



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

INPE-14491-TDI/1172

**MODELAGEM, SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DE
UM SISTEMA DE RASTREIO DE POTÊNCIA MÁXIMA PARA
GERADORES SOLARES DE SATÉLITES ARTIFICIAIS**

Renato Oliveira de Magalhães

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelo Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza, aprovada em 26 de agosto de 2005.

INPE
São José dos Campos
2006

621.3.06:681.5

Magalhães, R.O.

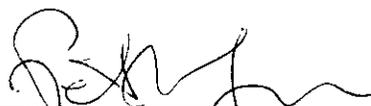
Modelagem, simulação e validação experimental de um sistema de rastreamento de potência máxima para geradores solares de satélites artificiais / Renato de Oliveira Magalhães – São José dos Campos: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), 2006.

92p.; (INPE-14491-TDI/1172)

1. Controle digital. 2. Conversores DC/DC. 3. Rastreamento de potência. 4. Suprimento de energia. 5. Satélites artificiais
I. Título.

Aprovado (a) pela Banca Examinadora
em cumprimento ao requisito exigido para
obtenção do Título de Mestre em
Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica
Espacial e Controle

Dr. **Petrônio Noronha de Souza**



Presidente / INPE / SJC Campos - SP

Dr. **Marcelo Lopes de Oliveira e Souza**



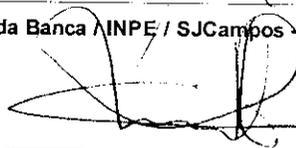
Orientador(a) / INPE / SJC Campos - SP

Dr. **Mario Cesar Ricci**



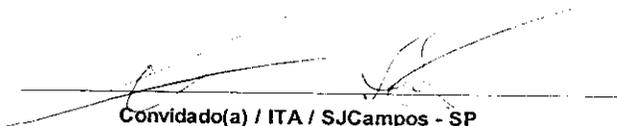
Membro da Banca / INPE / SJC Campos - SP

Dr. **Paulo Giacomio Milani**



Membro da Banca / INPE / SJC Campos - SP

Dr. **Osamu Saotome**



Convidado(a) / ITA / SJC Campos - SP

Aluno (a): **Renato Oliveira de Magalhães**

São José dos Campos, 26 de agosto de 2005

Aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todas pessoas que me ajudaram a vencer mais esta etapa da vida.

Agradeço ao orientador Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza pelas correções e sugestões que tanto contribuíram na modelagem do sistema.

Ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE pela oportunidade de estudos e utilização de suas instalações.

Agradeço a Carlos Felipe Soriano Freire e Mário Celso Padovan de Almeida do grupo suprimento de energia da Divisão de Eletrônica Aeroespacial por compartilharem seus conhecimentos na área.

Aos meus irmãos Ronaldo, Antonio Carlos e Denise por todo tipo de suporte que sempre me forneceram.

Aos meus pais que me educaram e prepararam para a vida.

RESUMO

A necessidade de controle ótimo e alta eficiência são importantes requisitos no projeto de sistemas espaciais. O objetivo deste trabalho é aplicar a técnica de linearização conhecida por “State Space Averaging” e alguns princípios de controle ótimo para modelar um sistema de rastreamento de potência máxima no qual um gerador solar fornece energia para uma bateria de Li-Ion e diversas cargas úteis de um satélite artificial. A partir do modelo teórico é obtido um modelo de circuito para pequenos sinais a-c, permitindo simulações simplificadas e mais rápidas. Para validar os modelos teóricos é construído e testado um protótipo, permitindo levantar a função de transferência experimental e sua resposta dinâmica. O controle deste sistema faz uso de técnicas de sinais digitais e discretos. O mapeamento $z = e^{sT}$ é utilizado para obter o equivalente discreto da função de transferência contínua. Os requisitos para as leis de controle são erro zero em regime permanente e boa resposta dinâmica com rejeição a distúrbios.

MODELING, SIMULATION AND EXPERIMENTAL VALIDATION OF A PEAK POWER TRACKING SYSTEM FOR SOLAR ARRAY GENERATOR OF ARTIFICIAL SATELLITES

ABSTRACT

The demand for optimal control and high efficiency systems is at the core of space system design. The goal of this work is to apply Middlebrook's State Space Averaging technique and principles of optimal control systems to model a Peak Power Tracking system where a Solar Array Generator supplies power to a Lithium-Ion battery and several payloads of a space vehicle. From the theoretical model a linear circuit that describes the a-c behavior of the system will be derived allowing easier and faster simulations. To validate the model, a design of a hardware prototype is manufactured and tested to obtain the practical transfer functions and the system dynamic response. The control of such a system will make use of digital and discrete signals techniques. The mapping $z = e^{sT}$ will be used and a discrete equivalent to a continuous transfer functions will be obtained by means of zero order hold method. The requirements for control law design are zero steady state error and also good dynamic response against loop gain variations.

SUMÁRIO

Pág.

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

LISTA DE SÍMBOLOS

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	25
CAPÍTULO 2 - CONCEITOS BÁSICOS	31
2.1 - Definição do Sistema	31
2.2 - Reguladores Chaveados	31
2.3 - Funcionamento do Sistema de Suprimento de Energia	38
CAPÍTULO 3 - MODELAGEM DO SISTEMA	43
3.1 - Introdução	43
3.2 - Modelagem do Modo Peak Power Tracking	43
3.3 - Modelagem do Modo Regulador da Tensão de Final de Carga	49
3.3.1 - Intervalo $[0, dT]$	51
3.3.2 - Intervalo $[dT, T]$	55
3.3.3 - Linearização por State Space Averaging	56
3.3.4 - Derivação do Circuito Elétrico Linear a partir das Equações de Espaço- Estado	61
3.4 - Leis de Controle	62
3.5 - Fluxogramas	65
CAPÍTULO 4 - SIMULAÇÕES	75
4.1 - Simulações do Circuito Elétrico Derivado das Equações de Espaço-Estado	75
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79
5.1 - Considerações Iniciais	79
5.2 - Modo Peak Power Tracking	79

5.3 - Modo Regulador da Tensão de Final de Carga	79
CAPÍTULO 6 - COMPARAÇÃO ENTRE MODELAGEM, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	83
6.1 - Dinâmica do Modo Peak Power Tracking	83
6.2 - Resposta ao Degrau da Planta $G(s)$	84
6.3 - Função de Transferência da Planta $G(s)$	85
CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO	87
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	89
APÊNDICE A - STATE SPACE AVERAGING	91

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1.1 Diagrama de blocos do sistema de suprimento de energia	26
1.2 Curva característica de um gerador solar	27
1.3 Variações das características do gerador solar com a) temperatura, b) ângulo de incidência,c) distância e d) radiação	27
1.4 Potência fornecida pelo painel solar	28
2.1 Técnicas de controle e regulação em sistemas de suprimento de energia	32
2.2 Diagrama de blocos do sistema.	33
2.3 Regulador chaveado (SR) como um elemento de três portas.	33
2.4 Topologias de reguladores chaveados.	34
2.5 Sinal de entrada do filtro.	35
2.6 Regulador chaveado com realimentação.	36
2.7 Princípio de funcionamento do modulador.	37
2.8 Curva característica do modulador.	37
2.9 Planta e controlador do sistema de suprimento de energia.	38
2.10 Princípio de funcionamento da planta do sistema de suprimento de energia.	39
2.11 Operação da planta do sistema com duty cycle constante.	40
2.12 Modulação dos sinais causada por variações de “duty cycle”.	41

3.1	Entrada e saída da planta no modo “Peak Power Tracking”.	44
3.2	Sistema em malha fechada no primeiro modo de operação: “Peak Power Tracking”.	44
3.3	Diagrama de blocos do controlador digital operando no modo “Peak Power Tracking”.	45
3.4	Sinais relevantes no controlador digital durante o modo PPT.	46
3.5	Curva característica do gerador solar e mecanismo de rastreamento.	47
3.6	Entrada e saída da planta no segundo modo de operação: “Regulador da Tensão de Final de Carga”.	49
3.7	Diagrama elétrico da planta.	50
3.8	Diagrama elétrico da planta com resistências parasíticas.	51
3.9	Planta durante intervalo $[0, dT]$.	52
3.10	Resistência dinâmica do gerador solar.	53
3.11	Planta durante intervalo $[dT, T]$.	55
3.12	Diagrama de bode da planta.	60
3.13	Resposta ao degrau da planta.	66
3.14	Circuito elétrico derivado a partir das equações de espaço-estado.	66
3.15	Circuito elétrico final após perturbação e linearização	67
3.16	Diagrama de blocos com controlador digital.	67
3.17	Diagrama da planta e modulador.	67
3.18	Resposta da planta a um degrau para tempo de amostragem $T_a=100\mu s$.	68
3.19	Lugar das raízes no plano-z para tempo de amostragem $T_a=100\mu s$.	69

3.20 Resposta da planta a um degrau para tempo de amostragem $T_a=700\mu s$	70
3.21 Lugar das raízes no plano-z para tempo de amostragem $T_a=700\mu s$	71
3.22 Lugar das raízes do sistema compensado com integrador.	72
3.23 Fluxograma do software de controle.	73
4.1 Modelo elétrico para pequenos sinais a-c.	75
4.2 Função de transferência $G(s)$ da planta	76
4.3 Efeito da variação da resistência dinâmica r_s do gerador solar.	77
4.4 Efeito da variação da carga R	77
5.1 CH1(curva superior, 2V/div.) é v_{sa} e CH2(curva inferior, 100mA/div.) é i_{sa}	80
5.2 Resposta experimental da planta a um degrau.	80
5.3 Função de transferência experimental da planta.	81
6.1 Modelo para cálculo da potência do gerador solar.	83
6.2 Curvas experimentais(a e b) e calculada(c) do gerador solar.	84

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
3.1 Parâmetros da planta e condições de operação.	60

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

BAT	–	Bateria
BOL	–	Begining of Life (Início de Vida)
DC/DC	–	Conversores DC/DC ou Conversor Chaveado
DET	–	Direct Energy Transfer (Transferência Direta de Energia)
LEO	–	Low Earth Orbit (Órbita Terrestre Baixa)
PCU	–	Power Conditioning Unit (Unidade de Condicionamento de Potência)
PDU	–	Power Distribution Unit(Unidade de Distribuição de Potência)
PPT	–	Peak Power Tracking (Rastreamento de Potência Ótima)
PWM	–	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
SA	–	Solar Array
SAG	–	Solar Array Generator (Gerador Solar)
SC	–	Sinal de Correção
SDSI	–	Sinal de Desvio da Saída Indicado
SR	–	Switching Regulators (Reguladores Chaveados) ou Conversor DC/DC

LISTA DE SÍMBOLOS

T_d	-	Período de busca do ponto ótimo
T	-	Período de chaveamento do regulador chaveado
d	-	“duty cycle”
//	-	Resistências em paralelo
T_a	-	Período de amostragem
P_{sa}	-	Potência real instantânea do gerador solar
P_o	-	Potência ótima do gerador solar

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Ao ser lançado o primeiro satélite artificial em 04/10/1957 o fornecimento de energia elétrica se deu unicamente por meio de baterias. O uso da energia solar por meio de células fotovoltaicas somente viria a se concretizar numa missão bem sucedida no ano de 1958 (RAUSCHENBACH, 1980). Desde então houve uma necessidade crescente de potência elétrica com tensão e corrente estabilizadas dentro de limites cada vez mais exigentes, em veículos espaciais cada vez mais complexos. Isto forçou um enorme avanço de todas as áreas da eletrônica ali aplicadas e o uso de técnicas de Controle Clássico e Moderno para atender tais especificações.

O fornecimento de energia elétrica para veículos espaciais é um dos requisitos mais importantes para as diversas cargas existentes nos satélites. Uma falha do sistema de suprimento de energia pode implicar a perda do veículo e é interessante notar que muitas das primeiras missões não tiveram sucesso devido a esse motivo (FORTESCUE; STARK, 1995). Embora não exista uma topologia única para um sistema de suprimento de energia elétrica, suas funções básicas podem ser divididas em:

- *Fonte de energia elétrica* - usualmente um painel solar.
- *Armazenamento de energia* - baterias do tipo “Nickel/Cadmium”, “Nickel/Hydrogen”, ou “Lithium-Ion”, usadas para fornecer energia durante o período de eclipse do satélite ou durante uma necessidade de consumo maior da carga útil durante o período solar.
- *Unidade de Condicionamento de Potência* - eletrônica de potência e controle utilizados no gerenciamento e regulação do sistema.
- *Unidade de Distribuição de Potência* - unidade responsável pela distribuição de energia elétrica e proteção das diversas cargas úteis do satélite.

A Figura (1.1) mostra um diagrama de blocos básico de um típico sistema de suprimento de energia.

Células solares são os elementos básicos de um gerador solar, o qual constitui a fonte de energia elétrica primária de um satélite em órbita terrestre. As primeiras células solares com uso prático foram construídas em silício e possuíam eficiência da

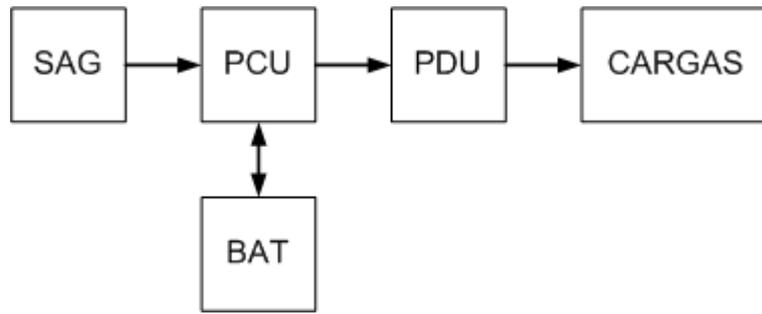


FIGURA 1.1 - Diagrama de blocos do sistema de suprimento de energia.

ordem de 6% (RAUSCHENBACH, 1980). Desde então, à medida que a tecnologia se desenvolveu, novos materiais foram utilizados sendo no estado da arte atualmente fabricadas em materiais de tripla junção, como por exemplo, InGaP/GaAs/Ge os quais possuem eficiência de laboratório que podem chegar a 27% BOL (EMCORE, 2004).

Desde os primeiros vôos, os geradores solares têm crescido em tamanho e complexidade. São construídos pela conexão em série e paralelo de várias células fotovoltaicas e têm como funções prover energia às diversas cargas e recarregar a bateria. Um dos aspectos importantes a ser considerado nesse equipamento é o dano causado por radiação ao longo de sua vida, o que faz com que a potência fornecida no final da missão seja menor do que no início. Geradores solares podem ser montados diretamente na estrutura do satélite ou em asas conectadas à estrutura por meio de mecanismos giratórios. Neste último caso é possível orientá-lo de modo a tirar o máximo proveito do ângulo solar, que é o ângulo entre a normal do painel e a direção do sol.

Geradores solares apresentam uma característica não linear entre duas de suas grandezas físicas mais importantes, tensão e corrente, conforme ilustra a Figura (1.2)

Além disso, esta curva não é fixa ao longo da órbita e da vida útil do satélite, exigindo dessa forma um significativo esforço de regulação. Entre os principais fatores que exercem influência no comportamento do gerador solar podemos citar:

- Posição angular do painel em relação ao Sol.
- A distância do Sol ao satélite.
- Os danos sofridos pelos painéis devido à radiação ao longo de sua vida.

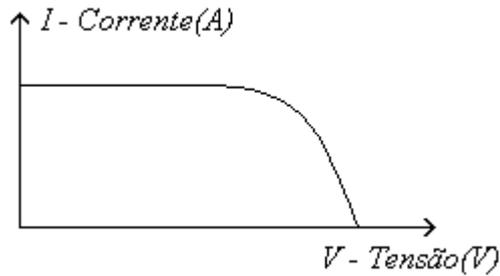


FIGURA 1.2 - Curva característica de um gerador solar.

- Temperatura.

Na Figura (1.3) as setas indicam qualitativamente o sentido direto da influência de cada um dos fatores acima sobre a curva do gerador. Assim, o aumento de temperatura desloca a curva da direita para esquerda e o aumento do ângulo solar, distância do painel ao sol e radiação, deslocam a curva de cima para baixo, conforme indicado.

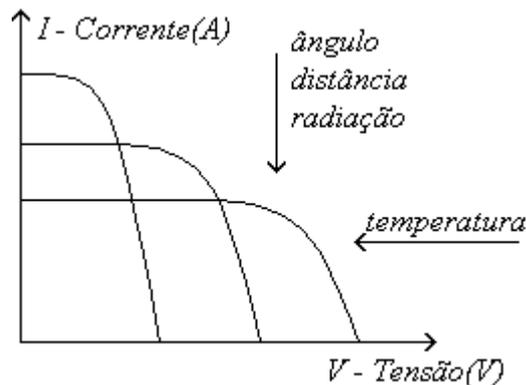


FIGURA 1.3 - Variações das características do gerador solar com a) temperatura, b) ângulo de incidência, c) distância e d) radiação.

FONTE: Sullivan (1989).

A potência fornecida pelo painel solar é dada pelo produto de V (tensão) por I (corrente). Portanto pode-se concluir que existe um ponto de operação (V_p , I_p), no qual o gerador solar produz a máxima potência, conforme pode ser visto na Figura (1.4). Esse fato em si será utilizado no projeto de um rastreador de potência ótima conforme será explicado nos capítulos subseqüentes.

O outro equipamento que compõe o diagrama de blocos básico apresentado na Figura (1.1) é a bateria, responsável por fornecer potência durante o eclipse e complementar

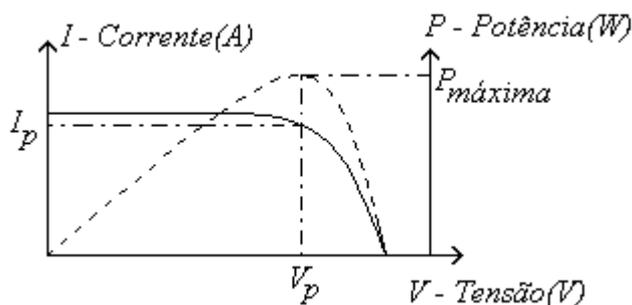


FIGURA 1.4 - Potência fornecida pelo painel solar.

o excesso de demanda de potência durante o período solar. Baterias usadas em satélite são obviamente do tipo recarregáveis, podendo converter energia química em elétrica e vice-versa. Entretanto, o armazenamento de energia não se restringe somente a baterias. Dispositivos conhecidos como “flywheels” também podem ser usados com esse objetivo, no qual a energia é armazenada na forma de energia cinética rotacional (FORTESCUE; STARK, 1995).

O número de ciclos de carga e descarga depende dos parâmetros da órbita, em especial altitude. No caso de órbitas do tipo LEO este número é da ordem de 5000 ciclos por ano. Isso faz com que se tenha um especial cuidado com esse equipamento pois sua degradação é tão mais rápida quanto maior for o número de ciclos. Portanto há uma grande preocupação com o controle térmico da bateria e com o correto e adequado processo de carga. O primeiro tipo de bateria amplamente usado nas missões espaciais foi NiCd. A sua grande vantagem reside na confiabilidade, comprovada pelo histórico de um grande número de missões. No entanto exige um controle de carga mais complexo, que deve compensar a variação de temperatura e apresenta baixa energia específica, da ordem de 25-30 Wh/kg (WERTZ; LARSON, 1992). Tecnologia como a de NiH2 veio complementar o uso de NiCd, apresentando uma energia específica maior, reduzindo dessa forma a massa do sistema, e tendo bastante uso em missões do tipo geosíncronas. Atualmente baterias de NiCd vem sendo substituídas por tecnologia de Li-Ion que está sendo usada em missões do tipo “deep space” e, mais recentemente, já encontra aplicações em órbitas do tipo LEO. Este tipo de bateria apresenta uma série de vantagens como alta energia específica, da ordem de 100 Wh/kg, e controle de carga mais simples, sem dependência por temperatura.

Denomina-se barramento de potência a linha física em que flui a energia entre a PCU, PDU e cargas conforme mostradas na Figura (1.1). As duas principais variáveis de

estado dessa linha são sua tensão e corrente. Daqui em diante o termo barramento de potência será usado de modo genérico apenas como barramento.

Com relação à unidade de condicionamento de potência, sua função já está implícita em sua própria terminologia. Ela é responsável por controlar a carga e descarga da bateria e regular tensões e correntes do barramento, se necessário. Algumas vezes essa regulação do barramento pode não ser responsabilidade do subsistema de suprimento de energia. Neste caso, cabe às cargas a regulação necessária a seus equipamentos. Igualmente a unidade de distribuição já se define pela própria terminologia mas possui também algumas outras funções como a de proteção contra falhas das cargas. Esse mecanismo de proteção contra falha pode ser tão complexo quanto se queira. A resposta a uma falha de curto, por exemplo, pode ser simplesmente a abertura dessa linha por meio de fusíveis comuns ou a inclusão de fusíveis eletrônicos que são circuitos em malha fechada que detectam o curto, limitam a corrente por um certo período de tempo, dando assim oportunidade da carga se recuperar e em caso contrário então abrem essa linha.

CAPÍTULO 2

CONCEITOS BÁSICOS

2.1 Definição do Sistema

De um modo geral podemos classificar o sistema de suprimento de energia em dois tipos: sistemas de transferência direta de potência (DET) e sistemas de rastreamentos de potência (PPT). No caso de sistemas do tipo DET a potência flui num caminho direto do gerador solar para as cargas sem nenhum elemento em série intermediário. Já no caso de sistemas do tipo PPT existe um bloco em série entre o gerador solar e as cargas de tal modo que o ponto de máxima potência do gerador solar possa ser rastreado. Vantagens e desvantagens de cada um desses tipos foram analisadas e comparadas no que se refere à eficiência de transmissão da energia do painel solar para a bateria e cargas (FREEMAN, 1992). A Figura (2.1) ilustra algumas dessas possíveis configurações.

No caso do sistema a ser desenvolvido e analisado neste trabalho a Figura (2.2) mostra a topologia adotada e as principais variáveis do sistema. Neste caso a PCU consiste no bloco pontilhado denominado por PPT e as linhas grossas e finas indicam sinais de alta potência e controle, respectivamente.

Neste tipo de topologia a tensão do barramento corresponde à tensão da bateria. Devido aos sucessivos ciclos de carga e descarga por que passa a bateria, a tensão do barramento sofre grandes variações ao longo da órbita do satélite. Por isso este sistema é do tipo barramento não regulado. Cabe às cargas úteis a responsabilidade de regulação, quando necessário.

2.2 Reguladores Chaveados

A regulação de tensão é uma necessidade das diversas cargas úteis de um satélite. Uma das primeiras formas de se atender a esse requisito foi por meio de reguladores do tipo linear ou série. Embora apresentassem baixa complexidade e fácil projeto de compensação um de seus maiores inconvenientes era a alta dissipação térmica, ocasionando assim baixa eficiência (CHRYSSIS, 1984).

O crescente avanço de tecnologias empregadas na fabricação de componentes eletrônicos permitiu o desenvolvimento de componentes altamente integrados, especial-

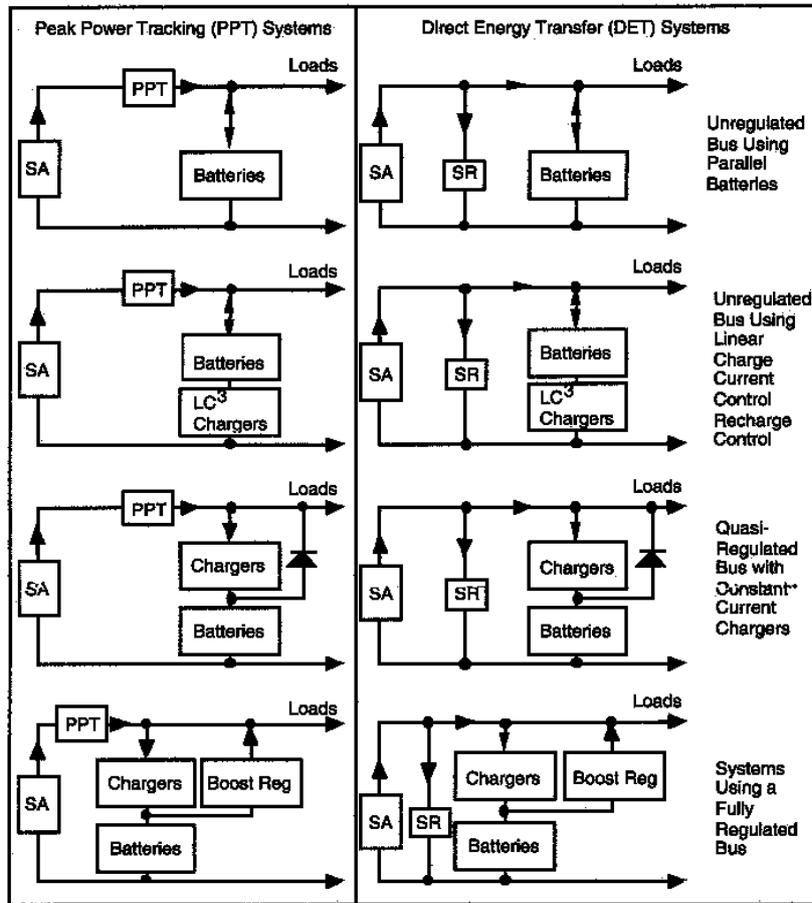


FIGURA 2.1 - Técnicas de controle e regulação em sistemas de suprimento de energia. FONTE: Wertz e Larson (1992).

mente os microprocessadores e memórias de semicondutores. Este fato desencadeou uma geração de sistemas eletrônicos compactos, leves, eficientes e de baixo custo. No campo da eletrônica de potência, os antigos reguladores lineares se tornaram obsoletos por serem volumosos e ineficientes. A tendência natural foi, portanto, o desenvolvimento de pequenos, leves e eficientes reguladores chaveados (SR) ou conversores DC/DC, utilizados na regulação de tensão. Essa tendência foi, em grande parte, facilitada pelos grandes avanços obtidos em eletrônica de semicondutores, em circuitos de controle e componentes passivos (CHRYSSIS, 1984).

Para entender um regulador chaveado podemos partir de um modelo mais geral que seria o de um elemento de três portas conforme mostrado na Figura (2.3). Nesta estrutura, a energia flui da porta 1 para a porta 2, sendo a razão entre os potenciais dessas duas portas modificada através da porta 3, a qual pode ser vista como uma

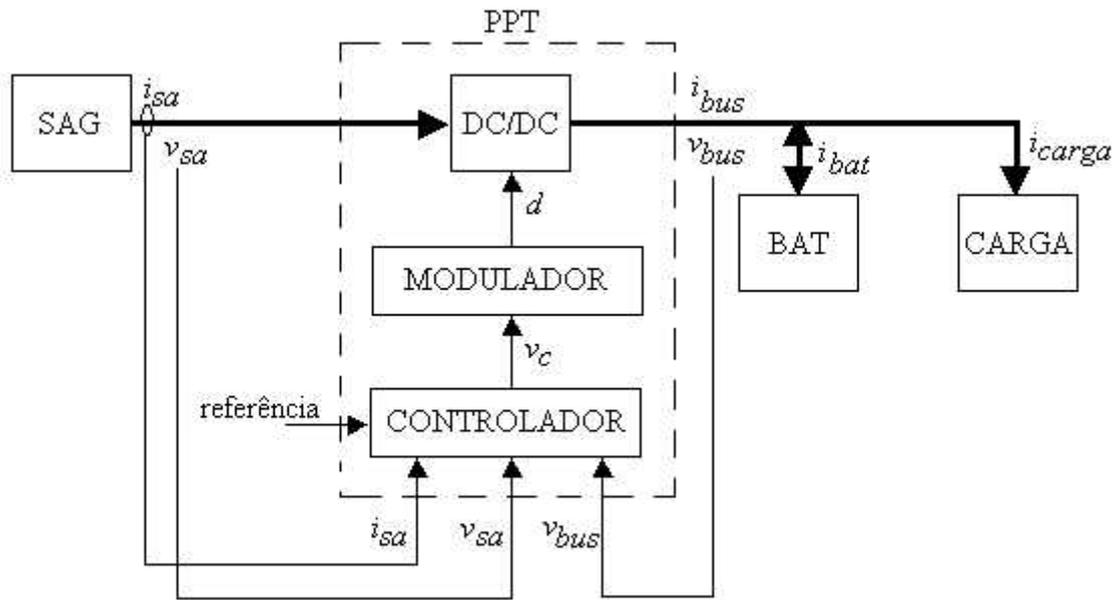


FIGURA 2.2 - Diagrama de blocos do sistema.

entrada de controle. As variáveis p_i e f_i , ($i=1,2,3$), representam o potencial (tensão) e fluxo (corrente) de cada porta, respectivamente.

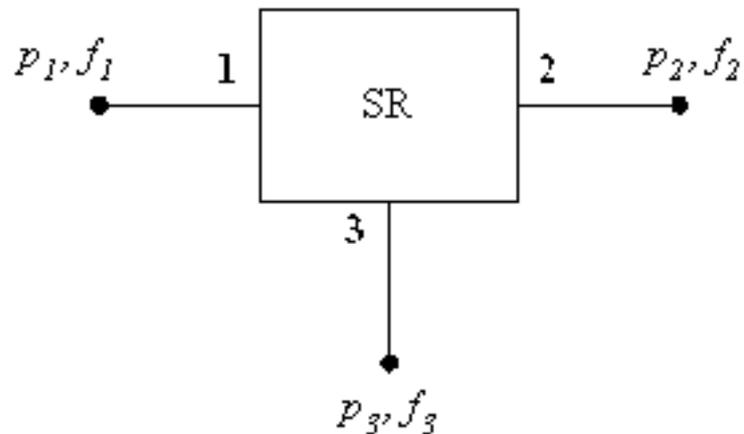


FIGURA 2.3 - Regulador chaveado (SR) como um elemento de três portas.

Existem várias topologias de reguladores chaveados ou conversores DC/DC, cada uma adequada a um tipo de situação. A Figura (2.4) mostra as mais comuns com seus respectivos nomes. Assim, a porta 1 corresponde à conexão da fonte de tensão

v_i , a porta 2 corresponde à tensão de saída v_o e a porta 3, ao PWM de controle das chaves conforme ficará mais claro adiante. A topologia BUCK, por exemplo, é empregada quando se deseja diminuir uma tensão, caso contrário emprega-se a topologia BOOST. No caso da topologia BUCK-BOOST, não existem restrições quanto às tensões de entrada e de saída.

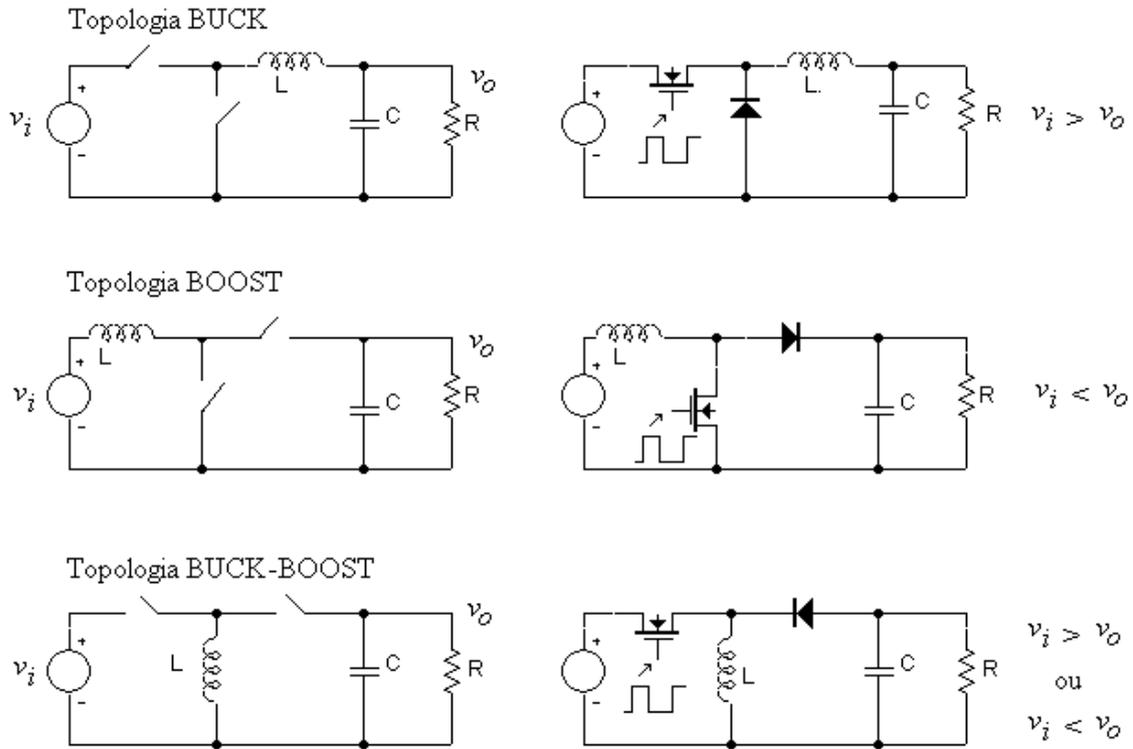


FIGURA 2.4 - Topologias de reguladores chaveados.
 FONTE: Slobodan e Middlebrook (1977).

Considerando que a topologia BUCK será utilizada neste trabalho, iremos considerá-la como exemplo para explicação. No entanto o princípio básico de funcionamento é o mesmo para todas elas.

Conforme se pode notar a topologia BUCK consiste numa fonte de tensão acoplada a uma chave eletrônica em série e à outra em paralelo, seguida de um filtro formado por um indutor e um capacitor que se encontram acoplados a uma carga R . Em geral na prática as chaves eletrônicas em série e em paralelo são implementadas respectivamente por transistor do tipo MOSFET e diodos ultra rápidos, conforme se nota na Figura (2.4).

A abertura e fechamento da chave em série faz com que seja obtida na entrada do filtro uma forma de onda quadrada conforme se observa na Figura (2.5).

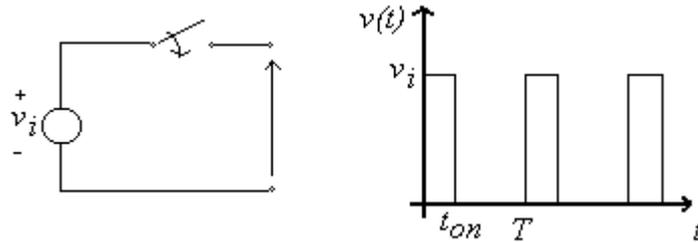


FIGURA 2.5 - Sinal de entrada do filtro.

Do instante zero até um instante t_{on} a chave em série se encontra fechada e a partir daí até completar o período T a chave em série se encontra aberta. À razão correspondente ao intervalo em que a chave se encontra fechada e o período de chaveamento dá-se o nome de *duty cycle* e será representado ao longo deste trabalho pela variável $d=d(t)$. Esta variável é definida portanto numa faixa de 0 a 100% dentro de um período. O resultado disso é que temos na entrada do filtro um sinal composto de um valor médio ou dc superposto com uma série de harmônicas. O filtro opera no sentido de eliminar as componentes harmônicas e deixar passar somente o valor dc.

$$\langle v(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = v_i \frac{t_{on}}{T} = v_i d \quad (2.1)$$

Além disso, este filtro tem também como função acoplar a potência entre as portas 1 e 2 por meio do indutor, o que faz com que o projeto desse componente seja realizado com especial cuidado. A necessidade da segunda chave em paralelo surge porque durante o intervalo $[0, t_{on}]$ em que a chave em série se encontra fechada é armazenada energia no indutor no seu campo magnético associado. Ao abrir a chave em série durante o intervalo $[t_{on}, T]$ há a alteração brusca desse campo magnético com a simultânea inversão de polaridade do indutor e a conseqüente necessidade para um caminho direto para essa corrente de descarga que se realiza por meio da chave em paralelo. Podemos notar que o verdadeiro componente de acoplamento de energia neste caso é o indutor que funciona como uma bomba de corrente ora se carregando por meio da fonte de tensão ora se descarregando na carga e no capacitor.

O que foi discutido até aqui nos permite definir a função da porta 3 do regulador

chaveado. Conforme já dito anteriormente esta porta é uma entrada de controle. Conforme se nota na Equação (2.1), o *duty cycle* é quem determina o valor médio ou d-c na entrada do filtro e consequentemente na saída da porta 2. Isso equivale a dizer que se mantivermos fixa a frequência de chaveamento podemos alterar a relação entre as tensões na porta 1 e 2 por meio do tempo t_{on} correspondente ao instante que a chave em série fica fechada. Daí o motivo da porta 3 ser considerada uma entrada de controle.

Quando se deseja obter tensões reguladas por meio de um conversor DC/DC utiliza-se uma malha fechada que permita a regulação de tensão na porta 2 independente de variações ocorridas na porta 1. Isso é feito por meio da realimentação mostrada na Figura (2.6).

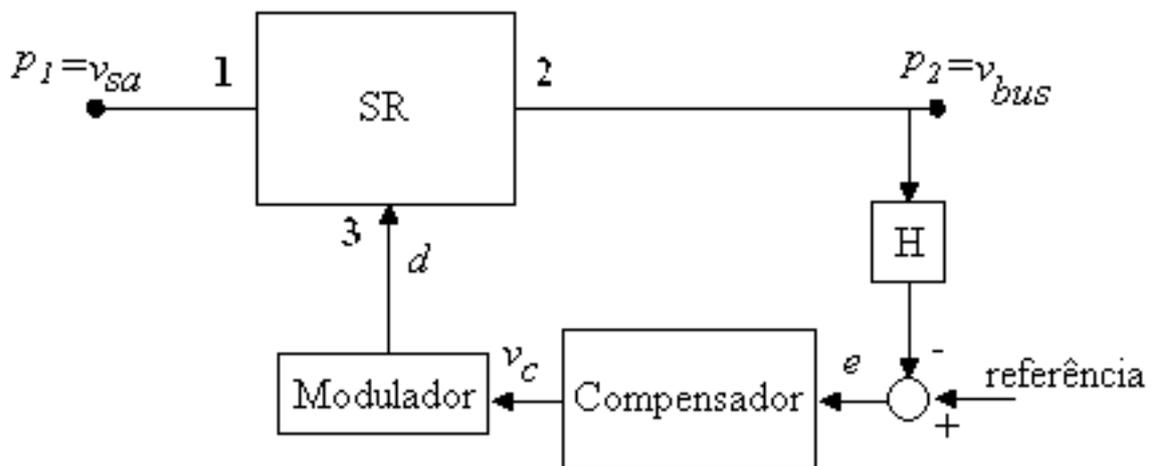


FIGURA 2.6 - Regulador chaveado com realimentação.

Nesta figura, a tensão da porta 2 é amostrada de uma fração H que é então comparada com um valor de referência fixo, gerando assim um sinal de erro e . Este por sua vez é a entrada de um compensador que tem como saída um sinal v_c proporcional ao erro. Esta saída do compensador alimenta o modulador que converte esse sinal no correto *duty cycle* de abertura e fechamento da chave em série.

O princípio pelo qual a variável *duty cycle* d é gerada no modulador é mostrado na Figura (2.7)

O modulador possui internamente um oscilador do tipo dente de serra de amplitude

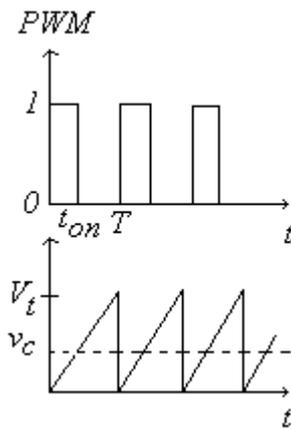


FIGURA 2.7 - Princípio de funcionamento do modulador.

V_t de tal maneira que o sinal de saída do compensador é comparado com o sinal dente de serra. No intervalo $[0, t_{on}]$, quando o sinal v_c do compensador é maior que o sinal dente de serra a saída do modulador é um, indo para zero na situação oposta, conforme se nota na Figura (2.7). Estes valores de zero e um na saída do modulador correspondem às tensões que abrem e fecham o driver das chaves. Com isso, consegue-se gerar uma onda do tipo PWM com seu correspondente *duty cycle*. É importante notar que esta variável d é linear com relação à tensão do compensador, variando de 0 a 100% à medida que o sinal do compensador varre a amplitude da dente de serra, donde se conclui que o ganho do modulador é $1/V_t$. Caso o sinal de compensação ultrapasse a amplitude V_t o *duty cycle* satura em 100% e se o sinal de compensação for menor que zero o *duty cycle* satura em 0%. Assim a Figura (2.8) ilustra a curva característica do modulador.

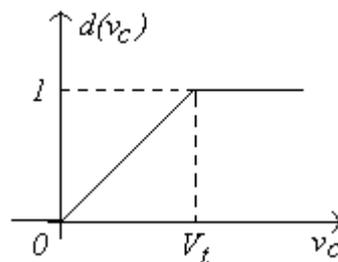


FIGURA 2.8 - Curva característica do modulador.

O mecanismo de regulação é então como se segue: um decréscimo da tensão na porta 1 ocasionaria um correspondente decréscimo da tensão na porta 2 de acordo

com a Equação (2.1). No entanto quando isso acontece o sinal de erro aumenta, e com ele também aumenta o sinal de controle v_c do compensador. Isso faz com que o *duty cycle* d aumente, restaurando a tensão da porta 2 novamente para o valor de referência. O mesmo raciocínio pode ser repetido no caso da tensão na porta 1 aumentar.

2.3 Funcionamento do Sistema de Suprimento de Energia

Iremos agora analisar o funcionamento do sistema de suprimento de energia, considerando a Figura (2.9) na qual são mostrados os componentes principais do sistema. Conforme se nota nesta figura, o sistema compõe-se de uma planta formada por um gerador solar(SAG) conectado a um regulador chaveado(SR). A saída deste encontra-se conectada à bateria e à carga, formando o barramento do satélite. Em geral a carga é do tipo potência constante.

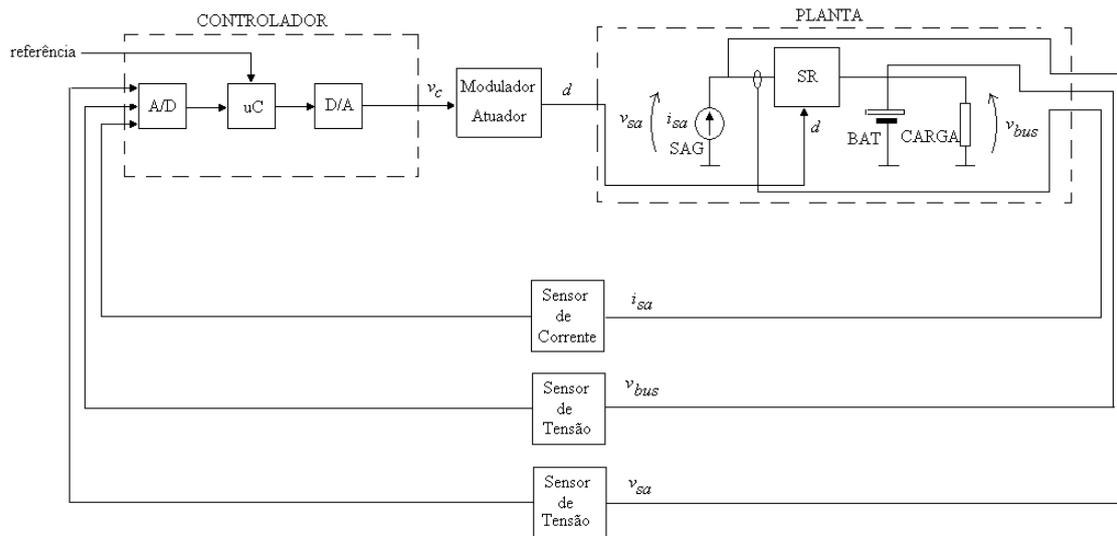


FIGURA 2.9 - Planta e controlador do sistema de suprimento de energia.

As três principais variáveis do sistema são realimentadas por meio de um conversor A/D e processadas por um micro-controlador. Este sinal digital é convertido em um sinal de controle analógico v_c por meio de um conversor D/A, alimentando a entrada do modulador. O modulador é responsável por gerar o *duty cycle* do regulador chaveado, conforme já explicado anteriormente.

Torna-se importante definir neste momento uma notação a ser utilizada. Dessa forma

iremos representar valores d-c por letras maiúsculas e usaremos letras minúsculas para indicar pequenas perturbações a-c em torno deste ponto d-c.

Supondo o sistema funcionando inicialmente com um *duty cycle* constante D , a abertura e fechamento das chaves conforme já discutidos anteriormente faz com que a planta fique operando entre dois estados conforme mostrado na Figura (2.10)

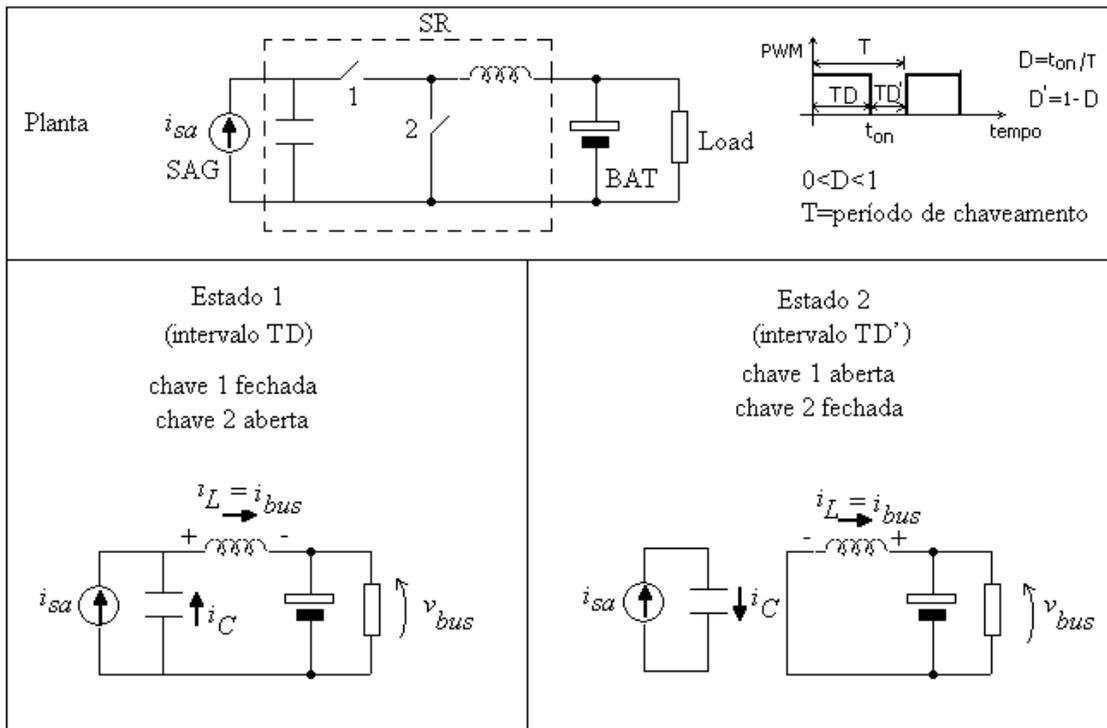


FIGURA 2.10 - Princípio de funcionamento da planta do sistema de suprimento de energia.

Durante o estado 1, com a chave 1 fechada e a chave 2 aberta, o indutor sofre um fluxo de corrente composta da soma da corrente de descarga do capacitor juntamente com a corrente vinda do SAG, conforme se nota na figura.

Durante o estado 2 o capacitor se carrega novamente através do SAG, enquanto que o indutor, usando a energia armazenada no campo magnético durante o estado 1, supre a corrente do barramento.

A frequência de chaveamento entre estes dois estados faz com que apareça um *ripple* de tensão no capacitor que se reflete na tensão do gerador solar v_{sa} . Este *ripple*

corresponde a um pequeno sinal ac de frequência $1/T$, sendo T o período de chaveamento, com valor médio ou d-c correspondente ao ponto de operação (V_{sa}, I_{sa}) mostrado na curva característica do gerador solar conforme Figura (2.11). Se esta perturbação em torno do ponto de operação for pequena, podemos considerar o sinal como sendo linear.

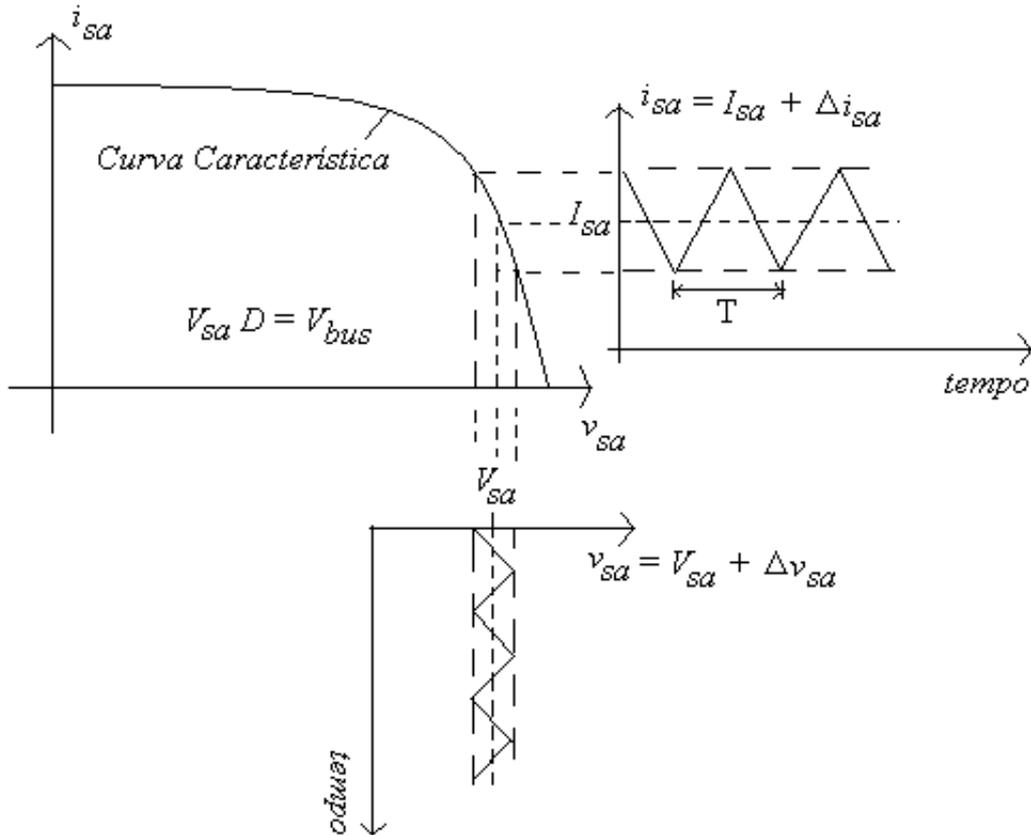


FIGURA 2.11 - Operação da planta do sistema com duty cycle constante.

Conforme já discutido no item sobre reguladores chaveados, a função de transferência dc entre as duas portas, neste caso entre o ponto de operação V_{sa} e a tensão do barramento V_{bus} , é dado por

$$V_{sa}D = V_{bus} \quad (2.2)$$

Se no entanto considerarmos agora que o *duty cycle* não é mais constante mas formado também de uma componente d-c superposta com uma pequena perturbação

a-c, o resultado é que a variável v_{sa} possuirá além do ripple devido ao chaveamento, um ripple devido à perturbação do *duty cycle*. Isso é mostrada na Figura (2.12) em que T é o período de chaveamento e T_d é o período do sinal perturbação do *duty cycle*. Este fato é análogo a uma modulação em amplitude em que as variáveis do sistema correspondem a uma portadora de frequência igual à do chaveamento sendo sua modulação realizada por meio de variações do *duty cycle*. Conforme ficará mais claro adiante essa modulação será utilizada para rastrear o ponto de potência ótima ou controlar a corrente de carga da bateria.

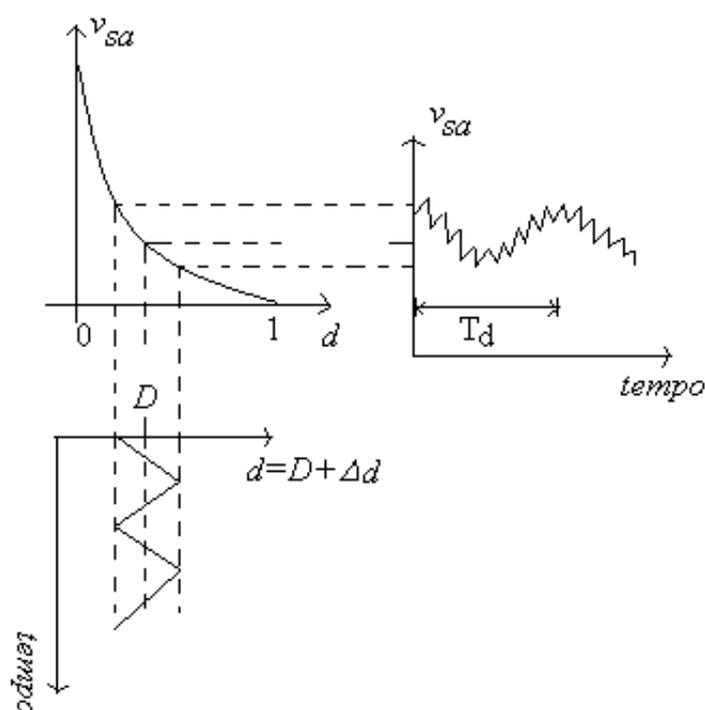


FIGURA 2.12 - Modulação dos sinais causada por variações de “duty cycle”.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM DO SISTEMA

3.1 Introdução

Rastreadores de potência máxima para geradores solares têm sido amplamente explorados (HUYNH; CHO, 1995). Em alguns casos, o uso de microcontroladores nesse tipo de sistema também tem sido discutido (HUYNH; CHO, 1996).

Um sistema de suprimento de energia de um satélite artificial baseado em operação de rastreamento de potência máxima possui alguns modos de operação que serão discutidos neste capítulo. A seguir um modelo que permita a caracterização dinâmica de cada modo de operação será desenvolvido. Portanto iremos definir 2 modos de operação:

- Primeiro modo de operação: “Peak Power Tracking”. Este modo acontece durante o período solar do satélite com o sistema rastreando a potência ótima até o instante em que bateria estiver completamente carregada.
- Segundo modo de operação: “Regulador da Tensão de Final de Carga”. Este modo opera sempre que a bateria atingir o seu final de carga, o qual corresponde ao instante em que a tensão entre seus terminais ultrapassa um limite máximo de tensão.

3.2 Modelagem do Modo Peak Power Tracking

A Figura (2.10) apresenta a planta do sistema a ser controlado. Nesta figura o sistema consiste de um gerador solar acoplado à entrada de um regulador chaveado por meio de um capacitor. A saída deste regulador por sua vez encontra-se conectada à bateria e à carga. Tendo em vista que o regulador chaveado é um dispositivo de três portas, no qual uma variável de controle relaciona as grandezas das duas outras portas entre si, podemos utilizá-lo para controlar a corrente e tensão de uma das portas. Assim, no primeiro modo de operação, podemos visualizar que a entrada da planta é a variável de controle *duty cycle* d e a saída como sendo a potência fornecida pelo painel solar. Isto é mostrado na Figura (3.1)

Dessa forma o objetivo do controlador digital é impor uma entrada na planta de tal forma a levá-la para o ponto ótimo correspondente ao de potência máxima. Isso

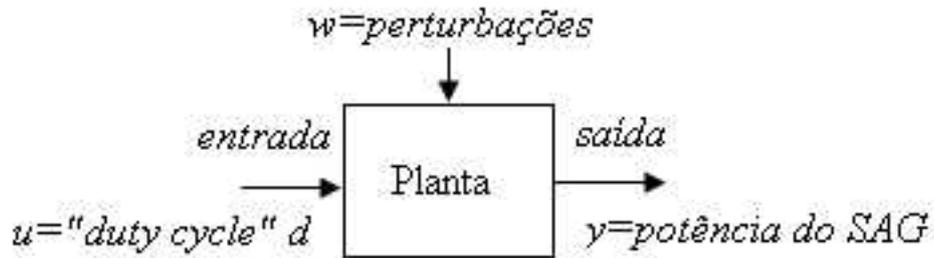


FIGURA 3.1 - Entrada e saída da planta no modo “Peak Power Tracking”.

pode ser visualizado por meio de um diagrama de blocos conforme se nota na Figura (3.2).

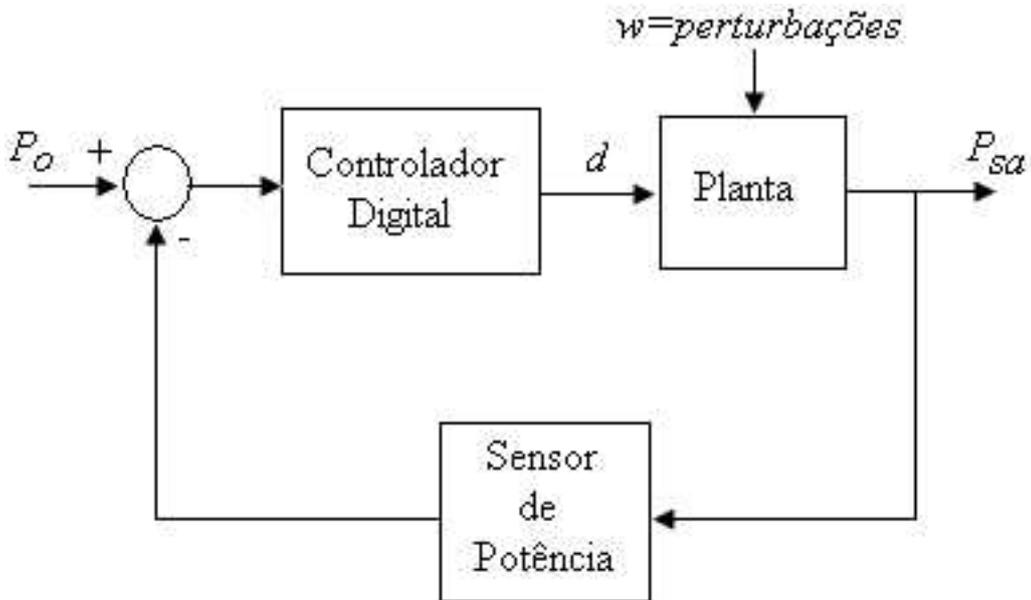


FIGURA 3.2 - Sistema em malha fechada no primeiro modo de operação: “Peak Power Tracking”.

É importante frisar que tanto o sensor de potência quanto a geração da referência de potência ótima são funções também realizadas pelo controlador digital. Dessa forma, observando a Figura (3.3) e a Figura (3.4), o algoritmo de rastreamento de potência máxima realizado pelo controlador digital é descrito adiante.

A tensão e corrente do gerador solar são amostradas da planta por meio do conversor A/D do controlador digital. Em seguida é realizado o produto dessas duas variáveis,

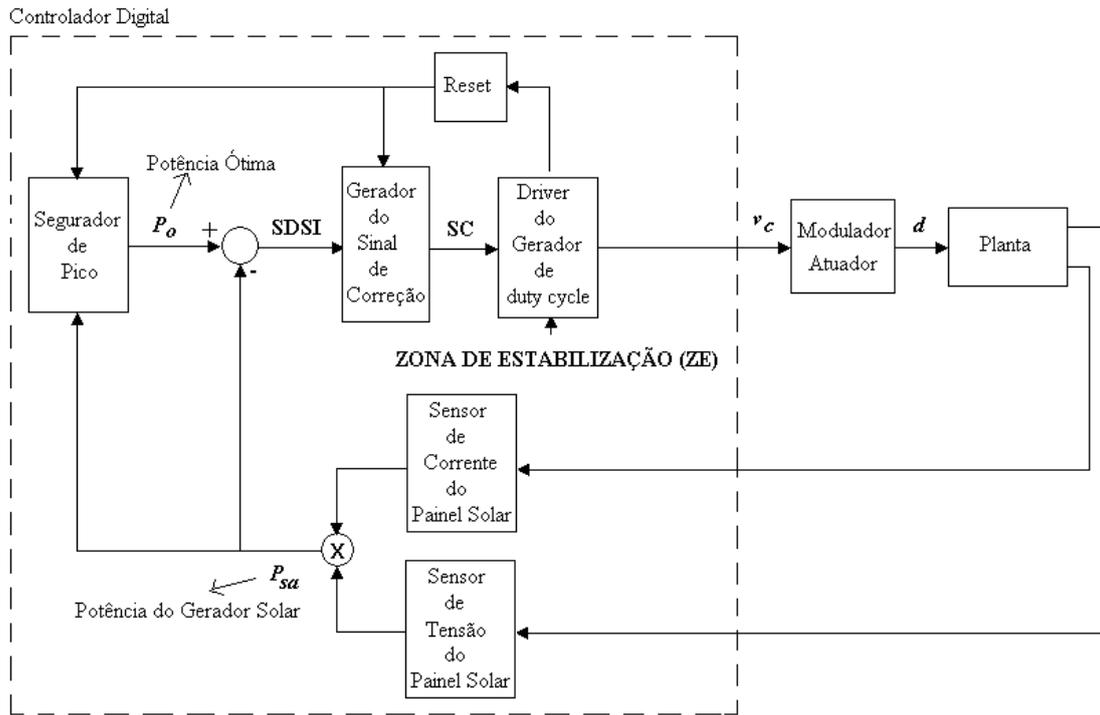


FIGURA 3.3 - Diagrama de blocos do controlador digital operando no modo “Peak Power Tracking”.

obtendo-se a potência real instantânea (P_{sa}). Este sinal por sua vez é alimentado na entrada do bloco Segurador de Pico que tem como função armazenar o maior valor dentre todas as amostras do sinal (P_{sa}). A saída do segurador de pico é a potência ótima (P_o). Observando então na Figura (3.4) a curva da tensão do painel solar, a qual é feita variar linearmente conforme indicado, conclui-se que ao se incrementar a tensão do painel solar isso faz com que a potência, obedecendo à curva característica do gerador, apresente o perfil indicado pelo sinal (P_{sa}). Enquanto essa variação se encontra à esquerda do ponto ótimo ou ponto de máxima potência do gerador os dois sinais (P_{sa}) e (P_o) ambos crescem igualmente. Ao passar pelo ponto ótimo o valor máximo de potência (P_o) é armazenado pelo segurador de pico enquanto o sinal (P_{sa}) começa a decrescer. Isso faz com que surja um sinal de erro entre a potência real e a potência ótima. Este sinal é representado na Figura (3.4) como Sinal de Desvio da Saída Indicado (SDSI). Este sinal então alimenta o bloco chamado Gerador do Sinal de Correção que integra o erro obtido pelo sinal SDSI. Essa curva também é mostrada na mesma figura. Uma vez que o Sinal de Correção (SC) tenha atingido um determinado nível definido pela zona de estabilização (ZE) o processo se reverte ao mesmo tempo em que um sinal de *reset* faz zerar o sinal de correção, iguala

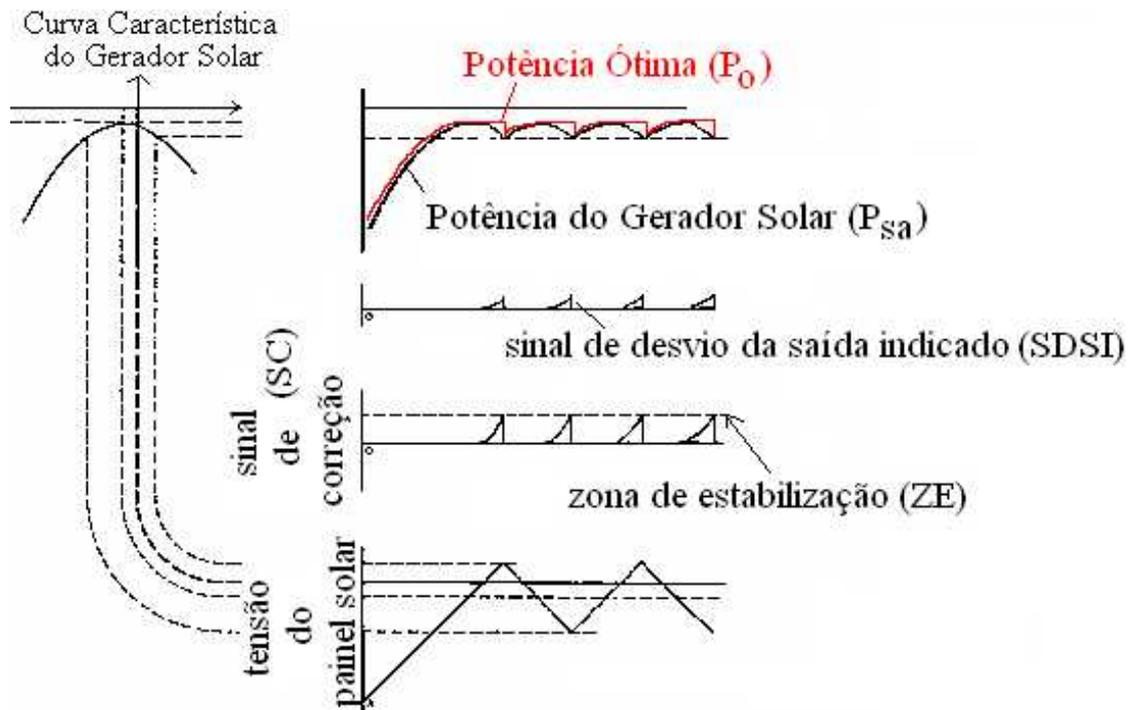
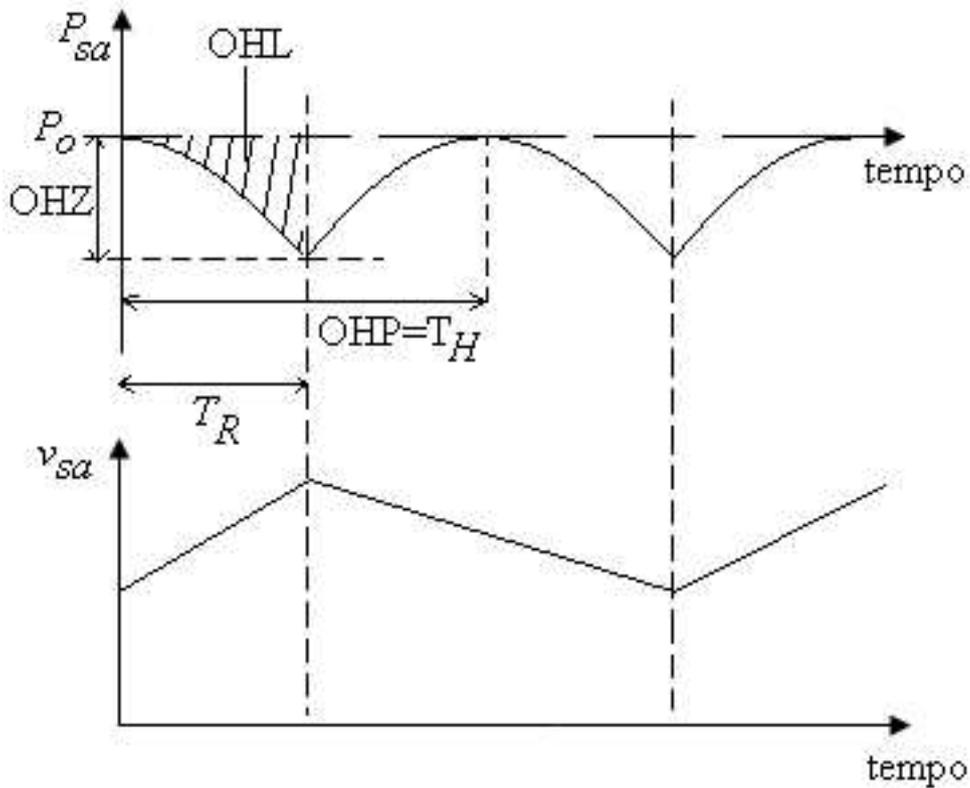


FIGURA 3.4 - Sinais relevantes no controlador digital durante o modo PPT.
 FONTE: (DRAPER; LI, 1951, p.41).

o sinal P_{sa} com o sinal P_o e o processo se repete agora com a tensão do gerador solar decrescendo linearmente. Portanto através deste mecanismo é possível rastrear o ponto ótimo da curva característica do painel solar fazendo o sistema oscilar em torno deste ponto. Este tipo de controle pode ser realizado sem a função matemática que descreva a curva característica. O sistema é inclusive robusto às mudanças da curva característica, pois a variação do ponto ótimo não causa impacto no algoritmo acima discutido (DRAPER; LI, 1951).

A partir das explicações acima, conclui-se que o método basicamente consiste em fazer a entrada do sistema variar linearmente, ora diminuindo ora aumentando com a reversão do processo em intervalos definidos. A Figura (3.5) ilustra este processo e define alguns parâmetros de interesse neste mecanismo de rastreo.

A partir da Figura (3.5) podemos observar que o algoritmo de rastreo de potência máxima opera fazendo a saída do sistema oscilar em torno do ponto ótimo. Essa perturbação da entrada do sistema corresponde à perturbação da variável *duty cycle* d conforme já discutido e ilustrado na Figura (2.12). A partir desse mecanismo podemos especificar alguns parâmetros de interesse sendo alguns deles mantidos



Legenda:

- HL="Output Hunting Loss"
- HP="Output Hunting Period"
- HZ="Output Hunting Zone"

FIGURA 3.5 - Curva característica do gerador solar e mecanismo de rastreo.
 FONTE: (DRAPER; LI, 1951, p.141).

suas siglas originais em inglês (DRAPER; LI, 1951). Assim temos:

- “Output Hunting Loss” (OHL): Consiste na região hachurada na Figura (3.5) e representa a potência média perdida em relação ao ponto ótimo ao se oscilar em torno deste. É desejável que o mecanismo de busca se realize com o mínimo dessa perda.
- “Output Hunting Period” (OHP): Corresponde ao período da perturbação a-c da variável de entrada do sistema *duty cycle d* conforme já discutido anteriormente.

- “Output Hunting Zone” (OHZ): Corresponde à diferença entre a potência ótima e a potência real no momento da reversão. Esta diferença é delimitada pelo sinal definido no diagrama de blocos da Figura (3.3) como Zona de Estabilização(ZE).

Podemos escrever as seguintes relações para as curvas apresentadas acima, considerando a curva característica de potência do gerador solar aproximadamente como uma parábola em torno do ponto ótimo.

$$v_{sa} = k_1 t \quad , \quad 0 < t < T_R \quad e \quad k_1 > 0 \quad (3.1)$$

$$P_{sa} = -k_2 v_{sa}^2 \quad , \quad k_2 > 0 \quad (3.2)$$

Substituindo (3.1) em (3.2) temos

$$P_{sa} = -k_2 k_1^2 t^2 \quad (3.3)$$

Se considerarmos a origem de referência coincidente com o ponto ótimo, temos da figura anterior que

$$OHZ = -k_2 k_1^2 T_R^2 \quad (3.4)$$

Outro parâmetro importante é a potência média perdida durante meio ciclo do sistema de rastreamento. Na Figura (3.5) é denominado de “Output Hunting Loss” (*OHL*) e é uma das especificações mais importantes de um sistema do tipo rastreador de potência máxima. Podemos então escrever para o parâmetro *OHL* o seguinte

$$OHL = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} P_{sa} dt = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} -k_2 k_1^2 t^2 dt = -\frac{1}{3} k_2 k_1^2 T_R^2 \quad (3.5)$$

Estas relações obtidas acima se tornam úteis à medida em que servem de referência ao se estabelecer requisitos de funcionamento do sistema. Em geral deseja-se que o mecanismo de busca se realize dentro de uma vizinhança do ponto ótimo de tal

modo que a potência não caia abaixo de uma determinada porcentagem do ponto de máximo.

3.3 Modelagem do Modo Regulador da Tensão de Final de Carga

Conforme já dito anteriormente, uma vez que a tensão do barramento, que corresponde à tensão nos terminais da bateria, tenha atingido um limite correspondente à tensão máxima de final de carga da bateria, o sistema deve ser capaz de alterar do primeiro para o segundo modo de operação, regulando a tensão do barramento em um valor de referência fixo. Portanto a saída da planta neste modo passa a ser a tensão do barramento. A entrada de interesse continua sendo a variável de controle *duty cycle*.

Torna-se então necessária a obtenção de uma relação entre entrada e saída da planta por meio de uma função de transferência. Para isso iremos utilizar uma técnica de linearização conhecida como “State-Space Averaging” (MIDDLEBROOK; CUK, 1977). As variáveis envolvidas na planta são mostradas na Figura (3.6)

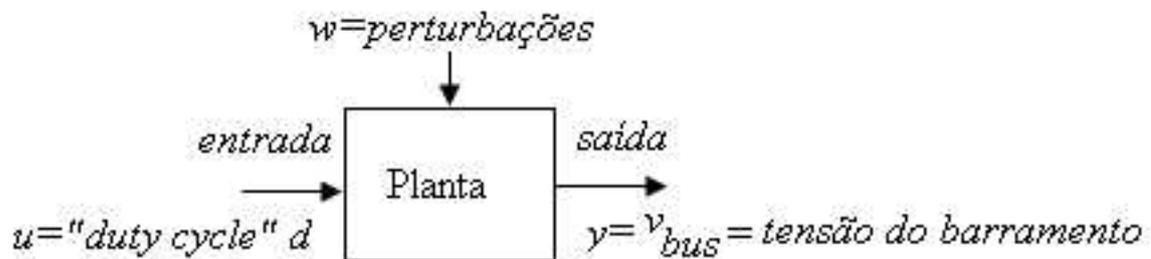


FIGURA 3.6 - Entrada e saída da planta no segundo modo de operação: “Regulador da Tensão de Final de Carga”.

Um desenho da planta já foi apresentado na Figura (2.10). Nela identificamos o chaveamento entre dois estados por meio da variável de controle “duty cycle” d . Iremos agora substituir as chaves lá apresentadas por seus componentes eletrônicos correspondentes conforme mostrado na Figura (3.7). Em seguida iremos representar a bateria e a carga por seus respectivos modelos.

O modulador já foi discutido anteriormente e sua curva característica pode ser recapitulada na Figura (2.8), mostrando a relação de ganho linear entre a variável *duty cycle* d e a tensão de controle v_c .

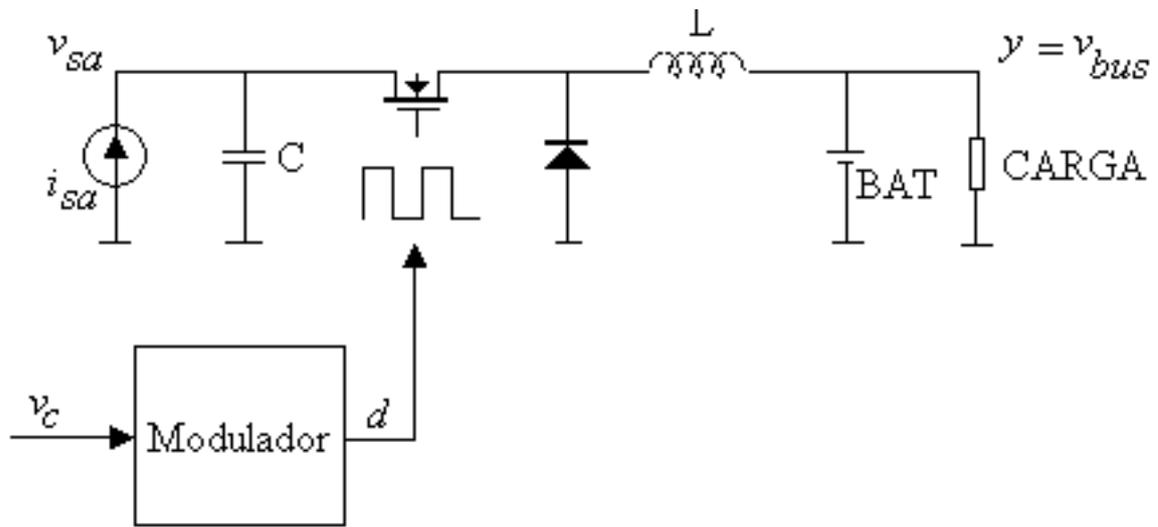


FIGURA 3.7 - Diagrama elétrico da planta.

Por sua vez a fonte de corrente que modela o painel solar é um dispositivo não-linear conforme mostra a sua curva característica também já apresentada na Figura (1.2). Podemos no momento escrever:

$$i_{sa} = f(v_{sa}) \quad (3.6)$$

Se substituirmos a bateria por seu modelo equivalente a uma resistência interna r_i em série com uma fonte de tensão e substituirmos a carga por uma resistência fixa R , teremos o modelo elétrico apresentado na Figura (3.8). Vale ressaltar que o modelo da bateria assim representado se apresentou como o caminho mais adequado na obtenção de um modelo linear da planta. Nesta, temos duas variáveis de estado correspondentes aos dois elementos reativos do circuito. Assim sendo, definimos o vetor estado constituído pela corrente no indutor e pela tensão no capacitor. Além disso, para tornar o modelo mais real serão consideradas as resistências parasíticas dos diversos componentes envolvidos no sistema.

O vetor estado pode então ser escrito como se segue

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

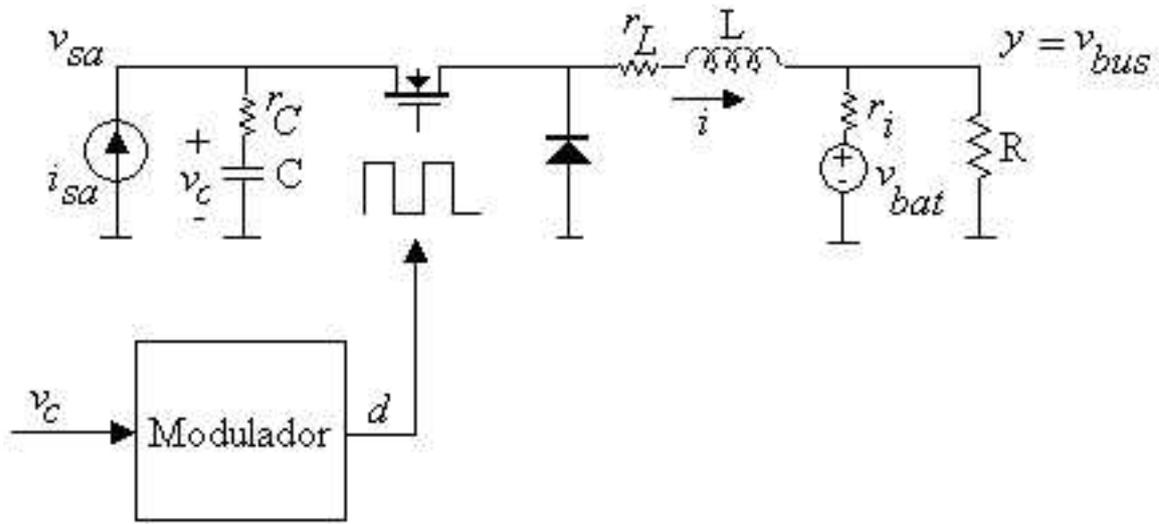


FIGURA 3.8 - Diagrama elétrico da planta com resistências parasíticas.

O primeiro passo na modelagem consiste em utilizar as Leis de Kirchoff e escrever as equações de malha correspondentes a cada um dos estados chaveados. Em seguida iremos usar a técnica de linearização conhecida como “Averaging” (MIDDLEBROOK; CUK, 1977), a partir da qual será também possível obter um circuito elétrico linearizado que descreva o comportamento do sistema. Vejamos cada um desses quatro passos a seguir.

3.3.1 Intervalo $[0, dT]$

Este é o intervalo em que a chave 1 se encontra fechada e a chave 2, aberta. Na prática estas funções de chaves são implementadas respectivamente por um transistor do tipo MOSFET e um diodo especial com rápida capacidade de chaveamento, conforme indicado na Figura (3.8). Este transistor por sua vez apresenta uma resistência r_{DS} quando se encontra fechado. Assim a planta durante este intervalo tem a seguinte configuração, conforme mostrado na Figura (3.9)

Na Figura (3.9) as setas indicam os sentidos da corrente e as polaridades estão indicadas pelos sinais correspondentes. As equações que podem ser escritas para a planta neste intervalo são:

$$v_{sa} - (r_{DS} + r_L)i - y = L \frac{di}{dt} \quad (3.8)$$

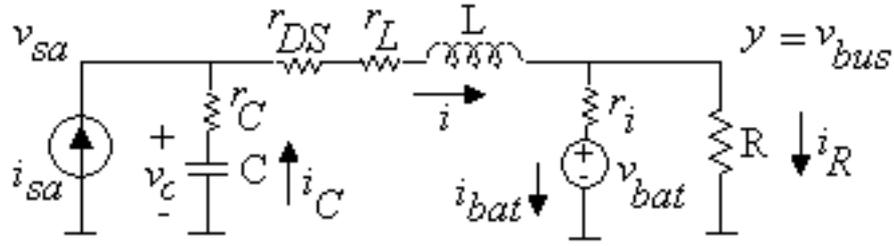


FIGURA 3.9 - Planta durante intervalo $[0, dT]$.

$$i_C = -C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.9)$$

$$v_{sa} = v_c - r_c i_c \quad (3.10)$$

$$i = i_C + i_{sa} \quad (3.11)$$

$$i_{sa} = f(v_{sa}) \quad (3.12)$$

$$y = R i_R \quad (3.13)$$

$$i = i_{bat} + i_R \quad (3.14)$$

$$y = v_{bat} + r_i i_{bat} \quad (3.15)$$

As oito equações acima são suficientes para que possamos escrever as equações de estado da planta durante este intervalo. No entanto, antes de prosseguirmos iremos linearizar a Equação (3.12) acima. Conforme já mostrado anteriormente, a relação entre a corrente e tensão do painel solar é não linear. No entanto, a partir de agora iremos assumir uma primeira condição de funcionamento do sistema: a de que as

variáveis acima descritas representam pequenas perturbações em torno de um ponto de operação d-c. Dessa forma, podemos escrever para o painel solar o seguinte:

$$i_{sa} = I_{sa} + \hat{i}_{sa} \quad (3.16)$$

$$v_{sa} = V_{sa} + \hat{v}_{sa} \quad (3.17)$$

Na notação acima o acento sobre a variável indica pequenas perturbações a-c superpostas a uma componente d-c. Assim, podemos aplicar a fórmula de Taylor para linearizar a relação entre corrente e tensão do painel solar.

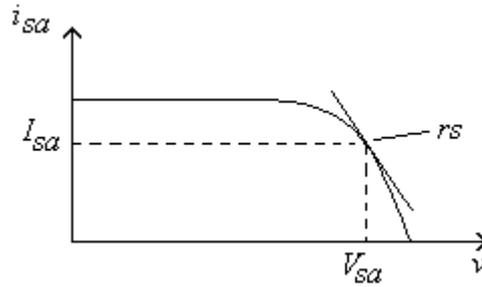


FIGURA 3.10 - Resistência dinâmica do gerador solar.

Na Figura (3.10) r_s é a resistência dinâmica do painel no ponto de operação. O inverso de r_s corresponde à declividade da reta tangente a este ponto. É importante notar que esta declividade é negativa. Assim tem-se:

$$i_{sa} \cong f(V_{sa}) + \left. \frac{df(v_{sa})}{dv_{sa}} \right|_{v_{sa}=V_{sa}} (v_{sa} - V_{sa}) \quad (3.18)$$

Sabendo-se que $f(V_{sa}) = I_{sa}$ podemos escrever para o painel solar a seguinte relação:

$$\hat{i}_{sa} = -\frac{1}{r_s} \hat{v}_{sa}, r_s > 0 \quad (3.19)$$

A Equação (3.19) acima é a linearização desejada da Equação (3.12) apresentada anteriormente. É importante frisar mais uma vez que a partir deste momento estare-

mos considerando que o sistema trabalha com pequenas perturbações a-c em torno de um ponto de operação d-c. Iremos, sem perda de generalidade, deixar de usar o acento para indicar este fato a menos que surja uma situação em que seja necessário explicitar esta condição.

A resistência r_s é um parâmetro do modelo de uma painel solar conforme será visto abaixo. Podemos confirmar o ganho negativo observando que quanto maior a tensão do painel maior o dreno de corrente pela resistência r_s e portanto menor a corrente fornecida pelo painel.

Feito isso podemos agora manipular as Equações (3.8) a (3.15) para obtermos as seguintes equações de estado:

$$L \frac{di}{dt} = -(r_C // r_s + r_{DS} + r_L + R // r_i) i + \frac{r_s}{r_C + r_s} v_C - \frac{R}{R + r_i} v_{bat} \quad (3.20)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{r_s}{r_C + r_s} i - \frac{1}{r_C + r_s} v_C \quad (3.21)$$

Matricialmente temos:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{b}_1 v_{bat} \quad (3.22)$$

$$y = \mathbf{c}_1 \mathbf{x} + g_1 v_{bat} \quad (3.23)$$

em que

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_C // r_s + r_{DS} + r_L + R // r_i)}{L} & \frac{r_s}{L(r_C + r_s)} \\ -\frac{r_s}{C(r_C + r_s)} & -\frac{1}{C(r_C + r_s)} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L(R + r_i)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{c}_1 = \begin{bmatrix} R // r_i & 0 \end{bmatrix} \quad g_1 = \frac{R}{R + r_i}$$

3.3.2 Intervalo $[dT, T]$

Durante este intervalo o MOSFET(chave 1) se abre e o diodo(chave 2) se fecha. Da mesma forma que o transistor, o diodo não se fecha como um curto perfeito mas apresenta uma resistência parasita identificada aqui por r_D . A configuração do sistema fica então com o seguinte formato conforme mostrado na Figura (3.11)

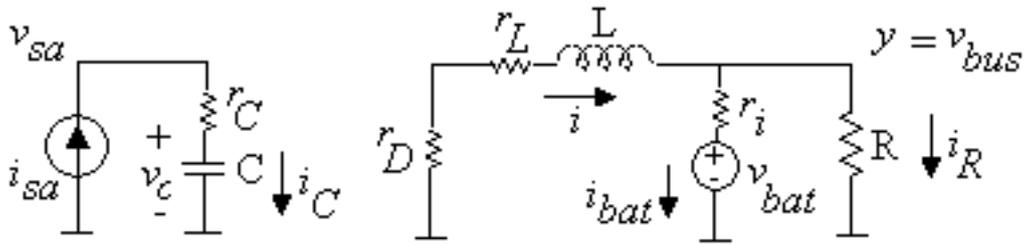


FIGURA 3.11 - Planta durante intervalo $[dT, T]$.

As equações do sistema durante este intervalo são:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.25)$$

$$v_{sa} = v_c + r_C i_C \quad (3.26)$$

$$v_{sa} = -r_s i_{sa} \quad (3.27)$$

$$i_{sa} = i_c \quad (3.28)$$

$$L \frac{di}{dt} = -(r_D + r_L) i - y \quad (3.29)$$

As Equações (3.13) a (3.15) continuam valendo durante este intervalo e novamente após as devidas manipulações algébricas temos as seguintes equações de estado

$$L \frac{di}{dt} = -(r_D + r_L + R/r_i)i - \frac{R}{R + r_i}v_{bat} \quad (3.30)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{r_C + r_s}v_C \quad (3.31)$$

Matricialmente temos:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{b}_2 v_{bat} \quad (3.32)$$

$$y = \mathbf{c}_2 \mathbf{x} + g_2 v_{bat} \quad (3.33)$$

em que

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_D+r_L+R/r_i)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(r_C+r_s)} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L(R+r_i)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{c}_2 = \begin{bmatrix} R/r_i & 0 \end{bmatrix} \quad g_2 = \frac{R}{R+r_i}$$

3.3.3 Linearização por State Space Averaging

Esta técnica (MIDDLEBROOK; CUK, 1977) permite considerar que o sistema ao longo de um ciclo de período se comporte como se fosse uma média ponderada de cada um dos estados chaveados descritos acima, tendo como pesos os valores d e $d'=(1-d)$ para os intervalos $[0, dT]$ e $[dT, T]$ respectivamente. Em outras palavras, os pesos correspondem à fração de tempo em um período em que o sistema se encontra em cada um dos estados acima. Estaremos preocupados em aplicar diretamente a técnica neste item. Uma demonstração matemática mais formal bem como a validade e as condições de sua aplicação podem ser encontradas resumidamente no apêndice A.

Uma observação de extrema importância é ter em mente que, ao utilizarmos a técnica de “Averaging”, estamos na realidade introduzindo uma entrada na planta. Neste caso esta nova entrada é a variável de controle *duty cycle* d .

Assim, para tornar mais clara a notação iremos utilizar a variável u no lugar de d para escrever a equação final de espaço de estados. Com isso podemos perceber que a entrada de controle altera a matriz de parâmetros do sistema e portanto temos uma forma de controle paramétrico. Tem-se então:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= (u\mathbf{A}_1 + u'\mathbf{A}_2)\mathbf{x} + (u\mathbf{b}_1 + u'\mathbf{b}_2)v_{bat} \quad , \quad u = d \\ y &= (u\mathbf{c}_1 + u'\mathbf{c}_2)\mathbf{x} + (ug_1 + u'g_2)v_{bat} \quad , \quad u = d\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}v_{bat} \\ y &= \mathbf{c}\mathbf{x} + gv_{bat}\end{aligned}\tag{3.35}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= u\mathbf{A}_1 + u'\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{b} &= u\mathbf{b}_1 + u'\mathbf{b}_2 \\ \mathbf{c} &= u\mathbf{c}_1 + u'\mathbf{c}_2 \\ g &= ug_1 + u'g_2\end{aligned}$$

Tendo então um sistema não linear podemos escrever:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, u, v_{bat}) \quad u = d,\tag{3.36}$$

Estamos interessados em obter uma expressão linear para a Equação (3.36). Assim temos:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{P}\mathbf{x} + \mathbf{Q}u + \mathbf{T}v_{bat}\end{aligned}\tag{3.37}$$

$$\mathbf{P} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right]_{\substack{\mathbf{x} = \mathbf{x} \\ u = D \\ v_{bat} = V_{bat}}}, \quad \mathbf{Q} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial u} \right]_{\substack{\mathbf{x} = \mathbf{x} \\ u = D \\ v_{bat} = V_{bat}}}, \quad \mathbf{T} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial v_{bat}} \right]_{\substack{\mathbf{x} = \mathbf{x} \\ u = D \\ v_{bat} = V_{bat}}}$$

De acordo com a notação que vem sendo adotada neste trabalho, na notação acima letras maiúsculas indicam o ponto de operação d-c. Da Equação (3.35) temos que

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, u, v_{bat}) = (u\mathbf{A}_1 + u'\mathbf{A}_2)\mathbf{x} + (u\mathbf{b}_1 + u'\mathbf{b}_2)v_{bat}\tag{3.38}$$

Podemos então obter as matrizes \mathbf{P} , \mathbf{Q} e \mathbf{T} a partir das derivadas parciais da Equação (3.38). Assim temos

$$\mathbf{P} = D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2 \quad (3.39)$$

$$\mathbf{Q} = [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{b}_1 - \mathbf{b}_2)V_{bat}] \quad (3.40)$$

$$\mathbf{T} = D\mathbf{b}_1 + D'\mathbf{b}_2 \quad (3.41)$$

Assim a equação de espaço estado final linearizada é mostrada abaixo

$$\dot{\mathbf{x}} = (D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2)\mathbf{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{b}_1 - \mathbf{b}_2)V_b]u + (D\mathbf{b}_1 + D'\mathbf{b}_2)v_{bat} \quad (3.42)$$

Analogamente podemos linearizar a expressão para a saída y e obtermos

$$y = (D\mathbf{c}_1 + D'\mathbf{c}_2)\mathbf{x} + [(\mathbf{c}_1 - \mathbf{c}_2)\mathbf{X} + (g_1 - g_2)V_b]u + (Dg_1 + D'g_2)v_{bat} \quad (3.43)$$

As Equações (3.42) e (3.43) acima descrevem o comportamento final linearizado da planta. A partir delas é possível obter as funções de transferência desejadas. Por exemplo, neste caso estamos interessados em obter uma função de transferência entre a saída y , que corresponde à tensão do barramento, e a entrada de controle $u=d$.

Devemos lembrar que durante o segundo modo de operação queremos que a tensão do barramento, que corresponde à tensão nos terminais da bateria, regule em torno de uma referência fixa uma vez que a bateria tenha atingido o seu estado final de carga. Esta referência fixa corresponde à tensão máxima de carga da bateria. No caso de baterias com tecnologia Li-Ion esse valor fixo corresponde a 4,2V por célula. Este valor deve ser multiplicado pelo número de células em série de acordo com a bateria a ser utilizada no sistema. Alguns fabricantes sugerem um valor de referência

um pouco abaixo dos 4,2V.

Assim para obter a função de transferência entre a entrada desejada e a saída podemos considerar pelo princípio de superposição a outra entrada igual a zero, ou seja, $v_{bat}=0$. Além disso, tendo em vista os valores das matrizes obtidas nos itens anteriores temos que $g_1=g_2$, $b_1=b_2$, $c_1=c_2$. Após estas considerações estamos aptos a aplicar a transformada de Laplace na Equação (3.42) e substituir o resultado obtido na Equação (3.43). Com isso temos:

$$\mathbf{x}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}u(s) \quad , \mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2 \quad (3.44)$$

$$y(s) = \mathbf{c}\mathbf{x}(s) = \mathbf{c}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}u(s) \quad \mathbf{c} = D\mathbf{c}_1 + D'\mathbf{c}_2 \quad (3.45)$$

Para completar e finalizar a função de transferência desejada devemos lembrar que a variável *duty cycle* d , em que $d=u$, não existe fisicamente no sistema. Como podemos observar na Figura (3.8) o que existe de fato é uma tensão de controle denominada v_c que se relaciona linearmente com a variável d por meio de um ganho tal que $d = v_c/V_t$ conforme já discutido anteriormente e mostrado na Figura (2.8). Portanto a função de transferência desejada entre a tensão de barramento e a tensão de controle v_c é

$$G(s) = \frac{v_{bus}(s)}{v_C(s)} = \frac{1}{V_t}\mathbf{c}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} \quad (3.46)$$

Esta é a função de transferência desejada da planta mostrada na Figura (2.9). Daqui em diante o termo $G(s)$ será usado sempre com este significado. Iremos considerar uma determinada condição de operação e substituir os parâmetros do sistema, conforme apresentado na Tabela (3.1).

Após essas substituições temos para a função de transferência o seguinte resultado:

$$G(s) = \frac{3,8 \times 10^4(s + 3,1 \times 10^3)}{s^2 + 1,7 \times 10^4s + 3,9 \times 10^8} \quad (3.47)$$

As Figuras (3.12) e (3.13) ilustram o diagrama de Bode e a resposta a um degrau para a planta em estudo. Estes resultados foram obtidos utilizando o software MatLab.

TABELA 3.1 - Parâmetros da planta e condições de operação.

Parâmetros/Condição de Operação	Valor
r_s	20Ω
r_D	$0,1\Omega$
r_C	$0,11\Omega$
r_{DS}	$0,1\Omega$
r_L	$0,11\Omega$
R	25Ω
r_i	$0,4\Omega$
V_t	$3V$
L	$44,4\mu H$
C	$30\mu F$
D	$0,7$
V_{bat}	$8V$
V_{sa}	$13,1V$
I	$500mA$

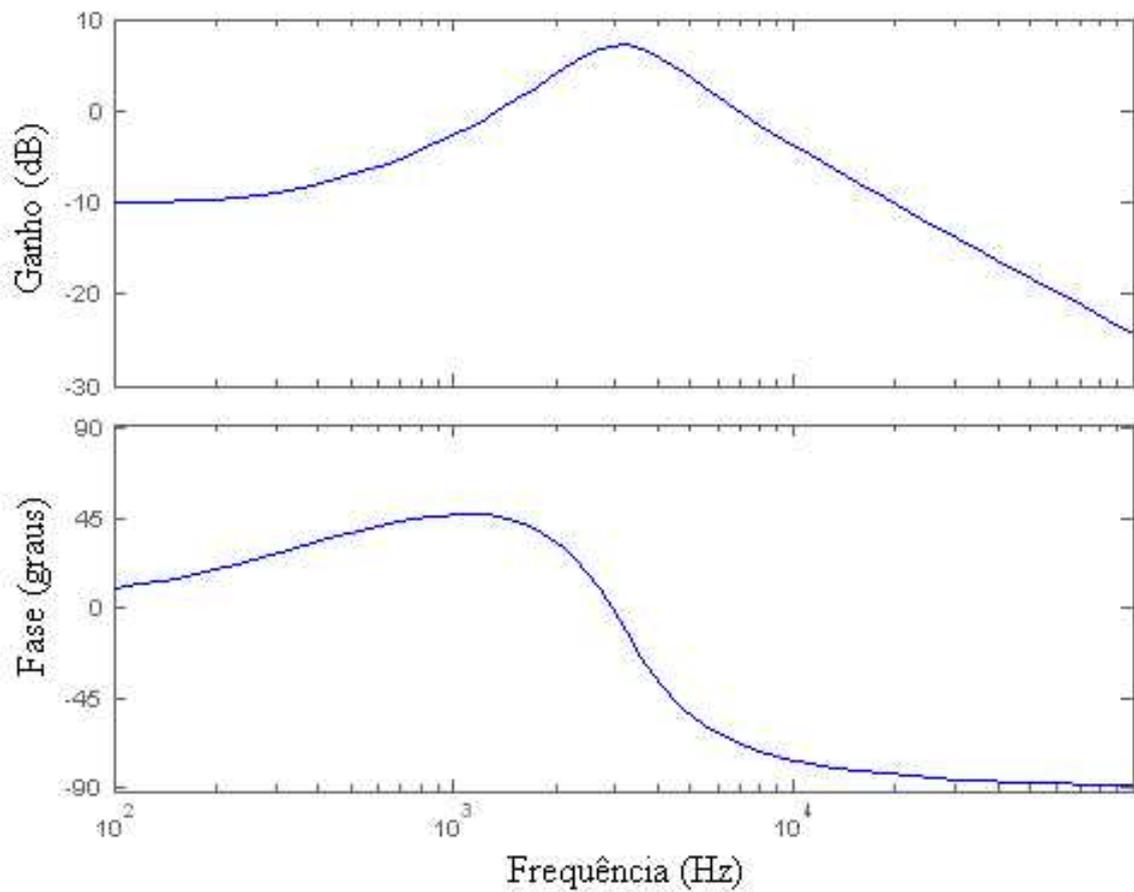


FIGURA 3.12 - Diagrama de bode da planta.

Uma observação importante que pode ser tirada dessas duas figuras é a frequência de oscilação natural do sistema que se encontra em torno de 2,8kHz.

3.3.4 Derivação do Circuito Elétrico Linear a partir das Equações de Espaço-Estado

Para finalizar a modelagem deste segundo modo de operação, iremos derivar a partir das equações de espaço-estado um circuito linear que descreva o comportamento do sistema e que possa ser usado em programas de simulação. O circuito linear assim obtido apresenta algumas vantagens na simulação quando comparado com o circuito original, contendo as funções de chaveamento realizadas pelo transistor e diodo. Essas vantagens serão discutidas mais adiante no capítulo referente à simulação. Por ora estaremos preocupados somente na sua obtenção.

Já vimos que a matriz \mathbf{A} corresponde a uma média ponderada das matrizes A_1 e A_2 . Temos então

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{Dr_c//r_s + Dr_{DS} + D'r_D + r_L + R//r_i}{L} & \frac{Dr_s}{L(r_C + r_s)} \\ -\frac{Dr_s}{C(r_C + r_s)} & -\frac{1}{C(r_C + r_s)} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Para simplificar um pouco mais a expressão da matriz usaremos a substituição abaixo

$$R_e = Dr_c//r_s + Dr_{DS} + D'r_D + r_L \quad (3.49)$$

As equações de estado na forma matricial tomam a seguinte forma então

$$\begin{bmatrix} L \frac{di}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_e + R//r_i) & \frac{Dr_s}{r_C + r_s} \\ -\frac{Dr_s}{r_C + r_s} & -\frac{1}{r_C + r_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R}{R+r_i} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (3.50)$$

Se observarmos cuidadosamente, notaremos que a equação acima contém informações sobre a tensão no indutor bem como a corrente no capacitor. Assim um circuito que corresponda às equações acima é mostrado na Figura (3.14).

No entanto o circuito acima ainda está incompleto pois presume que a variável *duty cycle* assume um valor constante d-c o que está em desacordo com o que assumimos

anteriormente em que todas as variáveis operam como pequenas perturbações a-c em torno de um ponto d-c. Assim, na fonte de corrente e de tensão da Figura (3.14) onde aparecem os produtos Di e Dv_C , respectivamente, os mesmos devem ser substituídos por suas componentes d-c superimpostas às pequenas perturbações a-c. Ou seja

$$d = D + \hat{d} \quad (3.51)$$

$$i = I + \hat{i} \quad (3.52)$$

$$(D + \hat{d})(I + \hat{i}) = DI + D\hat{i} + \hat{d}I + \hat{d}\hat{i} \cong Di + \hat{d}I \quad (3.53)$$

$$(D + \hat{d})(V_C + \hat{v}_C) \cong Dv_C + \hat{d}V_C \quad (3.54)$$

Nas relações acima estamos desprezando os termos de segunda ordem representados pelos produtos das pequenas variações. Dessa forma as fontes de corrente e de tensão da Figura (3.14) se dividem em duas, conforme mostra a Figura (3.15)

Observando a figura acima podemos notar que as fontes de corrente e de tensão representadas por retângulos correspondem a um transformador dc-dc fictício, fazendo refletir entre o primário e secundário a corrente i e a tensão v_c . A conclusão que se chega é que o efeito do chaveamento pode ser modelado por este transformador dc-dc fictício juntamente com as duas fontes de corrente e tensão a-c, representadas por círculos na Figura (3.15), que neste caso representam o efeito da portadora no mecanismo de modulação explicado anteriormente.

3.4 Leis de Controle

O controle de sistemas por meio de computadores digitais tornou-se bastante comum em sistemas espaciais. Com o uso destes componentes em unidades condicionadoras de potência podemos ainda realizar várias outras tarefas como, por exemplo, telemetrias, telecomandos, entre outras funções, o que resulta em grande flexibilidade. No caso de aplicações práticas em satélites, existem outras preocupações no desenvolvimento completo de um modelo de vôo. Entre vários requisitos temos a preocupação com a redundância de computadores da unidade, projeto térmico e mecânico adequados bem como *lay out* otimizado em massa e volume. Estes critérios não serão tratados aqui neste trabalho. Estaremos interessados somente em implementar experimentalmente as leis de controle para cada um dos modos de operação. Assim, a preocupação de montagem prática neste trabalho vai até a idéia conceitual de um

modelo de desenvolvimento ou protótipo.

Sabemos que o sistema opera em dois modos distintos. No modo *Peak Power Tracking* já obtivemos a lei de controle tal que através da realimentação de corrente e tensão do gerador solar, é aplicada na entrada da planta um sinal reversível com razão de subida e descida constantes à medida em que rastreia o ponto de potência ótima do gerador solar(SAG) num mecanismo já explicado anteriormente. Neste caso não precisamos de uma função de transferência analítica, sendo o sistema bastante robusto para grandes mudanças de condições de operação do gerador solar.

Já no segundo modo de operação, estamos interessados em regular a tensão de final de carga da bateria em torno de uma referência fixa e portanto nosso problema se enquadra num modelo clássico de sistema retroalimentado com controle digital, conforme se ilustra a Figura (3.16)

Nesta malha um conversor A/D, um microcontrolador e um conversor D/A fazem o papel de um controlador clássico contínuo. A planta da figura acima será novamente apresentada aqui para fixarmos as idéias das variáveis envolvidas no sistema. Como sabemos, a planta consiste de um gerador solar acoplado à entrada de um conversor DC/DC. Este conversor possui sua saída acoplada a uma bateria e às cargas úteis. O conversor possui ainda uma entrada de controle, representada pelo *duty cycle* e obtida no modulador por meio da tensão v_c . A Figura (3.17) mostra estas relações. A função de transferência entre esta tensão de controle e a tensão do barramento v_{bus} já foi obtida anteriormente conforme mostra a Equação (3.47).

Dessa forma, nosso objetivo agora é encontrar a lei de controle que garanta boa resposta dinâmica aliada à estabilidade do sistema. Em se tratando de controle digital iremos utilizar o método do lugar das raízes no plano-z como ferramenta para obtenção da lei de controle. Com isso, o próximo passo é obter o equivalente discreto da função de transferência contínua obtida anteriormente. Podemos usar o método *zero order holder*, facilmente disponível em softwares como o MatLab.

Considerando as características da planta dadas pelo gráfico de Bode e pela resposta a um degrau apresentadas anteriormente, podemos observar que a mesma tem uma frequência natural de aproximadamente 2,8kHz e um transitório de duração aproximada de 700 μ s. Isto significa que, pelo teorema de Nyquist, devemos amostrá-la de no mínimo 5,6kHz (180 μ s) se quisermos recompor seu sinal de tran-

sitório. Para um período de amostragem de $100\mu s$, utilizando a função do MatLab `c2d (G,0.0001,'zoh')` obtemos o seguinte equivalente discreto, conforme mostra a Equação (3.55), para a função de transferência contínua apresentada em (3.47). A resposta a um degrau e o lugar das raízes são mostrados nas Figuras (3.18) e (3.19), respectivamente. Podemos observar a correlação com a resposta apresentada na Figura (3.13).

$$G(z) = \frac{1.16(z - 0.645)}{z^2 + 1.797z + 0.1897} \quad , \quad T_a = 100\mu s \quad (3.55)$$

Entretanto, na prática não serão possíveis tempos de amostragens dessa ordem pois só o conversor A/D demora $140\mu s$ para realizar seu algoritmo de conversão, não contabilizando aqui o tempo extra de computação. Como esta malha não tem necessidade de ser rápida, pois sendo a bateria uma fonte de tensão, sua dinâmica é bastante lenta, nosso controlador pode trabalhar com períodos de amostragem maiores. Dessa forma, para estabelecer um critério de escolha deste período, iremos usar o tempo de duração do transitório da resposta da planta a um degrau, já estimado conforme a Figura (3.13). Com isso garantimos que a frequência natural e o “overshoot” deste transitório sejam filtrados, garantindo uma maior estabilidade ao sistema.

Com isso se considerarmos o valor de $700\mu s$ para o período de amostragem, o controlador enxergará a planta segundo uma nova função de transferência no domínio z . Esta nova função de transferência aparece de uma forma bastante amortecida, como era de se esperar, uma vez que ela só enxerga a planta em regime, após cessado o transitório. A Equação (3.56) e as Figuras (3.20) e (3.21) mostram os resultados para este novo valor de tempo de amostragem.

$$G(z) = \frac{0.3008(z - 0.001)}{z^2 - 0.005191z + 6.79 \times 10^{-6}} \quad , \quad T_a = 700\mu s \quad (3.56)$$

Podemos concluir que o aumento do período de amostragem de $100\mu s$ para $700\mu s$ movimenta os polos para uma região mais interna do círculo unitário a qual correspondente a um maior amortecimento e menor *settling time*, efeito conhecido como *dead beat*.

Além disso, a planta amostrada com este período possui características bastante

estáveis o que requer pouco esforço de regulação. Assim, iremos adotar como critério um controlador do tipo integrador puro e verificar o seu efeito no lugar das raízes da Figura (3.21). A escolha do integrador se deve ao fato de querermos um erro em regime próximo de zero, pois estamos interessados em que a regulação da bateria seja a mais fina possível. Com a inserção do integrador, o novo lugar das raízes passa a ser o mostrado na Figura (3.22)

Podemos concluir que este tipo de compensador satisfaz quanto ao critério de estabilidade, levando-nos a estabelecer a simples lei de controle apresentada pela Equação (3.57).

$$v_c(k) = v_c(k - 1) + Te(k) \quad (3.57)$$

3.5 Fluxogramas

O software desenvolvido neste trabalho tem como objetivo validar o funcionamento do sistema para cada um dos modos de operação descritos. Portanto seu desenvolvimento vai somente até o ponto em que se permita a validação das leis de controle estabelecidas. O “loop” principal tem seu funcionamento como se segue. A leitura da tensão da bateria é realizada periodicamente. Caso ela seja menor que a tensão de final de carga o programa executa o algoritmo de rastreamento de potência máxima, caso contrário, é realizada a rotina de regulação da tensão de final de carga. O fluxograma é mostrado na Figura (3.23)

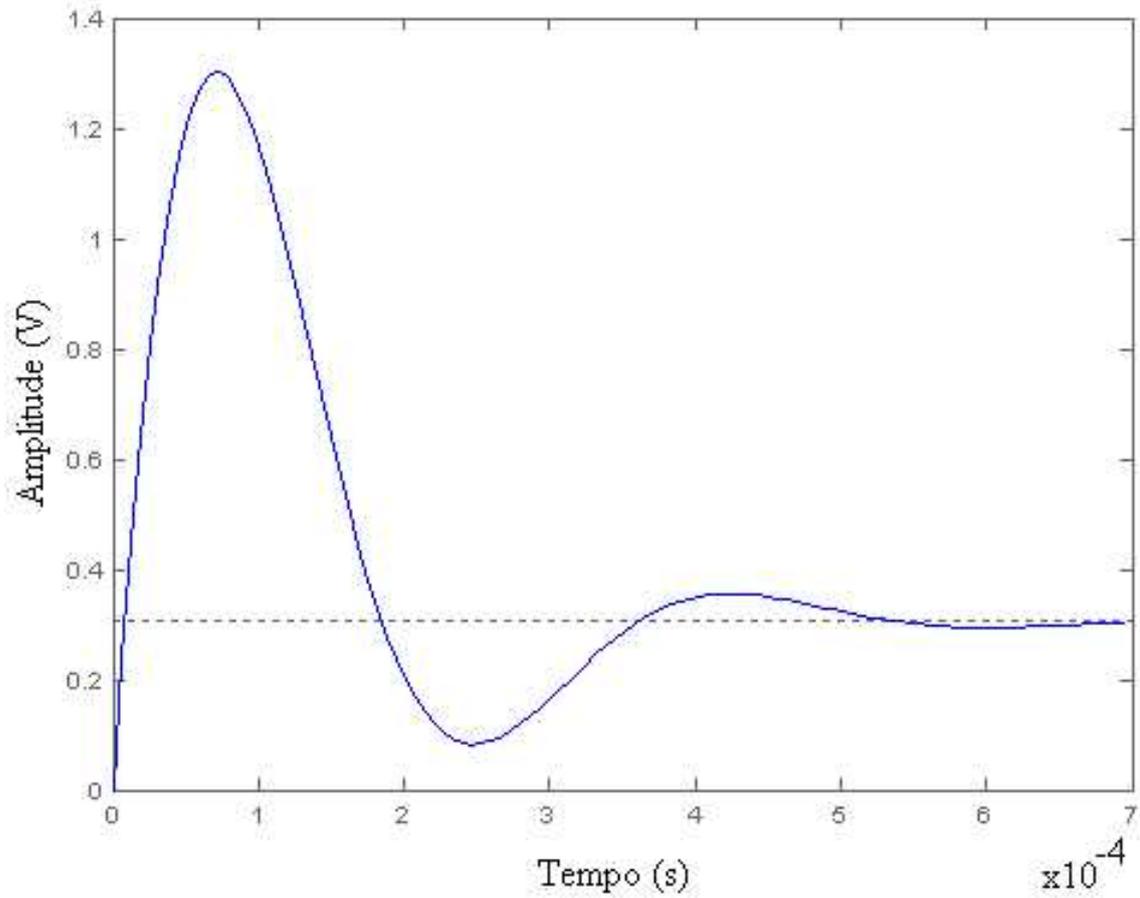


FIGURA 3.13 - Resposta ao degrau da planta.

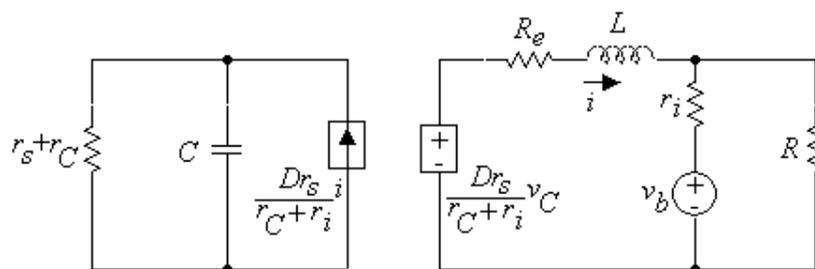


FIGURA 3.14 - Circuito elétrico derivado a partir das equações de espaço-estado.

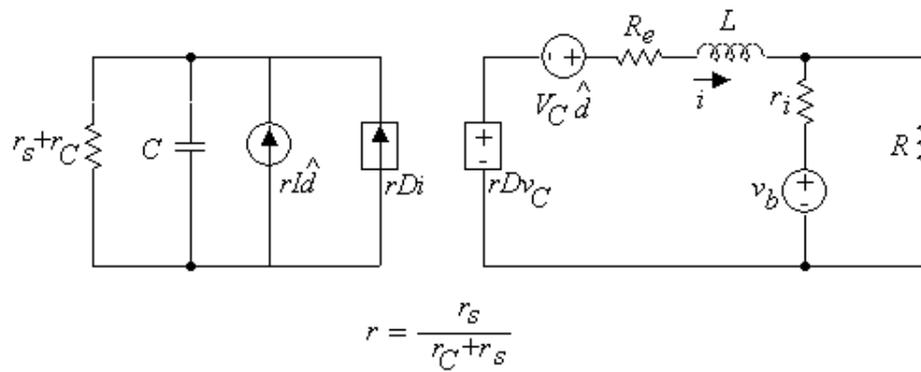


FIGURA 3.15 - Circuito elétrico final após perturbação e linearização.

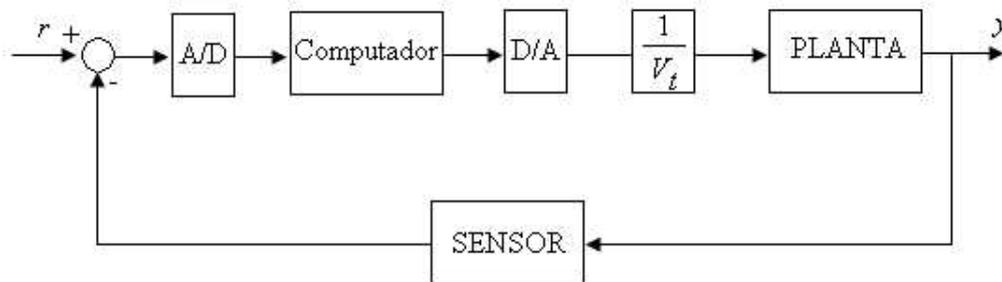


FIGURA 3.16 - Diagrama de blocos com controlador digital.

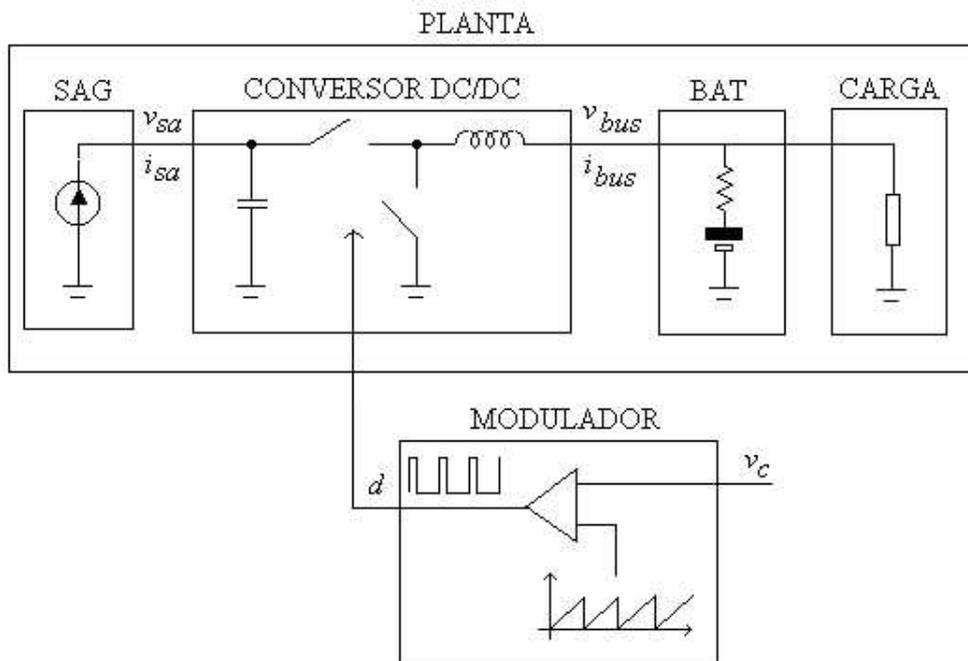


FIGURA 3.17 - Diagrama da planta e modulador.

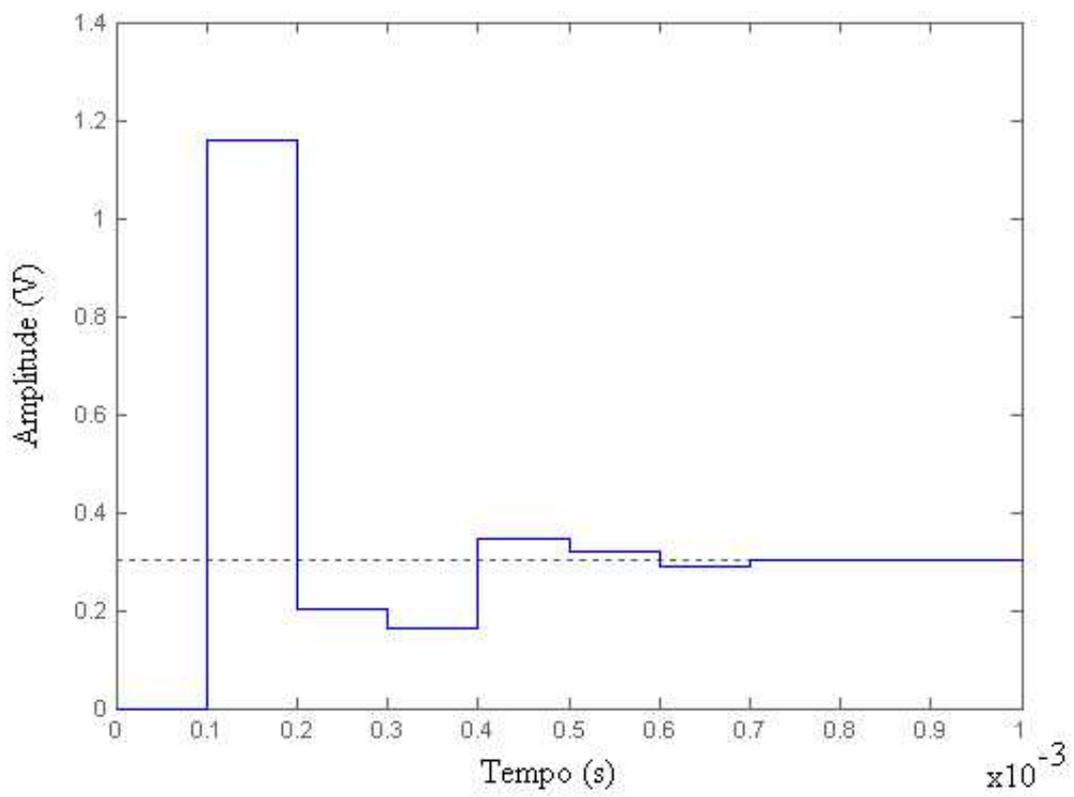


FIGURA 3.18 - Resposta da planta a um degrau para tempo de amostragem $T_a=100\mu s$.

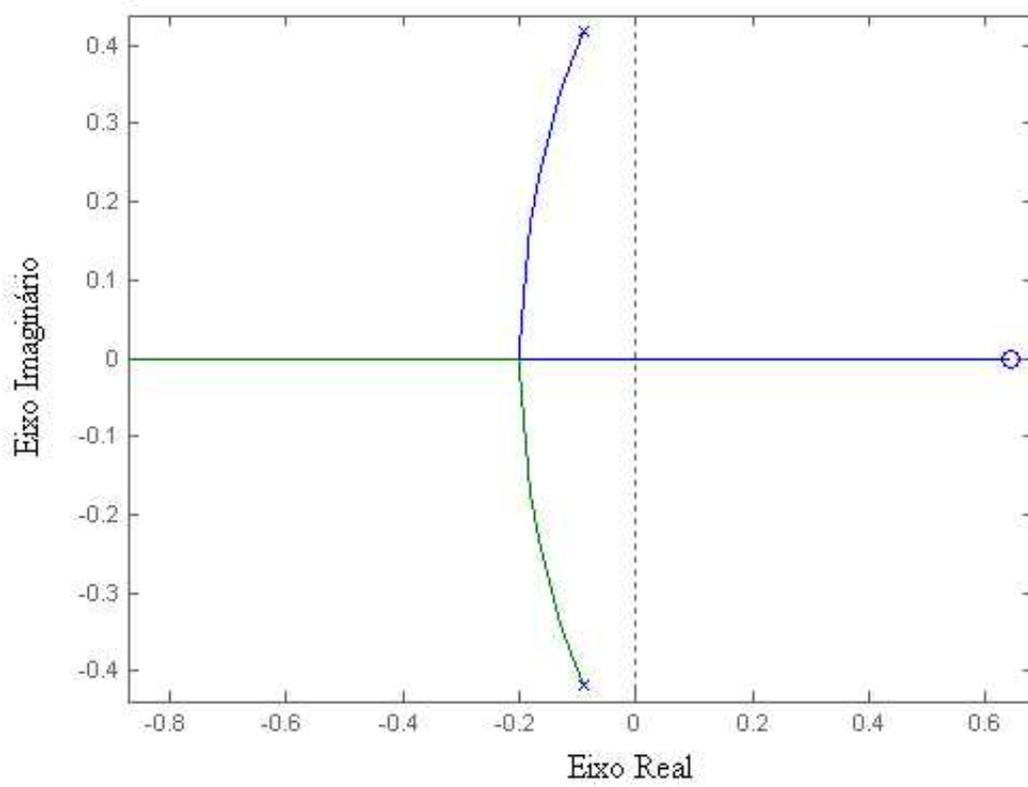


FIGURA 3.19 - Lugar das raízes no plano-z para tempo de amostragem $T_a=100\mu s$.

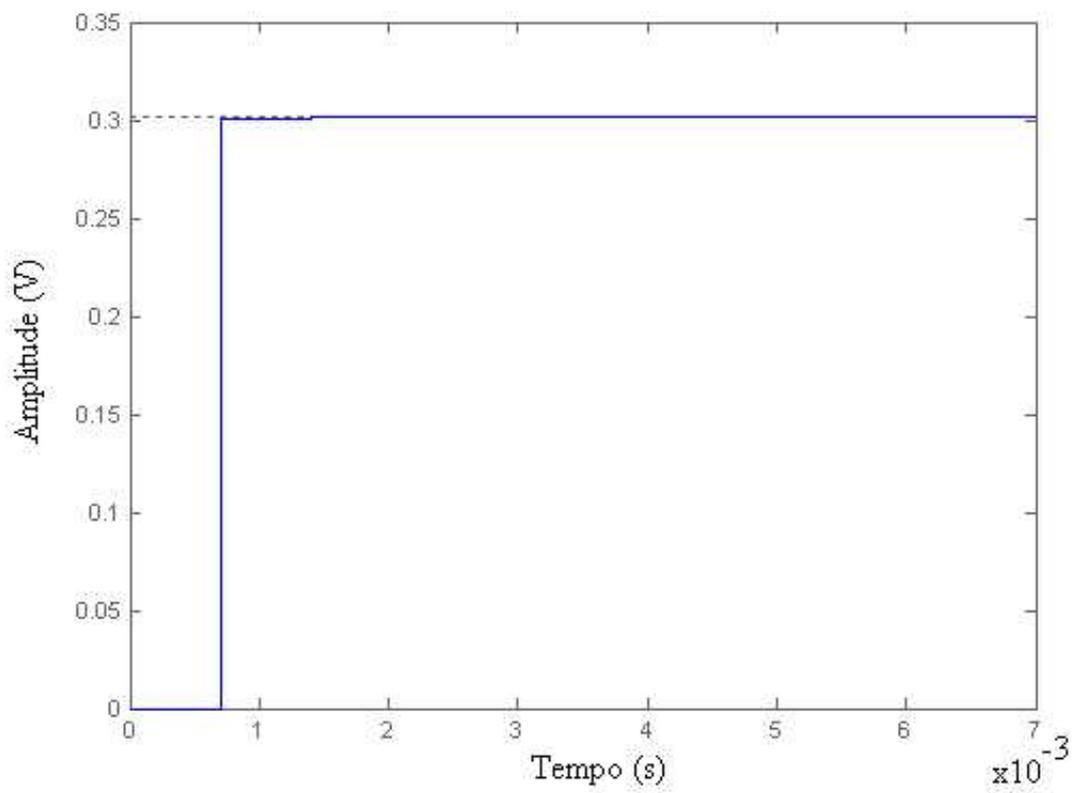


FIGURA 3.20 - Resposta da planta a um degrau para tempo de amostragem $T_a=700\mu s$.

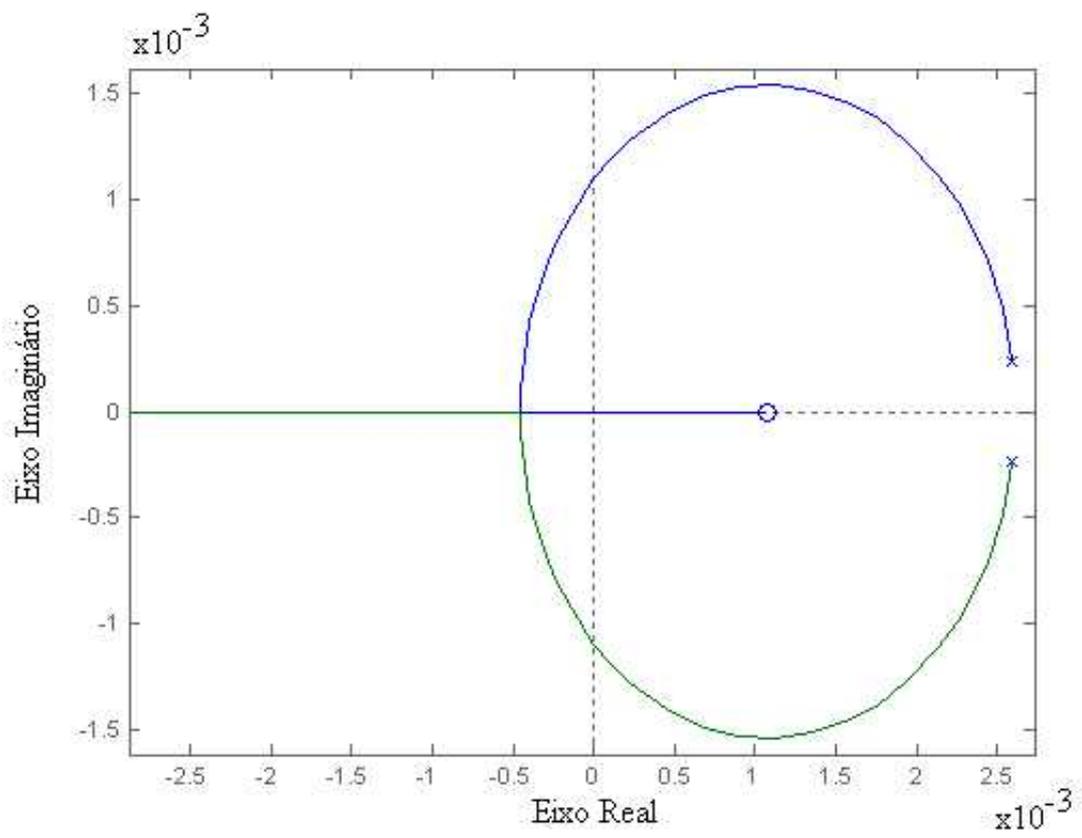


FIGURA 3.21 - Lugar das raízes no plano-z para tempo de amostragem $T_a=700\mu\text{s}$.

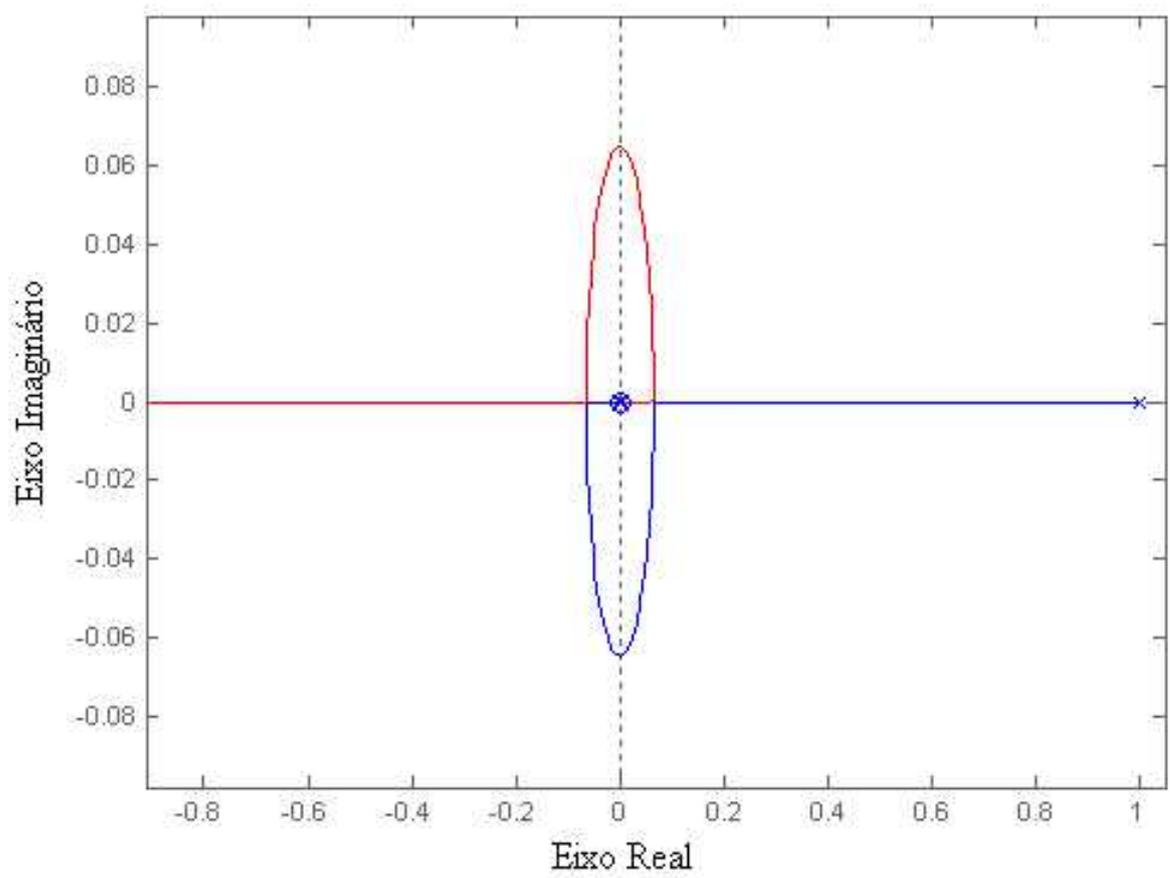
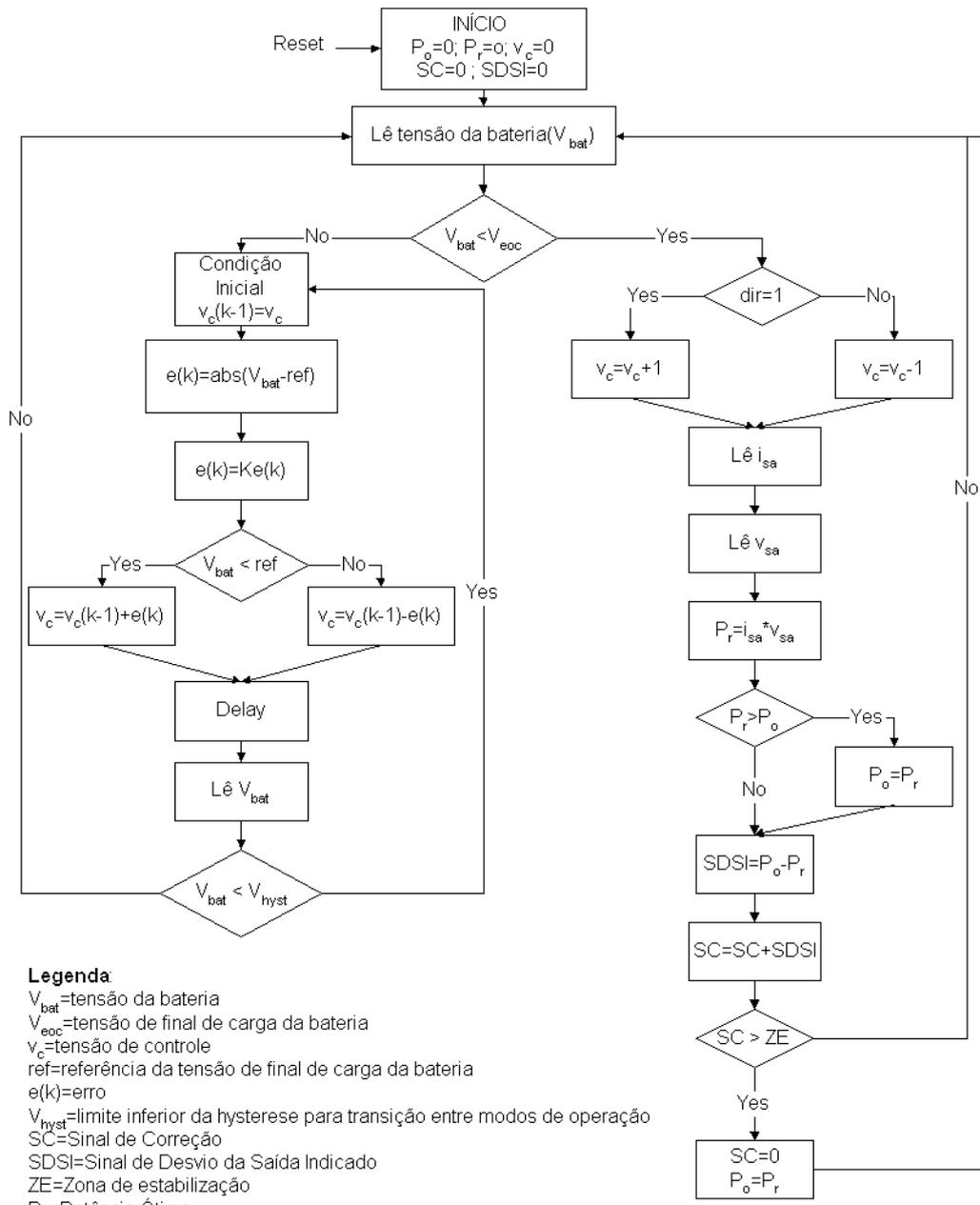


FIGURA 3.22 - Lugar das raízes do sistema compensado com integrador.



Legenda
 V_{bat} = tensão da bateria
 V_{eoc} = tensão de final de carga da bateria
 v_c = tensão de controle
ref = referência da tensão de final de carga da bateria
 $e(k)$ = erro
 V_{hyst} = limite inferior da hysteresse para transição entre modos de operação
SC = Sinal de Correção
SDSI = Sinal de Desvio da Saida Indicado
ZE = Zona de estabilização
 P_o = Potência Ótima
 P_r = Potência Real
 i_{sa} = corrente do painel solar
 v_{sa} = tensão do painel solar
dir = variável que indica a direção de varredura do "duty cycle"

FIGURA 3.23 - Fluxograma do software de controle.

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÕES

4.1 Simulações do Circuito Elétrico Derivado das Equações de Espaço-Estado

Os resultados de simulação que serão apresentados a seguir correspondem ao segundo modo de operação do sistema cuja função de transferência foi obtida na Equação (3.47). O modelo elétrico obtido anteriormente na Figura (3.15) será utilizado em uma simulação no software Micro-Cap, criando-se um diagrama elétrico e realizando-se análise a-c. A grande vantagem deste modelo é que por ser linearizado e não conter as funções de chaveamento, o tempo de simulação é consideravelmente mais rápido. A Figura (4.1) ilustra o circuito tal como foi simulado no software.

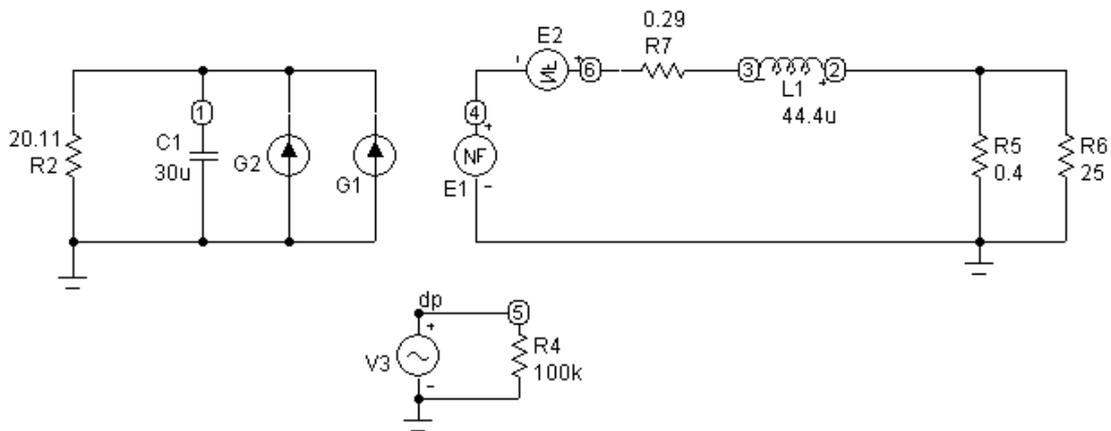


FIGURA 4.1 - Modelo elétrico para pequenos sinais a-c.

Os resultados de simulação a seguir constituem o diagrama de Bode da função de transferência entre a tensão de controle v_c e a tensão de baramento v_{bus} . Vale lembrar que este modelo obtido é válido desde que satisfeitas as condições de que os sinais envolvidos constituem pequenas perturbações a-c.

A partir deste modelo elétrico, também é investigado o efeito de variações de parâmetro do sistema no formato do diagrama de Bode. Por exemplo, a operação do satélite com o correspondente ligamento e desligamento de cargas úteis é representado por variações do resistor $R6$ no diagrama elétrico acima. Além disso, ao longo

da órbita do satélite, a curva característica do gerador solar apresenta variações como por exemplo após a transição eclipse/sunlight em que a temperatura baixa do painel desloca sua curva acentuadamente para a direita. Em outras palavras, isso significa variação da resistência dinâmica r_s , representada no diagrama acima pelo resistor R2.

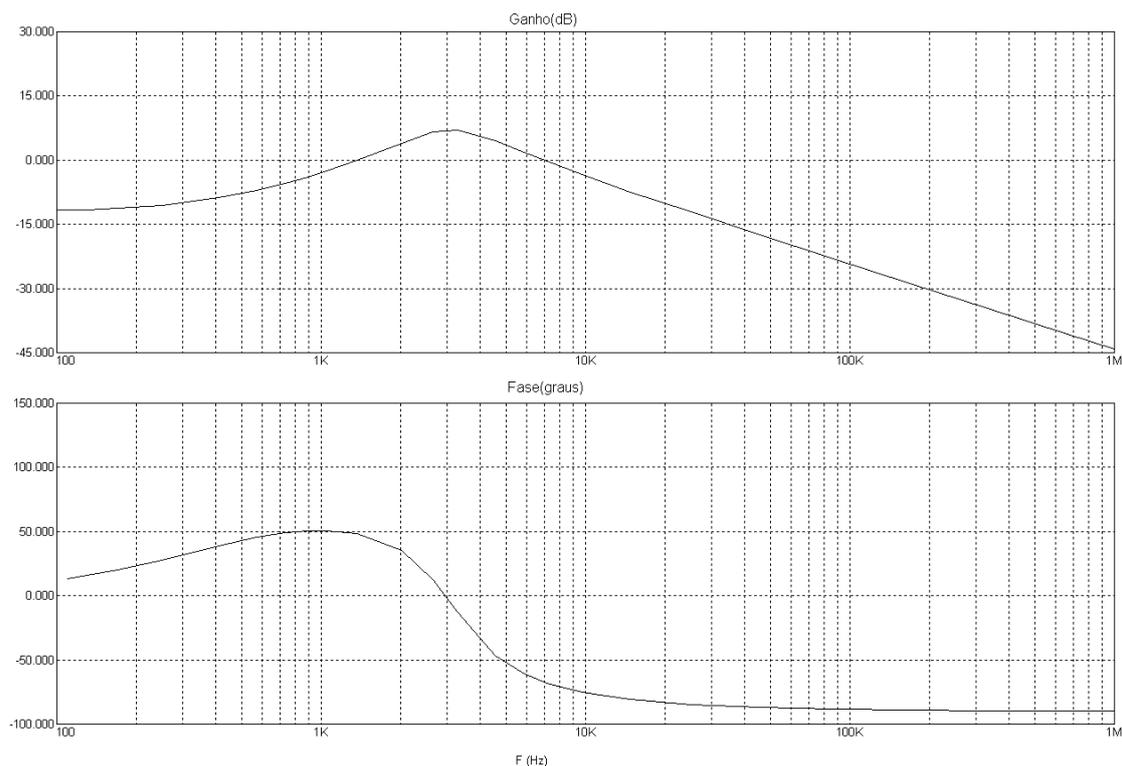


FIGURA 4.2 - Função de transferência $G(s)$ da planta.

O impacto das variações dos parâmetros discutidos podem ser observados nas duas figuras a seguir. Como se pode notar, variações da resistência dinâmica têm efeito somente em frequências abaixo da ressonância. Já as variações de carga não causam mudanças no diagrama ao longo de todo o espectro de frequência simulado. Estes fatos devem ser levados em conta durante o projeto das leis de controle e estas devem ser robustas o suficiente para manterem o sistema estável ainda que possa existir algum tipo de variação na função de transferência.

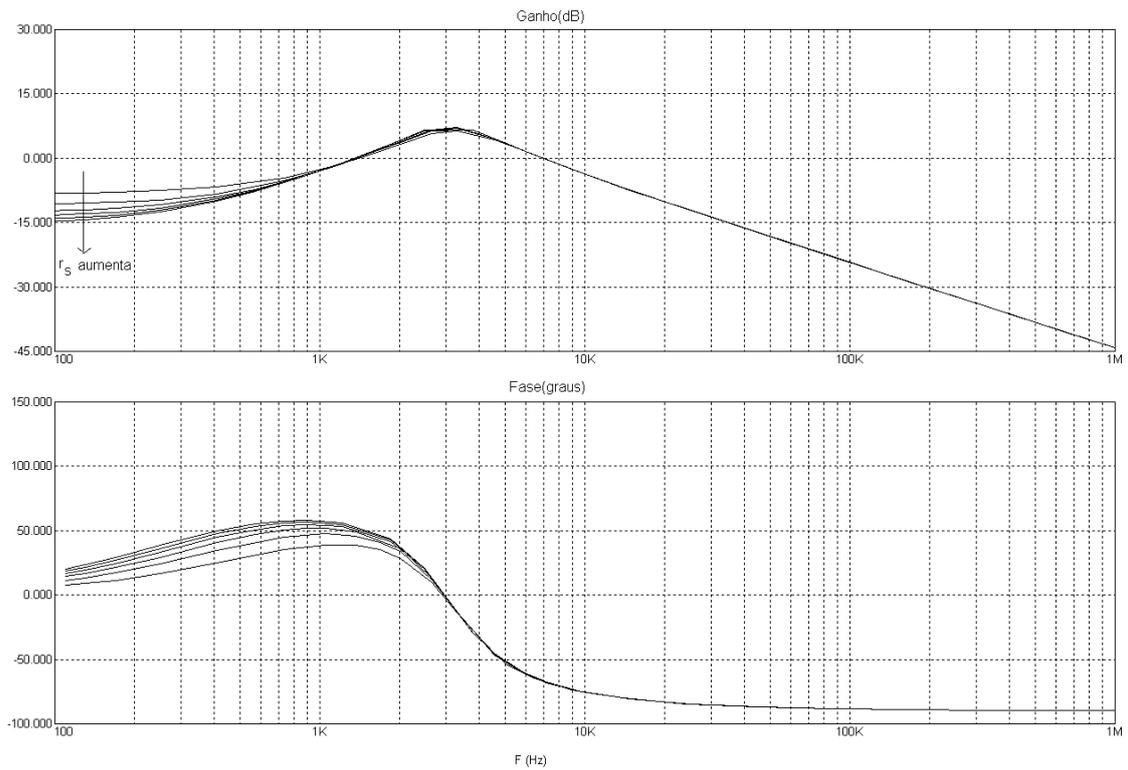


FIGURA 4.3 - Efeito da variação da resistência dinâmica r_s do gerador solar.

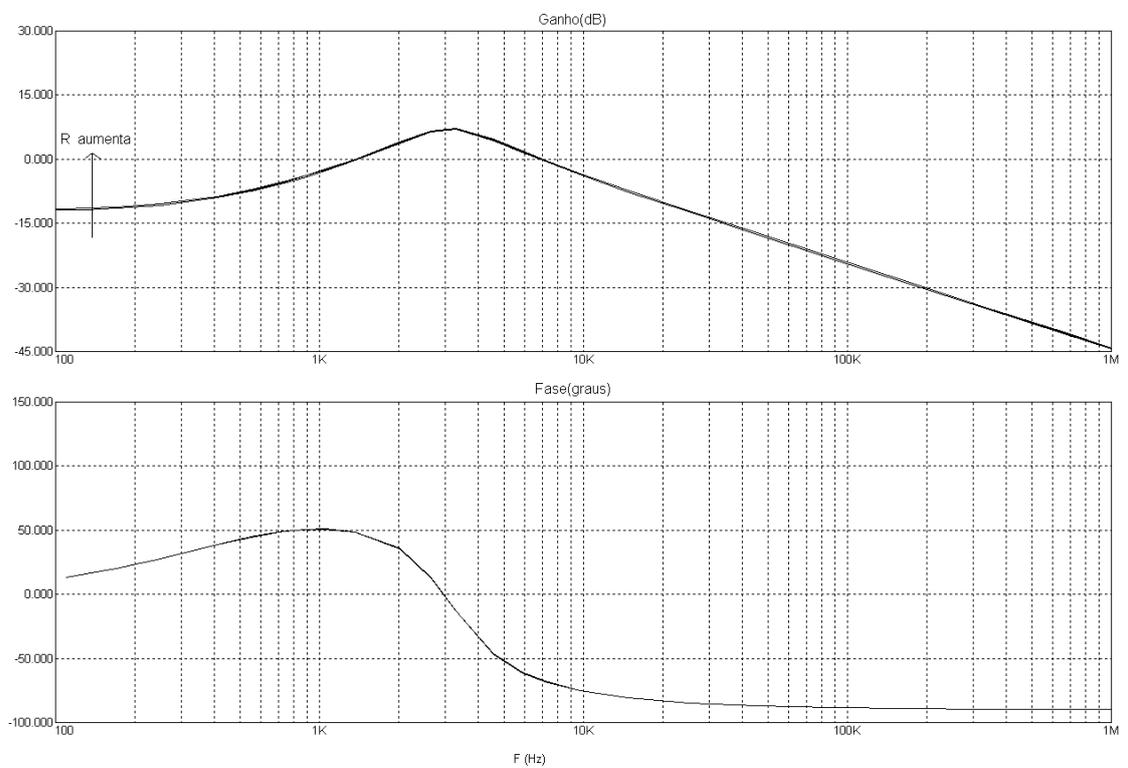


FIGURA 4.4 - Efeito da variação da carga R .

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Considerações Iniciais

Com o objetivo de validar experimentalmente o modelo desenvolvido nos itens anteriores, foi construído um protótipo com as funções necessárias para o funcionamento do sistema. O diagrama esquemático completo pode ser visto no apêndice C. Para obter a função de transferência experimental da planta, foi utilizado um analisador de redes. O gerador solar consiste de 5 *strings* paralelos de 30 células de silício em série. Considerando os dados típicos desta célula, temos para tensão de circuito aberto o valor de 0,5V e corrente de curto circuito da ordem de 0,3A. Com isso, temos para este gerador uma tensão total de 15V e corrente máxima de 1,5A. Para a bateria, foram utilizadas células de Li-Ion SONY HC1890. Esta bateria consiste de 3 strings paralelos de 2 células em série(2s-3p) com capacidade total de 4390mAh. Todos os componentes utilizados na montagem deste protótipo possuem equivalentes com qualificação aeroespacial o que facilita futuramente a construção de um modelo de engenharia.

5.2 Modo Peak Power Tracking

A Figura (5.1) ilustra os resultados experimentais obtidos para a tensão e corrente do gerador solar durante o mecanismo de rastreamento de potência máxima

5.3 Modo Regulador da Tensão de Final de Carga

A Figura (5.2) ilustra a resposta experimental da planta, correspondente à tensão de barramento, para um degrau da entrada de controle v_c . Foi ainda verificado durante o experimento que a variação da amplitude deste degrau afetava somente o percentual de *overshoot*, permanecendo o *settling time* inalterado.

A função de transferência experimental modelada conforme Equação (3.47) também foi obtida por meio de um analisador de redes e é mostrada na Figura (5.3). Nesta figura o ponto superior esquerdo do “grid” corresponde a 15dB e 180 graus conforme assinalado. A escala de ganho é de 5dB por divisão e a de fase é de 36 graus por divisão. Ambas as curvas são mostradas na mesma tela do analisador de redes.

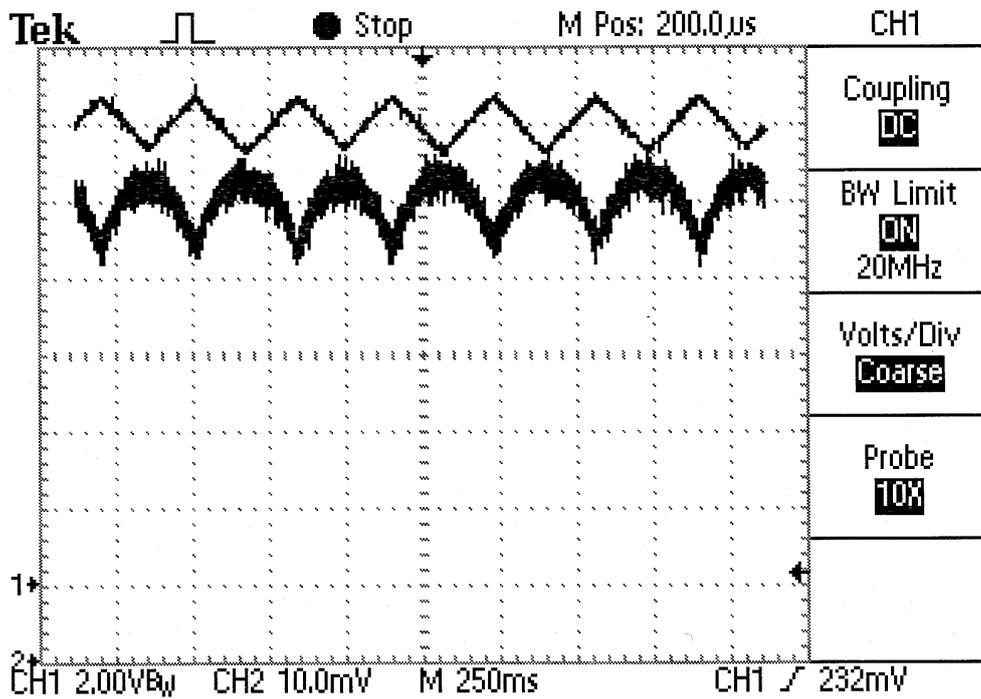


FIGURA 5.1 - CH1(curva superior, 2V/div.) é v_{sa} e CH2(curva inferior, 100mA/div.) é i_{sa} .

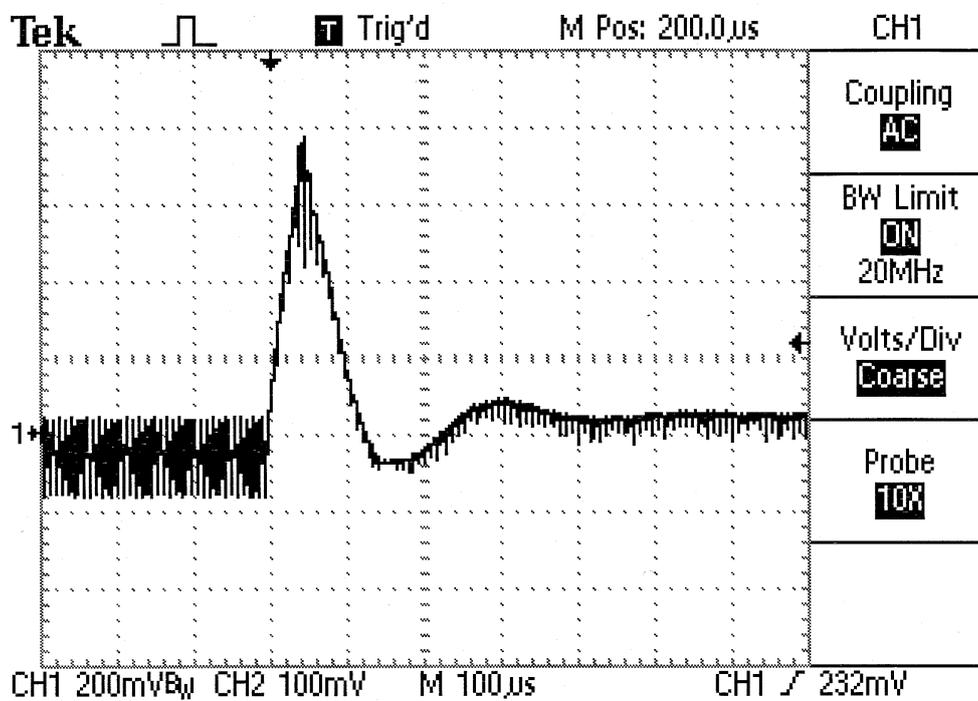


FIGURA 5.2 - Resposta experimental da planta a um degrau.

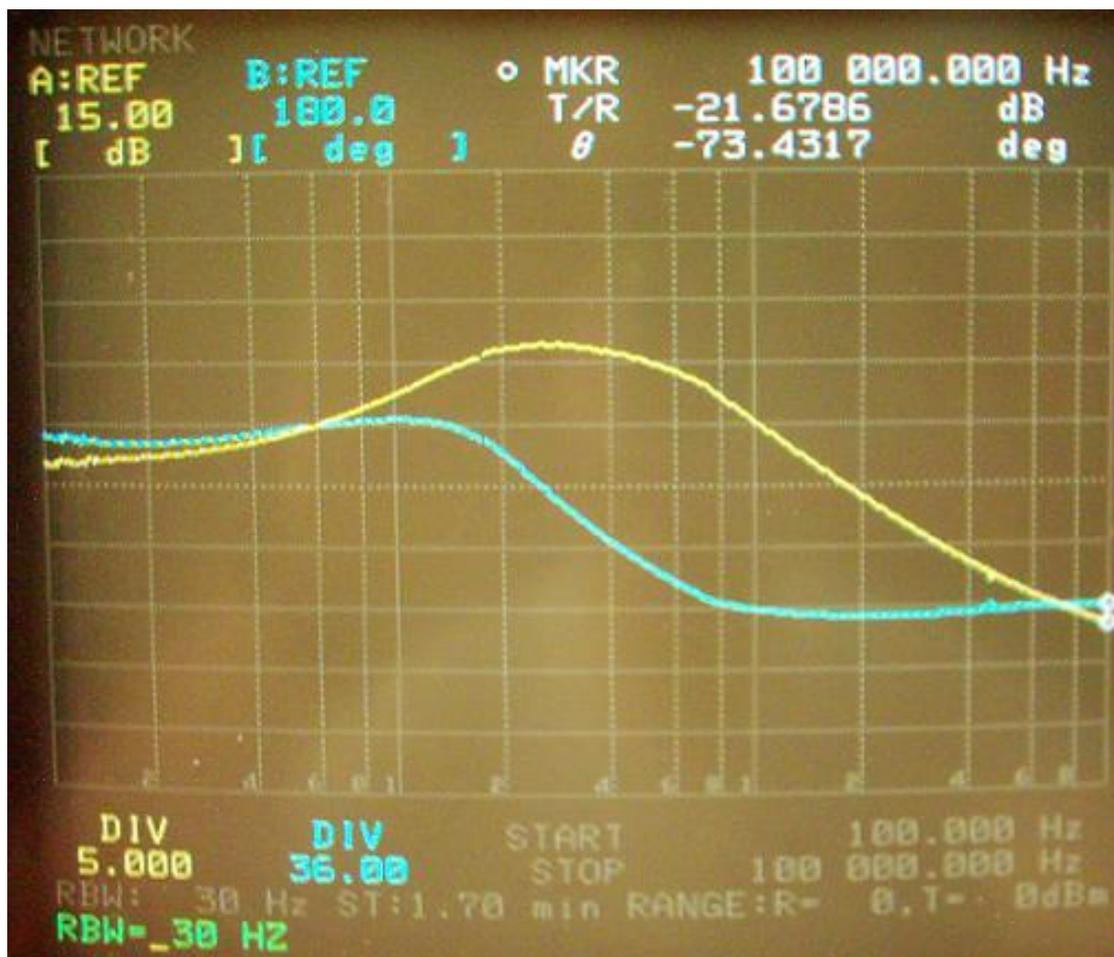


FIGURA 5.3 - Função de transferência experimental da planta.

CAPÍTULO 6

COMPARAÇÃO ENTRE MODELAGEM, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Dinâmica do Modo Peak Power Tracking

Neste item estaremos interessados em observar como é o comportamento dinâmico da potência do gerador solar dadas as condições experimentais de sua tensão e corrente. Assim, o que é feito a seguir é o cálculo de sua potência a partir das curvas experimentais de tensão e corrente do gerador solar conforme mostradas na Figura (5.1). Isso pode facilmente ser implementado no Simulink conforme mostra diagrama de blocos abaixo.

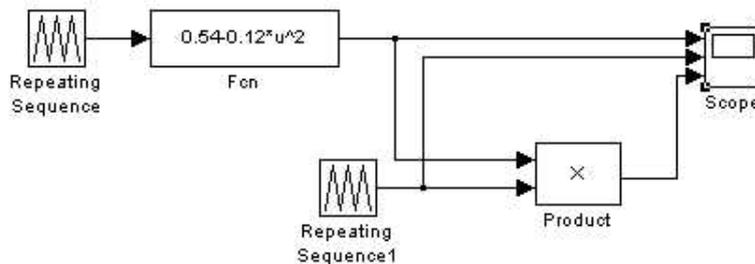


FIGURA 6.1 - Modelo para cálculo da potência do gerador solar.

Se observarmos a Figura (5.1) iremos notar que a tensão do gerador solar tem a forma de uma onda triangular, variando linearmente em cada metade do período de busca, ao passo que a corrente do gerador solar tem um formato que se aproxima de uma parábola. Assim no modelo acima o que é feito é utilizar um bloco gerador de onda triangular e outro que gere uma função parabólica de tal forma que consigamos gerar as curvas de tensão e corrente do gerador conforme obtidas experimentalmente. A partir daí estes dois sinais são colocados na entrada de um bloco multiplicador para obtermos o comportamento da potência do gerador. Nosso objetivo é comparar o resultado destes cálculos com a curva de potência mostrada na Figura (3.5) conforme obtida na modelagem do modo *Peak Power Tracking*.

Conforme já dito, as duas primeiras curvas, obtidas a partir do comportamento

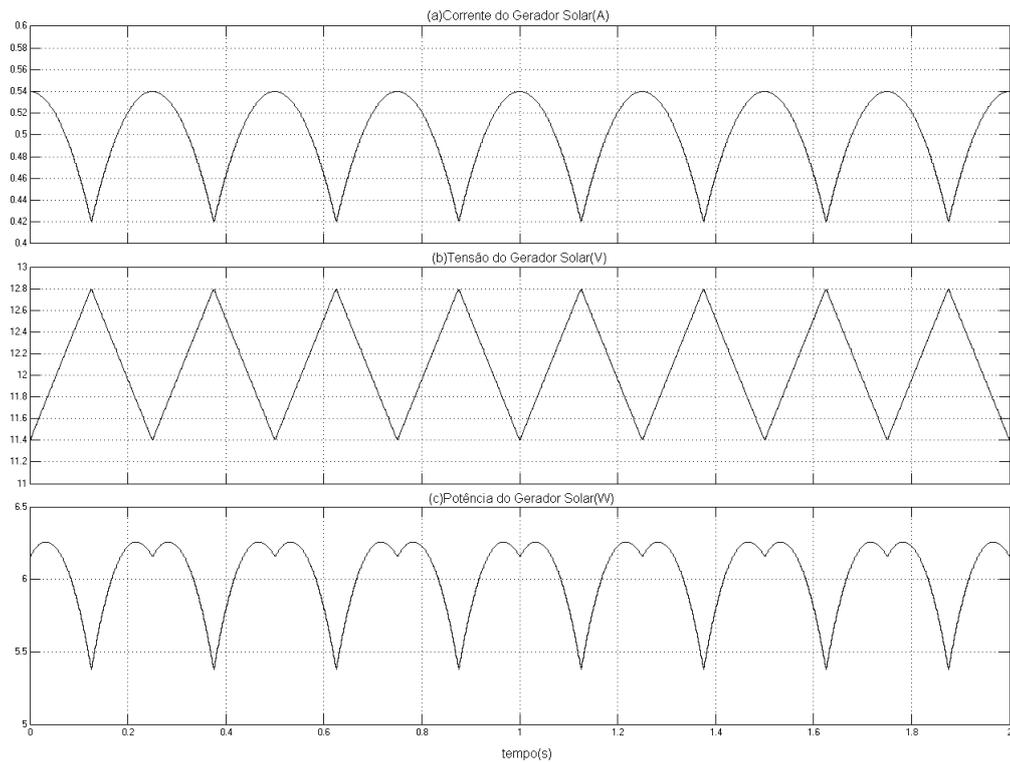


FIGURA 6.2 - Curvas experimentais(a e b) e calculada(c) do gerador solar.

real da tensão e corrente do gerador, são multiplicadas e assim podemos ter uma visualização sobre como o rastreamento de potência está sendo realizado. A primeira observação interessante é a assimetria da curva de potência em relação ao seu ponto ótimo. Em outras palavras, há uma queda maior da curva de potência no lado direito do ponto ótimo quando comparado com o lado esquerdo. Isto está correto pois esta curva realmente apresenta declividades diferentes nos lados esquerdo e direito do ponto ótimo.

6.2 Resposta ao Degrau da Planta $G(s)$

Se compararmos a Figura (3.13) com a Figura (5.2) notamos uma grande semelhança na amplitude do *overshoot*. Também notamos nestas figuras que o valor previsto pela modelagem para o “settling time” é da ordem de $700\mu s$ o que é confirmado experimentalmente. Isso mostra que a técnica de linearização *State Space Averaging* se aplica com eficácia na análise da planta do sistema. Esta similaridade entre a resposta obtida analiticamente e a experimental garantem ainda uma boa precisão na localização dos polos da planta. Embora esta apresente um elevado “overshoot”

para a resposta a um degrau, o controlador digital não é rápido o suficiente para enxergar este transitório. Devido ao fato do período de amostragem utilizado ser maior do que o transitório da planta, tudo se passa como se este overshoot estivesse sendo filtrado da malha e com isso a planta aparece no sistema com uma dinâmica mais amortecida.

Também podemos observar na Figura (5.2) a modulação existente nos sinais do sistema conforme discutido nos capítulos iniciais. Os sinais são constituídos de uma portadora com frequência de chaveamento modulada de acordo com variações do duty cycle.

6.3 Função de Transferência da Planta $G(s)$

A função de transferência da planta do sistema operando no modo de regulação foi obtida por meio dos três caminhos distintos de modelagem, simulação e resultados experimentais. Em todos os casos confirmamos um ganho negativo em dB em ampla faixa do espectro de frequências. O significado disso é que a função de transferência atenua o sinal de controle. Este fato está de acordo com o esperado de um sistema como este pois sendo a bateria uma fonte de tensão, existe uma natural resistência a mudanças na tensão quando aplicamos um sinal de controle.

A comparação da Figura (5.3) com a Figura (4.2) e a Figura (3.12) confirmam a ressonância em torno de 2,8kHz determinada pelos polos complexos do oscilador formado pelo LC do regulador chaveado. Também nestas figuras se pode observar grande similaridade no formato do diagrama de Bode obtido por modelagem, simulação e resultados experimentais. O formato da função de transferência $G(s)$ é bastante dependente do ponto de operação do sistema. Transições do satélite como eclipse/sunlight, o ligamento/desligamento de cargas úteis e o envelhecimento de equipamentos provocam alterações nos parâmetros do sistema e estes resultados foram mostrados pelas simulações.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO

Neste trabalho foi analisado um sistema de suprimento de energia para satélites artificiais cuja topologia é do tipo de rastreamento de potência máxima. Foram definidos dois modos de operação e para cada um deles foram obtidos resultados a partir da modelagem, simulação e resultados experimentais. É preciso frisar que um sistema real embarcado pode necessitar de alguns outros modos de operação, dependendo de cada situação ou ambiente em que o sistema esteja inserido. Por exemplo, se a corrente máxima fornecida à bateria for maior que o limite suportado pelo equipamento, um terceiro modo de limitação da corrente da bateria deverá ser inserido no sistema.

Na modelagem do modo *Peak Power Tracking* foram utilizados alguns princípios de controle ótimo enquanto no modo *Regulador da Tensão de Final de Carga* foi empregada a técnica de linearização conhecida por *State Space Averaging* tendo ambos os métodos permitido bons resultados. O controle do sistema é realizado por um micro-controlador e portanto técnicas de controle digitais foram empregadas.

O sistema foi analisado separadamente para cada modo de operação e a transição entre estes modos, bem como a análise de estabilidade durante esta transição (CHO *et al.*, 1990), não foram considerados neste trabalho o que não significa sua menor importância. Devido à presença de várias não linearidades esta análise pode se tornar em alguns casos bastante complexa. Sabemos que o sistema é estável em cada modo isoladamente mas ainda não podemos dizer se ele o é sob um ponto de vista global, ou seja, ao transitar entre modos de operação. Dessa forma, este trabalho pretende ser o passo inicial para esta investigação mais profunda acerca das características e condições de estabilidade global de um sistema de suprimento de energia como este apresentado.

Para se ter uma idéia do que está sendo discutido, podemos considerar o caso da função de transferência $G(s)$ obtida. À direita do ponto ótimo da curva característica do gerador solar esta função tem um ganho positivo pois o aumento do duty cycle provoca o aumento de potência e aumento da tensão de barramento. No entanto, se passarmos para a esquerda do ponto ótimo, o ganho se torna negativo pois agora um aumento de *duty cycle* provoca uma diminuição da potência fornecida. Esta

mudança de 180^0 na fase de $G(s)$ certamente provocará oscilações se precauções não forem tomadas no software de controle, como por exemplo impedir o sistema de operar no lado esquerdo do ponto de máxima potência.

Esta correção não está implementada no fluxograma apresentado neste trabalho mas deve ser levada em consideração no caso de um desenvolvimento do software para um modelo de vôo.

Uma outra implementação que poderá ser desenvolvida quando da construção de um modelo de engenharia é a substituição do diodo do conversor DC/DC por MOSFET, aumentando assim a eficiência do conversor DC/DC e da transmissão da energia do gerador solar para o barramento. Este aumento da eficiência é na verdade um dos grandes desafios na construção de sistemas do tipo rastreadores de potência.

De um modo geral podemos dizer que o protótipo desenvolvido tinha como objetivo validar as leis de controle digitais apenas. Estas leis de controle correspondem aos modos de operação de rastreamento da potência máxima do gerador solar e regulação da tensão de final de carga da bateria. O que se espera a partir deste trabalho é uma espécie de *spin off* para futuras tecnologias de PCU em satélites artificiais. A partir daqui continuarão os esforços necessários para transformar este modelo de desenvolvimento num modelo de engenharia. Isto requer implementações em software, desenvolvimento de layout mecânico de caixa, confecção de placas de circuito impresso e projeto térmico adequado. A partir daí testes funcionais e ambientais, como vibração e termo-vácuo, poderão ser realizados, permitindo assim a Divisão de Eletrônica Aeroespacial a possuir um equipamento de vôo *off the shelf*, adaptado e modularizado de acordo com cada aplicação espacial. Esta tecnologia poderia então vir a ser embarcada na PCU do satélite científico EQUARS que ora se encontra em fase de concepção no INPE.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CHO, B. H.; LEE, J. R.; LEE, F. C. Y. Large-signal stability analysis of spacecraft power processing systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 110–116, 1990. [87](#)

CHRYSSIS, G. **High frequency switching power supplies**. New York: McGraw-Hill, 1984. [31](#), [32](#)

DRAPER, C. S.; LI, Y. T. **Principles of optimizing control systems and an application to the internal combustion engine**. [S.l.]: New York, The American Society of Mechanical Engineers, 1951. 160 p. [46](#), [47](#)

EMCORE. **Advanced Triple-Junction(ATJ) high efficiency solar cells for Space Applications**. 2004. Disponível em: [Disponível em: http://www.emcore.com/product/photovoltaic.php](http://www.emcore.com/product/photovoltaic.php). Acesso em 10 out. 2005. [26](#)

FORTESCUE, P.; STARK, J. **Spacecraft systems engineering**. [S.l.]: New York, Wiley, 1995. 402 p. [25](#), [28](#)

FREEMAN, W. E. Peak-power tracker versus direct energy transfer electrical power systems. **Conversion Engineering Conference**, v. 2, p. 387–391, 1992. [31](#)

HUYNH, P. T.; CHO, B. H. Design and analysis of a regulated peak-power tracking system. **30th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference**, p. 285–290, 1995. [43](#)

_____. Design and analysis of a microprocessor regulated peak-power tracking system. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 32, n. 1, p. 182–190, 1996. [43](#)

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modeling switching-converter power stages. **International Journal of Electronics**, v. 42, n. 6, p. 521–550, 1977. [49](#), [51](#), [56](#), [91](#)

RAUSCHENBACH, H. S. **Solar cell array design handbook. The principles and technology of photovoltaic energy conversion**. [S.l.]: Van Nostrand Reinhold Company, 1980. 549 p. [25](#), [26](#)

WERTZ, J. R.; LARSON, W. J. **Space mission analysis and design**. Torrance CA: Microcosm, 1992. 865 p. [28](#)

APÊNDICE A

STATE SPACE AVERAGING

O desenvolvimento a seguir mostra as aproximações fundamentais envolvidas na técnica de linearização conhecida por “State Space Averaging” (MIDDLEBROOK; CUK, 1977).

Seja o sistema linear descrito por

$$\begin{aligned} (i) \quad \text{intervalo } Td, \quad 0 < t < t_0 \quad & (ii) \quad \text{intervalo } Td', \quad t_0 < t < T \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} \quad & \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

As soluções destas equações de espaço estado são

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_1 t} \mathbf{x}(0), \quad t \in [0, t_0] \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_2(t-t_0)} \mathbf{x}(t_0), \quad t \in [t_0, T] \quad (\text{A.3})$$

O vetor de espaço-estado $\mathbf{x}(t)$ é contínuo no instante de chaveamento e portanto podemos escrever

$$\mathbf{x}(T) = e^{\mathbf{A}_2(T-Td)} \mathbf{x}(t_0) = e^{d' \mathbf{A}_2 T d \mathbf{A}_1 T} \mathbf{x}(0) \quad (\text{A.4})$$

Supondo que a seguinte aproximação possa ser feita

$$e^{d' \mathbf{A}_2 T} e^{d \mathbf{A}_1 T} \approx e^{(d \mathbf{A}_1 + d' \mathbf{A}_2) T} \quad (\text{A.5})$$

resulta na solução aproximada

$$\mathbf{x}(t) = e^{(d \mathbf{A}_1 + d' \mathbf{A}_2) T} \mathbf{x}(0) \quad (\text{A.6})$$

A equação acima corresponde à solução do sistema linear para $\mathbf{x}(T)$:

$$\mathbf{x}(t) = (d\mathbf{A}_1 + d'\mathbf{A}_2)\mathbf{x} \quad (\text{A.7})$$

Esta última equação representa o modelo de média obtido a partir dos estados chaveados conforme apresentados na equação (A.1) e é válido desde que a aproximação (A.5) seja satisfeita. Isto acontece quando aproximamos a expansão em série de $e^{\mathbf{A}t}$ até os termos de primeira ordem. Quando as matrizes \mathbf{A}_1 e \mathbf{A}_2 são comutativas a aproximação acima se torna uma igualdade.