o próximo bit de maneira similar. Isso se repetirá para todos os bits de dados. Quando chegar a vez do *stop bit*, a variável `transmitindo_word` recebe o valor `NAO`, indicando o fim da transmissão do byte (linha 879), e o valor de `indice1_enviado` é atualizado (linha 880 e 881).

Quando se está no estado *DELAY INÍCIO DE TRANSMISSÃO* ou no *DELAY FIM DE TRANSMISSÃO*, como não há no `buffer1_entrada` bytes para serem transmitidos, a função `modulador_processa(...)` faz com que sejam mandados bits de ocioso (linhas 800 e 801).

Assim, a interface com as funções do modulador são feitas simplesmente escrevendo-se o byte que se deseja transmitir no `buffer1_entrada` na posição `indice1_escrita`, que deve então ser incrementada, ou zerada, se o tamanho do buffer for excedido.

B.1 *Modem_.c.c*

```

1  #include "sysvecs.h"
2  #include "regs240x.h"
3  #include "parametros.h"
4  #include "func_modem.h"
5  #include "sgen.h"
6  #include "serial.h"
7  #include "modem.h"
8
9  #define MODULADOR 1
10 /* para modulador PWM, define-se PWM
11     para modulador DAC, define-se DAC*/
12
13 int buf[1000];
14 /*int buf2[1000]; */
15 int i=0;
16 int j=0;
17 int k =0;
```

```

18
19 demodulador dem;
20 modulador mo;
21 sci ser;
22 SGENT_1 sgen = SGENT_1_DEFAULTS;
23
24 status controle = STATUS_DEFAULT;
25
26
27 void RstSystem(void);
28
29 void main()
30 {
31     RstSystem();
32
33     asm("    CLRC INTM          ");    /* Enable interrupts*/
34     while(1)                      /* Nothing running in the background at present */
35     {
36     }
37
38 }
39
40 /*****Reset do sistema *****/
41 void RstSystem(void)
42 {
43
44     asm("    SETC INTM");    /* Desabilita todas interrupções */
45     asm("    CLRC SXM");
46     asm("    CLRC OVM");
47     asm("    CLRC CNF");
48     asm("    SPM 0    ");
49
50     /*** Configure the System Control and Status registers ***/
51     SCSR1 = 0x00EC;
52     /*
53     bit 15      0:      reserved
54     bit 14      0:      CLKOUT = CPUCLK
55     bit 13-12   00:      IDLE1 selected for low-power mode
56     bit 11-9    000:     PLL x4 mode
57     bit 8       0:      reserved
58     bit 7       1:      1 = enable ADC module clock
59     bit 6       1:      1 = enable SCI module clock
60     bit 5       1:      1 = enable SPI module clock
61     bit 4       0:      1 = enable CAN module clock
62     bit 3       1:      1 = enable EVB module clock
63     bit 2       1:      1 = enable EVA module clock
64     bit 1       0:      reserved
65     bit 0       1:      clear the ILLADR bit
66     */
67
68     EVAIMRA |= 0x0080;          /* enable desired EVA group A interrupts */
69
70     /*** Disable the watchdog timer ***/
71     WDCR = 0x00E8;
72     /*
73     bits 15-8   0's:      reserved
74     bit 7       1:      clear WD flag
75     bit 6       1:      disable the dog
76     bit 5-3     101:      must be written as 101
77     bit 2-0     000:      WDCLK divider = 1
78     */
79
80     /*** Setup the core interrupts ***/

```

```

81     IMR = 0x0000; /* zera a mascara de interrupções (desabilita todas) */
82     IFR = 0x003F; /* clear any pending core interrupts */
83     IMR = 0x0001; /* habilita apenas a interrupção INT1 */
84
85     /*** wait-states para fazer interface com memórias externas*/
86     WSGR=0x0000; /* sem nenhum wait-state*/
87
88     /******* Pinos I/O *****/
89     MCRA = 0x0003;
90     /* MCRA = 0000 0000 0000 0011
91         FEDC BA98 7654 3210
92
93         bits 1-0 = 11: Habilita os pinos da interface serial
94     */
95
96     MCRB = 0x0001;
97     /* MCRB = 0000 0000 0000 0001
98         FEDC BA98 7654 3210
99
100        bits 0 = 1: Habilita o pino W/R
101    */
102
103    if(MODULADOR == PWM)
104    {
105        MCRA |= 0x0040;
106        /* MCRA |= 0000 0000 0100 0000
107            FEDC BA98 7654 3210
108
109            bit 6 = 1: Habilita pino saída PWM1
110        */
111    }
112    }else
113    {
114        MCRB |= 0x0034;
115        /* MCRB |= 0000 0000 0011 0100
116            FEDC BA98 7654 3210
117
118            bit 5-4 = 11: habilita pinos SPISTE e SPICLK da interface SPI
119            bit 2 = 1: habilita pino SPISIMO da interface SPI
120        */
121    }
122    }
123
124    PADATDIR = 0x0800;
125    /* PADATDIR = 0000 1000 0000 0000
126        FEDC BA98 7654 3210
127
128        bit 11 = 1: Pino IOPA3 é saída (PTT)
129        bit 10 = 0: Pino IOPA2 é entrada (CD)
130        bits 15-12 e 9-8 = 0: demais pinos IOPA são entradas
131    */
132
133    PBDATDIR = 0x0000;
134    /* PBDATDIR = 0000 0000 0000 0000
135        FEDC BA98 7654 3210
136
137        bits 15-8 = 0: todos os pinos IOPB são entradas
138    */
139
140    PEDATDIR = 0x0000;
141    /* PEDATDIR = 0001 1110 0000 0000
142        FEDC BA98 7654 3210
143

```

```

144             bits 12-9 = 1: os pinos IOPE1, IOPE2, IOPE3, IOPE4 são saídas
145             bits 15-13 e 8 = 0: os demais pinos são entradas
146  */
147
148     PFDATDIR = 0x1e00;
149  /* PFDATDIR = 0001 1110 0000 0000
150     FEDC BA98 7654 3210
151
152             bits 12-9 = 1: os pinos IOPF1, IOPF2, IOPF3, IOPF4 são saídas
153             bits 15-13 e 8 = 0: os demais pinos são entradas
154  */
155
156  /***** Contador *****/
157  if(MODULADOR == PWM)
158  {
159      GPTCONA = 0x0140;
160  /*   GPTCONA ; Configuração geral dos contadores do EVA
161
162          #0000 0001 0100 0000b = 0x0140
163          |||| |||| |||| ||||
164          FEDC BA98 7654 3210
165          |||| |||| |||| ||||_ (4 bits) não usado quando não há comparações
166          |||| |||| ||||_----- reservado
167          |||| |||| |||_----- reservado
168          |||| |||| ||_----- habilita comparações
169          |||| |||| |_----- (2 bits) timer1 dispara AD nos picos max contagem
170          |||| |||_----- (2 bits) timer2 não dispara o AD
171          |||| |_----- reservado
172          ||||_----- reservado
173          |||_----- não usado para configuração
174          ||_----- não usado para configuração
175          |_----- reservado
176  */
177  }else
178  {
179      GPTCONA = 0x0100;
180  /*   GPTCONA ; Configuração geral dos contadores do EVA
181
182          #0000 0001 0000 0000b = 0x0100
183          |||| |||| |||| ||||
184          FEDC BA98 7654 3210
185          |||| |||| |||| ||||_ (4 bits) não usado quando não há comparações
186          |||| |||| ||||_----- reservado
187          |||| |||| |||_----- reservado
188          |||| |||| ||_----- desabilita comparações
189          |||| |||| |_----- (2 bits) timer1 dispara AD nos picos max contagem
190          |||| |||_----- (2 bits) timer2 não dispara o AD
191          |||| |_----- reservado
192          ||||_----- reservado
193          |||_----- não usado para configuração
194          ||_----- não usado para configuração
195          |_----- reservado
196  */
197  }
198
199  T1CON &= 0x0FFBF; /* desabilita contador 1 (EVA): bit 6 = 0 */
200
201  T1PR    = PERIODO_CONTAGEM; /* Set period register */
202
203  T1CNT    = 0x0000; /*reseta o contador 1*/
204
205  if(MODULADOR == PWM)
206  {

```

```

207
208     ACTRA = 0x0001;
209     /* ACTRA = 0000 0000 0000 0001
210        FEDC BA98 7654 3210
211
212        bits 15-2 = 0: não são usados
213        bits 1-0 = 01: saída PWM1 no modo "active low"
214     */
215
216     CMPR1 = PERIODO_CONTAGEM/2; /*registro de comparação do PWM*/
217
218     COMCONA = 0x8200;
219     /* COMCONA = 1000 0010 0000 0000
220        FEDC BA98 7654 3210
221
222        bit 15 = 1 : habilita comparações
223        bits 14-13 = 00: carrega registros CMPRx no underflow
224        bit 12 = 0: desabilita space vector
225        bits 11-10 = 00: registros ACTRx no underflow
226        bit 9 = 1: habilita os pinos PWM
227        bit 8 = 0: não usado
228        bits 7-0 = 0: reservados
229     */
230
231     T1CON = 0x1042; /* Enable timer counter */
232     /* T1CON : Configura contador 1 (EVA)
233
234        #0001 0000 0100 0010b = 0x1042
235        |||| |||| |||| ||||
236        FEDC BA98 7654 3210
237        |||| |||| |||| ||||_ reservado
238        |||| |||| |||| ||||_ habilita comparações
239        |||| |||| |||| |____ (2 bits) carrega os comparadores no underflow
240        |||| |||| |||______ clock interno
241        |||| |||| |||______ habilita o contador
242        |||| |||| |______ reservado
243        |||| |||______ 3(bits) divisor do clock = 1
244        |||||______ (2 bits) Contagem Up
245        |||______ reservado
246        |______ (2 bits) pára imediatamente quando em debug
247
248     */
249     }else
250     {
251         T1CON = 0x1040; /* Enable timer counter */
252         /* T1CON : Configura contador 1 (EVA)
253
254        #0001 0000 0100 0000b = 0x9040
255        |||| |||| |||| ||||
256        FEDC BA98 7654 3210
257        |||| |||| |||| ||||_ reservado
258        |||| |||| |||| ||||_ desabilita comparações
259        |||| |||| |||| |____ (2 bits) não usado quando não há comparação
260        |||| |||| |||______ clock interno
261        |||| |||| |||______ habilita o contador
262        |||| |||| |______ reservado
263        |||| |||______ 3(bits) divisor do clock = 1
264        |||||______ (2 bits) Contagem Up
265        |||______ reservado
266        |______ (2 bits) pára imediatamente quando em debug
267
268     */
269     }

```

```

270
271  /*** Configure ADC ***/
272
273      ADCTRL1 = 0x0306;
274  /*      ADCTRL1 ; Configures ADC operation
275
276          #0000 0011 0100 0110b = 0x1306
277          |||| |||| |||| ||||
278          FEDC BA98 7654 3210
279          |||| |||| |||| ||||_ fail self-test desabilitado
280          |||| |||| |||| ||||_ indiferente sem calibração
281          |||| |||| |||| ||||_ indiferente sem calibração
282          |||| |||| |||| |____ calibração desabilitada
283          |||| |||| |||| |____ modo com duas sequências de conversão
284          |||| |||| ||| |____ interrupção de alta prioridade - INT1
285          |||| |||| ||| |____ modo de conversão start-stop
286          |||| |____ (5 bits) janela de sample-&-hold (depende de Zsource)
287          ||| |____ (2 bits) durante debug: pára imediatamente
288          || |____ não dá reset
289          | |____ reservado
290  */
291
292      ADCTRL2= 0x6742;
293  /*      ADCTRL2 ; Configures ADC operation
294
295          #0110 0111 0100 0010b = 0x6742
296          |||| |||| |||| ||||
297          FEDC BA98 7654 3210
298          |||| |||| |||| ||||_ EVB não é trigger de SEQ2
299          |||| |||| |||| ||||_ zera o bit "ocorreu interrupção SEQ2"
300          |||| |||| |||| |____ (2 bits) interrupção desabilitada para SEQ2
301          |||| |||| |||| |____ não usado para configuração
302          |||| |||| ||| |____ não usado para configuração
303          |||| |||| || |____ reset no sequenciador 2
304          |||| |||| | |____ sem trigger externo
305          |||| |||| | |____ trigger da sequência 1(SEQ 1): EVA
306          |||| || | |____ zera o bit "ocorreu interrupção SEQ1"
307          |||| | |____ (2 bits) interrupção a cada fim-de-conversão SEQ1
308          |||| | |____ não usado para configuração
309          |||| | |____ não usado para configuração
310          || | |____ (c/ calibração desabilitada): reset no sequenciador 1
311          | |____ não usado no modo de 2 sequências de conversão
312  */
313
314      MAXCONV=0x0000;
315  /*      MAXCONV : Num. máximo de conversões = 1 para sequencia 1
316
317          #0000 0000 0000 0000b = 0x0000
318          |||| |||| |||| ||||
319          FEDC BA98 7654 3210
320          |||| |||| |||| ||____ (3 bits) núm de conversões SEQ1 = 1 (escreve-se 0)
321          |||| |||| |||| |____ sem uso para 2 sequência de conversão
322          |||| |||| || |____ (3 bits) núm. conversões SEQ2
323          | |____ (9 bits) reservado
324  */
325
326      CHSELSEQ1=0x0000;
327  /*      CHSELSEQ1 ; Sequência 1
328          #0000h
329          ;      ||||_ 1st. conversion => ch1
330          ;      |||__ 2nd. conversion => sem uso
331          ;      ||___ 3rd. conversion => sem uso
332          ;      |____ 4th. conversion => sem uso

```

```
333  */
334
335
336  /***** Configura interface serial SCI *****/
337      SCICCR = 0x07;
338  /*  SCICCR = 0000 0111
339          7654 3210
340
341          bit 7 = 0 : um stop bit
342          bit 6-5 = 00: sem bit de paridade
343          bit 4 = 0 : teste de loop back desabilitado
344          bit 3 = 0: idle-line mode
345          bits 2-0 = 111: 8 bits de dados
346  */
347
348      SCICTL1 = 0x23;
349  /*  SCICTL1 = 0010 0011
350          7654 3210
351
352          bit 7 = 0 : reservado
353          bit 6 = 0 : não gera interrupção em erros de recepção
354          bit 5 = 1 : habilita o funcionamento normal
355          bit 4 = 0 : reservado
356          bit 3-2 = 00 : não usados quando não é multiprocessador
357          bit 1 = 1: transmissão habilitada
358          bit 0 = 1: recepção habilitada
359  */
360
361      SCIHBAUD = 0x02;
362      SCILBAUD = 0x08;
363  /* SCIHBAUD e SCILBAUD são concatenados para formar 0x0208, que equivale 9600baud
364  */
365
366      SCICTL2 = 0x00;
367  /*  SCICTL2 = 0000 0000
368          7654 3210
369
370          bit 7-2 = 0 : não usado
371          bit 1 = 0: interrupção de receive ready desabilitada
372          bit 0 = 0: interrupção de transmit ready desabilitada
373  */
374      SCIPRI = 0x00;
375  /*  SCIPRI = 0000 0000
376          7654 3210
377
378          bit 7 = 0: reservado
379          bit 6-5 = 0 : não usado quando não se gera interrupções
380          bit 4-3 = 00: interrompe o funcionamento da SCI em breakpoints
381          bit 2-0 = 0: reservado
382  */
383
384
385  /***** inicializa variáveis do modulador, demodulador e SCI*/
386      demodulador_inicializa(&dem,8,BIT_1,SIM,BIT_0);
387
388      modulador_inicializa(&mo, &sgen, 8, BIT_1, SIM, BIT_0, MODULADOR) ;
389
390      sci_inicializa(&ser);
391  }
392
393  /*****
394  void c_int1()
395  {
```

```

396     int temp[2];
397
398     PFDATDIR |= ACENDE_LED_OK; /*teste*/
399
400     ADCTRL2 |= 0x4200; /* 1 bit14 (reseta sequencia); 1 bit9 (interrupção atendida)*/
401
402     temp[0]=RESULT0~0x8000; /*converte entrada para Q15*/
403
404     k = k++;
405     if(k==2) k=0;
406
407
408     /***** Máquina de estados do modem *****/
409
410     /****transições de estado****/
411     if (controle.estado == OCIOSO )
412     {
413         if ((PADATDIR & 0x0004) == 0x0000) /*rádio detectou portadora*/
414         {
415             controle.estado = RECEBENDO;
416             PFDATDIR |= ACENDE_LED_RX; /*acende o led4*/
417         }else
418         if (ser.indice_rx_leitura!=ser.indice_rx_escrita)/* há dados p/ transmitir*/
419         {
420             controle.estado = DELAY_INICIO_TRANSMISSAO;
421             PFDATDIR |= ACENDE_LED_TX; /*acende o led3*/
422             PADATDIR |= LIGA_PTT; /*aciona o rádio para transmitir*/
423         }
424     }else
425     if (controle.estado == RECEBENDO)
426     {
427         if ((PADATDIR & 0x0004) == 0x0004) /*rádio parou de detectar portadora*/
428         {
429             controle.estado = OCIOSO;
430             PFDATDIR &= APAGA_LED_RX; /*apaga o led4*/
431         }
432     }else
433     if (controle.estado == DELAY_INICIO_TRANSMISSAO)
434     {
435         controle.count ++;
436         if (controle.count == DELAY_COUNT_INICIO) /*fim do delay inicial da transmissão*/
437         {
438             controle.count = 0;
439             controle.estado = TRANSMITINDO;
440         }
441     }else
442     if (controle.estado == TRANSMITINDO)
443     {
444         if ((ser.indice_rx_leitura==ser.indice_rx_escrita)&&(mo.indice1_escrita==mo.indice1_enviado))
445             /* não há mais dados p/ transmitir*/
446         {
447             controle.estado = DELAY_FIM_TRANSMISSAO;
448         }
449     }else /* controle.estado = DELAY_FIM_TRANSMISSAO*/
450     {
451         controle.count ++;
452         if (ser.indice_rx_leitura!=ser.indice_rx_escrita)
453             /* apareceram dados p/ transmitir*/
454         {
455             controle.estado = TRANSMITINDO;
456             controle.count = 0;
457         }
458         if (controle.count == DELAY_COUNT_FIM)

```

```

459     {
460         controle.count = 0;
461         controle.estado = OCIOSO;
462         PFDATDIR &= APAGA_LED_TX; /*apaga o led3*/
463         PADATDIR &= DESLIGA_PTT; /*desaciona a transmissão do rádio*/
464     }
465 }
466
467 /** tarefas realizadas durante os estados */
468 if (controle.estado == RECEBENDO)
469 {
470     demodulador_novas_amstras (temp, &dem);
471     if (k==0)
472     {
473         demodulador_processa(&dem);
474         if (dem.indice3_leitura != dem.indice3_escrita) /*recebeu dados*/
475         {
476             ser.buffer_tx[ser.indice_tx_escrita] = dem.buffer3_saida[dem.indice3_leitura];
477             ser.indice_tx_escrita++;
478             if (ser.indice_tx_escrita == TAMANHO_BUFFER_SCI_TX) ser.indice_tx_escrita = 0;
479             dem.indice3_leitura ++;
480             if (dem.indice3_leitura == TAMANHO_BUFFER_SAIDA) dem.indice3_leitura = 0;
481         }
482     }
483 }else
484 {
485     if(controle.estado != OCIOSO)
486     {
487         if (controle.estado == TRANSMITINDO)
488         {
489             if (ser.indice_rx_leitura != ser.indice_rx_escrita)
490             {
491                 mo.buffer1_entrada[mo.indice1_escrita] = ser.buffer_rx[ser.indice_rx_leitura];
492                 mo.indice1_escrita++;
493                 if (mo.indice1_escrita == TAMANHO_BUFFER_ENTRADA) mo.indice1_escrita = 0;
494                 ser.indice_rx_leitura++;
495                 if (ser.indice_rx_leitura == TAMANHO_BUFFER_SCI_RX) ser.indice_rx_leitura = 0;
496             }
497         }
498         modulador_processa(&mo);
499         modulador_bit(&mo);
500     }
501 }
502
503 if (k==1) sci_processa(&ser);
504
505 PFDATDIR &= APAGA_LED_OK; /*teste*/
506
507 }
508
509
510 /*****
511 void interrupt phantom(void)
512 {
513     static int phantom_count;
514     phantom_count ++;
515
516     /* Empty function: Used to handle any unwanted interrupts or events.
517     All unused interrupt vectors are pointed to this function so that
518     if any un-handled interrupts do get enabled, they are handled in a
519     benign manner, preventing un-intended branches, calls or execution
520     into garbage.
521     Note that this function is an ISR, not a ordinary function.

```

```
522  */
523  }
```

B.2 Modem.h

```
524  /*****
525      Define as variáveis para controle dos estados do modem
526
527      *****/
528
529  #define DELAY_COUNT_INICIO 2000 /*conta 200 interrupções para começar a transimtir*/
530  #define DELAY_COUNT_FIM 2000 /*conta 200 interrupções para desligar o rádio*/
531
532  #define OCIOSO 1
533  #define RECEBENDO 2
534  #define DELAY_INICIO_TRANSMISSAO 3
535  #define TRANSMITINDO 4
536  #define DELAY_FIM_TRANSMISSAO 5
537
538  #define ACENDE_LED_RX 0x0002
539  #define APAGA_LED_RX 0xfffd
540  #define ACENDE_LED_TX 0x0004
541  #define APAGA_LED_TX 0xfffb
542  #define ACENDE_LED_OK 0x0010
543  #define APAGA_LED_OK 0xffef
544
545  #define LIGA_PTT 0x0008
546  #define DESLIGA_PTT 0xffff7
547
548  typedef struct
549  {
550      int estado; /*indica o estado do modem*/
551      int count; /*usado para a temporização do delay da transmissão*/
552  } status; /*usada na demodulação*/
553
554  #define STATUS_DEFAULT {OCIOSO,0}
```

B.3 Func_modem.c

```
555  /*****
556      Funções básicas do modem
557
558      *****/
559  #include "func_modem.h"
560  #include "parametros.h"
561  #include "regs240x.h"
562
563  /*****
564      *essa função deve ser chamada antes de começar a ser usada*/
565  void demodulador_inicializa (demodulador *dem, int databits, int idle, int stopbit,
566                              int startbit)
567  {
568      int i;
569
570      for (i = 0; i<TAMANHO_BUFFER_MEDIA; i++)
571      {
572          dem->buffer1_medial[i] = 0; /*zera o buffer1*/
573      }
574  }
```

```

575     for (i = 0; i<TAMANHO_BUFFER_AMOSTRAS; i++)
576     {
577         dem->buffer2_amostras[i] = 0;    /*zera o buffer2*/
578     }
579     for (i = 0; i<TAMANHO_BUFFER_SAIDA;i++)
580     {
581         dem->buffer3_saida[i] = 0;    /*zera o buffer2*/
582     }
583     dem->indice1 = 0;    /*zera os índices dos 2 buffers*/
584     dem->indice2 = 0;
585     dem->saida_filtro = 0;    /* zera a média móvel*/
586     dem->databits = databits;
587     dem->idle = idle;
588     dem->stopbit = stopbit;
589     dem->startbit = startbit;
590     dem->indice3_leitura = 0;
591     dem->indice3_escrita = 0;
592     dem->contador_amostras = 0;
593     dem->ready = NAO;
594     dem->recebendo = NAO;
595 }
596
597 /*****
598 /*filtro butterworth 3a ordem (600Hz), dividido em 2 partes*/
599 int butter(int entrada)
600 {
601     static int saida_filtro2_k_menos_1 = 0;
602     static int saida_filtro2_k_menos_2 = 0;
603     static int saida_filtro1_k_menos_1 = 0;
604     static int ent_k_menos_1 = 0;
605     static int ent_k_menos_2 = 0;
606     int aux;
607     int saida;
608     /*coeficientes do filtro de primeira ordem*/
609     int a0_1 = 745;
610     /*int a1_1 = 745; igual a a0_1*/
611     int b1_1 = 14894; /*multiplicado por -1*/
612     /*coeficientes do filtro de segunda ordem em Q.14*/
613     int a0_2 = 35;
614     int a1_2 = 71;
615     /*int a2_2 = 35; igual a a0_2*/
616     int b1_2 = 31140; /*multiplicado por -1*/
617     int b2_2 = -14897; /*multiplicado por -1*/
618
619     /*filtro de 2a. ordem*/
620     saida = ((long)entrada * (long)a0_2)>>15; /*Q.14*/
621     aux = ((long)ent_k_menos_1 * (long)a1_2)>>15; /*Q.14*/
622     saida += aux; /*Q.14*/
623     aux = ((long)ent_k_menos_2 * (long)a0_2)>>15; /*Q.14*/
624     saida += aux; /*Q.14*/
625     aux = ((long)saida_filtro2_k_menos_1 * (long)b1_2)>>15; /*Q.14*/
626     saida += aux; /*Q.14*/
627     aux = ((long)saida_filtro2_k_menos_2 * (long)b2_2)>>15; /*Q.14*/
628     saida += aux; /*Q.14*/
629     saida = saida << 1; /*Q.15*/
630     ent_k_menos_2 = ent_k_menos_1; /*Q.15*/
631     ent_k_menos_1 = entrada; /*Q.15*/
632
633     /*filtro de 1a. ordem*/
634     aux = ((long)saida_filtro2_k_menos_1 * (long)a0_1)>>15; /*Q.14*/
635     saida_filtro2_k_menos_2 = saida_filtro2_k_menos_1; /*Q.15*/
636     saida_filtro2_k_menos_1 = saida; /*Q.15*/
637     saida = ((long)saida * (long)a0_1)>>15; /*Q.14*/

```

```

638     saida += aux; /*Q.14*/
639     aux = ((long)saida_filtro1_k_menos_1 * (long)b1_1)>>15; /*Q.14*/
640     saida += aux; /*Q.14*/
641     saida = saida << 1; /*Q.15*/
642
643     saida_filtro1_k_menos_1 = saida; /*Q.15*/
644
645     return saida;
646 }
647
648 /*****
649 /*adiciona 2 amostras ao buffer e faz a demodulação utilizando butterworth */
650 void demodulador_novas_amostras (int* amostras, demodulador *dem)
651 {
652     int aux;
653     /*coeficientes do filtro de atraso fracionário*/
654     int a0 = 19454;
655     int a1 = -3070;
656
657     /*filtro para atraso fracionário*/
658     aux = ((long)dem->buffer2_amostras[dem->indice2]*(long)a1)>>15; /*Q.14*/
659     if (dem->indice2 == 0)
660     {
661         aux += ((long)dem->buffer2_amostras[TAMANHO_BUFFER_AMOSTRAS-1]*(long)a0)>>15; /*Q.14*/
662     }else
663     {
664         aux += ((long)dem->buffer2_amostras[dem->indice2-1]*(long)a0)>>15; /*Q.14*/
665     }
666     aux = aux << 1; /*Q.15*/
667
668     /*multiplica os sinais defasados */
669     aux = ((long)aux * (long)amostras[0])>>15;
670     dem->buffer2_amostras[dem->indice2++] = amostras[0];
671
672     /*filtra*/
673     dem->saida_filtro = butter(aux);
674
675     /*volta para o início do vetor quando necessário*/
676     if (dem->indice2>=TAMANHO_BUFFER_AMOSTRAS) dem->indice2 = 0;
677
678 }
679
680 /*****
681 /* processa a demodulação para identificar os conjuntos de caracteres*/
682 void demodulador_processa (demodulador *dem)
683 {
684     int temp;
685
686     if (dem->saida_filtro>0) temp = 1;
687     else temp = 0;
688
689     if (dem->ready == SIM)
690     {
691         if (dem->recebendo == NAO) /*se ainda não detectou start bit*/
692         {
693             if (dem->startbit == temp) /*procura o início do start bit*/
694             {
695                 dem->contador_amostras = 0; /*inicia a contagem das amostras */
696                 dem->recebendo = SIM;
697             }
698         }else /*se está recebendo*/
699         {
700             dem->contador_amostras += 2;

```

```

701     if (dem->contador_amostras == 16)/*verifica que é realmente um start bit*/
702     {
703         if (dem->startbit != temp) dem->recebendo = NAO;
704     }else
705     /*vai escrevendo os bits recebidos no buffer*/
706     if (dem->contador_amostras == 48) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] = temp;
707     if (dem->contador_amostras == 82) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] += temp<<1;
708     if (dem->contador_amostras == 114) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] += temp<<2;
709     if (dem->contador_amostras == 148) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] += temp<<3;
710     if (dem->contador_amostras == 180) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] += temp<<4;
711     if (dem->contador_amostras == 214) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] += temp<<5;
712     if (dem->contador_amostras == 246) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] += temp<<6;
713     if (dem->contador_amostras == 280) dem->buffer3_saida[dem->indice3_escrita] += temp<<7;
714     if (dem->stopbit) /*se tiver stop bit*/
715     {
716         if ((dem->contador_amostras == 312)&&(dem->startbit)!=temp)/*checa se recebeu
717                                     o stop bit*/
718         {
719             dem->recebendo = NAO;
720             dem->indice3_escrita++;
721             if (dem->indice3_escrita == TAMANHO_BUFFER_SAIDA) dem->indice3_escrita = 0;
722         } /*se não recebeu, não altera o indice3_escrita.
723             A mesma posição será reescrita.*/
724     }else /*se não tiver stop bit*/
725     {
726         if (dem->contador_amostras == 296) dem->recebendo = NAO;/*espera o fim do stop
727                                     bit para liberar*/
728         dem->indice3_escrita++;
729         if (dem->indice3_escrita == TAMANHO_BUFFER_SAIDA) dem->indice3_escrita = 0;
730     }
731 }
732 }else
733 {
734     dem->contador_amostras +=2;
735
736     if (dem->contador_amostras > 7) dem->ready = SIM;
737 }
738
739 }
740
741 /*****
742 /*essa função deve ser chamada antes de começar a se usar o modulador*/
743 void modulador_inicializa (modulador *mo, SGENT_1 *sgen, int databits, int idle, int stopbit,
744                             int startbit, int tipo)
745 {
746     int i;
747
748     for (i = 0; i<TAMANHO_BUFFER_ENTRADA; i++)
749     {
750         mo->buffer1_entrada[i] = i; /*zera o buffer1*/
751     }
752
753     mo->indice1_enviado = 0; /*zera os índices do buffer*/
754     mo->indice1_escrita = 0;
755     mo->databits = databits;
756     mo->idle = idle;
757     mo->stopbit = stopbit;
758     mo->startbit = startbit;
759     mo->sgen = sgen;
760     mo->transmitindo_bit = NAO;
761     mo->transmitindo_word = NAO;
762     mo->contador_amostras = 0;
763     mo->contador_bit = 0;

```

```

764     mo->tipo = tipo;
765
766     if (tipo == PWM)
767     {
768         sgen->offset = OFFSET_SGEN_PWM;
769         sgen->gain = GANHO_SGEN_PWM;
770     }else
771     {
772         sgen->offset = OFFSET_SGEN_DAC;
773         sgen->gain = GANHO_SGEN_DAC;
774     }
775     sgen->step_max = STEP_MAX_SGEN;
776
777     if(idle == BIT_0) sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
778     else sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
779 }
780
781 /*****
782 /* realiza as operações de transmissão*/
783 void modulador_processa (modulador *mo)
784 {
785     if (mo->transmitindo_bit == NAO)/*hora de trocar de bit*/
786     {
787         if (mo->transmitindo_word == NAO) /*não está transmitindo*/
788         {
789             if (mo->indice1_enviado != mo->indice1_escrita) /*se tiver coisa pra transmitir*/
790             {
791                 /*manda o startbit*/
792                 if (mo->startbit == BIT_0) mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
793                 else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
794                 /*atualiza status*/
795                 mo->contador_bit = 0;
796                 mo->transmitindo_word = SIM;
797             }else /*modo idle*/
798             {
799                 /*manda idle bit*/
800                 if (mo->idle == BIT_0) mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
801                 else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
802             }
803         }else /*já está no meio da word*/
804         {
805             if (mo->contador_bit == 0)
806             {
807                 if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0001)== BIT_0)
808                 {
809                     mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
810                 }
811                 else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
812             }else
813             if (mo->contador_bit == 1)
814             {
815                 if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0002)== BIT_0)
816                 {
817                     mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
818                 }
819                 else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
820             }else
821             if (mo->contador_bit == 2)
822             {
823                 if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0004)== BIT_0)
824                 {
825                     mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
826                 }

```

```

827         else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
828     }else
829     if (mo->contador_bit == 3)
830     {
831         if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0008)== BIT_0)
832         {
833             mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
834         }
835         else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
836     }else
837     if (mo->contador_bit == 4)
838     {
839         if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0010)== BIT_0)
840         {
841             mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
842         }
843         else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
844     }else
845     if (mo->contador_bit == 5)
846     {
847         if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0020)== BIT_0)
848         {
849             mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
850         }
851         else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
852     }else
853     if (mo->contador_bit == 6)
854     {
855         if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0040)== BIT_0)
856         {
857             mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
858         }
859         else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
860     }else
861     if (mo->contador_bit == 7)
862     {
863         if ((mo->buffer1_entrada[mo->indice1_enviado]&0x0080)== BIT_0)
864         {
865             mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
866         }
867         else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
868         if (mo->stopbit == NAO) /*se não tiver stop bit*/
869         {
870             mo->transmitindo_word = NAO;
871             mo->indice1_enviado++;
872             if (mo->indice1_enviado == TAMANHO_BUFFER_ENTRADA) mo->indice1_enviado=0;
873         }
874     }else
875     if (mo->contador_bit == 8) /*stop bit*/
876     {
877         if (mo->idle == BIT_0) mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_0;
878         else mo->sgen->freq = FREQUENCIA_SGEN_BIT_1;
879         mo->transmitindo_word = NAO;
880         mo->indice1_enviado++;
881         if (mo->indice1_enviado == TAMANHO_BUFFER_ENTRADA) mo->indice1_enviado=0;
882     }
883
884     mo->contador_bit ++;
885
886 }
887 mo->transmitindo_bit = SIM;
888 }
889

```

```

890
891 }
892
893 /*****
894  /* modula 1 bit*/
895 void modulador_bit (modulador *mo)
896 {
897     mo->contador_amostras++;
898     if (mo->contador_amostras == 32)
899     {
900         mo->contador_amostras = 0;
901         mo->transmitindo_bit = NAO;
902     }
903
904     mo->sugen->calc(mo->sugen);
905
906     if (mo->tipo == PWM)
907     {
908         CMPR1 = mo->sugen->out;
909     }else
910     {
911         /* COMPLETAR AQUI PARA O MODULADOR PELO DAC */
912     }
913 }

```

B.4 Func_modem.h

```

914 /* ****
915     Funções do modem
916
917 /*****
918 #include "sugen.h"
919
920
921 #define GRAUS_90 6 /* amostragens para defasagem de 90 graus*/
922 #define TAMANHO_BUFFER_MEDIA 33 /* tamanho dos buffers das contribuições parciais para a média*/
923 #define TAMANHO_BUFFER_AMOSTRAS 7 /* buffer das amostras*/
924 #define TAMANHO_BUFFER_SAIDA 256 /* buffer de saída do demodulador*/
925 #define TAMANHO_BUFFER_ENTRADA 256 /*buffer de entrada do modulador*/
926 #define AMOSTRAS_POR_BAUD 33 /*auto-explicativo*/
927 #define PESO_AMOSTRA 1986 /*1/AMOSTRAS_POR_BAUD em Q16*/
928 #define SIM 1
929 #define NAO 0
930 #define BIT_0 0
931 #define BIT_1 1
932 #define PWM 1
933 #define DAC 0
934 #define FREQUENCIA_SGEN_BIT_0 0x7fff /*freq = (Required Freq/Max Freq)*2^15*/
935 #define FREQUENCIA_SGEN_BIT_1 0x45d3 /*freq = (Required Freq/Max Freq)*2^15*/
936 #define STEP_MAX_SGEN 0x0e39 /*Max Freq= (step_max * sampling freq)/65536*/
937 #define OFFSET_SGEN_DAC 0x007f /*meia escala do DAC*/
938 #define GANHO_SGEN_DAC 0x007f /*meia escala do DAC*/
939 #define OFFSET_SGEN_PWM PERIODO_CONTAGEM/2 /*meio período do PWM*/
940 #define GANHO_SGEN_PWM PERIODO_CONTAGEM/2 /*meio período do PWM*/
941
942 typedef struct
943 {
944     int buffer2_amostras[TAMANHO_BUFFER_AMOSTRAS]; /* buffer das amostras do AD*/
945     int indice2; /* indice do buffer2 */
946     int media_movel; /* media móvel atual*/
947     int databits; /*tamanho do bloco de dados*/

```

```

948         int idle;          /*qual bit indica estado ocioso da linha*/
949         int stopbit;        /*indica se é usado stop bit*/
950         int startbit;       /*indica qual é o start bit*/
951         int buffer3_saida [TAMANHO_BUFFER_SAIDA]; /*buffer de saída do demodulador*/
952         int indice3_leitura; /* próxima posição a ser lida*/
953         int indice3_escrita; /*próxima posição a ser escrita*/
954         int contador_amstras; /*contador interno*/
955         int ready;          /*variavel de status interna*/
956         int recebendo;      /*variável de controle interno*/
957     } demodulador; /*usada na demodulação*/
958
959     typedef struct
960     {
961         SGENT_1 *sgen; /*estrutura do gerador de senos*/
962         int buffer1_entrada[TAMANHO_BUFFER_ENTRADA]; /*buffer dos dados a serem enviados*/
963         int indice1_enviado; /*próxima posição a ser enviada*/
964         int indice1_escrita; /*próxima posição a ser escrita*/
965         int databits;       /*tamanho do bloco de dados*/
966         int idle;          /*qual bit indica estado ocioso da linha*/
967         int stopbit;        /*indica se é usado stop bit*/
968         int startbit;       /*indica qual é o start bit*/
969         int transmitindo_word; /*status interno*/
970         int transmitindo_bit; /*status interno*/
971         int contador_amstras; /*status interno*/
972         int contador_bit; /*status interno*/
973         int tipo; /*indica se a saída modulada é feita pelo PWM ou DAC*/
974     } modulador;
975
976
977     void demodulador_novas_amstras (int*, demodulador*); /*atualiza amostragens*/
978
979     void demodulador_inicializa (demodulador *dem, int, int, int, int); /* deve ser chamada antes
980                                     de se usar o demodulador*/
981
982     void demodulador_processa (demodulador*); /*processa o pacote de bits*/
983
984     void modulador_inicializa (modulador *mo, SGENT_1*, int, int, int, int, int); /* deve ser
985                                     chamada antes de se usar o modulador*/

```

B.5 Serial.c

```

986     /*****
987     *   Funções que controlam a comunicação serial
988     *
989     *****/
990     #include "serial.h"
991     #include "regs240x.h"
992
993     /***** função chamada a cada interrupção para processar a serial *****/
994     void sci_processa(sci* serial)
995     {
996         /* processa o envio de bytes pela serial*/
997         if (serial->indice_tx_enviado!=serial->indice_tx_escrita)
998             /* há dados para serem transmitidos*/
999         {
1000             if ((SCICTL2 & 0x80)==0x80)
1001                 /*pronto para transmitir*/
1002             {
1003                 SCITXBUF = serial->buffer_tx[serial->indice_tx_enviado];
1004                 serial->indice_tx_enviado ++;
1005                 if (serial->indice_tx_enviado == TAMANHO_BUFFER_SCI_TX)

```

```

1006         {
1007             serial->indice_tx_enviado = 0;
1008             /*reseta o índice do buffer*/
1009         }
1010     }
1011 }
1012
1013 /* processa o recebimento de bytes pela serial*/
1014 if ((SCIRXST & 0x40)==0x40)
1015     /* foram recebidos dados*/
1016     {
1017         serial->buffer_rx[serial->indice_rx_escrita] = SCIRXBUF;
1018         serial->indice_rx_escrita ++;
1019         if (serial->indice_rx_escrita == TAMANHO_BUFFER_SCI_RX)
1020             {
1021                 serial->indice_rx_escrita = 0;
1022                 /*reseta o índice do buffer*/
1023             }
1024     }
1025
1026 /* processa erros no recebimento de bytes pela serial*/
1027 if ((SCIRXST & 0x80)==0x80)
1028     /* houve erros de recepção*/
1029     {
1030         SCICTL1 &= 0xDF; /*bit 5 = 0: reseta a SCI*/
1031         SCICTL1 |= 0x20; /*bit 5 = 1: libera a SCI*/
1032     }
1033 }
1034
1035 /***** Inicializa a estrutura da serial *****/
1036 void sci_inicializa(sci* serial)
1037 {
1038     int i;
1039
1040     for (i = 0; i<TAMANHO_BUFFER_SCI_TX; i++)
1041     {
1042         serial->buffer_tx[i] = 0;    /*zera o buffer1*/
1043     }
1044
1045     for (i = 0; i<TAMANHO_BUFFER_SCI_RX; i++)
1046     {
1047         serial->buffer_rx[i] = 0;    /*zera o buffer1*/
1048     }
1049
1050     serial->indice_rx_escrita = 0;
1051     serial->indice_rx_leitura = 0;
1052     serial->indice_tx_enviado = 0;
1053     serial->indice_tx_escrita = 0;
1054 }

```

B.6 Serial.h

```

1055 /*****
1056     Cabeçalho das funções que controlam a comunicação serial
1057 *****/
1058 /*****
1059
1060 #define TAMANHO_BUFFER_SCI_RX 256
1061 #define TAMANHO_BUFFER_SCI_TX 256
1062
1063 typedef struct

```

```
1064     {
1065         int buffer_rx[TAMANHO_BUFFER_SCI_RX]; /*buffer dos dados recebidos*/
1066         int buffer_tx[TAMANHO_BUFFER_SCI_TX]; /*buffer dos dados a serem enviados*/
1067         int indice_tx_enviado; /*próxima posição a ser enviada*/
1068         int indice_tx_escrita; /*próxima posição a ser escrita*/
1069         int indice_rx_leitura; /*próxima posição a ser lida */
1070         int indice_rx_escrita; /*próxima posição a ser escrita*/
1071     }sci;
1072
1073     void sci_processa(sci*);
1074     void sci_inicializa(sci*);
```