

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

# **Modelagem e Simulação de Sistemas Fotovoltaicos no RTDS – Um Estudo de Caso**

GUILHERME GONÇALVES PINHEIRO

ITAJUBÁ – MG – BRASIL

Novembro de 2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGE

GUILHERME GONÇALVES PINHEIRO

# **Modelagem e Simulação de Sistemas Fotovoltaicos no RTDS – Um Estudo de Caso**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

**Área de Concentração:**

Automação e Sistemas Elétricos Industriais

**Orientador:**

Prof. Dr. José Maria de Carvalho Filho

**Coorientador:**

Prof. Ph.D. Benedito Donizeti Bonatto

ITAJUBÁ-MG – BRASIL

Novembro de 2016



Ministério da Educação  
**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**  
Criada pela Lei nº 10.435, de 24 de abril de 2002

## ANEXO I

### FOLHA DE JULGAMENTO DA BANCA EXAMINADORA Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Título da Dissertação: **“Modelagem e Simulação de Sistemas Fotovoltaicos no RTDS – Um Estudo de Caso”**

Autor: **Guilherme Gonçalves Pinheiro**

Examinadores	Conceito		Rubrica
	A - Aprovado	R - Reprovado	
1º	A		
2º	A		<i>Robson Bauwelz Gonzatti</i>
3º	A		
4º	A		

**Observações:**

- (1) O Trabalho será considerado Aprovado se todos os Examinadores atribuírem conceito A.
- (2) O Trabalho será considerado Reprovado se forem atribuídos pelos menos 2 conceitos R.
- (3) O Trabalho será considerado Insuficiente (I) se for atribuído pelo menos um conceito R. Neste caso o candidato deverá apresentar novo trabalho. A banca deve definir como avaliar a nova versão da Dissertação.

Este documento terá a validade de 30 (trinta) dias a contar da data da defesa da Dissertação.

Resultado Médio: **Conceito:** A, ou seja, APROVADO

Observações: \_\_\_\_\_

Itajubá, 18 de novembro de 2016.

Prof. Dr. Madson Cortes de Almeida  
1º Examinador – UNICAMP

*Robson Bauwelz Gonzatti*  
Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti  
2º Examinador – UNIFEI

Prof. Dr. Benedito Donizeti Bonatto  
3º Examinador (Coorientador) – UNIFEI

Prof. Dr. José Maria de Carvalho Filho  
4º Examinador (Orientador) – UNIFEI

# DEDICATÓRIA

*Aos meus pais, Eugênio e Armezinda*

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente, agradeço aos meus pais e às minhas duas irmãs (Jussara e Ingrid) por transmitirem todo o amor, apoio e paciência em um momento em que retornei da indústria para a vida acadêmica.

Agradeço especialmente aos meus orientadores: Prof. José Maria de Carvalho Filho e Prof. Benedito Donizeti Bonatto, por acreditarem no meu trabalho, pela compreensão em momentos difíceis e pela sabedoria compartilhada em todos os momentos deste desafio.

Agradeço ao Lucio José da Motta e ao Roberto Netto, grandes amigos que conviveram comigo e me ajudaram durante esta jornada, me proporcionando confiança e força para seguir em frente.

Não posso deixar de lembrar e agradecer meu conterrâneo Prof. Sebastião Simões, pela amizade e apoio durante todos os trabalhos desenvolvidos, onde pude expor os devaneios da minha mente sem meias palavras, mesmo que informalmente em nossas intermináveis conversas, o que me proporcionava maior autoconfiança nas decisões; além disso foi quem me apresentou alguns professores da UNIFEI quando estava em busca de orientação, por onde conheci e cheguei ao CERIn.

Agradeço também ao Prof. Robson Bauwelz Gonzatti por compartilhar suas experiências, o que me proporcionou segurança e maior certeza em minhas interpretações naquilo que escrevia nesta dissertação.

Agradeço aos docentes, discentes e colaboradores do CERIn, por disponibilizar toda a infraestrutura, receptividade e respeito, para que este sonho se realizasse.

Meu muito obrigado pelas amizades, experiências e aprendizados adquiridos, que guardarei para sempre comigo.

# EPÍGRAFE

*“Nothing is impossible, except that the state of your mind makes it so.”*

Prof. John R. R. Searl

## RESUMO

Esta dissertação apresenta uma aplicação do RTDS (*Real Time Digital Simulator*) na modelagem, simulação e análise comparativa a medições de um sistema fotovoltaico instalado. Descreve uma breve revisão das literaturas atuais no desenvolvimento de conversores para conexão à rede de distribuição de sistemas fotovoltaicos, e também comentários sobre as regulamentações envolvidas no Brasil e internacionalmente. O objetivo principal é comparar medições do sistema fotovoltaico real instalado no Centro de Excelência em Redes Elétricas Inteligentes (CERIn) da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI) com um modelo computacional desenvolvido na plataforma RTDS. Determinam-se os parâmetros dos equipamentos envolvidos no sistema elétrico real através da análise das folhas dados dos fabricantes, incluindo: os painéis fotovoltaicos com as respectivas associações, os dois inversores CC-CA, os dois transformadores da subestação, a carga elétrica do CERIn, e o alimentador da distribuidora CEMIG. O projeto e sintonia dos controladores também é detalhado e modelado no RTDS. Por fim são apresentados os resultados do modelo computacional projetado e simulado através de um *script* desenvolvido no RUNTIME do *software* RSCAD da plataforma de simulação em tempo real RTDS. Este *script* coleta amostras em dois vetores de dados meteorológicos gerados pelas medições reais de dois dias distintos, e executa variações de irradiância e temperatura no modelo, referente a dois cenários: um dia nublado e um dia de sol. Com isso, variáveis medidas na saída dos inversores modelados são comparadas às medições reais, o que demonstrou boa convergência dos dados com a realidade. Sugestões para trabalhos futuros também são apresentadas no final deste trabalho.

**Palavras-Chave:** Painéis Fotovoltaicos, Modelagem, Conversores CC-CA, Sistemas de controle, RTDS, Modulação PWM, MPPT.

## **ABSTRACT**

This work presents the modeling, simulation and comparison analysis of an installed photovoltaic system using RTDS (Real Time Digital Simulator). It shows a brief review of current publications in modelling PVs distributed converters including international and local requirements & standards for distributed generation. It also shows some commercially DC/AC converters topologies used on PV systems. The main research purpose was implement in RTDS the modelling and perform comparison with measurements of an installed PV system at the Center of Excellence in Smart Grids (CERIn) of the Federal University of Itajuba (UNIFEI). The research methodology was defined by two measured cases: a cloudy day and a sunny day, with the following input variables: solar irradiance and PV cell temperature. Necessary for the RSCAD configurations, all involved equipment parameters were obtained from manufacturers' datasheet analysis of the following power system components: the photovoltaic panels and their associations, the two inverters, the two substation transformers, the electrical load at CERIn, and the utility power source. Then, the control design and tuning is detailed and modeled on RTDS. Finally, the results of the simulated system are presented, which showed good convergence when compared with reality. The end of this research document also shows future work suggestions.

Keywords: Photovoltaic Panels, Modeling, DC-AC Converters, Control Systems, RTDS, PWM Modulation, MPPT.

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT - NBR	Associação Brasileira de Normas Técnicas – Norma Brasileira
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANSI	<i>American National Standards Institute</i>
ATP	<i>Alternative Transient Program</i>
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEMIG	Companhia Energética de Minas Gerais S.A.
CERIn	Centro de Excelência em Redes Elétricas Inteligentes
CSR	<i>Controlled Sinusoidal Reference</i>
DIN	<i>Deutsches Institut für Normung</i>
DKE	<i>Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik</i>
EMI	Electromagnetics Interferences
EMTP	<i>ElectroMagnetic Transients Program</i>
FP	Fator de Potência
GD	Geração Distribuída
HERIC	<i>Highly Efficient Reliable Inverter Concept</i>
HF	<i>High Frequency</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IED	<i>Intelligent Electronic Device</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ISA	<i>International Society of Automation</i>
LF	<i>Low Frequency</i>
MATLAB	<i>Software MATrix LABoratory</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MV	Variável Manipulada
ND	Norma de Distribuição
NPC-FB	<i>Neutral Point Clamped – Full Bridge</i>
NPC-HB	<i>Neutral Point Clamped – Half Bridge</i>
NREL	<i>National Renewable Energy Laboratory</i>
PCC	Ponto de conexão comum a rede
PID	Proporcional Integrativo Derivativo
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PSCAD	<i>Power Systems Computer Aided Design</i>
PVs	<i>Photovoltaic Systems</i>
PVSYST	<i>Software for the study, sizing, simulation and analysis of complete PV systems.</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
Q	Potência Reativa
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor Eficaz)
RSC	Referência Senoidal Controlada
RSCAD	RTDS Technologies' proprietary software
RSS	Referência Senoidal Síncrona
RTDS	<i>Real Time Digital Simulator</i>
SP	<i>Set-Point</i>
SSR	<i>Synchronized Sinusoidal Reference</i>
STATCOM	<i>static synchronous compensator</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UNIFEI	Universidade Federal de Itajubá
VDE	<i>Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik</i>
VP	Variável de Processo

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Número de Conexões de Geração Distribuída no Brasil [4].	17
Figura 1.2: Sistema Fotovoltaico de instalado no Centro de Excelência em Redes Elétricas Inteligentes (CERIn) no campus da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI).	20
Figura 1.3: Imagem ilustrativa do Hardware do RTDS Simulator (Real Time Digital Power System Simulation)   RTDS Technologies Inc. [ <a href="https://www.rtds.com/">https://www.rtds.com/</a> ].	21
Figura 2.1: Diagrama Básico do Sistema Fotovoltaico Instalado.	26
Figura 2.2: Forma de Conexão do Acessante (através de inversor) à rede de BT da CEMIG-D [8].	30
Figura 2.3: Curva de Operação em Função da Frequência da Rede para Desconexão por Sobre/Subfrequência [8].	31
Figura 2.4: Circuito Equivalente Monofásico do Inversor Real Instalado no CERIn [16].	33
Figura 2.5: Curvas de Rendimento e Temperatura do Inversor Real	33
Figura 2.6: Alimentador – RTDS.	34
Figura 2.7: Equivalente Monofásico do Alimentador.	36
Figura 2.8: Transformador Trifásico – RTDS.	36
Figura 2.9: Modelo Equivalente Monofásico do Transformador 0,22/13,8kV.	39
Figura 2.10: AutoTransformador Trifásico 0,38/0,22kV – RTDS.	39
Figura 2.11: Carga Medida entre os dias 29/05 a 02/06 de 2015.	41
Figura 2.12: Carga Dinâmica R-L – RTDS.	42
Figura 2.13: Equivalente Monofásico da Carga R-L do CERIn.	42
Figura 2.14: Curvas de Irradiância Representando os Dois Cenários Definidos.	43
Figura 2.15: Curvas de Temperatura para os Dois Cenários Definidos.	43
Figura 2.16: Curvas de Medições das Variáveis dos Inversores 1 e 2.	44
Figura 2.17: Correntes CA individuais dos inversores 1 e 2.	45
Figura 2.18: Curvas Reais de Medições das Variáveis dos Inversores 1 e 2.	46
Figura 2.19: Correntes CA Individuais dos Inversores 1 e 2 Reais.	46
Figura 2.20: Circuito Equivalente Monofásico do Sistema Fotovoltaico do CERIn Modelado.	47
Figura 3.1: Gráfico de Representação da Evolução dos Rendimentos das Células Fotovoltaicas – NREL [19].	49
Figura 3.2: Painel Fotovoltaico (Anexo E) e Representação Esquemática Referente ao Encadeamento em Série de Células Fotovoltaicas [23].	50
Figura 3.3: Sensores Instalados [24].	51
Figura 3.4: Modelo da Célula Fotovoltaica - RSCAD.	51
Figura 3.5: Componente de Painéis Fotovoltaicos – RSCAD.	54
Figura 3.6: Componente MPPT do RSCAD – RTDS.	56
Figura 3.7: Painel Fotovoltaico Real com Demonstração do Comportamento da Irradiância – PVSYST.	57
Figura 3.8: Painel Fotovoltaico Real com Demonstração do Comportamento da Irradiância – PVSYST.	58
Figura 3.9: Gráfico Rsh em Função da Irradiância do Painel Fotovoltaico Real - PVSYST.	58
Figura 3.10: Gráficos da Influência da Variação de Rsh - PVSYST.	59
Figura 3.11: Gráficos Representando a Influência do Valor de Rs do Painel Fotovoltaico Real - PVSYST.	60
Figura 3.12: Gráfico Rendimento em Função da Irradiância do Painel Fotovoltaico Real Representando a Influência da Temperatura - PVSYST.	60
Figura 3.13: Gráficos do Comportamento do Rendimento em Função da Irradiância demonstrando a Variação das Resistências do Modelo - PVSYST.	61
Figura 3.14: Gráfico IxV para associações 2x10 + 1x11 – PVSYST.	62

Figura 3.15: Gráfico IxV para associações 1x9 + 1x12 – PVSYST.....	62
Figura 4.1: Topologia HF [37].....	68
Figura 4.2: Sinais Representativos das Saídas de Cada Estágio da Topologia HF [37].....	68
Figura 4.3: Interface Large Time Step do PV com a área Small Time Step para os inversores. ....	70
Figura 4.4: Topologia HERIC.....	71
Figura 4.5: Modulação Unipolar.....	72
Figura 4.6: Pulsos de Disparo das Chaves de Saída da Topologia HERIC. ....	72
Figura 4.7: Topologia NPC-HB (Neutral Point Clamped – Half Bridge) .....	73
Figura 4.8: Topologia NPC-FB (Neutral Point Clamped – Full Bridge).....	73
Figura 5.1: Conversor Abaixador de Tensão - Buck. ....	78
Figura 5.2: Gerador de Pulsos de Disparo do Conversor CC-CC.....	81
Figura 5.3: Gerador de Ângulo de Referência Interligado ao Gerador de Onda Triangular – Small Time Step – RTDS.....	81
Figura 5.4: Diagrama Elétrico da Topologia NPC-FB Utilizado nas Simulações.....	83
Figura 5.5: Phase Locked Loop - RTDS.....	84
Figura 5.6: Diagrama de Blocos para Geração de RSC (Referencia Senoidal Controlada) e RSS (Referencia Senoidal Síncrona) - RTDS.....	84
Figura 5.7: Geradores de Pulsos de Disparos para RSC - RTDS. ....	85
Figura 5.8: Modulação PWM NPC-FB .....	87
Figura 5.9: Condição 1.....	88
Figura 5.10: Condição 2.....	88
Figura 5.11: Controlador PID. ....	90
Figura 5.12: Controlador PI. ....	90
Figura 5.13: Sistema de Controle FeedBack.....	91
Figura 5.14: Controlador PI com Realimentação Negativa (FeedBack) com Chave para Aplicação do Degrau em Malha Aberta.....	92
Figura 5.15: Resposta ao Degrau em Malha Aberta Típico [59].....	92
Figura 5.16: Malhas de controle. ....	97
Figura 5.17: Degrau Aplicado na Amplitude de RSC com a Resposta de Vdc.....	100
Figura 5.18: Degrau Aplicado no Ângulo de RSC com a Resposta de Q. ....	101
Figura 5.19: Degrau aplicado no Duty Cycle com a resposta de Vpv.....	103
Figura 6.1: Componente Scope - RSCAD.....	106
Figura 6.2: Modulação SPWM. ....	106
Figura 6.3: Tensão Fase-Neutro Antes e depois do Filtro L.....	107
Figura 6.4: Tensão e Corrente com RSC em $-5^\circ$ e 0,8 de Amplitude.....	107
Figura 6.5: Tensão e Corrente com RSC em $0^\circ$ e 1 de Amplitude. ....	108
Figura 6.6: Tensão e Corrente com RSC em $0^\circ$ e 1,1 de Amplitude. ....	108
Figura 6.7: Tensão e Corrente com RSC em $5^\circ$ e 0,8 de Amplitude. ....	109
Figura 6.8: Cenário 1 - Potência Ativa Total (kW): Real (Azul) e Simulada (Laranja).....	110
Figura 6.9: Cenário 1 - Erro Percentual – Potência Ativa. ....	110
Figura 6.10: Cenário 1 - Potência Reativa (kVAr) - Real (em laranja e azul) e Simulada (em amarelo e cinza). ....	111
Figura 6.11: Cenário 1 - Fator de Potência – FP total Real (em Azul) e FP de cada inversor simulado (em Laranja e Cinza).....	112
Figura 6.12: Cenário 1 - Rendimentos – Real (em Azul e Laranja) e Simulado (em Amarelo e Cinza). .....	112
Figura 6.13: Cenário 1 - Comportamento da Amplitude de RSC.....	113
Figura 6.14: Cenário 1 - Comportamento da Tensão na Saída do Conversor CC-CC. ....	114
Figura 6.15: Cenário 1 - Comportamento Duty Cycle.....	114
Figura 6.16: Cenário 1 - Comportamento de Vmpp e de Vpv.....	115

Figura 6.17: Cenário 1 - Comportamento do Ângulo de RSC.....	115
Figura 6.18: Cenário 1 - Comportamento da Potência Reativa. ....	116
Figura 6.19: Cenário 2 - Potência Ativa Total (kW): Real (em Azul) e Simulada (em Laranja). ....	117
Figura 6.20: Cenário 2 - Erro Percentual - Potência Ativa. ....	117
Figura 6.21: Cenário 2 - Potência Reativa (Kvar) - Real e Simulada.....	118
Figura 6.22: Cenário 2 - Fator de potência - FP total Real (em Azul) e FP de cada inversor simulado (em Laranja e Cinza).....	118
Figura 6.23: Cenário 2 - Rendimentos – Real (em Azul e Laranja) e Simulado (em Amarelo e Cinza). .....	119
Figura 6.24: Cenário 2 - Comportamento da amplitude de RSC.....	120
Figura 6.25: Cenário 2 - Comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC. ....	120
Figura 6.26: Cenário 2 - Comportamento Duty Cycle.....	120
Figura 6.27: Cenário 2 - Comportamento de $V_{mpp}$ e de $V_{pv}$ .....	121
Figura 6.28: Cenário 2 - Comportamento do ângulo de RSC.....	121
Figura 6.29: Cenário 2 - Comportamento da Potência Reativa. ....	122
Figura 7.1: Potencia Ativa de cada Inversor (kW). (a) inversor real 1 (em laranja) e 2 (em azul). (b) inversor simulado 1 (em laranja) e 2 (em azul). ....	123

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Proteções Mínimas em Função da Potência Instalada [14].	29
Tabela 2.2: Forma de Conexão em Função da Potência [8].	30
Tabela 2.3: Ajustes Sugeridos das Proteções [8].	31
Tabela 2.4: Faixas de Operação de Tensão [8].	31
Tabela 2.5: Limites de Distorção Harmônica de Corrente [8].	32
Tabela 2.6: Dados Cemig do Alimentador do Campus UNIFEI-Itajubá [ANEXO B].	34
Tabela 3.1: Principais Parâmetros do Painel Disponíveis pelo Fabricante.	54
Tabela 3.2: Parâmetros PVSYST.	55
Tabela 5.1: Pulsos de Disparo da Ponte NPC-FB.	86
Tabela 5.2: Sintonia de Controladores: Degrau em Malha Aberta [59] (Modificada [60]).	93
Tabela 5.3: Degraus Aplicados em Malha Aberta.	96

# SUMÁRIO

RESUMO.....	7
ABSTRACT.....	8
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....	9
LISTA DE FIGURAS.....	10
LISTA DE TABELAS.....	13
SUMÁRIO.....	14
1. INTRODUÇÃO.....	17
1.1. Relevância do Tema.....	17
1.2. Objetivos.....	20
1.3. Estrutura.....	21
1.4. Estado da Arte.....	22
1.5. Principais Contribuições.....	24
2. ESTUDO DE CASO.....	26
2.1. Considerações iniciais.....	26
2.2. Regulamentações brasileiras para conexão ao sistema de distribuição.....	27
2.2.1. Aneel e Prodist.....	27
2.2.2. ND - 5.30.....	29
2.3. Modelagem do Sistema de Potência.....	33
2.3.1. Inversores de Frequência.....	33
2.3.2. Alimentador.....	34
2.3.3. Transformador 13,8/0,22kV.....	36
2.3.4. Autotransformador 0,38/0,22kV.....	39
2.3.5. Carga do CERIn.....	40
2.4. Metodologia para coletas de dados e Simulações.....	42
2.4.1. Cenário 1.....	44
2.4.2. Cenário 2.....	45
2.5. Considerações Finais.....	46
3. MODELAGEM DOS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS.....	48
3.1. Considerações Iniciais.....	48
3.2. Modelagem de Painéis Fotovoltaicos no RTDS.....	51
3.3. Performance dos Painéis.....	55
3.3.1. Algoritmo MPPT.....	55
3.3.2. Comportamento da Irradiância.....	56
3.3.3. Influência da Temperatura.....	57
3.3.4. Comportamento da Variação das Resistências.....	58

3.3.5.	Comportamento do Rendimento .....	60
3.3.6.	Influência de Associações Heterogêneas .....	61
3.4.	Considerações Finais .....	62
4.	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CA PARA CONEXÃO À REDE .....	64
4.1.	Considerações Iniciais .....	64
4.2.	Regulamentações Internacionais .....	64
4.3.	Parâmetros das Chaves de Disparo.....	65
4.4.	Sistemas Fotovoltaicos Interligados à Rede de Distribuição.....	66
4.5.	Considerações Finais .....	74
5.	MODELAGEM DOS CONVERSORES.....	75
5.1.	Considerações Iniciais .....	75
5.2.	Projeto do Estágio CC-CC.....	77
5.3.	Projeto do Estágio CC-CA .....	82
5.4.	Modulação PWM Senoidal.....	84
5.5.	Sistema de Controle.....	89
5.5.1.	Sintonia PI: Ziegler & Nichols - Degrau em Malha Aberta.....	91
5.5.2.	Compatibilidade com potência reativa.....	94
5.6.	Projeto e Sintonia dos Controladores .....	94
5.6.1.	Determinação dos Ganhos dos Controladores .....	97
5.6.2.	Sintonia.....	98
A-	Sintonia do Processo VDC.....	99
B-	Sintonia do Processo Q.....	101
C-	Sintonia do Processo Vpv.....	102
5.7.	Considerações Finais .....	104
6.	RESULTADOS E ANÁLISES DAS SIMULAÇÕES .....	105
6.1.	Considerações Iniciais .....	105
6.2.	Oscilografias do Modelo. ....	105
6.2.1.	Área Small Time Step - 2 $\mu$ s .....	105
6.2.2.	Área Large Time Step - 50 $\mu$ s .....	107
6.3.	Cenário 1 – Dia de Sol.....	109
6.3.1.	Variáveis de Controle – Cenário 1 .....	113
A-	Malha VDC .....	113
B-	Malha Vpv.....	114
C-	Malha Q.....	115
6.4.	Cenário 2 – Dia nublado.....	116
6.4.1.	Variáveis de Controle – Cenário 2 .....	119

A-	Malha VDC .....	119
B-	Malha Vpv.....	120
C-	Malha Q.....	121
6.5.	Considerações Finais .....	122
7.	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS .....	123
7.1.	Artigo Aceito .....	125
APÊNDICES.....		126
A-	Script Runtime.....	127
B-	Alocação do Processamento nos Racks 3 e 4 - RTDS .....	133
C-	Circuito Draft – RSCAD.....	134
D-	Modelos com Associações de Células no Painel .....	135
E-	Modelos com Associações de Painéis – String 1 .....	136
F-	Modelos com Associações de Painéis – String 2.....	137
G-	Firing Pulse Generators e Startup do Sistema.....	138
H-	Malhas de Controle - RSCAD.....	139
REFERÊNCIAS.....		140
ANEXOS .....		148
A-	Folha de Dados - Inversor Fronius .....	149
B-	Dados de Curto Circuito da Entrada do Campus - CEMIG .....	151
C-	Relatório de Ensaios - Transformador 150KVA.....	152
D-	Relatório de Ensaios – Auto-Transformador 20kVA.....	153
E-	Folha de dados do Painel Fotovoltaico – Yingli Solar.....	154
F-	Folha de dados - PVSYST .....	156
G-	Printscreen - PVSYST.....	157
H-	Folha de dados do IGBT de Referência .....	158

# 1. INTRODUÇÃO

## 1.1. Relevância do Tema

O aumento do interesse da sociedade por sustentabilidade e a escassez dos recursos naturais, permitiu um grande aumento da demanda atual por projetos de sistemas de geração de energia elétrica através fontes renováveis, assunto este que, no presente trabalho, trata-se especialmente dos Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede de Distribuição de Energia Elétrica (GDs) [1], [2], [3].

A princípio, é relevante observar o crescimento das conexões de geração distribuída interligadas à rede no Brasil, conforme Figura 1.1 (a) e (b) o número de conexões quadruplicaram entre 2014 e 2016. Na Figura 1.1 (b) observa-se que maiores investimentos se destacam em Minas Gerais [4].

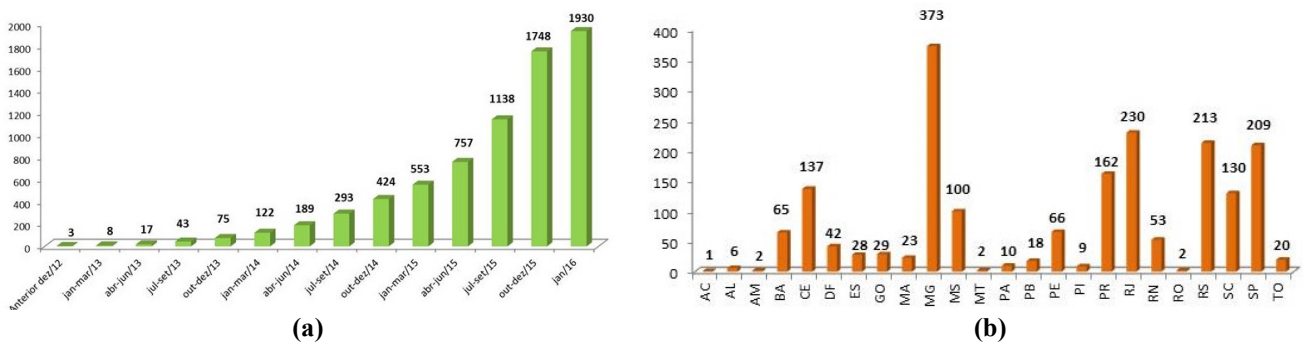


Figura 1.1: Número de Conexões de Geração Distribuída no Brasil [4].  
(a) Acumulado de 2012 a 2016. (b) Número de conexões por Estado (UF).

Através de uma visão macro de todo o sistema de potência, a entrada da geração distribuída com fontes renováveis pulverizadas na rede elétrica, tem como consequência a redução de futuros investimentos de grandes centros de geração de energia, além de reduzir o uso de combustíveis fósseis e impactos ambientais que são necessários para alimentar esse sistema em sua totalidade [4].

Com um grande número de publicações sobre Sistemas Fotovoltaicos e os conceitos sobre *Smart Grids* sendo difundidos nas literaturas atuais, torna-se relevante, o desenvolvimento de um projeto de pesquisa relacionado à inserção de sistemas interligados à rede de distribuição, através da análise dos parâmetros dos componentes e equipamentos envolvidos, por se tratar de sistemas que trazem benefícios econômicos e sustentáveis [5].

A filosofia relacionada às Redes Elétricas Inteligentes (*Smart Grids*) cita formas de integrar e automatizar a Geração Distribuída, um fator que proporciona uma gestão completa da energia gerada/consumida através de um sistema de controle, supervisão e proteção, com o uso de medidores de energia elétrica inteligentes, controladores e atuadores interligados a redes de transmissão de dados, promovendo soluções inovadoras com tecnologia atual [5].

Para os sistemas fotovoltaicos sem armazenamento, sabe-se que a imprevisibilidade das condições meteorológicas, não permite que se alimente de forma autônoma e ininterrupta um determinado setor/carga de forma viável, pois é necessário, para isso, um sistema de baterias, por exemplo, [6], o que aumenta substancialmente o custo da implementação, tornando-se interessante interligar à rede e adotar o sistema de compensação de energia elétrica [4].

De acordo com as regulamentações brasileiras atuais que permitem a obtenção de créditos com as concessionárias para unidades de geração distribuída, é possível exportar a energia gerada que não é consumida pela carga local em determinado instante, e, posteriormente quando a carga é maior que a geração, pode-se subtrair da energia que foi exportada/registrada em outro momento, reduzindo os custos com energia elétrica [7], [8].

Em outras palavras, um sistema fotovoltaico sem armazenamento não opera de forma ininterrupta, pois ele apenas entrega potência à rede interligada ou melhor, a cargas mais próximas (i.e. consumida por cargas ao longo da rede de distribuição). Caso ocorra uma falta na rede de distribuição, o sistema PV deve interromper a entrega de energia e a alimentação da carga, conforme regulamentações de operação locais [7], [8], [9].

Dentre os vários *softwares* de simulação de transitórios eletromagnéticos se destacam os programas baseados no EMTP (*ElectroMagnetics Transients Program*) desenvolvido em meados dos anos 60 pelo Dr. Hermann W. Dommel. Neste trabalho de dissertação, a modelagem computacional é feita utilizando uma ferramenta de simulação de sistemas elétricos de potência em tempo real, em uma plataforma chamada RTDS (*Real Time Digital Simulator*) que opera integrada ao *software* RSCAD baseado no EMTP, que é utilizado em larga escala na indústria do setor elétrico.

O propósito inicial em optar pela simulação utilizando o RTDS ao invés de softwares de simulação de sistemas elétricos como ATP ou MATLAB/Simulink, é que a

---

princípio planejava-se coletar irradiância e temperatura e aplicar no modelo instantaneamente durante um dia qualquer utilizando os protocolos de comunicação dos inversores reais interligado com o RTDS. Mas, por maior flexibilidade e a possibilidade de reduzir o tempo de simulação, optou-se por utilizar dados históricos coletados em dias anteriores e aplicar através de um script na interface *RUNTIME*, que lê vetores com as amostras de dados medidos e altera as posições dos *sliders* dos modelos dos painéis fotovoltaicos.

É possível citar algumas das principais vantagens em utilizar o RTDS para a modelagem, dentre elas:

- I. Compilar de forma rápida e simular sistemas elétricos controláveis, interativamente e instantaneamente, através do *RunTime* do RSCAD e seu *hardware* que possui um conjunto de processadores que proporcionam grande capacidade de cálculo e processamento.
- II. Utilizar entradas e saídas (discretas e analógicas) do RTDS para interagir com IEDs (*Intelligent Electronic Devices*) e atuadores, dentre os quais pode-se citar principalmente, relés de proteção e multimedidores, além da possibilidade de controlar disparos em dispositivos semicondutores de eletrônica de potência em tempo real interagindo com um modelo virtual.
- III. Utilizar os protocolos de comunicação disponíveis na plataforma para interatividade com equipamentos reais que podem comunicar com um sistema virtual em tempo real.
- IV. Convergência de resultados simulados baseados no EMTP fidedignos à realidade.

Com esta plataforma possibilita-se o desenvolvimento de modelagens, análises e simulações: de Sistemas elétricos de potência; de Sistemas de eletrônica de potência; e de Sistemas de controle e aquisição de dados.

Assim, torna-se possível a criação de ferramentas didáticas e interativas para pesquisas relacionadas a *Smart Grids*. Utilizou-se, então, como foco da pesquisa, a modelagem do sistema fotovoltaico real instalado no Centro de Excelência em Redes Elétricas Inteligentes (CERIn) da UNIFEI – Itajubá-MG, interligado ao sistema de distribuição da concessionária CEMIG, que alimenta o campus da universidade, afim de

---

observar detalhes relativos ao impacto/comportamento deste tipo de fonte de geração de energia elétrica.

Com o intuito de reproduzir a realidade, é feita uma revisão sobre os conversores CC/CC e CC/CA mais utilizados comercialmente e fatores que devem ser considerados no projeto do modelo.

## 1.2. Objetivos

Os objetivos desta pesquisa foram: modelar, simular e analisar um sistema fotovoltaico real (mostrado na Figura 1.2) utilizando o modelo projetado na plataforma de simulação em tempo real RTDS (Figura 1.3), inicialmente através de uma análise dos exemplos predefinidos disponíveis, e posteriormente utilizando blocos parametrizados conforme configurações e detalhes observados no sistema instalado. O principal objetivo foi coletar dados históricos do sistema real e comparar com o sistema simulado após o desenvolvimento do projeto do modelo computacional.



**Figura 1.2: Sistema Fotovoltaico de instalado no Centro de Excelência em Redes Elétricas Inteligentes (CERIn) no campus da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI).**



**Figura 1.3:** Imagem ilustrativa do *Hardware do RTDS Simulator (Real Time Digital Power System Simulation)* | RTDS Technologies Inc. [<https://www.rtds.com/>].

### 1.3. Estrutura

Esta dissertação está dividida em 7 capítulos afim de apresentar uma revisão das literaturas atuais em conjunto com os detalhes do projeto do modelo implementado, e por fim apresentar os resultados.

No Capítulo 2, estudo de caso, são apresentados primeiramente os fatores mais relevantes das regulamentações brasileiras, seguindo com a apresentação da configuração do sistema real e modelagem do sistema de potência, obtendo-se os parâmetros dos transformadores envolvidos e do alimentador da concessionária, através dos dados técnicos dos equipamentos do sistema incluindo detalhes da eletrônica de

---

potência do conversor CC/CA real. Por fim é apresentada a forma utilizada para coleta de dados do sistema real e a metodologia definida para as simulações do modelo.

No Capítulo 3, Painéis Fotovoltaicos, é feita uma revisão dos conceitos do modelo da célula fotovoltaica, seguindo da representação de um painel e do sistema de painéis fotovoltaicos além de detalhes das associações incluindo a configuração instalada. Por fim, de acordo com o bloco disponível no RSCAD do RTDS apresenta-se o modelo, as equações utilizadas para representação do comportamento e da obtenção dos parâmetros necessários envolvidos.

Os detalhes referentes aos conversores CC/CA para Conexão à Rede de Distribuição são apresentados no Capítulo 4, no qual, faz-se uma revisão de algumas topologias de conversores utilizadas comercialmente incluindo fatores e requisitos definidos por regras internacionais que implicam no desenvolvimento do projeto e modelo do inversor.

No Capítulo 5 é modelado o sistema de eletrônica de potência no RSCAD para realizar as simulações, considerando o conversor CC/CC, o conversor CC/CA e o filtro de saída. Além disso, são apresentadas as malhas de controle com a definição das variáveis de processo (VPs), das variáveis manipuladas (MVs) e dos sinais de referência (*SetPoints*) do sistema (SPs). E também, após definidas as estratégias de controle, é feita a sintonia dos controladores, definindo-se os parâmetros necessários.

Os resultados obtidos e a análise das simulações são discutidos no Capítulo 6, separados pelos dois cenários definidos na metodologia, sendo apresentados os gráficos gerados e o detalhamento das comparações feitas com medições obtidas do sistema real.

O Capítulo 7 apresenta de forma conclusiva as experiências proporcionadas pela pesquisa, finalizando com sugestões para trabalhos futuros que foram idealizadas no decorrer do desenvolvimento do trabalho aqui apresentado.

#### **1.4. Estado da Arte**

As mais importantes publicações que deram suporte conceitual e influenciaram o desenvolvimento deste trabalho são 4, divididas em duas áreas conforme descrito a seguir:

---

**I- Desenvolvimento de Conversores para conexão a rede:**

[2] – Livro intitulado *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems* de 2011, publicado pela editora *John Wiley & Sons* criado pelos autores Remus Teodorescu, Marco Liserre, e Pedro Rodríguez, com suporte de consagrados membros do IEEE.

Este livro mostra de forma clara e objetiva detalhes técnicos no âmbito do desenvolvimento de inversores para conexão a rede aplicados na indústria atual, tanto para sistemas de energia eólica como para energia fotovoltaica, incluindo topologias emergentes, técnicas de modulação, métodos de sincronismo, sistemas de controle e etc...

[3] - Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do doutoramento do autor Baifeng Chen, intitulado *High-efficiency Transformerless PV Inverter Circuits* de 2015.

Este trabalho tornou-se relevante por apresentar a implementação de conversores para sistemas fotovoltaicos dividindo-os em famílias de topologias e comentando estratégias de modulação e suas implicações. O trabalho mostra também uma proposta de conversor voltado para a compatibilização da manipulação das variáveis envolvidas no controle e o uso da tecnologia MOSFET através da aplicação em um protótipo. É incluído detalhes das topologias sem isolamento galvânica (*Transformerless*) dentre outros importantes fatores.

**II- Modelagem de painéis e de células fotovoltaicas:**

[10] – Artigo publicado na *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, intitulado *Performance assessment of a simulation model for PV modules of any technology* dos autores André Mermoud e Thibault Lejeune de 2010. Uma implementação e análise de performance de painéis usando o software PVSYST.

---

[11] – Relatório da *Sandia National laboratories* referente a estimativa de parâmetros do painel PV intitulado *Parameter Estimation for Single Diode Models of Photovoltaic Modules* do autor Clifford W. Hansen de 2015.

Na busca pela estimativa dos parâmetros dos painéis que não são disponibilizados pelo fabricante em análise (Necessários para a caracterização do painel no RTDS), observou-se que estas duas publicações descrevem curvas características de painéis fotovoltaicos e técnicas de estimativa de parâmetros. Estas publicações mostram detalhes do comportamento da célula fotovoltaica o que permitiu conhecer o software PVSYST. Com isso, foi possível uma modelagem mais detalhada do comportamento do modelo do PV no RSCAD, pois o PVSYST disponibiliza todos os parâmetros específicos do fabricante instalado, além de disponibilizar várias curvas mostrando o comportamento dos painéis em diversas condições meteorológicas.

### **1.5. Principais Contribuições**

Com relação as contribuições proporcionadas pela pesquisa, a implementação de sistemas fotovoltaicos no RTDS tornou-se didática por comparar os resultados com um sistema real, o que valida a simulação de um modelo de forma mais confiável.

A forma de interpretar o sistema de controle usada neste trabalho não é utilizada convencionalmente nas literaturas sendo um fator incerto, mas que proporciona um ponto de partida para novas investigações no âmbito da controlabilidade e estabilidade destes sistemas.

Na referência [12], que é uma publicação que utiliza o software PSCAD tornou-se relevante por apresentar uma forma de implementação das malhas de controle similar ao *Sample* para PVs disponível no software RSCAD do RTDS, o que de um modo geral, foi a base e o ponto de partida interpretativo para o método implementado aqui. Porém, diferente de [12], a simulação mostrou melhores resultados quando foi usado o

---

ângulo da referência senoidal para controlar potência reativa e a amplitude da referência senoidal para controlar a tensão CC.

E mais, o modelo desenvolvido tornou-se um sistema base para estudos futuros no âmbito de simulações de sistemas fotovoltaicos utilizando o RTDS.

Existe também, diante de todas as investigações feitas, a possibilidade de criar um modelo simplificado baseado nas características dinâmicas do sistema projetado, proporcionando maior fidelidade por reproduzir o comportamento de forma similar a inversores CC/CA difundidos comercialmente para conexão a rede de distribuição.

Este trabalho também mostrou a possibilidade em realizar simulações em duas escalas de tempo, ou seja, para 24 horas de medições coletadas referente a um dia todo, conseguiu-se simular no RTDS em apenas um terço deste tempo, proporcionado pela sua ampla capacidade de processamento.

O sincronismo através do PLL e o uso buscador MPPT são elementos chave no desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos. Esta dissertação contribui nestes conceitos de forma prática para um melhor entendimento do funcionamento, no auxílio para o desenvolvimento de um modelo e/ou na construção de um protótipo. Além de abrir possibilidades para outros propósitos nas áreas de sistemas de potência, de eletrônica de potência e de controle.

---

## 2. ESTUDO DE CASO

### 2.1. Considerações iniciais

O sistema instalado segue padrões definidos pelas regulamentações brasileiras, afim de que seja permitida a conexão com a rede elétrica e a adoção do sistema de compensação de energia elétrica.

O projeto do modelo do sistema fotovoltaico conectado à rede de distribuição, desenvolvido nesta dissertação, considera como base os parâmetros obtidos a partir do sistema real.

A Figura 2.1 representa o sistema instalado, mas não é incluído o diagrama dos inversores, que será apresentado no subitem 2.3.1 deste capítulo. O sistema fotovoltaico instalado no CERIn, é constituído por 62 painéis fotovoltaicos de 245W cada um, resultando em 15,19 kW para a condição de irradiância incidente de 1000W/m<sup>2</sup>. Os dois inversores de frequência de 8 kVA são ligados aos painéis, sendo estes, divididos em 31 painéis para cada inversor, associados em série e/ou paralelo, de forma que se possa atender as especificações nominais descritas nas especificações técnicas dos inversores (Anexo A).

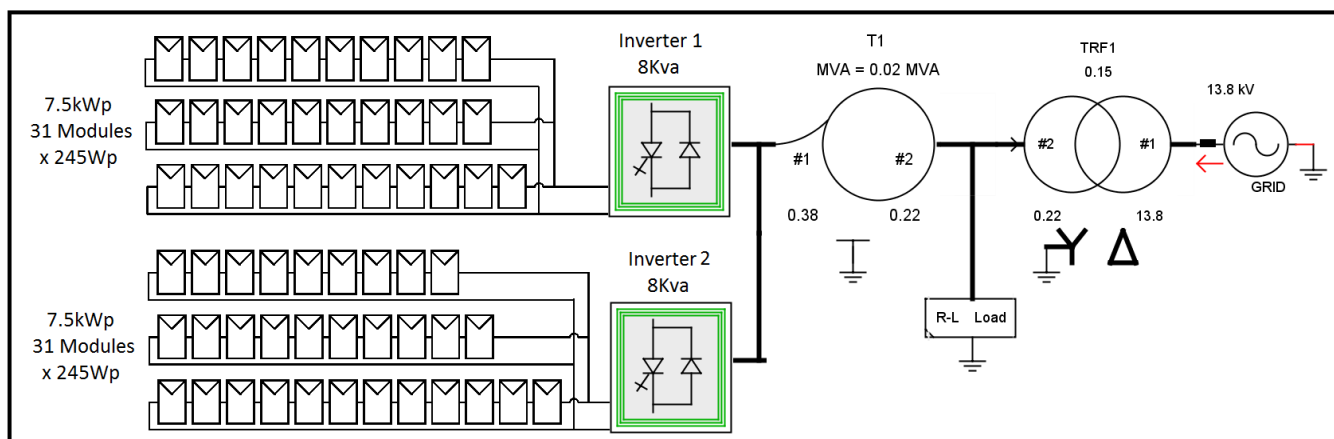


Figura 2.1: Diagrama Básico do Sistema Fotovoltaico Instalado.

Os dois transformadores, o alimentador e a carga são modelados neste capítulo, para determinação dos parâmetros necessários nas configurações no *software* RSCAD da plataforma RTDS.

## **2.2.Regulamentações brasileiras para conexão ao sistema de distribuição**

### **2.2.1. Aneel e Prodist**

A Resolução Normativa nº 482 de 17 de abril de 2012 definida pela ANEEL (Agencia Nacional de Energia Elétrica) [7], estabelece condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração aos sistemas de distribuição de energia elétrica. Esta RN foi recentemente revisada pela Resolução Normativa nº 687/2015 [9], que entrou em vigor em 1º de março de 2016 com os seguintes objetivos: reduzir os custos e a burocracia para novas instalações de geração distribuída; compatibilizar o sistema de compensação de energia elétrica; e melhorar detalhamento nas faturas.

O acesso das unidades geradoras ao sistema de compensação de energia elétrica, têm como principais definições [9]:

- I- Microgeração distribuída: Central geradora com potência instalada menor ou igual a 75kW.
  - II- Minigeração distribuída: Central geradora com potência instalada entre 75kW e 3MW ou menor ou igual a 5MW para cogeração.
  - III- Empreendimento com múltiplas unidades consumidoras: caracterizado por várias unidades consumidoras individuais localizadas em uma mesma propriedade com micro ou minigeração distribuída, de responsabilidade do condomínio, da administração ou do proprietário do empreendimento.
  - IV- Geração Compartilhada: Definida pela reunião de consumidores dentro de uma mesma área de concessão ou permissão, por meio de consórcio ou cooperativa, que possua unidade consumidora com microgeração ou minigeração distribuída em local diferente das unidades consumidoras nas quais a energia excedente será compensada.
  - V- Autoconsumo remoto: caracterizado por unidades consumidoras de titularidade de uma mesma pessoa Jurídica, que possua unidade consumidora com geração distribuída em local diferente das unidades
-

- consumidoras, dentro da mesma área de concessão ou permissão na qual a energia será compensada.
- VI- Micro e Mini Geração limitada à potência disponibilizada para a unidade consumidora.
  - VII- A solicitação de aumento da potência disponibilizada é necessária para o caso de capacidade de geração ser maior que a potência disponibilizada atual.
  - VIII- Créditos positivos por geração maior que o consumo possui um prazo de 60 meses e não são devolvidos em dinheiro à unidade consumidora/geradora e são revertidos em prol da modicidade tarifária, somente em caso de encerramento da relação contratual.
  - IX- Maior detalhamento da fatura dos consumidores que possuem micro e minigeração distribuída.
  - X- A distribuidora é responsável técnica e financeiramente pelo sistema de medição para microgeração distribuída.

As distribuidoras definem suas normas técnicas utilizando como referência os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) [13], [14] e [15], que são derivados das regras estabelecidas nas Resoluções Normativas da ANEEL.

Conforme descrito em [13], O PRODIST, é composto por um conjunto de documentos elaborados pela ANEEL com a participação de agentes de distribuição e associações do setor elétrico com o intuito de padronizar e normatizar as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição, promovendo a universalização do acesso e do uso dos serviços de eletricidade. Composto por 8 módulos, pode-se considerar com maior relevância nesse trabalho os módulos 3 e 8, que respectivamente tratam do acesso ao sistema de distribuição e da qualidade da energia elétrica (QEE).

No módulo 3 [14], que trata do acesso ao sistema de distribuição, são citados os vários requisitos técnicos e responsabilidades tanto do contratante como do contratado para permitir que as unidades geradoras acessem o sistema.

Neste trabalho, é relevante observar neste módulo, que o sistema de geração de energia deve atender as proteções mínimas necessárias para a interligação. A Tabela

---

2.1 define estas proteções em função da potência instalada, parâmetros estes que são intrínsecos ao inversor de frequência utilizado no sistema fotovoltaico do CERIn.

**Tabela 2.1: Proteções Mínimas em Função da Potência Instalada [14].**

Equipamento	Potência Instalada		
	< 10kW	10kW a 500kW	> 500kW
Elemento de desconexão	Sim	Sim	Sim
Elemento de interrupção	Sim	Sim	Sim
Transformador de acoplamento	Não	Sim	Sim
Proteção de sub e sobretensão	Sim	Sim	Sim
Proteção de sub e sobrefrequência	Sim	Sim	Sim
Proteção contra desequilíbrio de corrente	Não	Não	Sim
Proteção contra desbalanço de tensão	Não	Não	Sim
Sobrecorrente direcional	Não	Não	Sim
Sobrecorrente com restrição de tensão	Não	Não	Sim

O módulo 8 [15] define parâmetros necessários para garantir a qualidade da energia elétrica que caracterizam os valores de referência, limites e critérios para que o sistema de distribuição atenda aos fenômenos de QEE evitando impactos proporcionados pela entrada da geração distribuída. Os aspectos considerados da qualidade do produto em regime permanente ou transitório são:

- a) Tensão em regime permanente;
- b) Fator de potência;
- c) Harmônicos;
- d) Desequilíbrio de tensão;
- e) Flutuação de tensão;
- f) Variações de tensão de curta duração;
- g) Variação de frequência.

### 2.2.2. ND - 5.30

Como referência à aplicação desta análise e por ser a concessionária contratada para o sistema real aqui estudado, a CEMIG define suas normas atendendo às regras predefinidas pela ANEEL e pelo PRODIST. Conforme descrito em [8], a norma de distribuição ND 5.30 de dezembro de 2014, é um manual de distribuição no qual se definem requisitos em conexões de acessantes ao sistema de distribuição da CEMIG para conexões em baixa tensão. São apresentados procedimentos de acesso, padrões de

projeto, critérios técnicos e operacionais e o relacionamento operacional envolvidos na conexão de consumidores atendidos em baixa tensão que façam a adesão ao sistema de compensação de energia. Nos diagramas e tabelas a seguir são apresentados os principais detalhes determinados pela CEMIG para se aderir ao sistema de compensação. A forma de conexão é descrita na Tabela 2.2.

**Tabela 2.2: Forma de Conexão em Função da Potência [8].**

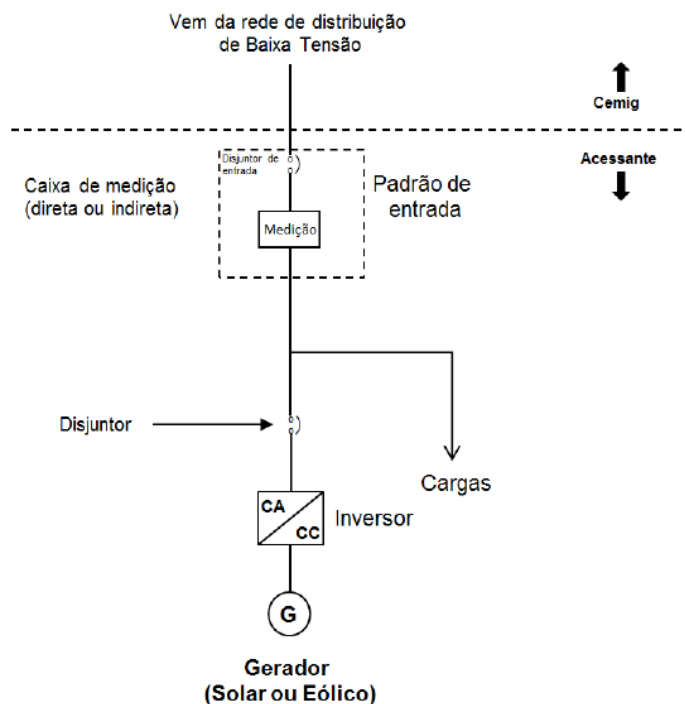
Potência instalada	Forma de conexão
< 10kW	Monofásico, bifásico ou trifásico
10 a 15 kW	Bifásico ou trifásico
> 15 kW (em rede trifásica)	Trifásico
< 30 kW (em RDR (1) monofásica com transformador exclusivo)	Monofásico

Nota:

(1) RDR<sup>(1)</sup> – Rede de distribuição Rural.

A Figura 2.2 representa um diagrama simplificado para a conexão de geradores por meio de inversores, que devem atender aos detalhes estabelecidos na ABNT NBR 16149, que define características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição para sistemas fotovoltaicos [8].

Na ND 5.30 é apresentada uma tabela de sugestão para parametrizações das proteções necessárias para consumidores que possuem geração distribuída sendo que, para o nível de potência deste sistema estudado, estes parâmetros estão intrínsecos ao inversor de frequência. A Tabela 2.3 apresenta estes detalhes.



**Figura 2.2: Forma de Conexão do Acessante (através de inversor) à rede de BT da CEMIG-D [8].**

Tabela 2.3: Ajustes Sugeridos das Proteções [8].

Requisito de Proteção	Parametrização de Referência	Tempo máximo de atuação
Proteção de subtensão (27)	0,8 p.u.	5 seg
Proteção de sobretensão (59)	1,1 p.u.	5 seg
Proteção de subfrequência (81U) – N1	59,5 Hz	5 seg
Proteção de subfrequência (81U) – N2	57,0Hz	0,2 seg
Proteção de sobrefrequência (81O) - N1	60,5 Hz	5 seg
Proteção de sobrefrequência (81O) – N2	62,0 Hz	0,2 seg
Proteção de sobrecorrente (50/51)	Conforme padrão de entrada de energia	N/A
Relé de sincronismo (25)	10° 10 % tensão 0,3Hz	N/A
Relé de tempo de reconexão (32)	180 seg	180 seg

Apresenta-se também os requisitos de qualidade em que o sistema de geração distribuída deve interromper o fornecimento de energia à rede quando estiver operando fora das faixas especificadas de tensão e frequência.

A Tabela 2.4 define os limites de operação de tensão para que o sistema interrompa o fornecimento por sobretensão (ANSI 59) ou subtensão (ANSI 27) quando ocorrer operação fora desta faixa.

Tabela 2.4: Faixas de Operação de Tensão [8].

Tensão no ponto de conexão comum (% em relação a $V_{nominal}$ )	Tempo máximo de desligamento
$V < 80\%$	0,4 s
$80\% \leq V \leq 110\%$	Regime normal de operação
$110\% < V$	0,2 s

Da mesma forma, para a frequência, o sistema deve interromper o fornecimento por sobrefrequência (ANSI 81O) ou subfrequência (ANSI 81U) conforme a Figura 2.3 e conforme Tabela 2.3.

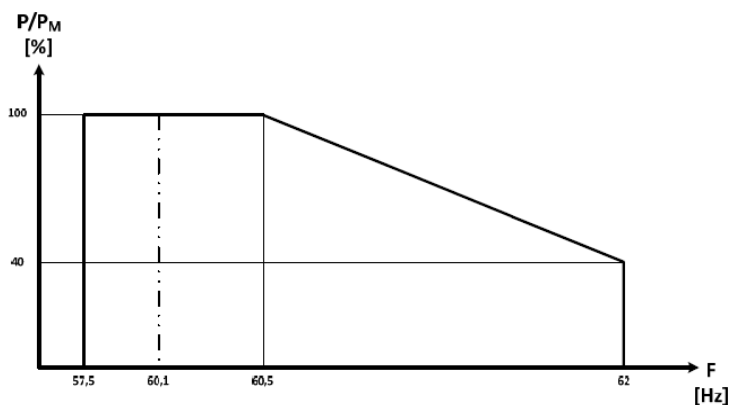


Figura 2.3: Curva de Operação em Função da Frequência da Rede para Desconexão por Sobre/Subfrequência [8].

Adicionalmente a Figura 2.3 representa no eixo Y a potência atual dividida pela potência máxima multiplicada por 100 (i.e. em %), e no eixo X a frequência em Hz mostrando os limites para que o sistema deve interromper a entrega de energia a rede por sub ou sobre-frequência.

Além dos parâmetros para que o sistema saia de operação em determinadas condições, a Geração Distribuída (GD) deve operar dentro dos limites de distorção harmônica e de fator de potência especificados nesta ND.

Quanto às distorções harmônicas são determinados limites de distorções de corrente conforme a Tabela 2.5.

Já para o fator de potência, quando o sistema de geração distribuída estiver injetando **potência ativa acima de 20% da potência nominal** do gerador, o sistema deve seguir os seguintes critérios:

- Sistemas com potência nominal menor ou igual a 3kW: FP igual a 1 com tolerância de trabalhar na faixa de 0,98 Indutivo até 0,98 Capacitivo;
- Sistemas com potência nominal maior que 3kW e menor ou igual a 6kW: FP ajustável de 0,95 indutivo até 0,95 capacitivo;
- Sistema com potência nominal maior que 6kW: FP ajustável de 0,9 indutivo até 0,9 capacitivo.

**Tabela 2.5: Limites de Distorção Harmônica de Corrente [8].**

<b>Harmônicas ímpares</b>	<b>Limite de distorção</b>
3° a 9°	< 4,0 %
11° a 15°	< 2,0 %
17° a 21°	< 1,5 %
23° a 33°	< 0,6 %
<b>Harmônicas pares</b>	<b>Limite de distorção</b>
2° a 8°	< 1,0 %
10° a 32°	< 0,5 %

Estes parâmetros citados são específicos da ND 5.30 da CEMIG. Observa-se que para cada distribuidora são estabelecidos parâmetros e regras diferentes e que devem ser observadas estas peculiaridades dependendo da concessionária envolvida.

## 2.3. Modelagem do Sistema de Potência

### 2.3.1. Inversores de Frequência.

Os inversores de frequência utilizados no sistema real, de acordo com [16], é um conversor CC-CA trifásico que possui 3 módulos de eletrônica de potência monofásicos com isolamento galvânica através de um transformador de alta frequência (HF), sendo composto por 3 estágios conforme representado na Figura 2.4. O primeiro estágio é um circuito *buck* (abaixador de tensão) não mostrado na figura; o segundo estágio é uma ponte de dispositivos semicondutores de disparo em alta frequência que trabalham na faixa dos 20 a 24kHz, um transformador com *taps* para ajustes de tensão e um retificador em ponte completa na saída, e, no terceiro estágio um inversor em ponte completa com filtro de saída que disparam na mesma frequência da rede [16].

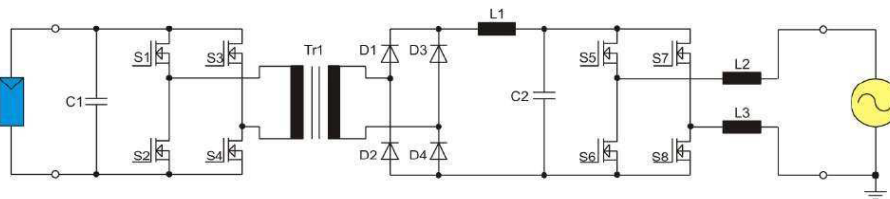


Figura 2.4: Circuito Equivalente Monofásico do Inversor Real Instalado no CERIn [16].

Na figura 2.5 (a), rendimento pela potência, são apresentadas 3 curvas típicas do conversor instalado para diferentes tensões de entrada (i.e. 230V, 370V e 500V). Observa-se que este conversor possui um rendimento na faixa de 94 a 96%. Em (b), a curva da potência pela temperatura ambiente demonstra uma redução da potência máxima à medida que a temperatura aumenta e há consequente queda do rendimento.

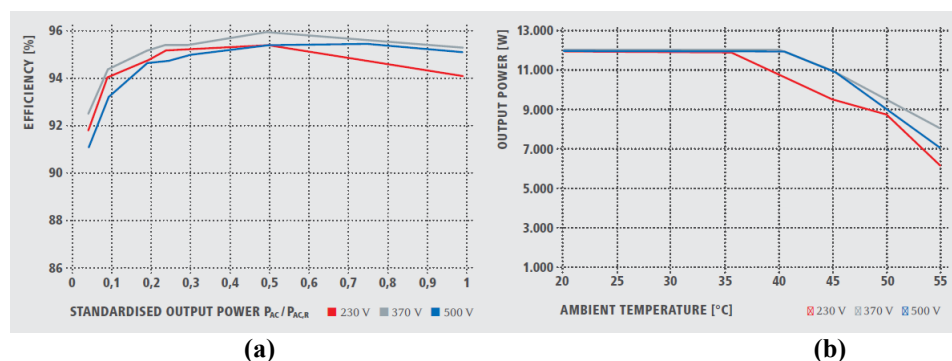


Figura 2.5: Curvas de Rendimento e Temperatura do Inversor Real  
 a) Curva de Rendimento em Função da Potência de Saída. (b) Curva da Potência em Função da Temperatura Ambiente. [Anexo A]

### 2.3.2. Alimentador

O projeto do modelo do sistema apresentado na Figura 2.1, inicia-se com a determinação dos parâmetros do alimentador, através dos dados de curto-circuito fornecidos pela concessionária local. A Figura 2.6 representa o bloco utilizado no RTDS e a Tabela 2.6 mostra os parâmetros fornecidos.

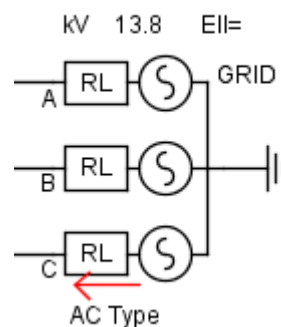


Figura 2.6: Alimentador – RTDS.

O bloco do RTDS, *Three Phase Source Model*, para uma fonte em Y com impedância R em paralelo com L, solicita os dois principais parâmetros de sequência positiva:

- Impedância Z em ohms;
- Ângulo em graus.

Pela Tabela 2.6, adota-se a tensão nominal e a corrente de curto-circuito trifásico como referência para a modelagem [17].

Tabela 2.6: Dados Cemig do Alimentador do Campus UNIFEI-Itajubá [ANEXO B].

Tensão Nominal	13,8 KV	
	Corrente	Ângulo
Curto-Circuito Trifásico	7987 A	-88
Curto-Circuito Fase-Terra	7874 A	-90

DATA: 10/06/2015

Tem-se:

$$V_{FN} = \frac{V_{FF}}{\sqrt{3}} \quad (1)$$

$$V_{FN} = \frac{13800}{\sqrt{3}}$$

$$V_{FN} = 7,967 \text{ kV}$$

A partir de (1) obtém-se a potência aparente de curto-circuito:

$$S_{cc} = 3 \cdot V_{FN} \cdot I_{cc} \quad (2)$$

Aplicando os valores apresentados pela distribuidora tem-se:

$$S_{cc} = 3 * 7967 * 7987$$

$$S_{cc} = 190,91 \text{ MVA}$$

para cada fase,

$$S_{ccFA} = \frac{S_{cc}}{3}$$

$$S_{ccFA} = \frac{190,91 \cdot 10^6}{3}$$

então,

$$S_{ccFA} = 63,636 \cdot 10^6$$

Da potência aparente de curto-circuito obtida, a impedância pode ser definida

por:

$$Z_{cc} = \frac{V_{FN}^2}{S_{ccFA}} \quad (3)$$

Então,

$$Z_{cc} = \frac{7967^2}{63,636 \cdot 10^6}$$

$$Z_{cc} = 0,997 \Omega \mid 88^\circ$$

Na Figura 2.7 é apresentado o modelo equivalente monofásico da fonte. Deste modo todos os parâmetros necessários para a configuração do modelo do alimentador foram obtidos.

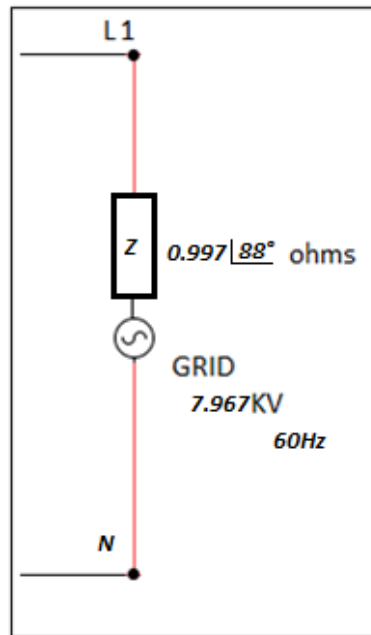


Figura 2.7: Equivalente Monofásico do Alimentador.

### 2.3.3. Transformador 13,8/0,22kV

Para determinação dos parâmetros do modelo do transformador 220/13.800V - Y/ $\Delta$  de 150kVA instalado na subestação do CERIn (Anexo C), os seguintes parâmetros são solicitados no RTDS e apresentados na Figura 2.8:

- Reatância de dispersão em P.U.;
- Perdas a vazio em P.U.;
- Corrente de Magnetização em %.

Através do relatório de ensaios do transformador disponível no Anexo C, observa-se que a impedância (%), as perdas a vazio (W), as perdas em carga (W), as perdas totais (W) e a corrente de magnetização (%), já são fornecidas pelo fabricante sendo necessário obter a reatância de dispersão.

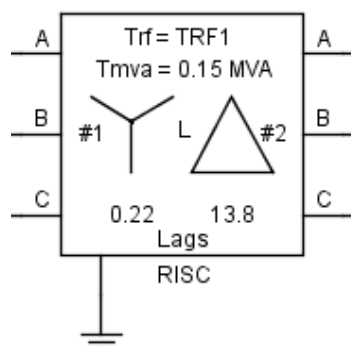


Figura 2.8: Transformador Trifásico – RTDS.

De acordo com [18], o ensaio a vazio permite obter os seguintes parâmetros do modelo:

- Perdas no núcleo  $P_o$  e perdas por correntes de Foucault;
- Corrente a vazio  $I_o$ ;
- Relação de transformação;
- Parâmetros de magnetização ( $R_m$ ,  $X_m$ ,  $Z_m$ ).

E, o ensaio em curto-circuito permite obter:

- Perdas no Cobre ( $P_j$ );
- Queda de tensão interna ( $\Delta v$ );
- $Z\%$ ,  $R\%$  e  $X\%$ .

Para se determinar a reatância de dispersão  $X\%$  é necessário conhecer  $R\%$ . Assim, a partir do ensaio de curto circuito, pode-se obter  $R\%$  através da seguinte equação:

$$R\% = \frac{P_j}{S_n} \cdot 100 \quad (4)$$

Observa-se que  $R\%$  depende das perdas no cobre  $P_j$ , mas como no relatório de ensaios não são fornecidas as perdas adicionais, pode-se obter as perdas no cobre pela equação (5) que depende das resistências do primário e do secundário disponíveis [18].

$$P_j = r_1 \cdot I_{1n}^2 + r_2 \cdot I_{2n}^2 \quad (5)$$

Sendo que  $r_1 = 16,3498\Omega$  e  $r_2 = 0,003\Omega$  e as correntes nominais no primário e no secundário são, respectivamente, 6,28A e 393,65A, obtêm-se as perdas conforme demonstrado a seguir:

$$P_j = 16,3498 \cdot \left(\frac{6,28}{\sqrt{3}}\right)^2 + 0,003 \cdot 393,65^2$$

Obtêm-se:

$$P_j = 214,93 + 464,52$$

$$P_j = \mathbf{679,45W}$$

Mas, como as perdas correspondem a um sistema trifásico, elas devem ser multiplicadas por 3.

Assim:

$$P_{jt} = 3 * 679,45$$

$$P_{jt} = 2.038,37W$$

Uma vez que  $P_{jt}$  corresponde às perdas no cobre na potência nominal e  $S_n$  à potência aparente nominal do transformador [18], obtém-se  $R\%$ :

$$R\% = \frac{2.038,37}{150.000} * 100$$

$$\mathbf{R\% = 1,36\%}$$

Desta forma, observa-se que a impedância do transformador é de 4,61%.

Então:

$$Z\%^2 = R\%^2 + X\%^2 \quad (6)$$

Isolando-se  $X\%$ , vem:

$$X\% = \sqrt{Z\%^2 - R\%^2} \quad (7)$$

$$X\% = \sqrt{4,61\%^2 - 1,36\%^2}$$

Resultando na reatância de dispersão:

$$X\% = 4,4\%$$

Mas, como a reatância de dispersão é solicitada em p.u., divide-se por 100 a reatância percentual encontrada. Assim:

$$\mathbf{XL_{p.u.} = 0,044}$$

Considerando  $S_{base} = 150kVA$  como valor de base na condição de fator de potência unitário, e que as perdas a vazio são de 961,43W tem-se:

$$P0_{p.u.} = \frac{0,96143}{150}$$

$$\mathbf{P0_{p.u.} = 0,0064}$$

A Figura 1.9 representa o modelo monofásico do transformador aqui modelado. Com isso, sabendo que a corrente de magnetização é de **4,51%**, foram obtidos todos os parâmetros necessários para a configuração do transformador MT do sistema no RTDS.

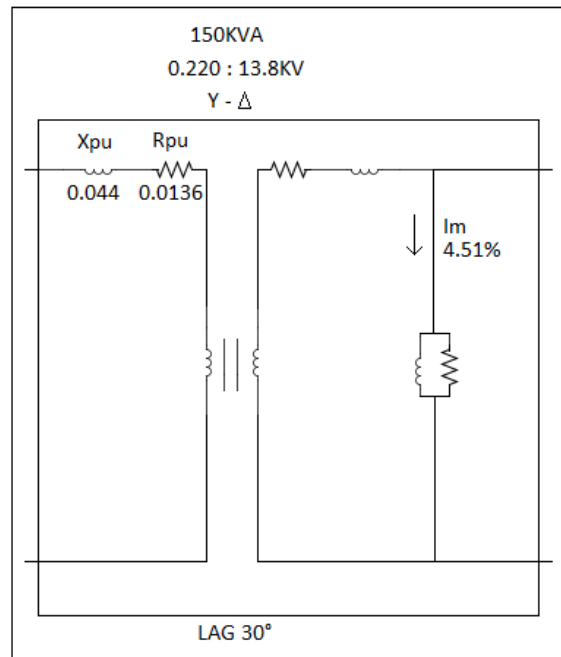


Figura 2.9: Modelo Equivalente Monofásico do Transformador 0,22/13,8kV.

#### 2.3.4. Autotransformador 0,38/0,22kV

Da mesma forma, para determinação dos parâmetros do auto-transformador 380/220V Y/Y de 20kVA (Anexo D), os mesmos parâmetros são solicitados no RTDS apresentado pelo componente da Figura 2.10.

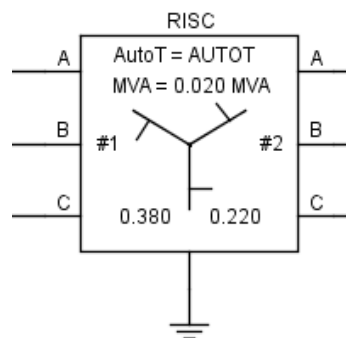


Figura 2.10: AutoTransformador Trifásico 0,38/0,22kV – RTDS.

Assim, a partir do ensaio de curto circuito, pode-se obter R% através da equação (4).

Observa-se que as perdas totais apresentadas no relatório são referentes à soma das perdas a vazio mais as perdas em carga [18], conforme equação (8).

$$P_t = P_{0t} + P_{load} \quad (8)$$

Mas, como no relatório de ensaios do auto-transformador são fornecidas as perdas adicionais, pode se obter  $P_{jt}$  de uma forma mais simples através da equação (9):

$$P_{load} = P_A + P_j \quad (9)$$

A partir de (9) obtém-se  $P_{jt}$ :

$$P_{jt} = P_{load\ t} - P_{At} \quad (10)$$

Aplicando-se a equação (10) os valores das perdas em carga e das perdas adicionais, obtém-se:

$$P_{jt} = 229,87 - 5,76$$

$$\mathbf{P_{jt} = 224,11W}$$

Da equação (4) obtém-se:

$$R\% = \frac{224,11}{20.000} * 100$$

$$\mathbf{R\% = 1,12\%}$$

A impedância do autotransformador é de **1,28%**. Então, a partir da equação (7) tem-se:

$$X\% = \sqrt{1,28\%^2 - 1,12\%^2}$$

$$X\% = 0,62\%$$

Mas, como a reatância de dispersão é solicitada em p.u., então, divide-se por 100 a reatância percentual encontrada. O que resulta em:

$$\mathbf{XL_{p.u.} = 0,0062}$$

Considerando  $S_{base} = 20kVA$  como valor de base na condição de fator de potência unitário, e que as perdas a vazio são de 160W tem-se:

$$P_{0_{p.u.}} = \frac{0,160}{20}$$

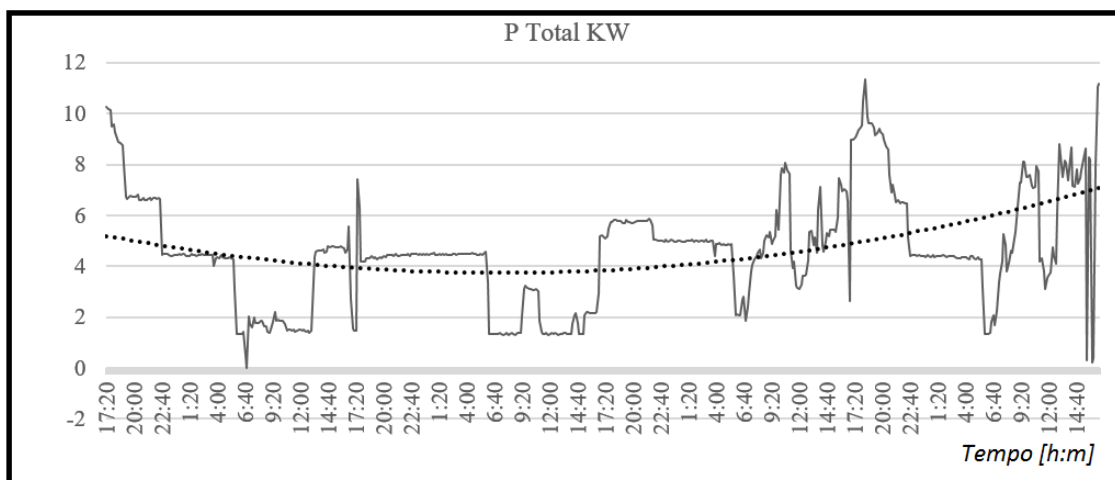
$$\mathbf{P_{0_{p.u.}} = 0,008}$$

Como a corrente de magnetização é de **2,66%**, foram obtidos todos os parâmetros necessários para a configuração do autotransformador do sistema.

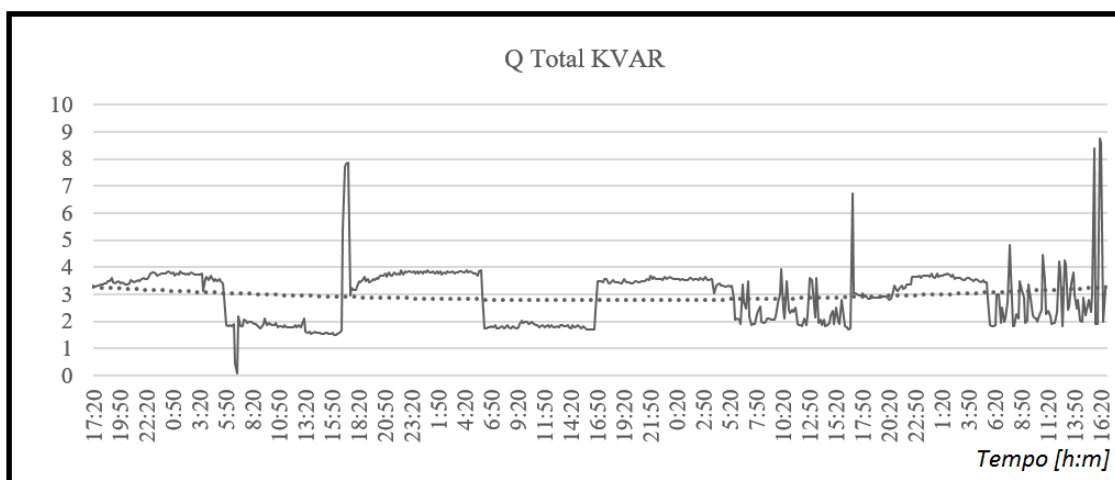
### 2.3.5. Carga do CERIn.

A carga representada anteriormente na Figura 2.1 foi obtida a partir de dados medidos em uma situação que o sistema fotovoltaico não estava operando. Desta forma é

possível considerar que as Figuras 2.11 (a) e (b) demonstram curvas medidas referentes à potência ativa e à potência reativa da carga do CERIn registradas no período de 29/05/2015 a 02/06/2015, respectivamente. A linha pontilhada representa uma curva de segunda ordem correspondente à média do comportamento das cargas.



(a): Comportamento da potência ativa do CERIn



(b): Comportamento da potência reativa do CERIn.

Figura 2.11: Carga Medida entre os dias 29/05 a 02/06 de 2015.

Para a simulação da carga do CERIn no RTDS utilizou-se uma carga dinâmica que disponibiliza *sliders* para serem realizadas as variações. Esta carga foi definida com base nos dados apresentados na Figura 2.11 (a) e (b).

A Figura 2.12 representa o bloco utilizado no RTDS, sendo parametrizado para operar na faixa de **0 a 20kW** para a potência ativa, e para a potência reativa na faixa de **0 a 10kVAR** indutivo.

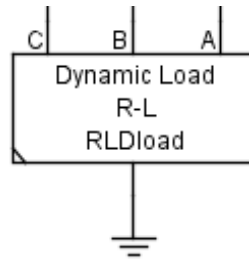


Figura 2.12: Carga Dinâmica R-L – RTDS.

E, a Figura 2.13 representa o equivalente monofásico da carga dinâmica utilizada. **A variação da carga dinâmica não foi utilizada** sendo que poderá ser utilizada em futuros estudos. Esta foi fixada em 5kVAr e 9kW.

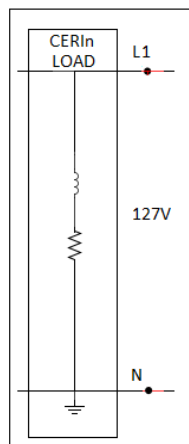


Figura 2.13: Equivalente Monofásico da Carga R-L do CERIn.

#### 2.4. Metodologia para coletas de dados e Simulações

A metodologia utilizada neste trabalho, afim realizar uma análise detalhada do comportamento do sistema real comparada ao modelo, é definida a partir de dois cenários meteorológicos diferentes de temperatura e de irradiância incidida.

O primeiro cenário corresponde a um dia de céu claro e sem nuvens. No segundo cenário, coletam-se dados em um dia nublado.

Os dados coletados dos inversores são valores médios obtidos de 1 em 1 minuto durante o período de um dia, resultando em 1.440 amostras para 24 horas de medição. Os dados do cenário 1 foram coletados no dia 14/10/2015 (Figura 2.14 (a)) e para o cenário 2 foram coletados em 28/10/2015 (Figura 2.14 (b)).

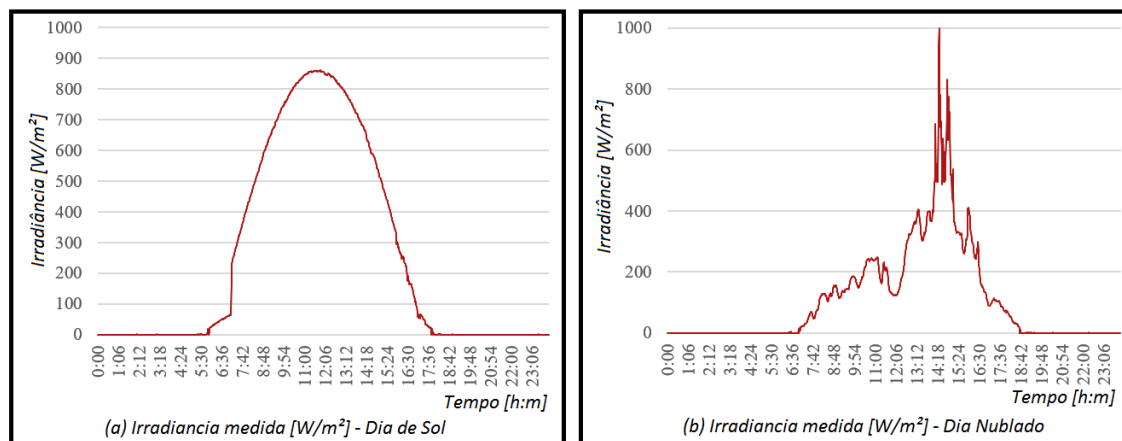


Figura 2.14: Curvas de Irradiância Representando os Dois Cenários Definidos.

As Figuras 2.15 (a) e (b), representam as temperaturas de placa e ambiente para os dois dias de coletas de dados escolhidos no presente trabalho. Observa-se que no dia nublado as temperaturas são mais baixas do que para o dia de céu claro.

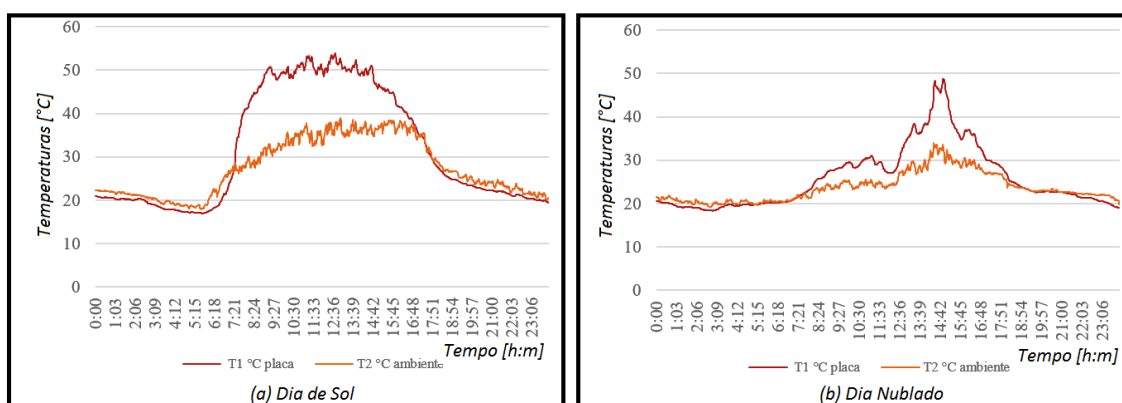


Figura 2.15: Curvas de Temperatura para os Dois Cenários Definidos.

Para a simulação do modelo, um *script* desenvolvido e disponibilizado no Apêndice A, é executado no *RunTime* do RTDS, que lê cada amostra de temperatura e de irradiância de 10 em 10 segundos variando os *sliders* do modelo do painel fotovoltaico do RTDS. A cada mudança de leitura de amostra armazena-se em vetores as potências de entrada e de saída do sistema para posteriores análises que são demonstradas nos resultados deste trabalho.

Nas medições, coletam-se dados dos inversores para representação do comportamento e do desempenho do sistema, para uma análise concreta do sistema real.

### 2.4.1. Cenário 1

Coletou-se no cenário 1, dia de sol, todos os dados elétricos disponíveis nos inversores, com o intuito de se observar o comportamento do sistema. A Figura 2.16 (a), representa a soma das potências de entrada CC dos dois inversores observando um pico máximo de aproximadamente 11kW gerados. Em (b) apresenta-se as potências ativa, reativa e aparente de saída resultante da soma gerada pelos dois inversores. Observa-se que a potência Reativa chega a 2kVAr capacitivo, entregues à rede no período em que a irradiância chega na faixa máxima para o dia.

Na Figura 2.16 (c), observa-se que a tensão CC de entrada, permanece praticamente constante durante todo o dia, na faixa dos 250Vdc e as correntes acompanham o comportamento da curva de irradiância.

É verificado também, que as tensões são diferentes para cada inversor, proporcionadas pelas configurações das associações de painéis fotovoltaicos diferentes representadas na Figura 2.1. Em (d), é representado o rendimento e o fator de potência total do sistema de geração. Quanto ao rendimento, este permanece na faixa dos 96% durante todo o período em que o sistema está em operação. Já para o Fator de Potência é observado um comportamento quase constante na faixa de 0,98.

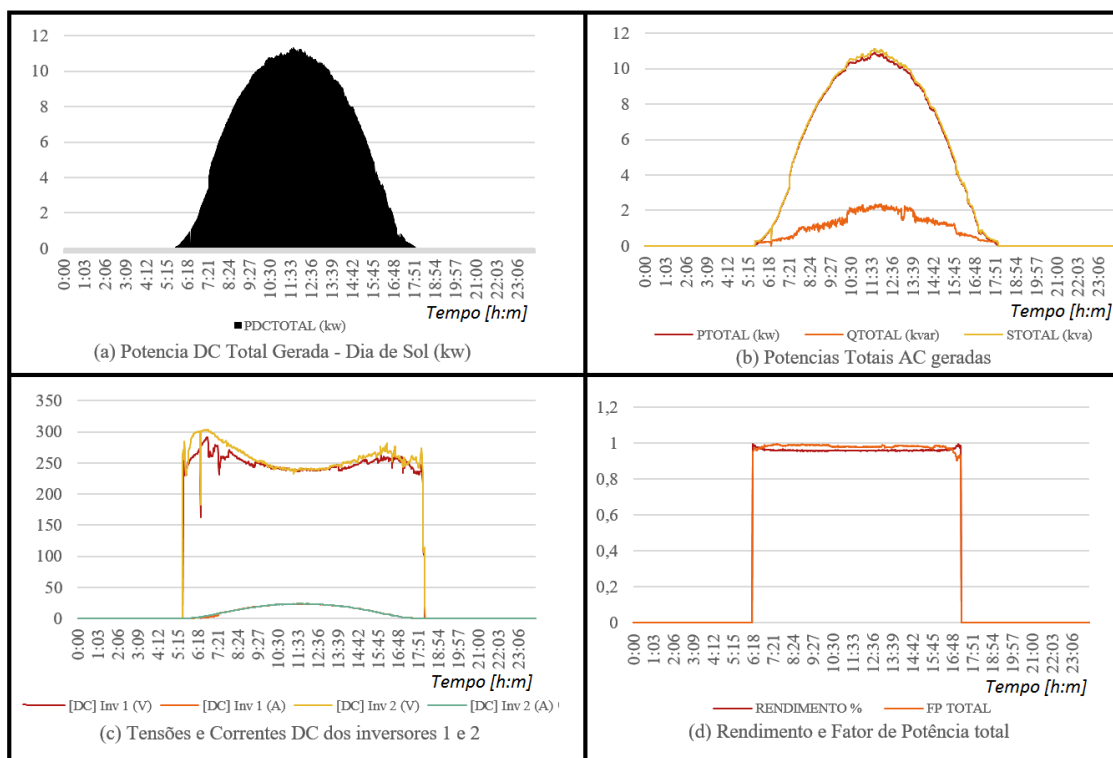


Figura 2.16: Curvas de Medições das Variáveis dos Inversores 1 e 2.

Uma peculiaridade identificada no comportamento das medições fornecidas pelos inversores é que as correntes trifásicas do sistema não são equilibradas conforme Figura 2.17 (a) e (b). Dependendo da condição de incidência de irradiância, o funcionamento das fases se alternam. Por exemplo, no inversor 1, somente a fase 1 inicia em funcionamento ao raiar do dia, a fase 2 inicia operando por volta das 8 horas, e entre 10 e 14 horas, as três fases estão operando. A partir das 14 horas a fase 3 é desligada, depois a fase 2 também, finalizando o final do dia com apenas a fase 1 operando.

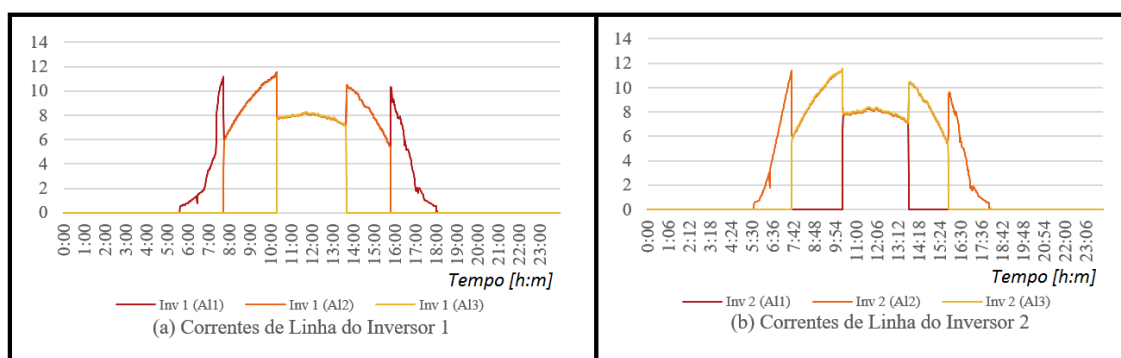


Figura 2.17: Correntes CA individuais dos inversores 1 e 2.

#### 2.4.2. Cenário 2

Da mesma forma o cenário 2, dia nublado, é representado na Figura 2.18 (a). Em (b) apresenta-se as potências ativa, reativa e aparente de saída resultante da soma gerada pelos dois inversores. Observa-se que a potência reativa permanece na faixa média de 1kVAr entregue.

Na Figura 2.18 (c), observa-se que a tensão CC de entrada, permanece também, praticamente constante durante todo o dia, na faixa dos 260Vdc, valor este um pouco acima que no cenário 1, e as correntes CC acompanham o comportamento da curva de irradiância. Em (d), é representado o rendimento e o fator de potência total do sistema de geração aproximadamente iguais ao do Cenário 1.

Para o cenário 2, como a geração total é menor e mais oscilante que no Cenário 1, causado pelos sombreamentos das nuvens, as correntes de saída dos conversores também se alternam, mas uma das fases de cada inversor operando por mais tempo conforme ilustrado na Figura 2.19 (a) e (b).

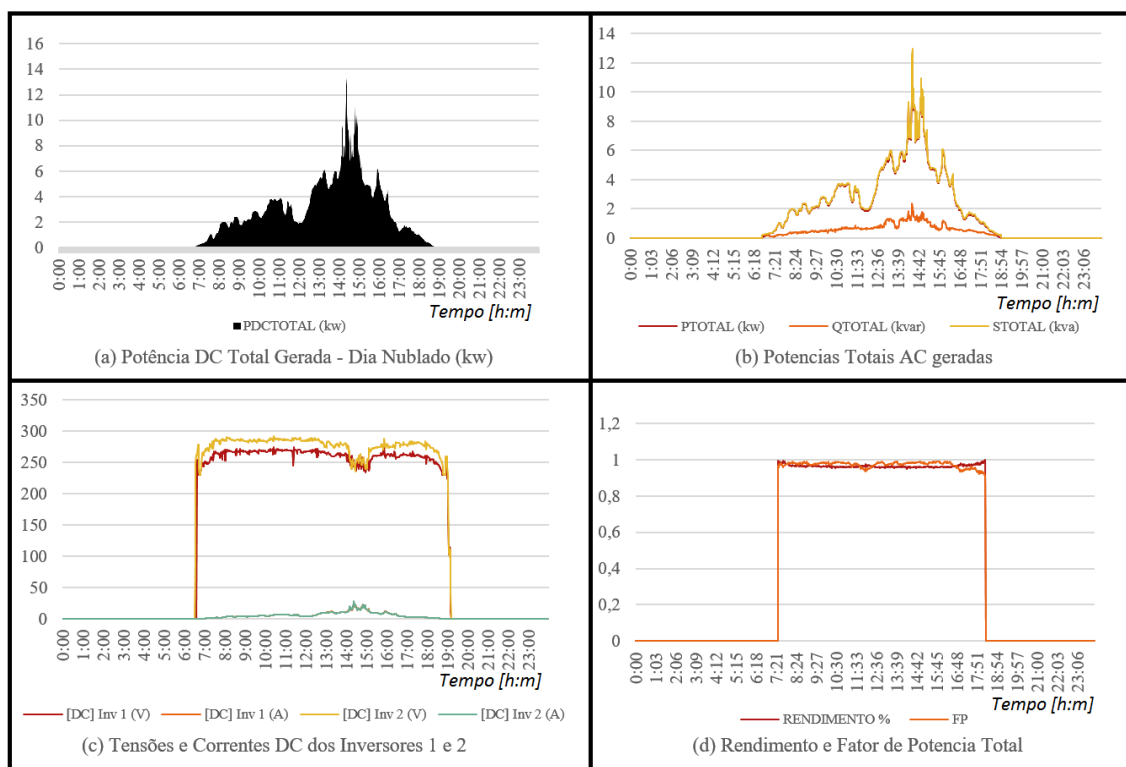


Figura 2.18: Curvas Reais de Medições das Variáveis dos Inversores 1 e 2.

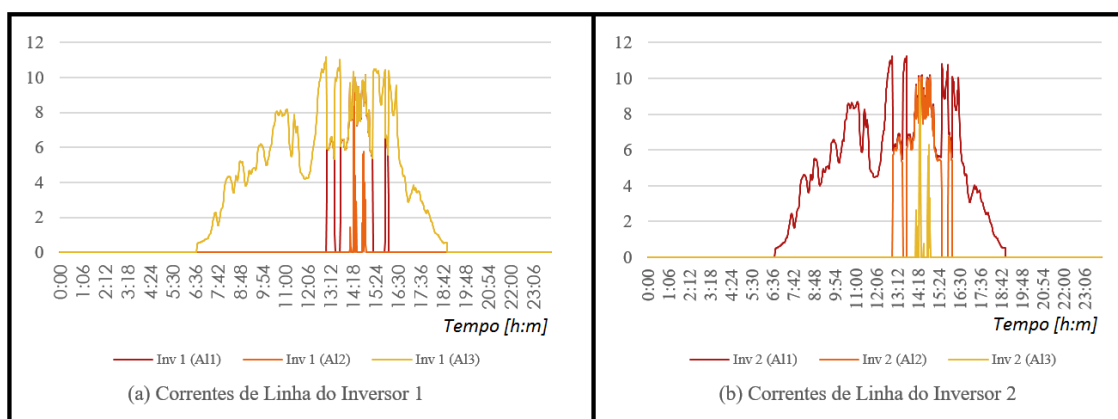


Figura 2.19: Correntes CA Individuais dos Inversores 1 e 2 Reais.

## 2.5. Considerações Finais.

O sistema de potência total projetado em detalhes mais adiante, após definido a topologia para os inversores com três pontes monofásicas cada um, pode ser representado na forma equivalente monofásica com a Figura 2.20, incluindo os parâmetros projetados que serão calculados nos próximos capítulos deste trabalho.

Na figura 2.20 são incluídos todos os estágios do sistema: Painéis, inversor, carga, transformador da subestação e o alimentador 13,8kV.

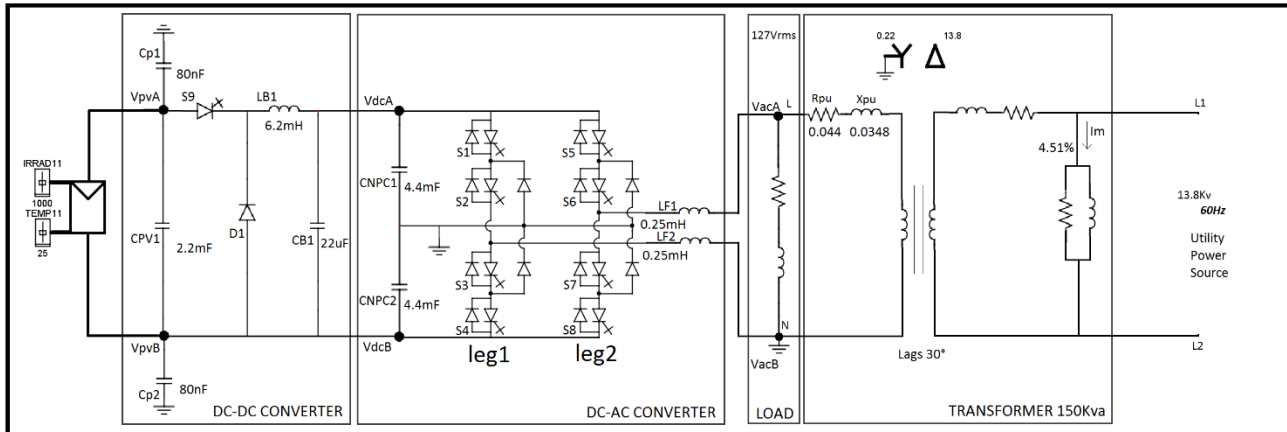


Figura 2.20: Circuito Equivalente Monofásico do Sistema Fotovoltaico do CERIn Modelado.

No desenvolvimento do sistema modular, observa-se que a alocação de todos os blocos em um único Rack não é possível, pois a quantidade de nós envolvidos extrapola a capacidade do cartão de processamento do RTDS.

É necessário então, distribuir e administrar a alocação dos blocos do sistema nos processadores utilizando 2 Racks conforme mostrado no Apêndice B.

Optou-se por alocar no Rack 3 (subsistema 1): todo o sistema de potência, o inversor 1 e respectivos blocos de controle e medição.

No Rack 4 (subsistema 2), é alocado o inversor 2, blocos de medição, de controle e sistema de painéis sendo que a interligação entre os dois Racks é feita através de um transformador de interface entre racks (Apêndice C).

Cada modulo monofásico dos inversores é alocado individualmente em processadores separados o que ocupa 6 processadores para as interfaces *Small Time Step (Bridge Box)* nos dois inversores envolvidos.

A ponte completa NPC com *substeps* disponibilizada no RTDS permite ser compilada somente em processadores PB5 (1,7 GHz), sendo os processadores GPC (1GHz) obsoletos para a aplicação aqui envolvida.

Na totalidade do sistema foram necessários 11 processadores sendo que o Rack 3 utiliza os 7 processadores PB5 e no Rack 4, 6 processadores PB5.

Esta forma de alocação não ocupa toda a capacidade de processamento do RTDS nos racks em questão. Mas é necessária esta alocação para evitar que não se atinjam os limites de um único cartão de processamento sem ocupar os demais (Apêndice B).

## 3. MODELAGEM DOS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

### 3.1. Considerações Iniciais

Este capítulo é baseado na análise do comportamento elétrico das variáveis envolvidas no modelo do painel fotovoltaico, e na determinação dos parâmetros necessários para implementação no *software* RSCAD do RTDS.

O modelo de um painel fotovoltaico deve representar o comportamento elétrico sob quaisquer condições externas, como, por exemplo, a irradiância, a temperatura, o ângulo de incidência, conteúdo espectral da luz, etc.... [10], mas conforme representado na Figura 2.20, o modelo utilizado recebe como variáveis de entrada somente a temperatura de placa e a irradiância, sendo desconsiderados quaisquer outros fatores. A temperatura da célula da estação meteorológica é coletada para os dois cenários e aplicada ao modelo RSCAD.

O rendimento do painel está diretamente ligado à área ocupada pela instalação, o que representa um fator econômico importante para a implementação de um sistema fotovoltaico. Para exemplificar, se fosse possível, para um material com 100% de rendimento, para 1000W/m<sup>2</sup> de irradiância incidida, seria necessária uma área de 15m<sup>2</sup> para uma instalação de 15kWp. Mas, sabe-se que comercialmente e no sistema real instalado, o rendimento dos painéis está na faixa de 15% (Anexos E, F e G). Como cada painel ocupa uma área de 1,63m<sup>2</sup>, sendo 62 painéis de 245Wp, a instalação real envolvida neste trabalho representa uma área ocupada e instalada de 101,27m<sup>2</sup> para se gerar 15kWp.

Na busca pela melhoria do rendimento destes painéis, institutos de pesquisa pelo mundo buscam tecnologias, técnicas e materiais cada vez mais eficientes. Com base em um levantamento do NREL (*National Renewable Energy Laboratory - US*), em [19], disponibiliza um gráfico, no qual demonstra a evolução de rendimentos obtidos na pesquisa e desenvolvimento de células fotovoltaicas desde 1976 até as mais recentes tecnologias.

Os tipos de células fotovoltaicas são divididos na Figura 3.1 em 5 famílias de semicondutores [20]:

1. Células multicamadas;
  2. Células de camada única de Arsenieto-Gálio
  3. Células de Silício Cristalino
-

4. Células de filme fino
5. Células fotovoltaicas emergentes.

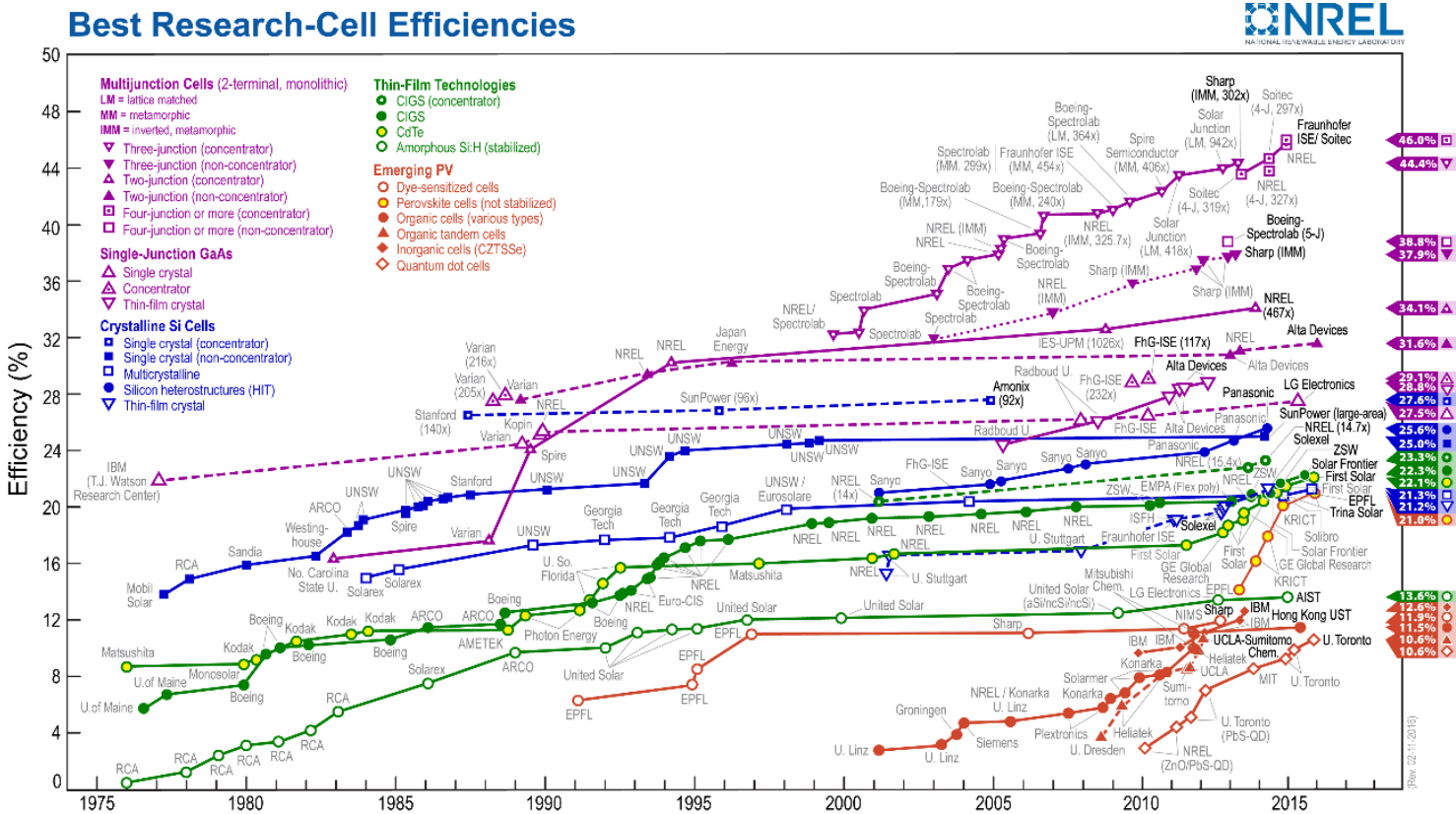


Figura 3.1: Gráfico de Representação da Evolução dos Rendimentos das Células Fotovoltaicas – NREL [19].

É importante destacar que a busca por tecnologias com alto rendimento aplica técnicas como o uso de concentradores e materiais diversos, sendo o Silício o mais utilizado comercialmente que chegaram ao seu limite na faixa de 25%, conforme Figura 3.1.

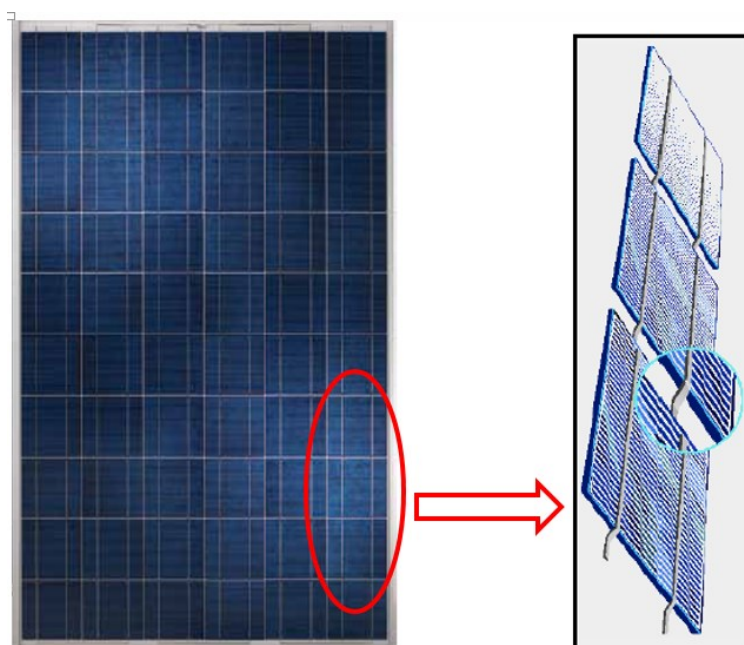
Observa-se também que algumas pesquisas conseguiram obter rendimentos maiores utilizando concentradores com materiais multicamadas chegando a até 45% de rendimento conforme Figura 3.1, sendo que tecnologias de filme fino têm eficiências baixas quando comparadas as demais [19], [20] e [21].

Os painéis utilizados no sistema real possuem 60 células em série e potência de 245Wp e pode ser representado como uma associação de modelos como no Apêndice D, quando considerado  $N_c$  na equação (12) (apresentada mais adiante) o valor 1 para uma única célula [22], mas como os parâmetros fornecidos pelo fabricante corresponde a um

painel completo, as duas associações para cada inversor, os modelos são representados de forma equivalente às 60 células, conforme Apêndices E e F.

As células são interligadas através de dois barramentos [23] sendo que os contatos frontais de cada célula são soldados aos contatos posteriores da célula seguinte, de forma a ligar o polo negativo (parte frontal) da célula com o polo positivo (parte posterior) da célula seguinte, conforme simbolizado na Figura 3.2, que apresenta também uma foto representativa do painel.

Quanto ao material, com rendimento de 15%, os painéis são feitos com polisilício multicristalino (Anexo E).



**Figura 3.2: Painel Fotovoltaico (Anexo E) e Representação Esquemática Referente ao Encadeamento em Série de Células Fotovoltaicas [23].**

O sistema de medição instalado no CERIn é composto por 4 sensores que possuem a finalidade somente de monitoramento, não participando do controle dos inversores, e que fornecem dados para as seguintes variáveis (Figura 3.3):

- a) Velocidade do Vento – Anemômetro.
- b) Temperatura de placa – PT1000.
- c) Irradiância solar – Sensor de Silício.
- d) Temperatura ambiente – PT100.

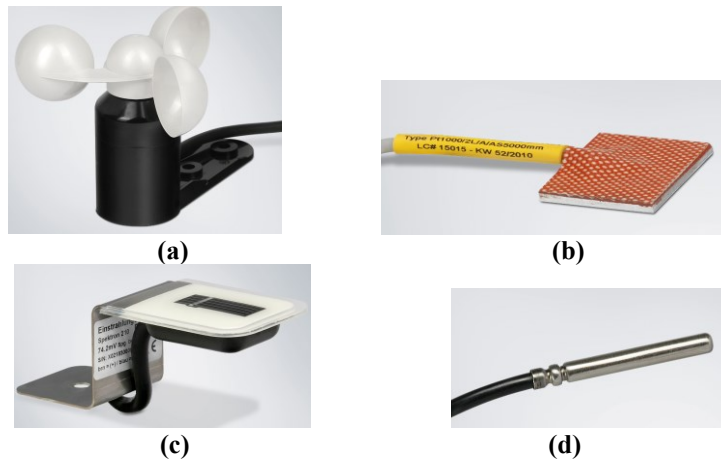


Figura 3.3: Sensores Instalados [24].

### 3.2. Modelagem de Painéis Fotovoltaicos no RTDS

O modelo da célula fotovoltaica é comumente representado pelo circuito de um diodo [25] mostrado pela Figura 3.4, em que, a fonte de corrente depende da temperatura de placa e da irradiância, e as resistências representam as perdas resistivas.

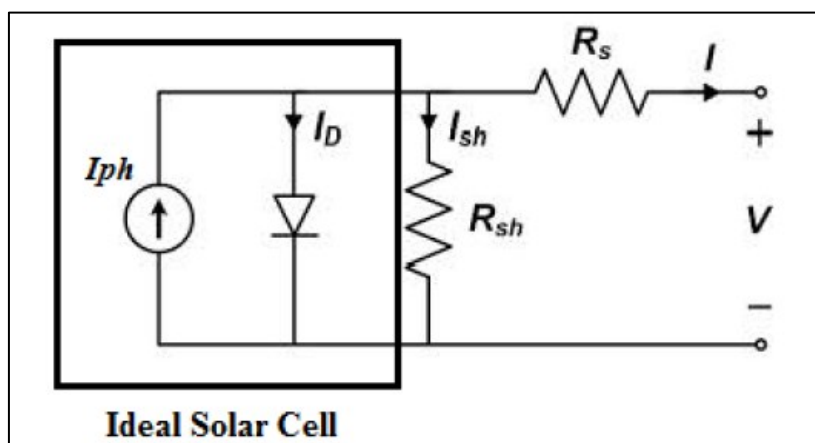


Figura 3.4: Modelo da Célula Fotovoltaica - RSCAD.

Parâmetros de referência são necessários para determinação dos demais valores das equações envolvidas nas STC (*Standard Test Conditions*), ou seja, à  $1000\text{W/m}^2$  e  $25^\circ\text{C}$ .

A maioria dos parâmetros de referência é fornecida nas folhas de dados dos fabricantes, sendo que alguns devem ser estimados através dos vários métodos propostos e consolidados nas literaturas.

Pela lei das correntes nos nós sabe-se que a chamada foto-corrente gerada  $I_{ph}$ , é subtraída pela corrente que passa pelo diodo e também pela corrente que passa pela resistência shunt, conforme equação (11), o que resulta na corrente total gerada por cada célula para dados valores de temperatura e irradiância solar.

$$I = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (11)$$

A partir da equação (11), obtém-se a relação corrente-tensão gerada pela célula fotovoltaica que é tradicionalmente [11], [25], [26], [27], e [28] representada por:

$$I = I_{ph} - I_0 \left( e^{\left( \frac{V + R_s \cdot I}{N_c \cdot a \cdot V_t} \right)} - 1 \right) - \left( \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \right) \quad (12)$$

onde  $N_c$ , é o número de células conectadas em série, o que representa com a equação (12), um modulo fotovoltaico equivalente, sendo um módulo de 60 células neste trabalho.

Quanto ao parâmetro  $V_t$ , na equação (13), este é a tensão térmica do diodo, a qual depende da temperatura, sendo  $k = 1,3806503 \cdot 10^{-23} [J/K]$  a constante de Boltzman e,  $q = 1,062176 \cdot 10^{-19} [C]$  a carga do elétron.

$$V_t = \frac{k \cdot (T + 273)}{q} \quad (13)$$

Os demais parâmetros da equação (12) são apresentados em (14), (15) e (16) sendo,  $k_i$  o coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito.

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} \cdot (I_{phref} + k_i \cdot (T - T_{ref})) \quad (14)$$

$$a = a_{ref} \cdot \frac{T}{T_{ref}} \quad (15)$$

$$I_0 = I_{0ref} \cdot \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \cdot e^{\left( \frac{E_g}{a \cdot V_t} \cdot \left( 1 - \frac{T_{ref}}{T} \right) \right)} \quad (16)$$

A equação (16) necessita do *gap* de energia do material  $E_g$  da célula fotovoltaica em análise, referente ao silício policristalino que pode ser obtida pela equação (17) disponível no *help* do componente PV do RSCAD.

$$E_g = 1,16 - 0,000702 \cdot \left( \frac{(T_{ref} + 273)^2}{T_{ref} + 273 - 1108} \right) [eV] \quad (17)$$

Então,

$$E_g = 1,1 [eV]$$

O modelo de um único diodo e cinco parâmetros apresentado na Figura 3.4, referente ao modelo do painel fotovoltaico utilizado no RTDS, disponibiliza dois métodos de cálculo parametrizáveis: o método analítico e o método iterativo, sendo que neste trabalho utiliza-se o método analítico na implementação das simulações.

O componente do RSCAD utilizado apresentado na Figura 3.5 necessita dos seguintes parâmetros para configuração:

1. Número de células conectadas em serie por painel -  $N_c$
2. Número de células conectadas em paralelo por painel -  $N_{cp}$
3. Tensão de circuito aberto -  $V_{ocref}$
4. Corrente de curto-circuito -  $I_{scref}$
5. Tensão na potência máxima -  $V_{mref}$
6. Corrente na potência máxima -  $I_{mref}$
7. Coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito -  $k_i$
8. Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto -  $k_v$
9. Temperatura de referência nas STC (*Standard Test Conditions*) -  $T_{ref}$
10. Irradiância solar de referência nas STCs -  $G_{ref}$
11. Resistência Shunt de curto-circuito -  $R_{sho}$
12. Resistência Série de circuito aberto -  $R_{so}$
13. *Gap* de Energia do material – **Silício Poli cristalino.**
14. Modelo do painel – **1 diodo com 5 parâmetros.**
15. Método de cálculo do modelo da célula – **Método Analítico**

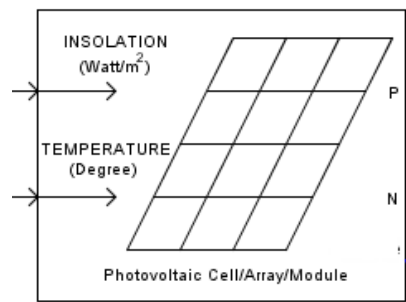


Figura 3.5: Componente de Painéis Fotovoltaicos – RSCAD.

Na Tabela 3.1 são apresentados os dados necessários para o modelo disponíveis pelo fabricante (Anexo E).

Tabela 3.1: Principais Parâmetros do Painel Disponíveis pelo Fabricante.

Constantes Fornecidas pelo Fabricante			
	Valor	Unidade	Descrição
$G_{ref} =$	1000	$[W/m^2]$	Irradiância de Referência.
$T_{ref} =$	25	$[^{\circ}C]$	Temperatura de Referência.
$V_{mref} =$	30,2	$[V]$	Tensão na Máxima Potência.
$I_{mref} =$	8,11	$[A]$	Corrente na Máxima Potência.
$V_{ocref} =$	37,8	$[V]$	Tensão de Circuito Aberto.
$I_{scref} =$	8,63	$[A]$	Corrente de Curto-Circuito.
$k_i =$	0,06	$[%/^{\circ}C]$	Coef. de Temperatura da Corrente de Curto-Circuito.
$k_v =$	-0,33	$[%/^{\circ}C]$	Coef. de Temperatura da Tensão de Circuito Aberto.

Observa-se que  $a_{ref}$ ,  $I_{0ref}$ ,  $R_{sh}$ ,  $R_s$  e  $I_{phref}$  não são disponibilizados nas folhas de dados e através do *Help* e do *Sample* disponível no RSCAD, verifica-se que são propostas para o método analítico equações para estimativa dos parâmetros desconhecidos. Para o modelo de um diodo, apresenta-se os cinco parâmetros necessários que são descritos pelas equações (18), (19), (20), (21) e (22).

$$1. R_{sh} = R_{sho} \quad (18)$$

$$2. a_{ref} = \frac{V_{mref} + I_{mref} \cdot R_{sho} - V_{ocref}}{V_t \left[ \ln \left( I_{scref} - \frac{V_{mref}}{R_{sho}} - I_{mref} \right) - \ln \left( I_{scref} - \frac{V_{ocref}}{R_{sho}} \right) - \left( \frac{I_{mref}}{I_{scref} - \frac{V_{ocref}}{R_{sho}}} \right) \right]} \quad (19)$$

$$3. I_{0ref} = \frac{I_{scref} - \frac{V_{ocref}}{R_{sh}}}{e^{\left( \frac{V_{ocref}}{N_c \cdot a_{ref} \cdot V_t} \right)}} \quad (20)$$

$$4. R_s = R_{so} - \left( \frac{\frac{a_{ref} \cdot V_t}{I_{oref}}}{e^{\left( \frac{V_{ocref}}{N_c \cdot a_{ref} \cdot V_t} \right)}} \right) \quad (21)$$

$$5. I_{phref} = I_{scref} \cdot \left( 1 + \frac{R_s}{R_{sh}} \right) + I_{oref} \cdot \left( e^{\left( \frac{I_{scref} \cdot R_s}{a_{ref} \cdot V_t} \right)} - 1 \right) \quad (22)$$

Mas, ainda restam  $R_{sho}$  e  $R_{so}$  (vide Tabela 3.2) que estão desconhecidos e dependentes das equações apresentadas. Então, optou-se por utilizar o software PVSYS (Anexo F e G), que gera curvas específicas para o fabricante em análise e fornece os parâmetros faltantes permitindo a convergência e caracterização fiel dos dados envolvidos.

**Tabela 3.2: Parâmetros PVSYS.**

Constantes Fornecidas pelo Software PVSYS			
	Valor	Unidade	Descrição
$R_{sho} =$	250	[ $\Omega$ ]	Resistencia Shunt para 1000 [ $W/m^2$ ]
$R_{so} =$	0,3	[ $\Omega$ ]	Resistencia Série (modelo)

### 3.3. Performance dos Painéis

#### 3.3.1. Algoritmo MPPT

A tensão da associação de painéis fotovoltaicos deve ser manipulada pelo conversor CC/CC para que permaneça no valor referente à máxima potência fornecida pela luz solar disponível naquele instante com o intuito de entregar à rede toda a energia elétrica irradiada pela luz do Sol, um importante fator econômico por estar diretamente relacionado à eficiência do sistema.

O algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) aplicado pelo RSCAD é disponibilizado através do componente (conforme *Help*) mostrado na Figura 3.6 que possui **duas entradas** analógicas sendo uma para corrente e outra para tensão, referente à medição CC na entrada do inversor, e **uma saída** analógica, referente à tensão, para que a associação de painéis forneça a máxima potência disponível naquele instante. Além disso, opcionalmente pode-se parametrizar duas entradas referentes a: **1. Vrst (kV)** = entrada com valor de tensão para que a saída  $V_{mppt}$  seja alterada quando pressionado o botão RST. **2. RST** = entrada discreta para acionamento do reinício do algoritmo. O uso

do *reset* permite aplicar um valor mais próximo do desejado na saída do algoritmo para que a busca MPPT seja mais rápida.

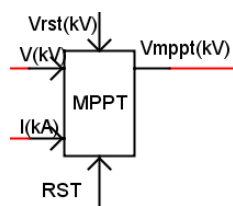


Figura 3.6: Componente MPPT do RSCAD – RTDS.

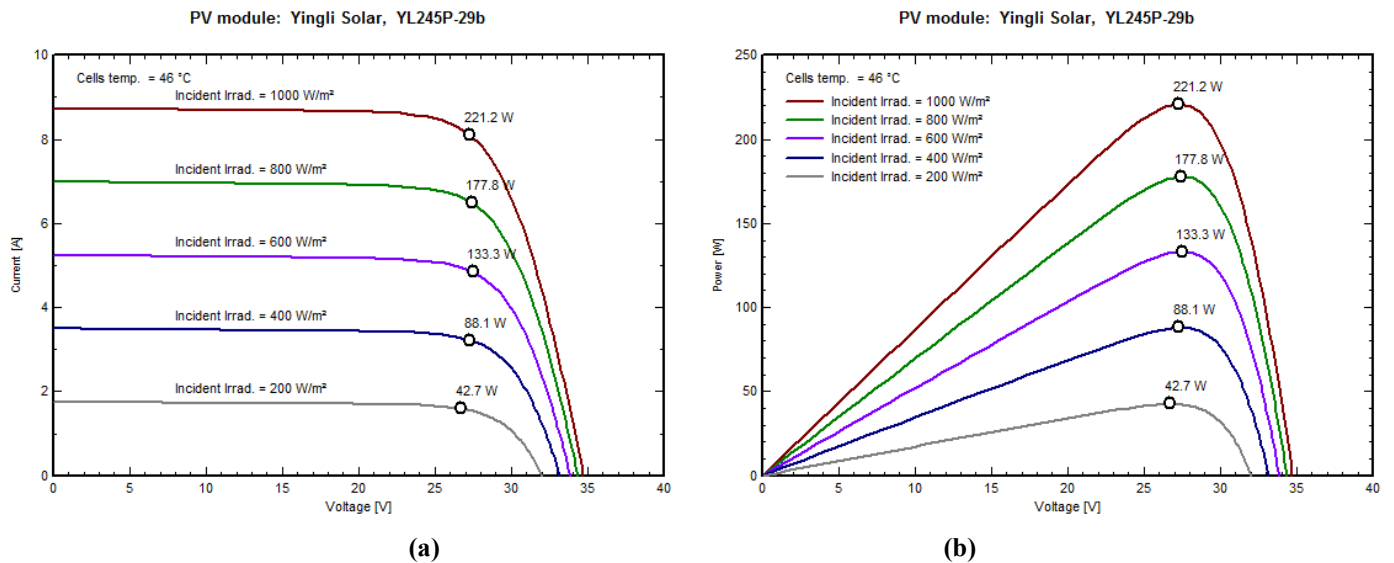
Este componente disponibiliza duas opções de algoritmo: *Perturb & Observ* ou *Incremental Conductance*, sendo este segundo algoritmo aplicado na modelagem deste trabalho que possui os 2 principais parâmetros descritos a seguir:

- **samp (ms)** - Período de amostragem que determina a frequência em que o algoritmo MPPT é executado, ou seja, 20ms.
- **vstep (V)** – Este parâmetro controla o tamanho do passo de incremento de tensão de saída do componente, ou seja, neste trabalho 1V.

De forma simplificada, conforme parametrizado aqui, por exemplo, para uma saída de  $V_{mppt}$  de 300V em um determinado instante, a malha de controle da tensão do PV (que será descrita no item 5.6) ajusta a tensão neste mesmo valor manipulando o *duty cycle* (ou ciclo de carga). Então, o componente MPPT altera a cada 20ms a saída  $V_{mppt}$  para  $300V+1V$ , e caso a corrente do PV diminua,  $V_{mppt}$  retorna para 300, porém, caso a corrente aumente,  $V_{mppt}$  é alterada para 302V, assim após alcançado um valor próximo ao MPP (*Maximum Power Point*), o algoritmo permanece oscilando 1V a cada 20ms em torno da tensão de máxima potência.

### 3.3.2. Comportamento da Irradiância

Através dos gráficos gerados no PVSYST, pode-se observar a influência da irradiância e da temperatura no modelo do painel aplicado, conforme ilustrado na Figura 3.7, onde tem-se em (a) corrente pela tensão e em (b) a potência pela tensão. Observa-se que a tensão na máxima potência permanece praticamente constante para qualquer valor de irradiância, e o que sofre variações são as correntes dos painéis.



**Figura 3.7: Pannel Fotovoltaico Real com Demonstração do Comportamento da Irradiância – PVSYS.**

**(a) Gráfico IxV do e (b) Gráfico PxV.**

A equação (14) mostra que a foto-corrente  $I_{ph}$  é praticamente linear com a irradiância, mas depende também da temperatura.

O comportamento da tensão demonstra um fator importante para o sistema de controle, pois, como o algoritmo MPPT fornece em sua saída a tensão na máxima potência, entende-se que a malha de controle de tensão do PV que será descrita mais adiante, pode ser controlada permitindo boa controlabilidade, pois o ponto de operação (*SetPoint* - SP) não sofre muitas variações o que proporciona uma única sintonia dos parâmetros do controlador para todo o tempo de operação.

### 3.3.3. Influência da Temperatura

Com relação à influência da temperatura no modelo, representado na Figura 3.8, em que é variada a temperatura de célula de 10 a 70°C, fica claro que os coeficientes de temperatura fornecidos pelo fabricante demonstram um comportamento, de forma que **a corrente aumenta** num fator de  $k_i = 0,06 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ , e que **a tensão reduz** num fator de  $k_v = -0,33\%/^{\circ}\text{C}$ . Em outras palavras, com relação à temperatura e seu comportamento, pode-se dizer que:

Aumentos dessa grandeza causam incrementos na corrente fotogerada (devido à maior geração de portadores de carga). Entretanto, ocorre o efeito contrário na tensão de saída: ela diminui com a temperatura, ocasionando uma redução significativa na geração de potência da célula (o efeito na tensão é mais proeminente que na corrente). O aumento da irradiância incidente na célula

provoca um aumento de temperatura, reduzindo assim sua eficiência, além de impactar nos valores das resistências parasitas, de uma forma não-linear [22].

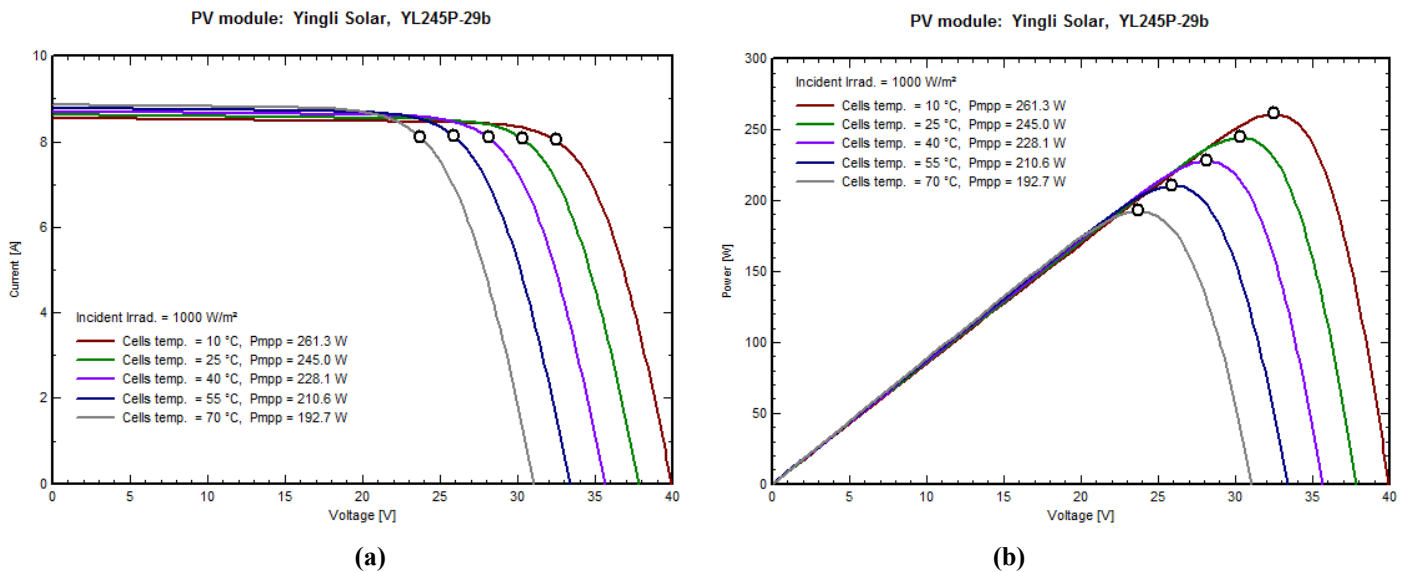


Figura 3.8: Painel Fotovoltaico Real com Demonstração do Comportamento da Irradiância – PVSYST.

(a) Gráfico IxV e (b) Gráfico PxV.

### 3.3.4. Comportamento da Variação das Resistências

O modelo do PV no RSCAD considera na equação (18) que a resistência *shunt* é constante, mas na realidade em um painel real [11], ela aumenta à medida que a irradiância diminui, como é mostrado na Figura 3.9.

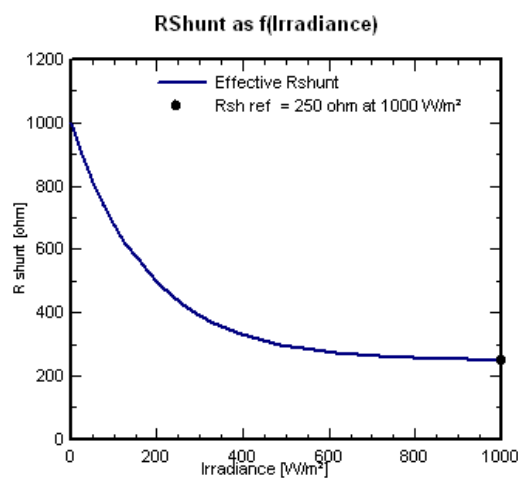


Figura 3.9: Gráfico Rsh em Função da Irradiância do Painel Fotovoltaico Real - PVSYST.

Mas na Figura 3.10, observa-se que a variação de  $R_{sh}$  quase não altera as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$ , o que mostra a possibilidade de mantê-la constante sem considerável modificação do comportamento do sistema.

Na Figura 3.10 varia-se a resistência shunt de 200 a 600 ohms, e mantém-se a temperatura de placa constante em  $46^\circ\text{C}$  e a irradiância em  $1000\text{W}/\text{m}^2$ , o que caracteriza uma influência pequena na potência gerada.

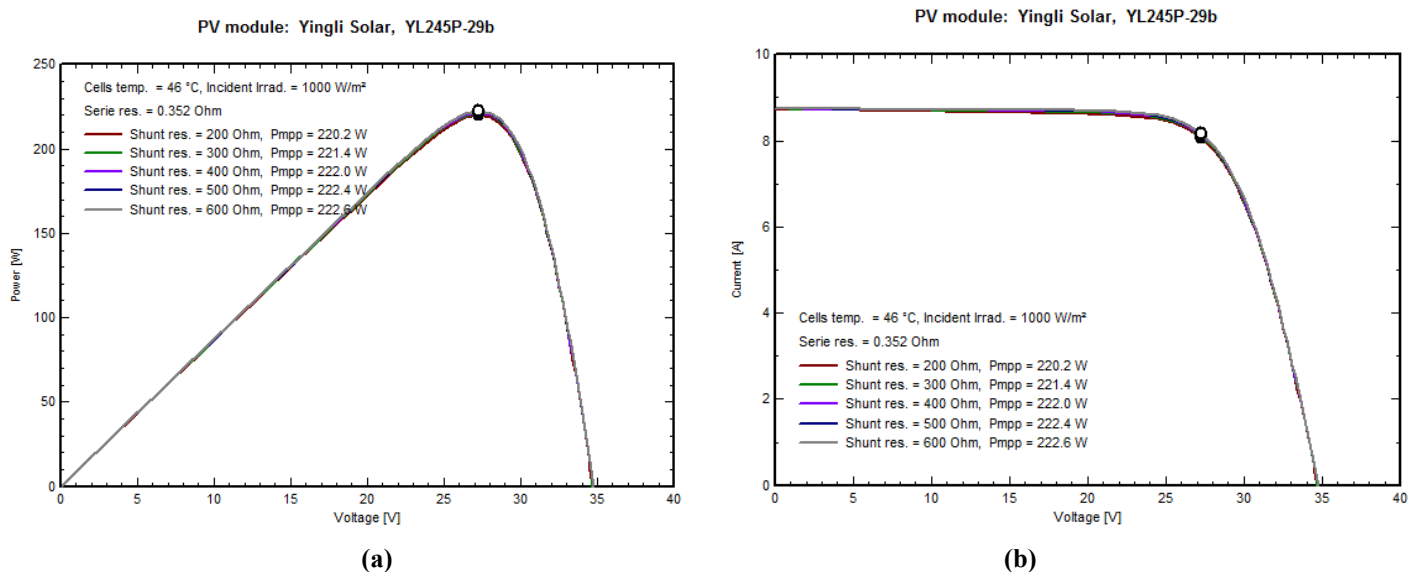
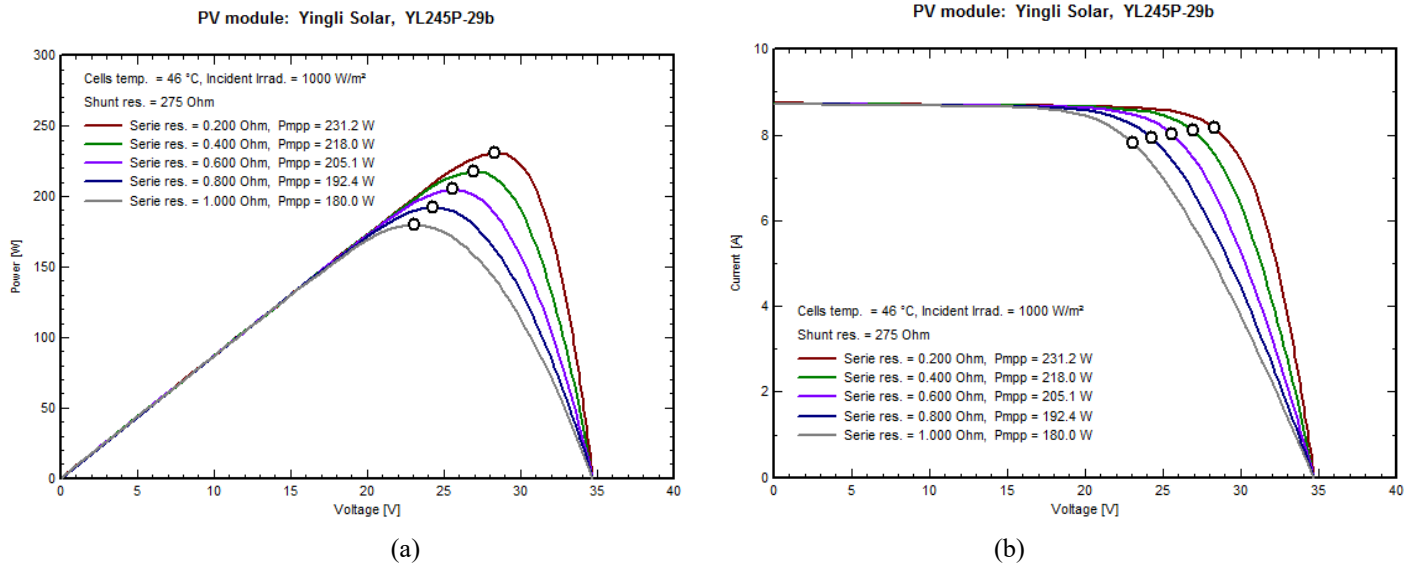


Figura 3.10: Gráficos da Influência da Variação de  $R_{sh}$  - PVSYST.

A Resistência *shunt* representa as correntes de fuga devido a não-idealidades e impurezas próximas à junção P-N, além de imperfeições nas bordas da estrutura. Com valores mais baixos, a corrente que passa por essa resistência começa a aumentar, reduzindo a corrente de saída de forma cada vez mais drástica, até ao ponto da curva I-V se tornar uma reta [22].

Já a variação da resistência Série, originada das resistências próprias do material semicondutor, e dos contatos metálicos, idealmente é um valor nulo. O valor de  $R_s$  não é comumente divulgado pelos fabricantes [22]. As resistências internas da célula impactam na qualidade da célula: células de alta qualidade possuem uma baixa resistência série e uma alta resistência paralela, sendo que quanto maior o valor de  $R_s$ , na Figura 3.11, menor é a tensão na máxima potência o que implica em considerável alteração no rendimento do painel.

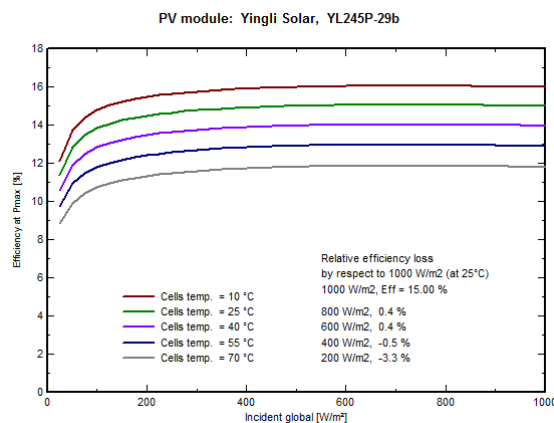


**Figura 3.11: Gráficos Representando a Influência do Valor de  $R_s$  do Painel Fotovoltaico Real - PVSYST.**

### 3.3.5. Comportamento do Rendimento

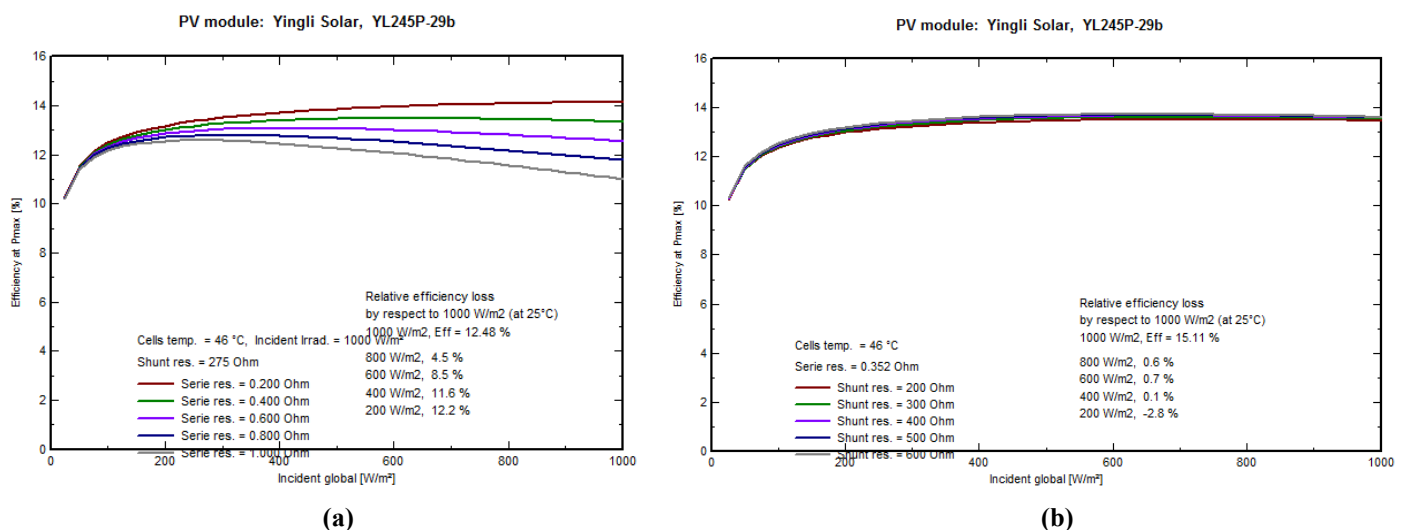
Na análise do rendimento dos painéis, que é a potência de saída dividido pela potência de entrada (irradiância total incidida), fica claro observar que sabendo o rendimento do painel (15%) pode-se obter a área a ser ocupada pela instalação nas STC, ou seja a  $1000\text{W}/\text{m}^2$  de irradiância. Então, conforme já informado anteriormente, para  $1\text{m}^2$  do painel envolvido (Anexo E) pode-se gerar  $150\text{W}$  de potência, e que são necessários aproximadamente  $100\text{m}^2$  para que o sistema tenha a capacidade de  $15\text{kWp}$  de potência.

O rendimento sofre influência relevante com a variação da temperatura conforme mostra a Figura 3.12.



**Figura 3.12: Gráfico Rendimento em Função da Irradiância do Painel Fotovoltaico Real Representando a Influência da Temperatura - PVSYST.**

Observa-se também que, quanto maior a escolha da resistência série menor será o rendimento, conforme Figura 3.13 (a), principalmente em níveis de irradiância alta, e que, em (b) observa-se que a variação de Rsh não apresenta uma grande influência no rendimento.



**Figura 3.13: Gráficos do Comportamento do Rendimento em Função da Irradiância demonstrando a Variação das Resistências do Modelo - PVSYST.**

### 3.3.6. Influência de Associações Heterogêneas

Outro fator apresentado pelo *software* PVSYST, é quanto às associações de painéis.

Na Figura 3.14 é apresentado uma associação de duas linhas de 10 painéis em série e mais uma de 11 painéis, fechadas em paralelo, o que demonstra que o Ponto de Máxima Potência fica localizado em uma região que não corresponde a toda a potência disponível pois, se as associações fossem homogêneas este ponto conseguiria resultar em uma área maior e conseqüente maior rendimento total.

Na Figura 3.15 uma linha de 12 painéis em série é colocada em paralelo com uma linha de 9 painéis, demonstrando maior erro para o algoritmo MPPT na busca pela máxima potência que, da mesma forma que apresentado na figura anterior, parte da área neste ponto fica inutilizada.

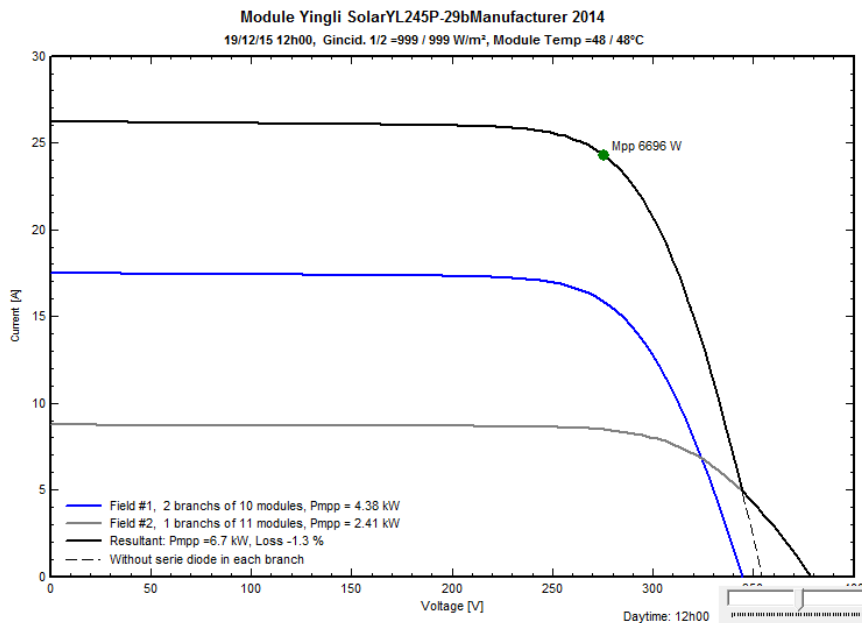


Figura 3.14: Gráfico IxV para associações 2x10 + 1x11 – PVSYST.

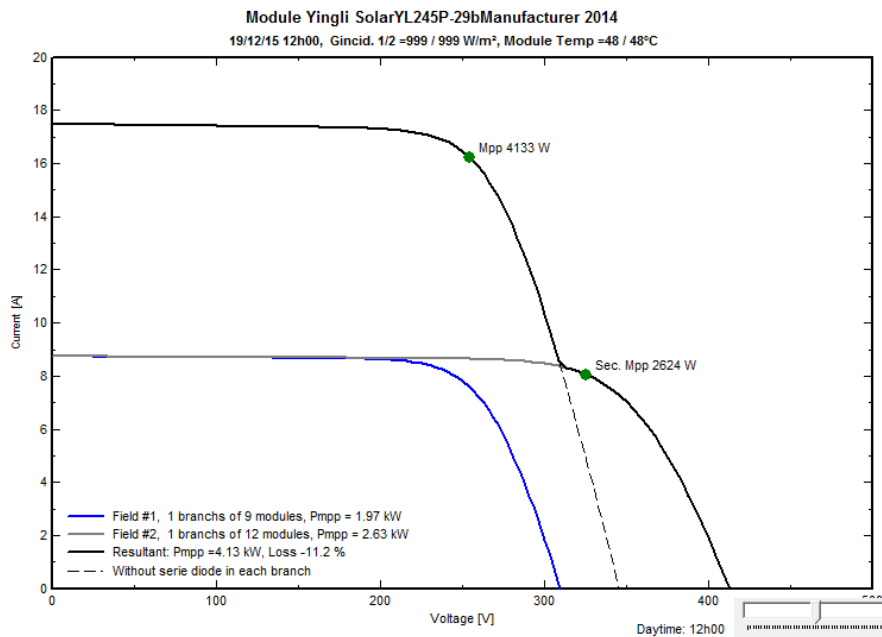


Figura 3.15: Gráfico IxV para associações 1x9 + 1x12 – PVSYST.

### 3.4. Considerações Finais

Em resumo, observa-se no modelo analisado quais parâmetros dependem das variáveis de entrada temperatura e irradiância individualmente.

- (a) O diodo e a resistência série, conforme equações (12), (16) e (21), são diretamente dependentes da temperatura sendo confirmado nas Figuras 3.8 e 3.12.

- (b) A resistência *shunt* possui sensibilidade direta à irradiância (Figura 3.9).
  - (c) A foto corrente  $I_{ph}$ , sofre influência tanto da temperatura quanto da irradiância conforme equação (14).
-

## 4. TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CA PARA CONEXÃO À REDE

### 4.1. Considerações Iniciais

Neste capítulo, demonstra-se de um modo geral alguns pontos observados que implicam na implementação do modelo deste tipo de sistema no RTDS. Em resumo, trata-se de tópicos e fundamentos básicos para o projeto dos conversores a serem descritos no capítulo 5.

Primeiramente é feito um breve comentário sobre os 3 principais padrões internacionais que descrevem os limites de operação do sistema em análise. Após, é feita uma observação sobre o método que o RTDS usa para representar as chaves de disparo em potência, seguindo com a forma de modulação PWM que a topologia HF presente nos inversores reais analisados utiliza.

Então, duas topologias de conversores usados comercialmente são comentadas incluindo suas respectivas modulações. Por fim define-se a topologia de eletrônica de potência utilizada nas simulações.

### 4.2. Regulamentações Internacionais

Sistemas fotovoltaicos para conexão à rede de distribuição precisam atender a uma série de regulamentações com o intuito de garantir segurança e a contínua transferência de energia de forma padronizada [2].

O mercado dominante de sistemas fotovoltaicos é o alemão. As três principais instituições internacionais que regulamentam e padronizam estes sistemas são [2]:

- *IEEE – Institute of Electrical and Electronic Engineers - US*
- *IEC – International Electrotechnical Commission - Switzerland*
- *DKE – German Commission for Electrical, Electronic and Information Technologies of DIN and VDE - Germany*

As Regulamentações definem regras relevantes, proporcionando um grande impacto e influência no desenvolvimento de projetos e performance dos sistemas fotovoltaicos. As normas brasileiras são diretamente influenciadas pelos padrões

---

internacionais, mas adaptadas para as condições e exigências locais ou específicas do país ou região, pois são similares quando comparadas, mas não são iguais.

A norma IEEE-1547, trata de especificações técnicas incluindo regulamentações gerais, respostas a condições anormais, qualidade de energia, ilhamento, especificações, testes para projeto, construção, instalação, comissionamento e testes periódicos, sendo aplicável tanto para média tensão quanto para baixa tensão [29], [30], [31], [32], [33], [34], [35] e [36].

### 4.3. Parâmetros das Chaves de Disparo

Os parâmetros da chave do conversor CC-CC e das chaves do conversor CC-CA foram definidos com base no Anexo H, que são IGBTs de 1200V/50A, sendo estes aplicados aos blocos utilizados no RSCAD do RTDS.

Tanto a ponte NPC-FB, quanto o GTO do conversor CC-CC solicitam os seguintes parâmetros:

- a) Amplitude da tensão de disparo nominal;
- b) Amplitude da corrente de disparo nominal;
- c) Fator *Damping* RLC da chave;
- d) Frequência de base do sistema de potência;
- e) Resistência em paralelo igual à frequência fundamental desligada de  $Z$  vezes.

No item a) aplica-se a tensão de 1200V e no item b) foi definido a corrente de 80A referente à corrente suportada pelo IGBT durante 1ms, conforme Anexo H.

Para o item c), conforme descrito no Help do RSCAD, é um parâmetro que possui uma faixa de 0,7 a 1,33, sendo 0,7 representando menores perdas e 1,33 implicando em maiores perdas. A partir disso, aplicou-se o valor 0,7 e em d) definiu-se 60Hz. Em e), define-se 1PU.

O método utilizado para representar as chaves (GTOs, IGBTs, Diodos e Disjuntores) no RSCAD é o mesmo para qualquer tipo de chave, e observa-se que **não há chave ideal no RSCAD**. Conforme descrito nos *Helps* e Tutoriais, as chaves individuais podem operar com uma frequência da onda triangular de até 3kHz com fidelidade. Acima disso, a impedância da chave desligada é representada por uma

---

resistência e uma capacitância em série e para a chave ligada representada por uma indutância, ambas as condições representadas por componentes que armazenam energia.

Esta aproximação possui desvantagens, sendo considerada uma perda artificial de energia causada por comutações rápidas das chaves. Logo observa-se que as perdas aumentam com o aumento da frequência de chaveamento, sendo perdas irreais o que representa um erro de convergência.

A área de *Large Time Step* possui um passo de integração mínimo de 50us. Já dentro da *Bridge Box*, onde são implementados os conversores, chamada de área *Small Time Step*, opera com passo de integração na faixa de 2us.

Para que o RTDS trabalhe com uma resolução menor que 2us, existem blocos especiais, como a ponte NPC, que tem a possibilidade de parametrizar uma resolução de 1, 2 ou 3 *substeps*, reduzindo a influência das capacitâncias do método em frequências maiores que 3kHz, e como consequência há redução das perdas para chaveamentos.

Opta-se então por utilizar a ponte completa ‘RTDS\_VSC\_PH3\_LEV3 SUB-STEP COMPONENT’, bloco este que, possui compatibilidade para operar em alta resolução com problemas menores de convergência. Observa-se também que este componente permite a compilação somente nos processadores PB5, sendo processadores GPC obsoletos para esta aplicação.

A topologia HF aplicada no inversor real, não foi desenvolvida por causa da maior complexidade e maior dificuldade de convergência por limitações na modelagem do transformador de alta frequência para simulações. Além disso, o gerador de onda triangular do RSCAD possui um limite máximo de 20kHz, invalidando a modelagem em frequências maiores.

Assim, define-se aqui que a chave do circuito *buck* é aplicado com uma onda triangular aplicada ao comparador de 2kHz, e para o conversor CC-CA aplica-se uma onda triangular de 10kHz.

#### **4.4. Sistemas Fotovoltaicos Interligados à Rede de Distribuição.**

A maioria dos inversores para PV não são tipicamente trifásicos. Conforme [2], estes inversores são construídos com três sistemas modulares monofásicos, pois possuem vantagens como, por exemplo, permitir a construção de sistemas trifásicos a partir de três módulos monofásicos.

---

Dependendo da configuração da planta fotovoltaica, os conversores são discriminados como:

- Inversores integrados por módulo – tipicamente para a faixa de 50 a 400W, para plantas muito pequenas.
- Inversores de *String* – tipicamente para a faixa de 0,4 a 2kW, para pequenas plantas de telhado com painéis conectados em uma única *String*.
- Inversores *Multistring* – tipicamente de na faixa de 1,5 a 6 kW, para plantas de médio porte instaladas em telhado com painéis configurados em uma ou duas *strings*
- Inversores Mini-central – para instalações maiores que 6 kW com topologia trifásica e modular para projetos de telhados ou plantas menores na faixa dos 100kW com unidades de tamanhos típicos de 6, 8, 10 e 15kW.
- Central Inversora, para faixas de 100kW a 1MW com topologia trifásica e modular para plantas de grande porte, podendo incluir instalações de dezenas de MW, com unidades típicas de 100, 150, 250, 500 e 1000kW.

Historicamente, a primeira planta fotovoltaica foi criada em 1980, baseada em inversores centrais com tiristores [2]. A primeira produção em série de inversores para sistemas fotovoltaicos baseada em transistores foi o PV-WR em 1990 produzida pela SMA. Em meados de 1990, a tecnologia IGBT e MOSFET passou a ser bastante utilizada em todos os tipos de inversores para esta aplicação, sendo dominante a tecnologia MOSFET.

As literaturas atuais mostram uma busca para que os conversores tenham o melhor rendimento possível. A princípio, a necessidade de conversores com isolamento galvânica proporciona redução das correntes parasitas o que possibilitou grande difusão de topologias de inversores com transformadores de alta frequência (HF) e de inversores com transformadores de baixa frequência (LF), obtendo rendimentos menores que 97% [3].

Como exemplo, a Topologia HF (*High-Frequency*) presente nos equipamentos reais instalados, uma topologia com isolamento galvânica, representada na Figura 4.1, possui um grande número de chaves e elementos que contribuem com as perdas.

---

Essa estrutura mais complexa e de modulação híbrida permite considerável redução no tamanho e peso do equipamento [37] quando comparado à topologia com transformador LF.

A Figura 4.2 mostra de forma simbólica os sinais das saídas de cada estágio desta topologia, sendo VHF a tensão na saída da primeira ponte de tiristores que é aplicada no transformador HF. Após isso, este sinal é retificado através de uma ponte completa de tiristores sendo representada por VRECT.

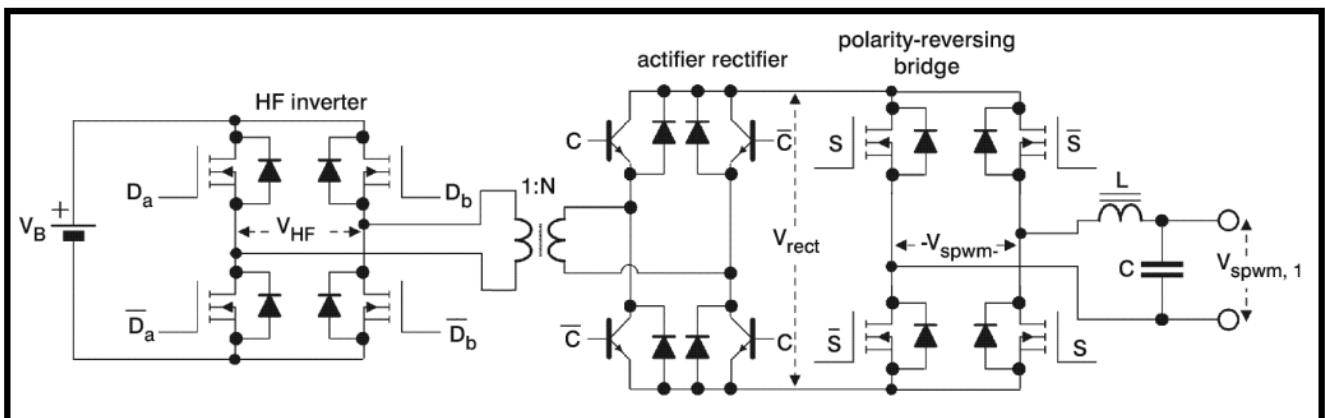


Figura 4.1: Topologia HF [37].

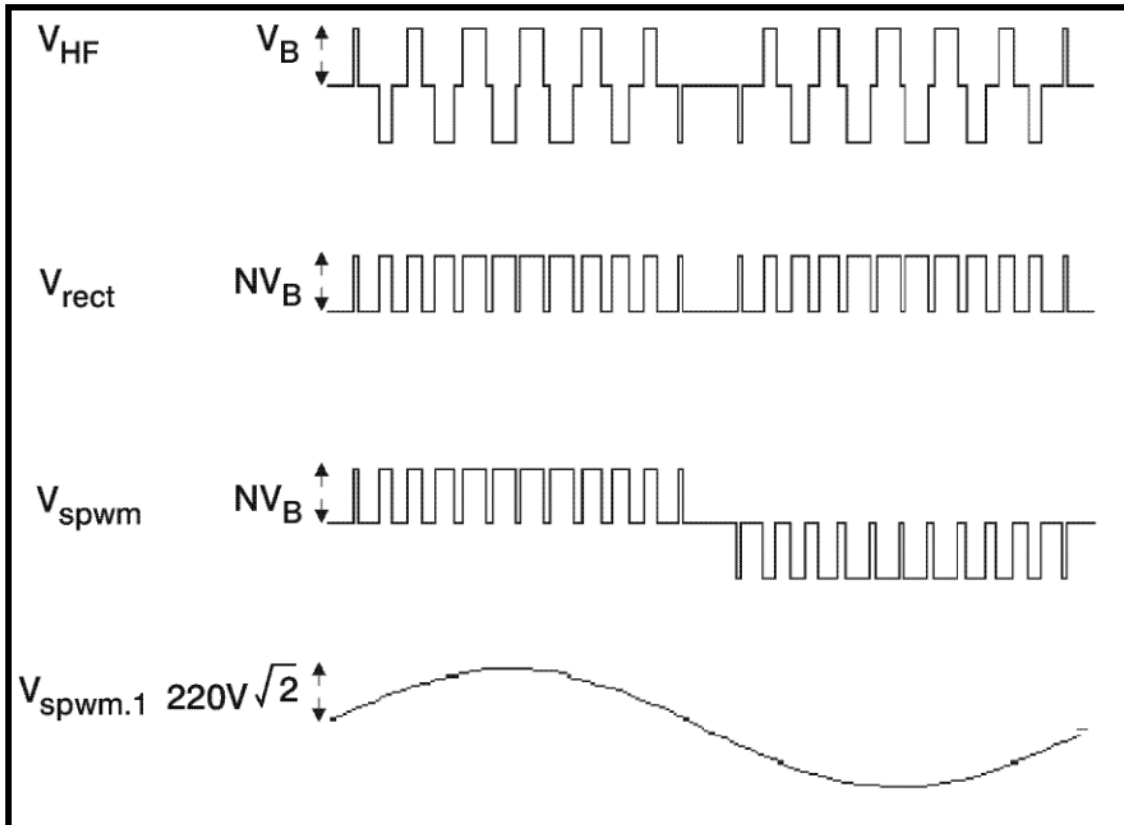


Figura 4.2: Sinais Representativos das Saídas de Cada Estágio da Topologia HF [37].

Na saída, uma outra ponte de tiristores realiza um chaveamento em baixa frequência na mesma periodicidade da senóide de referência de modulação controlada sincronizada com a rede. Na busca para melhorar o rendimento destes conversores, pesquisas apontam uma tendência para o desenvolvimento de conversores sem isolamento galvânica (*transformerless*), sendo possível uma melhora no rendimento de 1 a 2% [2], [3].

Um fator importante a ser considerado na modelagem é com relação à carcaça dos painéis e dos inversores que são aterradas e isoladas dos pólos positivo e negativo dos painéis, que podem ser representadas em um modelo computacional por capacitâncias à terra, representando o dielétrico entre os pólos positivo e negativo e a carcaça do equipamento, que proporciona simbolizar as correntes de dispersão [38], podendo comprometer a segurança do sistema e de pessoas, pois são tensões induzidas nas carcaças causando também EMIs (*Electromagnetic Interferences*) e distorções harmônicas, principalmente para aplicações residenciais.

Esta capacitância pode variar muito dependendo do tipo de construção do conversor e das condições meteorológicas, como por exemplo a temperatura ambiente e humidade.

Conforme [2] **valores típicos de 10nF/kW** foram medidos para uma aplicação em ponte completa com modulação unipolar, que demonstra bem a fonte de tensão modo-comum que resulta na representação das correntes de dispersão simbolizadas nos modelos por capacitâncias parasitas.

As capacitâncias parasitas foram obtidas conforme [2] sendo que, considerando que cada inversor trifásico é de 8kW, tem-se que CP1 e CP2 da Figura 2.20 corresponde a **aproximadamente 80nF** cada uma.

Considerar as capacitâncias parasitas na modelagem no RTDS foi um fator crucial para a convergência do sistema, pois como o lado do PV é isolado pela interface entre o *Large Time Step* e o *Small Time Step*, o negativo e o neutro/terra não pode ser um ponto único.

No sistema Real o negativo CC não é aterrado (i.e. comum ao neutro/terra). É então necessário determinar um nó de referência para o PV para que fosse possível o *software* compilar o modelo sem erros, conforme apresentado na Figura 4.3.

---

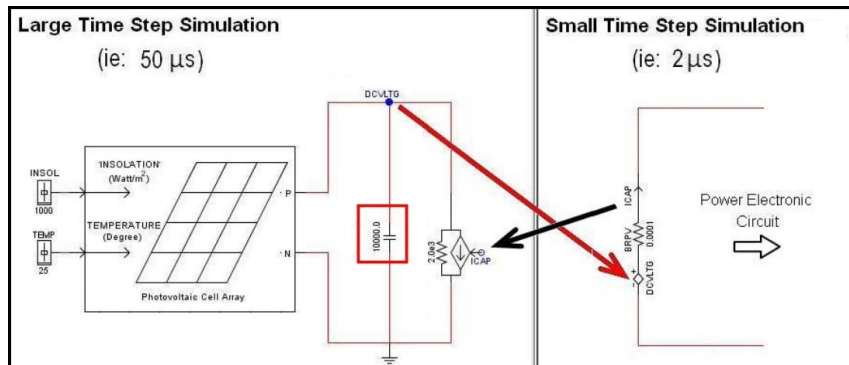


Figura 4.3: Interface *Large Time Step* do PV com a área *Small Time Step* para os inversores. [Manual RTDS]

Assim, o símbolo de terra/neutro do Draft do RSCAD é isolado do positivo/negativo através das capacitâncias, representando o dielétrico entre o negativo/positivo e o neutro/terra.

Conversores sem isolamento galvânica, uma nova tendência da indústria para os conversores para PV, conhecidos como *transformerless inverters* [39], [40], [41], [42], [43] e [44], necessitam de configurações mais complexas para que seja possível manter as correntes de dispersão e a injeção de corrente sob controle, com o intuito cumprir regulamentações e limites relacionados à qualidade da energia [1], [2] e [3].

O controle dos disparos dos tiristores é realizado utilizando técnicas de modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) [45]. As principais estratégias de modulação utilizadas, são:

- Modulação Bipolar
- Modulação Unipolar
- Modulação Híbrida.

A ponte completa clássica, com Modulação Bipolar possui características de baixas correntes de dispersão e baixa interferência eletromagnética (EMI) geradas, porém, o rendimento é comprometido, por causa alternância a cada período de chaveamento, resultando em perdas maiores nos filtros e nos semicondutores, sendo assim uma **topologia não aplicável** em configurações para PV sem transformador [2].

Já na ponte completa clássica com Modulação Unipolar, que **também é considerada não aplicável** a configurações para PV sem transformador, mesmo sendo uma topologia que permite alto rendimento e pouca filtragem, surge um sinal de alta frequência nas capacitâncias parasitas. Além disso, modulações híbridas também possuem suas limitações para a ponte completa clássica [2].

A maioria das topologias necessitam também de um circuito CC/CC em sua entrada (*Choppers*), sendo estes, dependendo das características do sistema envolvido, elevadores (*Boost*) ou abaixadores de tensão (*Buck*) [2], [46].

As várias topologias difundidas comercialmente e nas literaturas atuais podem ser divididas, basicamente em duas famílias:

1. Ponte H;
2. NPC (*Neutral Point Clamped*);

A topologia em ponte completa foi desenvolvida primeiramente em 1965 por W. McMurray [2], [3]. Como exemplo das topologias difundidas para família Ponte H, também conhecida como conversores em ponte completa, pode-se citar a topologia HERIC (*Highly Efficient and Reliable Inverter Concept*), ilustrado na Figura 4.4, com rendimento maior que 97%, de modulação Unipolar, tal como mostrado na Figura 4.5.

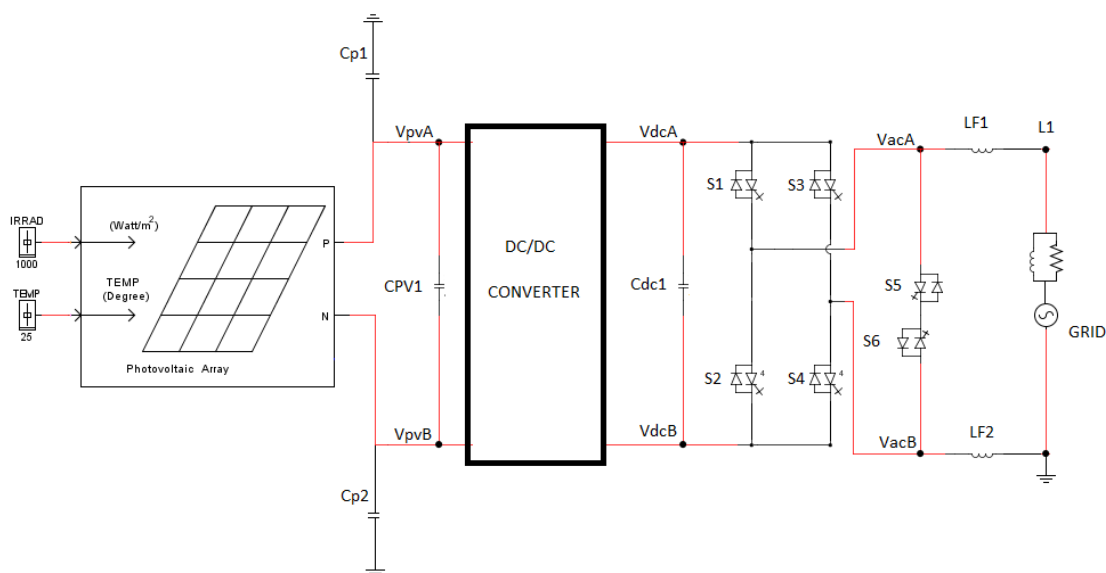


Figura 4.4: Topologia HERIC.

As duas chaves adicionais (S5 e S6), impedem a troca de potência reativa entre LF (1 e 2) e CP (1 e 2) durante o estado de tensão zero, otimizando o rendimento e reduzindo as correntes de dispersão [2].

A modulação unipolar aplicada à topologia HERIC, mostrada na Figura 4.5, é feita comparando um sinal triangular com um sinal senoidal de ângulo e amplitude que podem ser controlados, chamado neste trabalho de Sinal de **Referência Senoidal Controlada (RSC)**, na cor vermelha.

O sinal é gerado pelo bloco do RSCAD PLL (*Phase Locked Loop*) que tem a função de medir o sinal de entrada CA do inversor, ou melhor no PCC, chamado aqui de Sinal de **Referência Senoidal Síncrona (RSS)**, na cor azul (Figura 4.5). Este sinal é gerado considerando o ângulo e frequência de referência síncrona do sinal da rede, representado por um sinal em rampa variando de 0 a 360° sincronizado à rede (Apendice G). Sendo, a curva em vermelho o RSS de amplitude 1 e ângulo 0° e, RSC na cor preta, de amplitude 0,7 e deslocada 10°, exemplificando a manipulação da RSC.

As chaves de saída da topologia HERIC, S5 e S6 se alternam comparada com a RSC na mesma frequência da rede, ficando inversamente polarizadas a cada semi-ciclo da senóide, conforme Figuras 4.5 e 4.6.

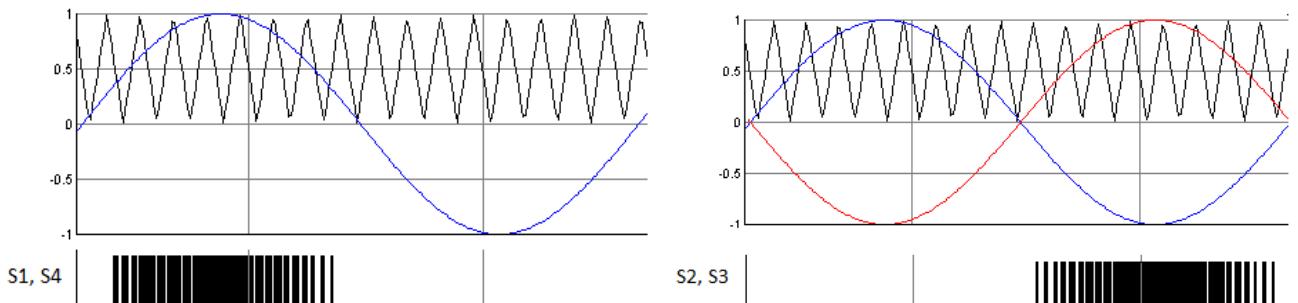


Figura 4.5: Modulação Unipolar.

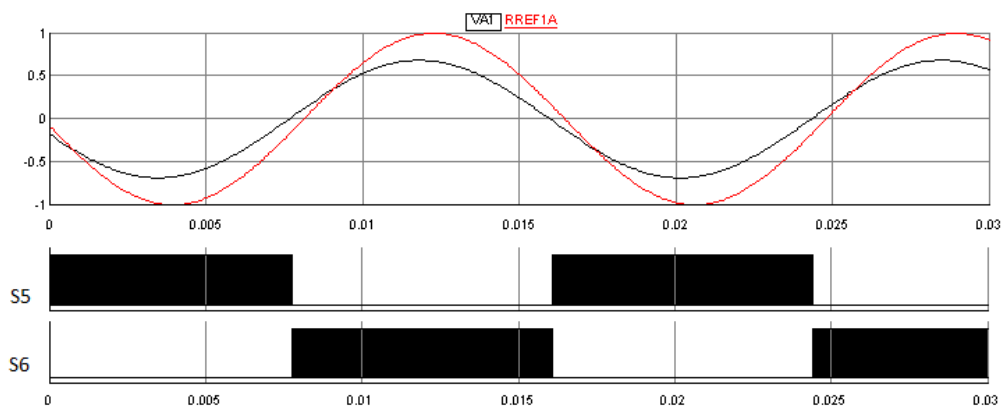


Figura 4.6: Pulsos de Disparo das Chaves de Saída da Topologia HERIC.

As topologias NPC-HB (*Half Bridge*) na Figura 4.7 e NPC-FB (*Neutral Point Clamped - Full Bridge*) [47], [48], [49] e [50], apresentado na Figura 4.8, têm rendimento de mais de 98% e foram introduzidas por Nabae, Magi and Takahashi em 1981, mostrando boas melhorias no *stress* das chaves e menor  $dV/dt$  [2].

O conceito principal é que a tensão zero pode ser mantida grampeando a saída para o ponto central aterrado do barramento DC utilizando os diodos de cada perna da

configuração NPC dependendo do sentido da corrente, sendo aplicável tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos [2].

Conforme [2], [3], para o **semi-ciclo positivo** na Figura 4.7, por exemplo, a chave S1 dispara em alta frequência e a chave S2 permanece ligada. Para que esta topologia realize operação fora do fator de potência (FP) unitário, a chave S3 dispara de forma invertida à chave S1, e a chave S4 permanece desligada.

Para o **semi-ciclo negativo** S4, S3 e S2 operam analogamente ao descrito para o semi-ciclo positivo e S1 permanece desligada. Maiores detalhes da modulação serão descritos mais adiante no capítulo 5.

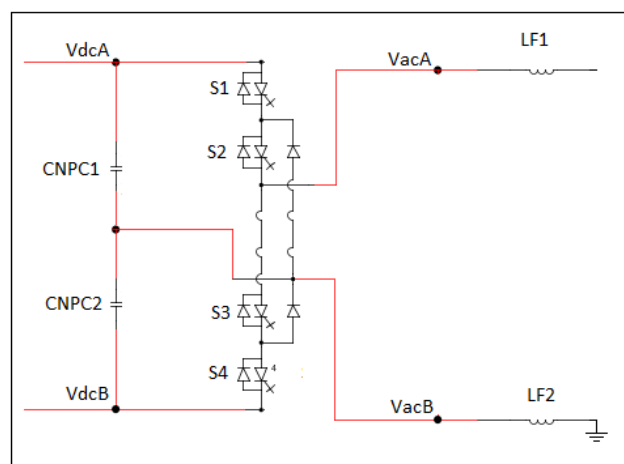


Figura 4.7: Topologia NPC-HB (*Neutral Point Clamped – Half Bridge*)

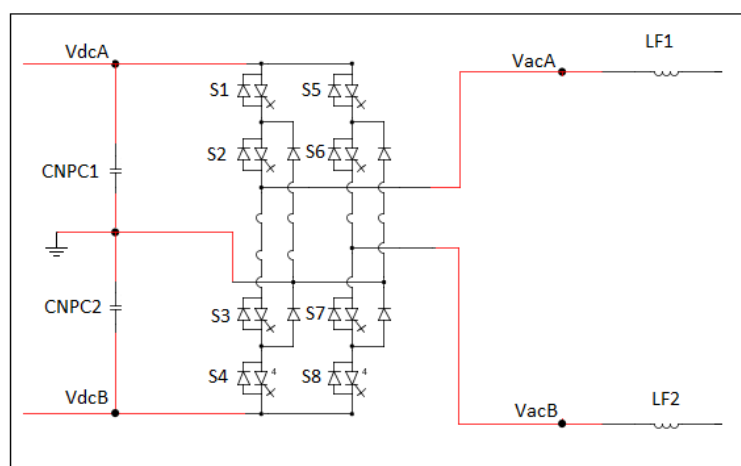


Figura 4.8: Topologia NPC-FB (*Neutral Point Clamped – Full Bridge*)

#### 4.5. Considerações Finais

Após realizada uma busca pela convergência das simulações com bom rendimento e boa controlabilidade, a topologia NPC-FB foi escolhida na modelagem no RTDS deste trabalho.

A maioria dessas topologias é projetada para fornecer fator de potência unitário. O suporte a potência reativa é possível em algumas destas configurações através de implementações de chaves adicionais e de modulações adaptadas para este propósito [51] e [52].

O propósito da geração/compensação de potência reativa segue regulamentações citados em [30] e na norma 1547.8D8 – IEEE [32]. Literaturas atuais propõem conversores que disponibilizam a característica de manter a rede com níveis de tensão em faixas nominais de operação.

A diferença entre uma operação com fator de potência unitário em um gerador PV e o uso da geração dinâmica de potência reativa, é que o inversor para PV pode ativamente regular a tensão no PCC (Ponto Comum de Conexão com a rede) [3].

Mesmo durante a noite, um gerador fotovoltaico pode operar como um STATCOM (*Static Synchronous Compensator*) ajustando os Volts/Vars do ponto comum de conexão da rede de distribuição [53].

O motivo em optar pela ponte NPC-FB para as simulações, como descrito no item 4.3 deste capítulo é que, durante os testes realizados na investigação a topologia HERIC mostrava um rendimento relativamente baixo, quando aplicado uma onda triangular de 10kHz, provavelmente referente uma necessidade de melhor modelagem das perdas nos chaveamentos e também de outros detalhes da configuração do sistema envolvido.

Quando implementado o bloco NPC do RTDS de alta resolução (com 3 *substeps*), observou-se que o problema foi levemente reduzido.

---

## 5. MODELAGEM DOS CONVERSORES

### 5.1. Considerações Iniciais

Para o dimensionamento do conversor é necessário primeiramente definir as faixas nominais de operação do sistema. O sistema real, conforme já comentado é composto por dois inversores trifásicos modulares com topologia HF de 8kVA e 8kW com fator de potência unitário.

Baseando-se no sistema fotovoltaico real instalado no CERIn, representado pela Figura 2.1, observa-se que os conversores possuem saída CA de 400V Fase-Fase conforme Anexo A, sendo necessário um autotransformador de 20kVA para interligação à rede 220V.

No entanto, optou-se por projetar dois inversores trifásicos modulares de 8kW, de topologia “*transformerless*” NPC-FB com saída CA de 220V Fase-Fase [47], [48], [49] e [50], e com conversor CC-CC Abaixador (*Buck*).

As associações de painéis foram mantidas conforme instalado, e eliminou-se o auto-transformador real modelado anteriormente no Capítulo 2 de forma que o modelo seja interligado diretamente à rede 220V fase-fase da rede.

Conforme folha de dados do fabricante do inversor real, disponível no Anexo A, há uma ampla faixa de tensão de entrada, de 230V a 600V, sendo a tensão nominal de entrada do sistema de 370V, e a corrente de entrada máxima é de 36,7A.

Observa-se, do Anexo E, que cada painel possui uma tensão na máxima potência de 30,2V, e que as associações dos painéis fotovoltaicos do sistema real fornecem uma tensão nominal média na máxima potência de 312,06V. Este valor foi obtido através de uma média aritmética a partir da tensão  $V_{mpp}$  conforme demonstrado na equação (23):

Para a associação do inversor 1:

$$V_{in\ med} = V_{mpp} \cdot \left(\frac{31}{3}\right) \quad (23)$$

$$V_{in\ med} = 30,2 \cdot \left(\frac{31}{3}\right)$$

$$\mathbf{V_{in\ med} = 312,06\ V}$$

Com isso, determina-se a corrente nominal de cada inversor considerando a potência de entrada máxima de 8.430W (do Anexo A) e tensão nominal de 370V, definido através da equação (24).

$$I_{in N} = \frac{P_{NDC}}{V_{in N}} \quad (24)$$

$$I_{in N} = \frac{8.430}{370}$$

$$\mathbf{I_{in N} = 22,78A}$$

Para o sistema modular com três módulos monofásicos, obtém-se uma corrente nominal por fase:

$$I_{in N} = \frac{22,78}{3}$$

$$\mathbf{I_{in N} = 7,59A}$$

Mas como a corrente máxima de entrada apresentada no Anexo A é de 36,7A então, divide-se esta corrente por 3. Assim:

$$I_{in max} = \frac{36,7}{3}$$

$$\mathbf{I_{in max} = 12,23A}$$

Para a saída do conversor CC-CC de cada fase do modelo, optou-se para ter uma tensão fixa de 180V correspondente à tensão de pico fase-neutro da rede. Utilizando a potência máxima de entrada do inversor obtém-se a corrente nominal da saída do conversor *buck*:

$$I_{out DC N} = \frac{8430}{180/3}$$

$$\mathbf{I_{out DC N} = 15,61A}$$

Na saída CA do inversor, para cada fase, com tensão RMS de 127V fase-neutro e potência nominal de 8kW obtém-se a corrente nominal de saída CA RMS de cada fase pela equação (25).

$$I_{Load\ max} = \frac{P_N/3}{V_{Grid\_rms}} \quad (25)$$

Então,

$$I_{Load\ max} = \frac{8.000/3}{127}$$

$$\mathbf{I_{Load\ max} = 21A}$$

Quanto ao startup do sistema, mostrado no Apêndice G, foi determinado para iniciar a operação dos tiristores e do sistema de controle, quando a irradiância incidida proporcionasse uma tensão de 230 volts, referente a tensão mínima para operação dos inversores reais (vide Anexo A).

Desta forma foram obtidos todos os valores de referência para a modelagem do sistema.

Por fim, pode-se apresentar os próximos itens deste capítulo. No item 5.2 deste capítulo, projeta-se o conversor CC-CC e sua modulação PWM controlada pelo *Duty Cycle* comparada com sua onda triangular. No item 5.3, define-se a topologia CC-CA utilizada nas simulações e a determinação dos capacitores de entrada e do filtro de saída. No item 5.4, controle, é projetada a modulação PWM do conversor CC-CA e o sistema de controle, detalhando todas as variáveis envolvidas incluindo a parametrização dos controladores PI definidos.

## 5.2. Projeto do Estágio CC-CC

Os capacitores e o indutor do estágio CC-CC foram definidos a partir da análise da tensão média gerada pelas associações dos painéis do sistema real. Como a equação (26) fornece uma tensão maior que a tensão nominal de pico da rede, conclui-se que é necessário um conversor abaixador de tensão (*Buck*) mostrado na Figura 5.1, sendo um para cada fase/módulo monofásico do inversor.

O capacitor de entrada do conversor CC-CC é determinado pela equação (26) proposta por [54] considerando  $P_{pv}$  de 8kW,  $f_{grid}$  de 60Hz,  $V_c$  de 312,06V referente a tensão média do PV na máxima potência, e um *ripple* de tensão  $\Delta V_c$  de 11,5V que

representa cerca de 5% de  $V_{mpp\_min}$ . Desta forma define-se o capacitor de entrada de cada inversor trifásico.

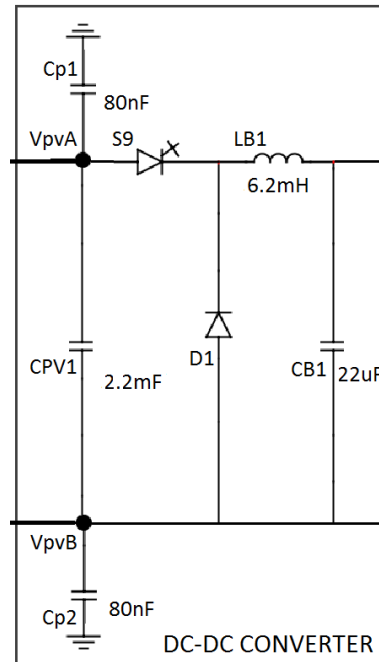


Figura 5.1: Conversor Abaixador de Tensão - Buck.

$$C_{PV1} = \frac{P_{pv}}{2 \cdot \pi \cdot f_{grid} \cdot V_c \cdot \Delta V_c} \quad (26)$$

$$C_{PV1} = \frac{8.000}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 312,06 \cdot 11,5}$$

$$C_{PV1} = 5.913,2 \mu F$$

A equação (27), disponível em [55] representa o ganho do conversor *buck*, que corresponde ao ciclo de carga (*duty cycle*), sendo  $\eta$  o rendimento do conversor, que é considerado 90%.

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in} \cdot \eta} = D \quad (27)$$

Primeiramente, para determinar os parâmetros do abaixador de tensão (*buck*) é necessário definir a faixa de operação do ciclo de carga (*duty*).

Para identificação da faixa de operação do conversor *Buck*, utilizou-se como referência os dados de entrada CC fornecidos pelo fabricante do inversor real (Anexo A), *Umpp voltage range*, sendo:

- $V_{mpp\_min} = 230V$
- $V_{mpp\_max} = 500V$

Através da equação (27), considera-se  $V_{out} = 127 * \sqrt{2} \cong 180V$  constante, correspondente à tensão de pico fase-neutro da rede.

É necessário identificar os limites de operação do *duty cycle* para posteriormente determinar o indutor e o capacitor do conversor *Buck* a ser aplicado ao modelo.

Então, determina-se o o *Duty* máximo utilizando o parâmetro  $V_{mpp\_min}$ :

$$D_{max} = \frac{V_{out}}{V_{mpp\_min} \cdot \eta} \quad (28)$$

$$D_{max} = \frac{180}{230 \cdot 0,9}$$

$$\mathbf{D_{max} = 0,86}$$

E, o *Duty* mínimo através do parâmetro  $V_{mpp\_max}$ :

$$D_{min} = \frac{V_{out}}{V_{mpp\_max} \cdot \eta} \quad (32)$$

$$D_{min} = \frac{180}{500 \cdot 0,9}$$

$$\mathbf{D_{min} = 0,4}$$

O indutor e o capacitor do conversor *Buck* consideram em suas equações de projeto os *ripples* de tensão e de corrente que devem ser determinados, sendo  $\Delta I_L$  o *ripple* de corrente e  $\Delta V_{out}$  o *ripple* de tensão.

Conforme [55], o *ripple* de corrente é considerado de 20% a 40% da corrente de saída CC nominal, demonstrado pela equação (30).

$$\Delta I_L = (0,2 \text{ a } 0,4) \cdot I_{out\ DC\ N} \quad (30)$$

$$\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{out\ DC\ N}$$

$$\Delta I_L = 0,2 \cdot 15,61$$

$$\mathbf{\Delta I_L = 3,12A}$$

Na equação (31) foi considerado um *ripple* de tensão de 5% obtendo-se:

$$\Delta V_{out} = 0,05 \cdot V_{out} \quad (31)$$

$$\Delta V_{out} = 0,05 \cdot 180$$

$$\Delta V_{out} = 9V$$

A princípio, determinou-se os parâmetros do conversor *buck* com base na frequência da onda triangular de 18kHz. Mas, para uma melhor convergência e redução das perdas nos chaveamento, foi necessário utilizar uma onda triangular de 2kHz, independente da onda triangular aplicada ao conversor CC-CA.

Mas, conforme já comentado, o modelo do GTO (*Gate Turn Off*) do *software* RSCAD do RTDS utilizado, identificado na Figura 5.1 por S9, não possui uma operação fiel quando a frequência de chaveamento é muito alta, pois a influência das capacitâncias internas da chave do modelo acaba não conduzindo de forma esperada.

Quando o indutor e o capacitor são determinados considerando uma onda triangular de 18kHz, através das equações (32) e (33), obtém-se os seguintes valores:

- Para o indutor mínimo:

$$LB1_{min} \geq \frac{V_{out} \cdot (V_{mpp\_min} - V_{out})}{\Delta I_L \cdot f_s \cdot V_{mpp\_min}} \quad (32)$$

$$LB1_{min} \geq \frac{180 \cdot (230 - 180)}{3,12 \cdot 18000 \cdot 230}$$

$$LB1_{min} \geq 0,696 \text{ mH}$$

- Para a capacitância mínima:

$$CB1_{min} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{out}} \quad (33)$$

$$CB1_{min} \geq \frac{3,12}{8 \cdot 18000 \cdot 9}$$

$$CB1_{min} \geq 2,4 \mu F$$

Para uma frequência de chaveamento de 2kHz o indutor e o capacitor ficam com valores consideravelmente maiores, resultando em mais peso, mais espaço ocupado e perdas térmicas maiores, se observado em um protótipo real, obtidos das equações (32) e (33). Tem-se:

$$LB1_{min} \geq 6,2 \text{ mH}$$

$$CB1_{min} \geq 21,66 \mu F$$

Os parâmetros obtidos consideram *ripples* de tensão e corrente menores que os valores nominais. Então, observa-se que estes parâmetros operam em modo de condução contínua, pois tanto a tensão como a corrente nessas condições não chegam a zero a cada disparo, além disso conforme [55] as equações utilizadas são para um modo de condução contínua.

O RSCAD utiliza o bloco representado na Figura 5.2, que possui a função de comparar a onda triangular com o *Duty* fornecido pela malha de controle PI do conversor *buck* para gerar os pulsos de disparo que são lidos por S9 através de valores decimais, que são convertidos para a forma binária, fornecendo os instantes em que o *gate* do componente é acionado.

A geração da onda triangular enviada ao gerador de pulsos de disparo, representado na Figura 5.3, é composto por dois blocos, um gerador do ângulo de referência que é uma onda dente de serra (*sawtooth*) que varia de 0 a  $2\pi$ rad, ou melhor de 0 a  $360^\circ$ , interligado ao gerador de onda triangular de pico unitário na frequência configurada no bloco gerador de ângulo.

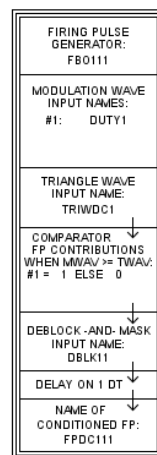


Figura 5.2: Gerador de Pulsos de Disparo do Conversor CC-CC.

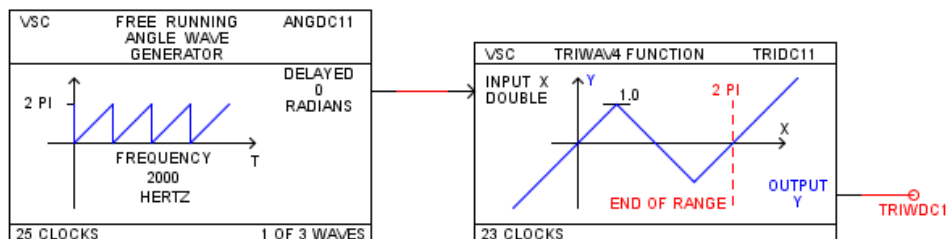


Figura 5.3: Gerador de Ângulo de Referência Interligado ao Gerador de Onda Triangular – *Small Time Step* – RTDS.

Assim, foram obtidos todos os parâmetros necessários para o modelo do conversor *buck* desenvolvido.

### 5.3. Projeto do Estágio CC-CA

Para o conversor CC-CA, primeiramente é necessário definir os dois capacitores de acoplamento entre o conversor CC-CC e o conversor CC-CA. A equação (34), proposta por [54], é utilizada considerando cada conjunto monofásico do conversor para um ripple  $\Delta V_c$  de 5% da tensão de pico da rede, ou seja:

$$\Delta V_c = 0,05 \cdot 180$$

$$\Delta V_c = 9V$$

Assim, aplica-se a equação (34):

$$C_{NPC} = \frac{P_{pv}/3}{2 \cdot \pi \cdot f_{grid} \cdot V_c \cdot \Delta V_c} \quad (34)$$

$$C_{NPC} = \frac{8.000/3}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 180 \cdot 9}$$

$$C_{NPC} = 4.366 \mu F$$

Portanto, para cada capacitor aplica-se:

$$C_{NPC1} \text{ e } C_{NPC2} \cong 4.400 \mu F$$

Outro componente a ser dimensionado no conversor CC-CA, são os reatores de saída, que são dois indutores para cada conversor monofásico que tem a função de filtrar o sinal de saída da ponte NPC-FB. Utiliza-se então, a equação (35), proposta por [56], com o intuito de satisfazer os limites de distorção harmônica estabelecidos na ND5.30 [8], onde,  $V_{Grid_{rms}}$  é a tensão RMS da saída do inversor,  $f_s$  é a frequência de chaveamento e  $\Delta I_{LF}$  representa a corrente máxima de *ripple* admissível.

O *ripple* de corrente é obtido da mesma forma que foi calculado o indutor do conversor CC-CC, com  $\Delta I_{LF} = 0,25 \cdot I_{Load\ max}$  sendo a corrente máxima determinada pela equação (25) que corresponde a 21A por fase.

Desta forma tem-se  $\Delta I_{LF} = 5,25A$ , então:

$$L \cong \frac{V_{Grid_{rms}}}{f_s \cdot \Delta I_{LF} \cdot 2 \cdot \sqrt{6}} \cong \quad (35)$$

$$L \cong \frac{127}{10.000 \cdot 5,25 \cdot 2 \cdot \sqrt{6}}$$

$$L \cong 0,49mH$$

Para os dois indutores de cada fase, LF1 e LF2, divide-se o indutor encontrado por 2, assim:

$$LF1 (2) \cong \frac{0,49mH}{2}$$

$$LF1 (2) \cong 0,25mH$$

Na Figura 5.4, é apresentado o circuito monofásico referente ao conversor CC-CA projetado incluindo os parâmetros obtidos.

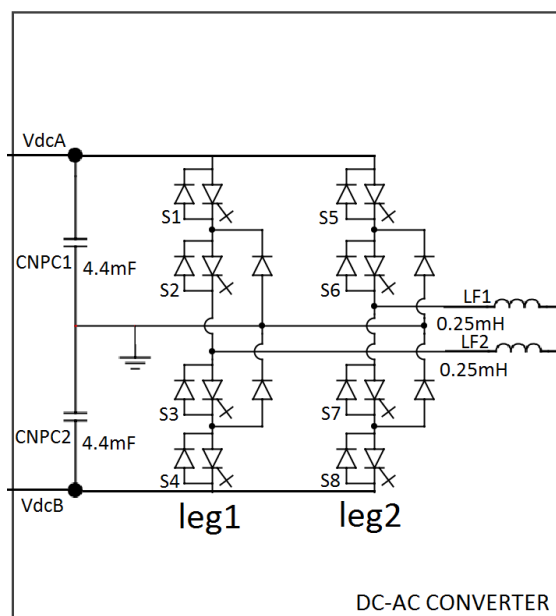


Figura 5.4: Diagrama Elétrico da Topologia NPC-FB Utilizado nas Simulações.

#### 5.4. Modulação PWM Senoidal.

Para a implementação dos pulsos de disparo a serem aplicados nos *gates* dos semicondutores do conversor CC-CA, é necessário conhecer os sinais que são aplicados aos comparadores. Para a geração do sinal de referência senoidal controlada (RSC), utiliza-se o PLL (*phase locked loop*) bloco do RTDS apresentado na Figura 5.5, que gera o sinal de referência senoidal síncrona (RSS).

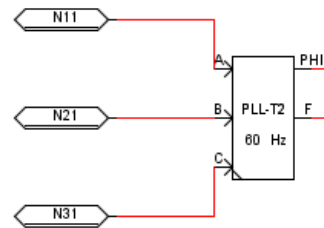


Figura 5.5: Phase Locked Loop - RTDS.

A partir de RSS, cria-se RSC que é manipulada pelas duas variáveis controladas que **permitem atrasar ou avançar o ângulo e aumentar ou diminuir a amplitude de RSC** em relação à RSS. A RSS possui o ângulo na origem síncrona para a fase A,  $-120^\circ$  para a fase B e  $+120^\circ$  para a fase C e com amplitude 1 p.u. (Figura 5.6).

A Figura 5.6 representa os blocos do RTDS configurados para geração de RSS e RSC, sendo as entradas do bloco PLL medidas no PCC, e como saída é gerado um sinal em rampa PHI (*sawtooth*) na mesma frequência do sinal da rede e em fase, variando de 0 a  $360^\circ$ .

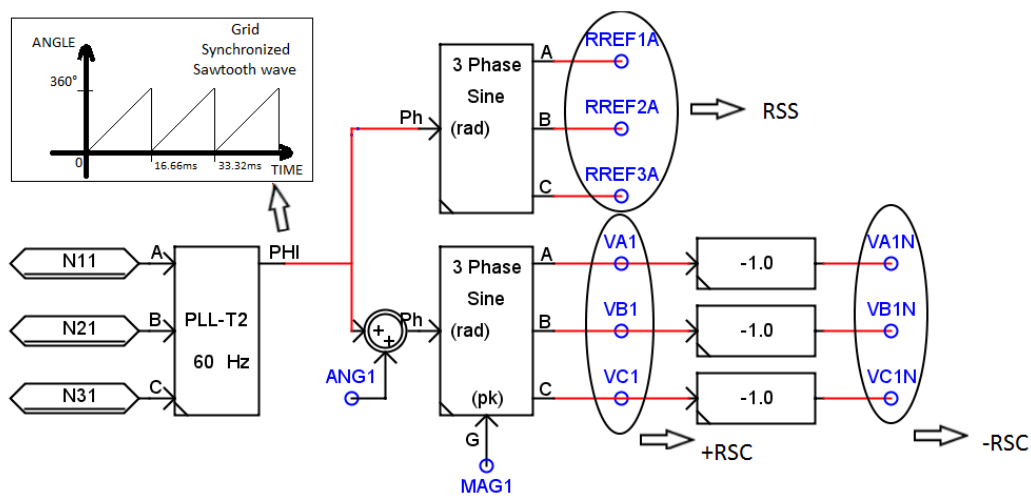
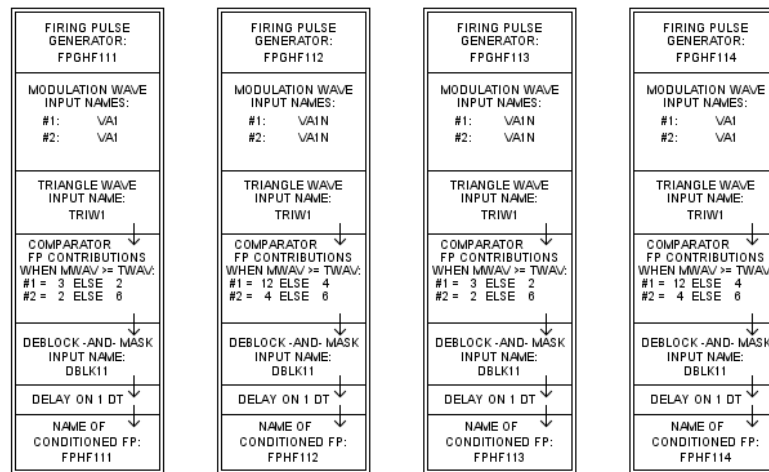
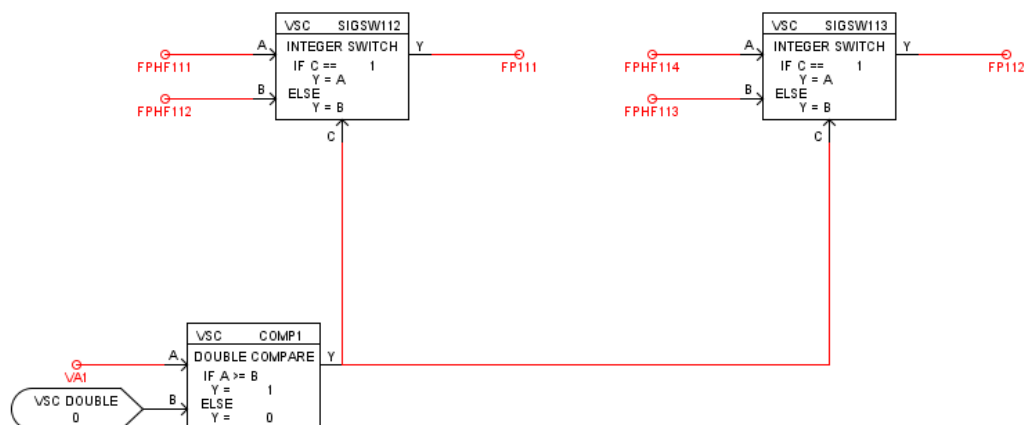


Figura 5.6: Diagrama de Blocos para Geração de RSC (Referencia Senoidal Controlada) e RSS (Referencia Senoidal Síncrona) - RTDS.

O bloco *sine wave generator*, lê a saída PHI e gera um sinal senoidal trifásico sincronizado à rede. Um somador é adicionado à saída PHI também, que adiciona à referência sincronizada o ângulo de controle que é aplicado a outro gerador de sinal senoidal trifásico. A amplitude de RSC que possui pico de ‘1’ é manipulada através do sinal MAG1. ANG1 e MAG1 são controlados pelas malhas de controle que serão descritas no próximo item, e a saída do gerador senoidal é aplicado aos comparadores (*Firing Pulse Generators* – Apêndice G) para geração dos instantes dos pulsos de disparos através da comparação de RSC com uma onda triangular de 10kHz.

Os blocos *Firing Pulse Generators* implementados para cada ponte NPC-FB (vide Figura 5.7(a)), que são 4, com dois comparadores internos cada um, geram um valor em decimal que é fornecido para a ponte que representa cada bit aplicado aos *gates*.

(a) *Firing Pulse Generators*

(b) Lógica para aplicação dos Disparos em cada Semi-Ciclo

Figura 5.7: Geradores de Pulsos de Disparos para RSC - RTDS.

O valor decimal dos disparos dos *gates* das chaves; FP111 (S1, S2 S3 e S4) e FP112 (S5, S6, S7 e S8), são aplicados através de uma lógica representada pelos blocos SIGSW112, SIGSW113 e COMP1, sendo que FPHF111 e FPHF112 para a perna 1 da ponte NPC-FB e para a perna 2, FPHF113 e FPHF114, conforme Figura 5.7(b).

Representa-se então, de forma mais didática, na Tabela 5.1 os bits aplicados para cada condição de cada comparador sendo  $V_{a1}$  representando RSC. É importante frisar que o bloco *Firing Pulse Generator* recebe valores em decimal e em cada perna da ponte são convertidos internamente para a forma booleana, assim cada bit é aplicado aos *gates* dos tiristores no RSCAD. A cada Semi-Ciclo de RSC, sinais fornecidos pelos *Firing Pulse Generators* se alternam para cada perna da ponte através da lógica apresentada na Figura 5.7 (b).

Tabela 5.1: Pulsos de Disparo da Ponte NPC-FB.

		Se $V_{a1} > 0$				Se $V_{a1} < 0$			
		Firing Pulse Generator 1 – FPHF111				Firing Pulse Generator 2 - FPHF112			
		COMPARADOR 1		COMPARADOR 2		COMPARADOR 1		COMPARADOR 2	
		Se $V_{a1} > V_{tri}$	Senão	Se $V_{a1} > V_{tri}$	Senão	Se $-V_{a1} > V_{tri}$	Senão	Se $-V_{a1} > V_{tri}$	Senão
F P 1 1 1	S1	3	2	2	6	12	4	4	6
	S2	1	0	0	0	0	0	0	0
	S3	1	1	1	1	0	0	0	1
	S4	0	0	0	1	1	1	1	1
	S4	0	0	0	0	1	0	0	0
		Firing Pulse Generator 4 – FPHF114				Firing Pulse Generator 3 – FPHF113			
		COMPARADOR 1		COMPARADOR 2		COMPARADOR 1		COMPARADOR 2	
		Se $V_{a1} > V_{tri}$	Senão	Se $V_{a1} > V_{tri}$	Senão	Se $-V_{a1} > V_{tri}$	Senão	Se $-V_{a1} > V_{tri}$	Senão
F P 1 1 2	S5	12	4	4	6	3	2	2	6
	S6	0	0	0	0	1	0	0	0
	S7	0	0	0	1	1	1	1	1
	S8	1	1	1	1	0	0	0	1
	S8	1	0	0	0	0	0	0	0

O sinal triangular para o conversor CC-CA é de 10kHz e de amplitude 1p.u. fixa. O resultado da modulação implementada é exibido na Figura 5.8 (com RSS e +RSC | -RSC) e inclui-se também os sinais de tensão CA de saída antes e depois dos reatores (LF1 e LF2).

De forma que, **para o semi-ciclo positivo**, por exemplo, S2 e S7 permanecem ligadas e S4 e S5 desligadas. S1 e S3 para a perna 1 e S6 e S8 para a perna 2 disparam em alta frequência alternadamente (i.e. quando S1 e S8 estão ligadas, S3 e S6 estão desligadas e vice-versa).

Analogamente ao semi-ciclo positivo, **para o semi-ciclo negativo** de RSC, as chaves S2, S3 e S4 para a perna 1 e S5, S6 e S7 para a perna 2 entram em operação enquanto S1 e S8 permanecem desligadas.

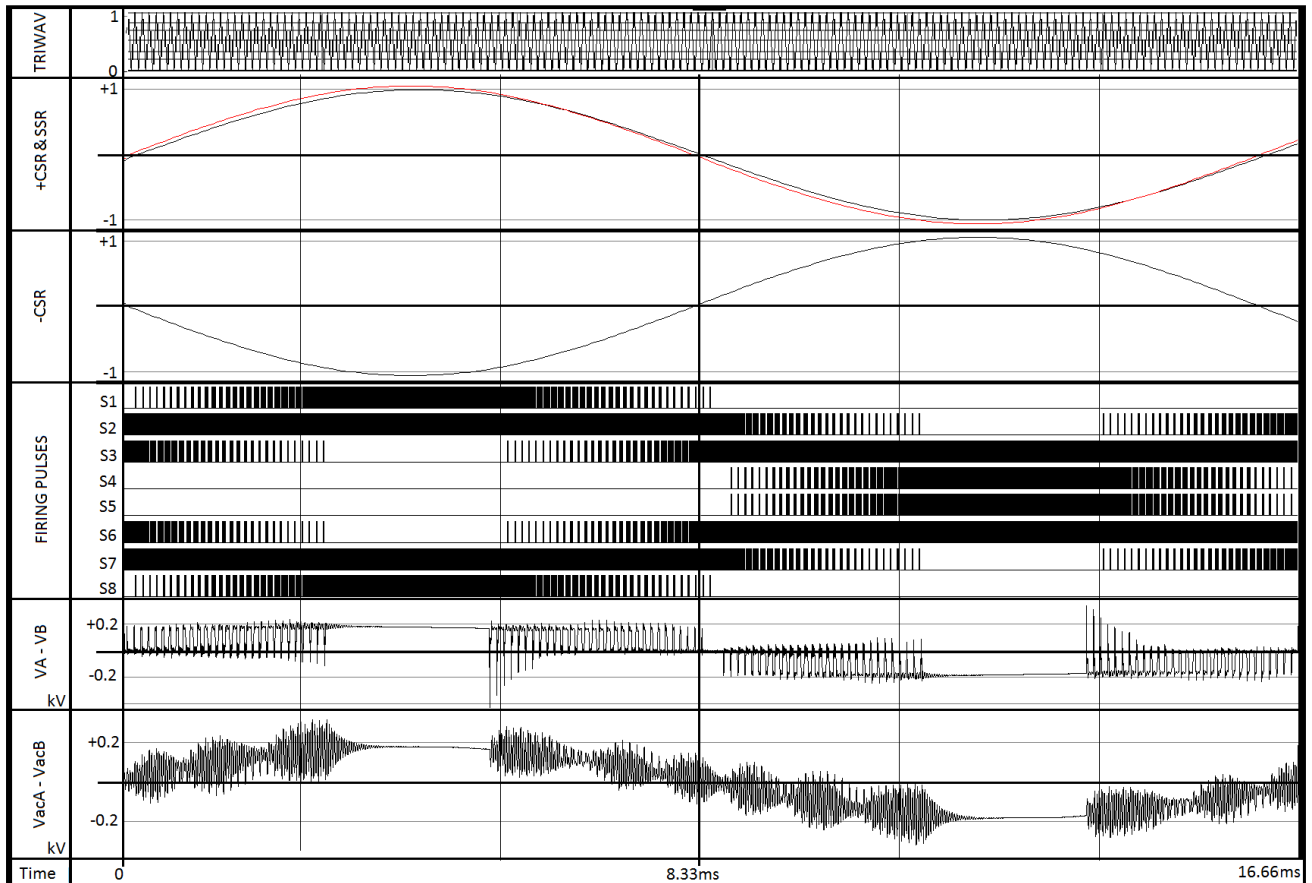


Figura 5.8: Modulação PWM NPC-FB

Para demonstrar o circuito equivalente durante seu funcionamento, no semi-ciclo positivo as chaves foram substituídas por curto-circuito durante o instante ligado (Condição 1 – Figura 5.9), e por circuito aberto para o instante desligado (Condição 2 – Figura 5.10).

Na Figura 5.9 observa-se que a corrente flui no sentido de L1 no instante em que S1, S2, S7 e S8 estão ligadas. Na condição seguinte do comparador, S1 e S8 desligam e S3 e S6 ligam, e S2 e S7 permanecem ligadas durante todo o ciclo positivo de RSC, conforme Figura 5.10.

Na condição 2, o sistema fotovoltaico é isolado da rede, com S2, S3, S6 e S7 ligadas e as demais chaves desligadas, o que demonstra um dos propósitos do uso das topologias *Transformerless*.

A diferença na aplicação da meia ponte (NPC-HB) para a ponte completa é que para meia ponte a tensão de entrada deve ser o dobro do valor necessário para a ponte completa (NPC-FB).

Portanto, sabe-se que a tensão das associações do PV implementado é de 312,06V e que a tensão da rede é de 180V de pico, sendo necessário um circuito *Buck* para a ponte NPC-FB. Para a implementação da ponte NPC-HB é necessário alterar as associações dos painéis para que a tensão na máxima potência possua um valor maior que 360V referente ao dobro da tensão de pico da rede ou utilizar um Boost.

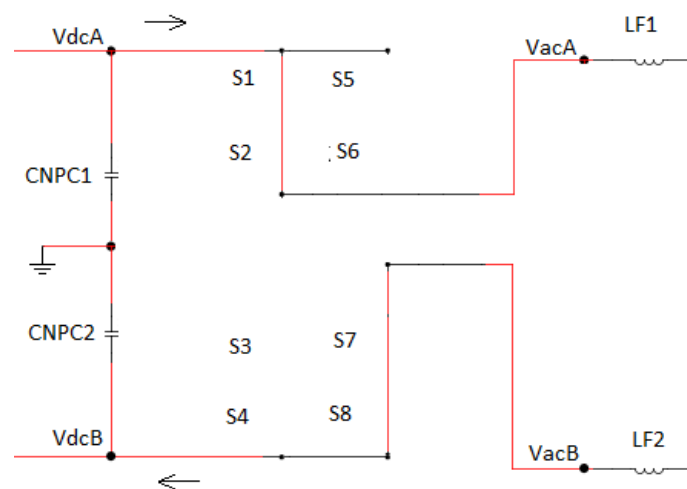


Figura 5.9: Condição 1

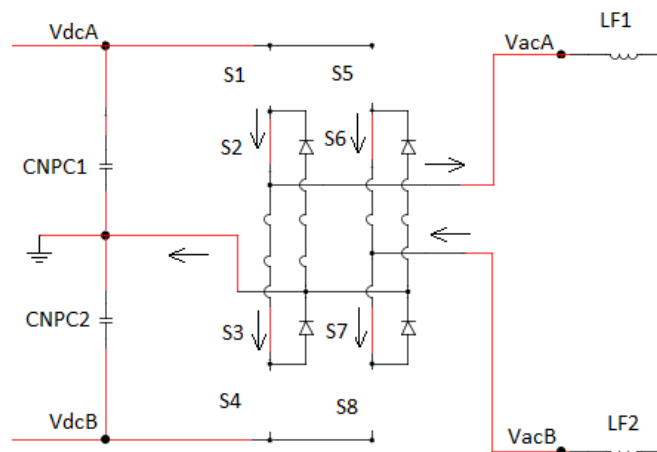


Figura 5.10: Condição 2

A melhor convergência no RTDS foi obtida quando se utilizou a topologia NPC-FB com um circuito *buck* na entrada.

### 5.5. Sistema de Controle

Toma-se como foco da implementação do sistema de controle, uma investigação com relação à controlabilidade do conversor, com o intuito de projetar controladores para realizarem a manipulação das tensões nos pontos de acoplamento de cada estágio do gerador fotovoltaico e, também controlar a potência reativa de saída.

Abaixo, são apresentadas duas citações que descrevem os propósitos do método aplicado:

Frequentemente não é possível, ou prático, obter a função de transferência de um sistema analiticamente. Talvez o sistema seja fechado e suas partes constituintes não sejam facilmente identificáveis. Uma vez que a função de transferência é uma representação do sistema da entrada para a saída, a resposta ao degrau do sistema pode conduzir a uma representação mesmo que a construção interna não seja conhecida. Com uma entrada em degrau, podemos medir a constante de tempo e o valor em regime permanente a partir dos quais a função de transferência pode ser calculada. [57].

Uma vez obtido um modelo matemático satisfatório, o projetista deve construir um protótipo e testar o sistema de malha aberta. Se estiver assegurada a estabilidade absoluta, o projetista fecha a malha e verifica o desempenho do sistema na malha fechada resultante. Devido aos efeitos de carga entre os componentes que foram desprezados, não linearidade, parâmetros distribuídos etc.... que também não foram considerados no trabalho do projeto original, o desempenho real do sistema protótipo difere das previsões teóricas. Portanto, o primeiro projeto pode não satisfazer todas as exigências de desempenho, e por tentativa-e-erro, o projetista deve efetuar modificações no protótipo até que o sistema atinja as especificações. Para fazer isto ele deve analisar cada tentativa, e os resultados da análise devem ser incorporados na próxima tentativa. O projetista deve verificar que o sistema final satisfaz as especificações de desempenho e, ao mesmo tempo, é confiável e econômico. Um controlador automático compara o valor real da saída do processo com o valor desejado, determina o desvio, e produz um sinal de controle que reduz o desvio a um valor nulo ou muito pequeno. A maneira pela qual o controlador automático produz o sinal de controle é denominada ação de controle. [58], [59].

Os compensadores ou controladores PID, são implementados nas literaturas de várias formas, e dentre elas, optou-se por utilizar a seguinte configuração:

- PID Ideal - Padrão ISA (*International Society of Automation*) [60].

No domínio do tempo:

$$u(t) = K_p \cdot \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int e(t) dt + T_d \cdot \frac{d e(t)}{dt} \right) \quad (36)$$

Aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$G_c(S) = K_P \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot S} + T_d \cdot S \right) \quad (37)$$

O diagrama de blocos que representa a equação (37) é mostrado na Figura 5.11.

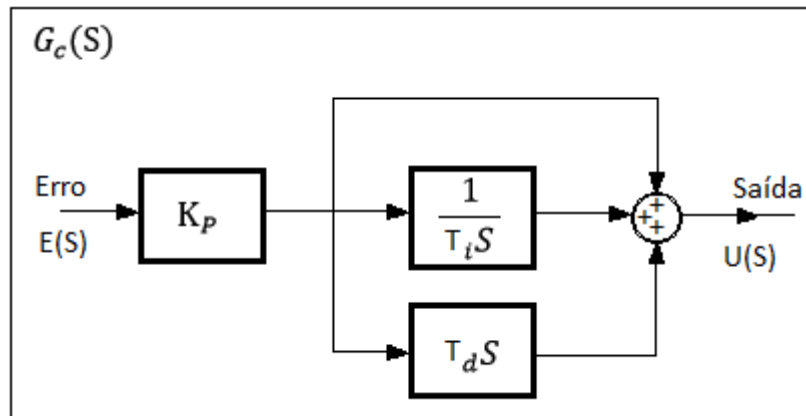


Figura 5.11: Controlador PID.

É relevante observar que o compensador derivativo possui duas desvantagens:

Primeiro, ele requer um circuito ativo para realizar a derivação. Segundo, a derivação é um processo ruidoso: o nível do ruído é baixo, mas a frequência do ruído é alta comparada com o sinal. A derivação de altas frequências pode levar a grandes sinais indesejados ou a saturação de amplificadores e outros componentes [57].

Então, optou-se por eliminar o componente derivativo a fim de simplificar e evitar problemas de convergência por influência de ruídos, sendo a estrutura aplicada neste trabalho reduzida à equação (38):

$$G_c(S) = K_P \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot S} \right) \quad (38)$$

O diagrama de blocos que representa a equação (38) é mostrado na Figura 5.12.

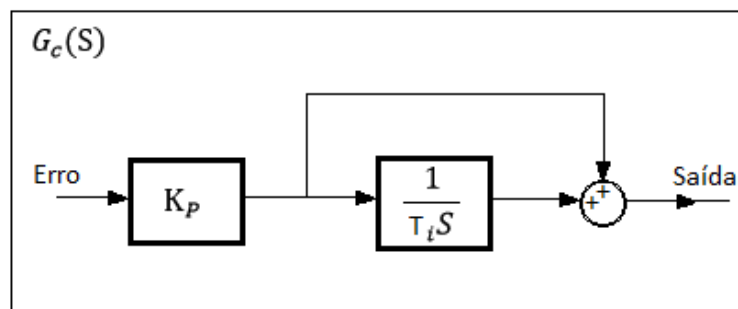


Figura 5.12: Controlador PI.

Um fator a considerar para a implementação do sistema de controle, é quanto ao modo de ação das variáveis a serem controladas (VP), que podem se comportar de forma diretamente (ação direta) ou inversamente (ação reversa) proporcional ao degrau na MV. Portanto, o produto geral de todos os ganhos de todos os componentes da malha de controle *feedback* deve ser positivo [61].

Uma função de transferência, processo ou VP que possui ação reversa ao degrau aplicado em malha aberta, deve ser adaptado de forma que para um aumento na variável medida o controlador reduz o sinal de saída. Ou seja, o sinal de erro do controlador deve ser multiplicado por -1, ou o modo de ação da VP e do *set point* (SP) deve ser adaptado para uma ação reversa. Caso o controle seja configurado de forma errada, a MV se deslocará para seu valor máximo ou mínimo sem realizar o controle desejado [61].

### 5.5.1. Sintonia PI: Ziegler & Nichols - Degrau em Malha Aberta.

A malha de controle de realimentação negativa com um controlador PI é implementada neste trabalho e pode ser basicamente simbolizada pela Figura 5.13.

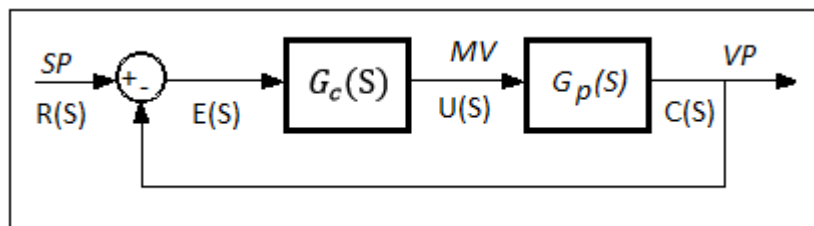


Figura 5.13: Sistema de Controle FeedBack.

No RTDS, para aplicação do degrau em malha aberta do método, é necessário adicionar uma chave (automático/manual) que permite a manipulação da MV através de um *slider* que substitui a saída do controlador PI, conforme Figura 5.14.

O método de sintonia Ziegler & Nichols que utiliza o degrau em malha aberta [59], considera que a função de transferência do processo é aproximadamente

uma função de primeira ordem com uma constante de tempo  $T$  e um atraso de transporte  $L$ , conforme equação (39).

$$G_P(S) = \frac{C(S)}{U(S)} = \frac{K \cdot e^{-LS}}{T \cdot S + 1} \quad (39)$$

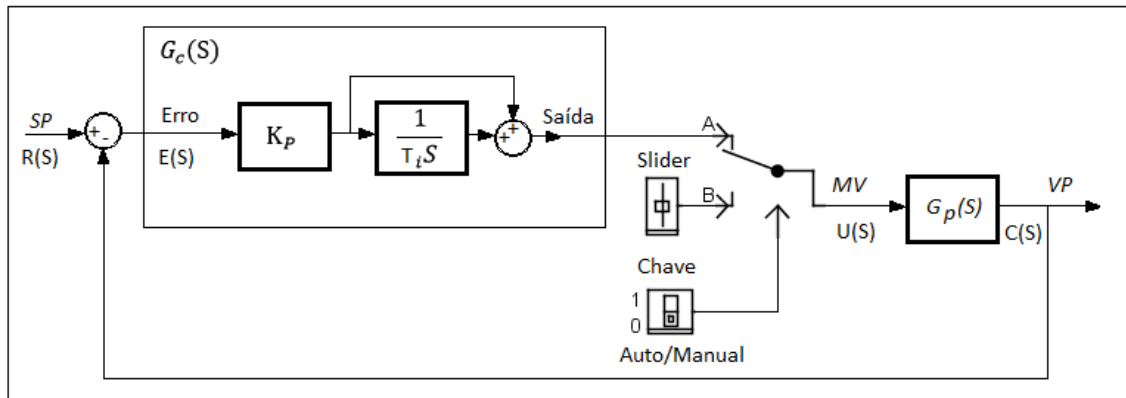


Figura 5.14: Controlador PI com Realimentação Negativa (*FeedBack*) com Chave para Aplicação do Degrau em Malha Aberta.

Para sistemas de primeira ordem sabe-se que a resposta ao degrau é caracterizada pela curva apresentada na Figura 5.15, o que permite estimar a função de transferência do processo envolvido e também obter os ganhos do controlador para um comportamento estável, sendo  $L$  o atraso de transporte,  $K$  o ganho do processo e  $T$  a constante de tempo.

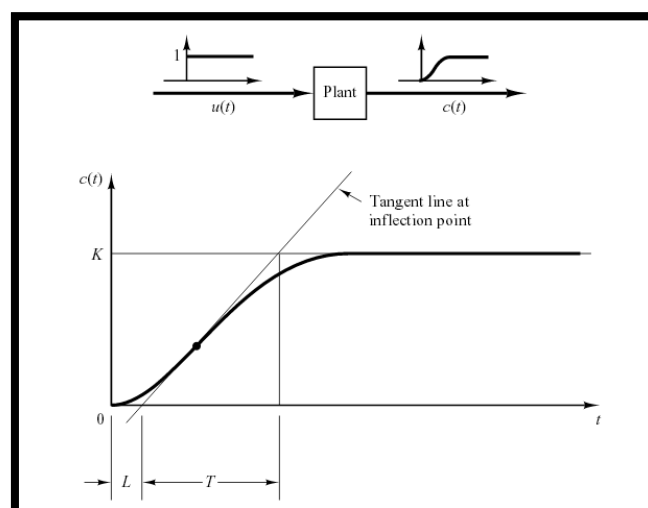


Figura 5.15: Resposta ao Degrau em Malha Aberta Típico [59].

A variável  $T$ , corresponde ao tempo percorrido para que a reta tangente traçada pelo ponto de inflexão cruze a amplitude de estabilização da resposta. Ainda na Figura 5.15, o valor inicial de  $L$  corresponde ao instante em que o degrau é aplicado e o valor final de  $L$  corresponde ao ponto em que a reta tangente traçada cruza a amplitude inicial da resposta ao degrau [59].

A aplicação do degrau em malha aberta pode determinar aproximadamente as funções de transferência do sistema envolvido. O ganho da função de transferência do processo [60] representado pela equação (39) é determinado pela relação entre a variação da variável de processo ( $\Delta Y$ ) dividida pela variação do degrau aplicado ( $\Delta U$ ) conforme equação (40).

$$K = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{VP_{final} - VP_{inicial}}{MV_{final} - MV_{inicial}} \quad (40)$$

Quanto à constante de tempo ( $T$ ) estimada da função de transferência do processo é obtida pelo intervalo de tempo gasto para que a resposta do degrau aplicado na  $MV$  atinja 63,2% da amplitude final. Já o atraso de transporte ( $L$ ) representa o tempo gasto para que a  $VP$  comece a aumentar após o instante da aplicação do degrau na  $MV$ .

Na Tabela 5.2 são apresentadas equações para obtenção dos ganhos dos controladores através dos parâmetros determinados pela curva obtida da resposta ao degrau aplicado. O controlador utilizado neste trabalho é um controlador P.I. (Proporcional Integrativo). Com isso, as equações para o ganho proporcional  $K_p$  apresentados na referência [59] devem ser divididos pelo ganho do processo  $K$  obtido [60], para convergência da técnica apresentada.

$$\text{Assim, tem-se: } K_p = \frac{0,9T}{K.L} \text{ e } T_i = \frac{L}{0,3}$$

**Tabela 5.2: Sintonia de Controladores: Degrau em Malha Aberta [59] (Modificada [60]).**

Tipo de Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{T}{K.L}$	$\infty$	0
PI	$0,9 \cdot \frac{T}{K.L}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$1,2 \cdot \frac{T}{K.L}$	$2.L$	$0,5.L$

### 5.5.2. *Compatibilidade com potência reativa.*

Controla-se um sistema fotovoltaico a partir da manipulação do ciclo de trabalho (*Duty Cycle*) e da RSC de forma análoga a um gerador síncrono interligado à rede, onde se manipula a corrente aplicada à excitatriz para o controle da potência reativa, e a diferença do ângulo da rede entre o ângulo da máquina síncrona resulta na manipulação da potência ativa (ângulo de potência), o que mecanicamente representa o torque aplicado ao eixo do gerador.

Além disso, um gerador síncrono pode operar tanto sub-excitado como sobre-excitado, sendo respectivamente, uma operação com fator de potência indutivo e uma operação com fator de potência capacitivo [17], [62] e [63].

A capacidade de controlar o fluxo de reativos de um sistema elétrico interligado representa um fator de considerável importância econômica, o que atualmente é uma tendência regulatória, para que futuramente sistemas fotovoltaicos forneçam suporte de reativos a rede de distribuição.

A irradiância solar pode ser relacionada analogamente ao torque aplicado ao eixo da máquina síncrona, que é controlada pela tensão na saída dos painéis, manipulada na topologia aplicada aqui pelo *duty cycle*, que recebe seu *set point* do algoritmo MPPT ( $V_{mpp}$ ).

Sabe-se que, conversores para Sistemas Fotovoltaicos comerciais possuem FP unitário. A possibilidade de manipulação do fluxo de reativos é um fator que depende do tipo de topologia de eletrônica de potência, ou seja, determinadas configurações do sistema de eletrônica de potência possuem esta compatibilidade, o que permite consequentemente, ajustar a tensão do sistema no PCC e/ou controlar o fator de potência. É importante observar que as topologias HERIC e NPC, apresentadas no item 4.4 possuem compatibilidade com potência reativa [41], [51] e [52].

## 5.6. Projeto e Sintonia dos Controladores

A partir do método de sintonia apresentado, com base no exemplo disponível no RTDS e similar a [12], determinou-se as variáveis de processo (VPs). São elas:

---

- Tensão na saída dos painéis –  $V_{pv}$ ;
- Tensão na saída do conversor *Buck* –  $V_{dc}$ ;
- Potência Reativa na saída do conversor CC-CA –  $Q_{conv}$ .

E, considera-se as variáveis manipuladas (MVs):

- *Duty Cycle* – DUTY1;
- Ângulo de RSC – ANG1;
- Amplitude de RSC – MAG1;

Além disso, determina-se os pontos de referência (SPs):

- Tensão na máxima potência –  $V_{mpp}$ ;
- Referência de potência reativa –  $0kVAR$ ;
- Referência de tensão de saída do *Buck* –  $180V$ ;

Após definidas as VPs e as MVs, faz-se uma investigação sobre o comportamento das respostas do sistema através do degrau em malha aberta com o propósito de definir qual MV controlará sua respectiva VP individualmente.

Mesmo sabendo do acoplamento existente entre as variáveis do circuito envolvido, optou-se por desenvolver 3 controladores PI de realimentação negativa (*Feedback Loop*) independentes. Com isso, após obtido boa convergência do sistema com um rendimento na faixa dos 90%, foi ajustado em modo manual em um ponto de operação estável e conhecido.

Para uma análise preliminar referente à controlabilidade do sistema, aplica-se um degrau em malha aberta nas 3 MVs definidas individualmente em condições de operação conhecidos conforme Tabela 5.3 e observa-se as respostas das 3 VPs para cada degrau aplicado. Com isso, determina-se as malhas de controle, sendo que o *duty cycle* controlará a tensão de saída do painel fotovoltaico (VPV), o ângulo de RSC controlará a potência reativa de saída ( $Q_{CONV}$ ) e a amplitude de RSC controlará a tensão na saída do *buck* (VDC). Adicionalmente, o sinal negativo apresentado nos valores de potências finais e potências iniciais da Tabela 5.3 simbolizam a entrega de potência a rede.

Após vários ensaios realizados no modelo, o ângulo de RSC, manipula a potência reativa de forma efetiva, definida neste trabalho para ser fixada em  $0kvar$  (SP →  $Q = 0VAr$ ). A variação da amplitude de RSC pôde ser manipulada para fixar a tensão  $V_{dc}$  no SP de  $180V$ .

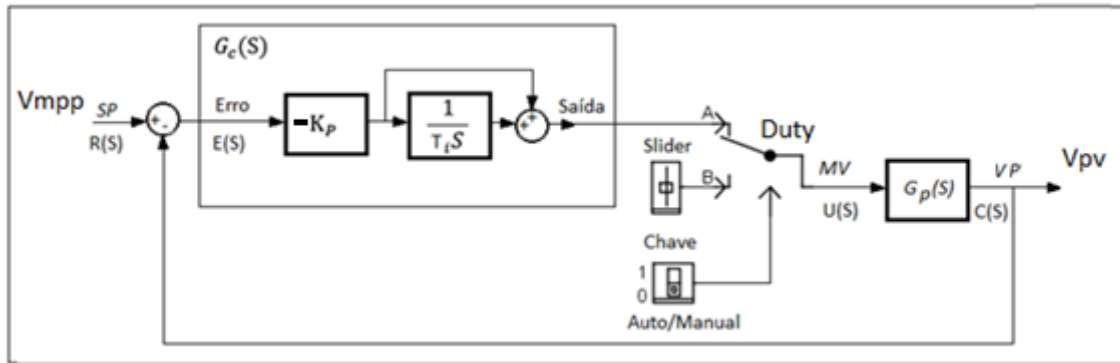
---

Tabela 5.3: Degraus Aplicados em Malha Aberta.

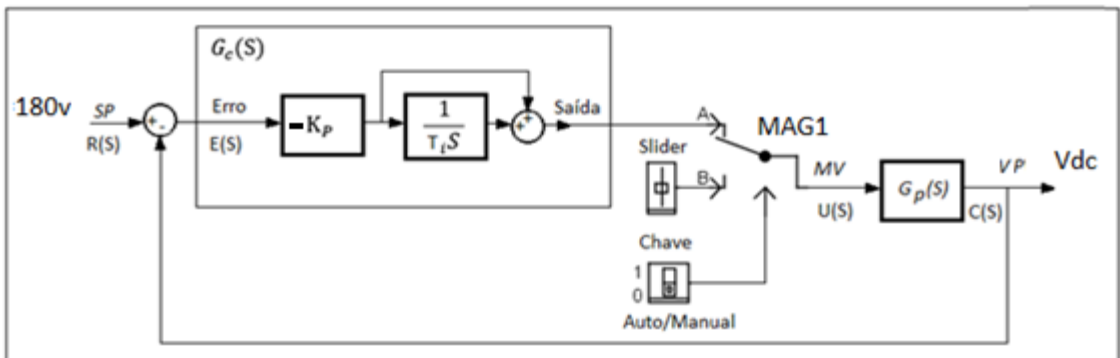
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Variação de MAG1 0,8 a 0,85</li> <li>• Mantendo ANG1 em 0,05 e DUTY1 em 0,7</li> <li>• Com pinicial de -4,18kW</li> <li>• E Q inicial de 0,5kVAr</li> <li>• PPV inicial = 5,7kW</li> <li>• Temperatura de placa 46°C</li> <li>• Irradiância = 800W/m<sup>2</sup></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Variação de ANG1 de 0 a 0,05</li> <li>• Mantendo MAG1 em 0,8 e DUTY1 em 0,7</li> <li>• Com pinicial de -3,4kW</li> <li>• E q inicial de -0,89kVAr</li> <li>• PPV inicial = 5,7kW</li> <li>• Temperatura de placa 46°C</li> <li>• Irradiância = 800W/m<sup>2</sup></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Variação de DUTY1 de 0,7 a 0,9</li> <li>• Mantendo ANG1 em 0,05 e MAG1 em 0,85</li> <li>• Com pinicial de -3,8kW</li> <li>• E q inicial de 0,5kVAr</li> <li>• PPV inicial = 5,5kW</li> <li>• Temperatura de placa 46°C</li> <li>• Irradiância = 800W/m<sup>2</sup></li> </ul>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• P final = -3,8kW</li> <li>• Q final = 0,5kW</li> <li>• PPV final = 5,5kW</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• P final = -4,18kW</li> <li>• Q final = 0,5kVAr</li> <li>• PPV final = 5,7kW</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• P final = -3,9kW</li> <li>• Q final = 0,55kW</li> <li>• PPV final = 4,9kW</li> </ul>

As 3 malhas de controle definidas são apresentadas na Figura 5.16 conforme respostas obtidas, e no RSCAD é apresentado no Apêndice H. Tem-se:

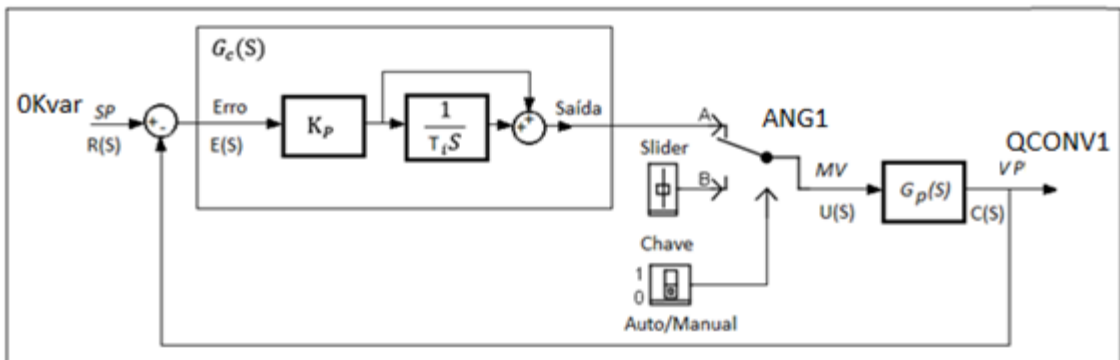
- Malha de controle da tensão dos painéis
- Malha de controle da tensão da saída do conversor CC-CC.
- Malha de controle de potência reativa



(a)



(b)



(c)

Figura 5.16: Malhas de controle.

### 5.6.1. Determinação dos Ganhos dos Controladores

Após sintonizado e passado a primeira variável para automático observou-se uma mudança de comportamento das outras duas, então, foi necessário realizar duas sintonias. Os passos realizados são enumerados a seguir conforme investigação feita no RTDS:

- Primeira Sintonia.
  - (1º) Com as três malhas em manual, aplica-se um degrau na amplitude de RSC
  - (2º) Pelo gráfico da resposta de VDC determina-se  $K_p$  e  $T_i$ .
  - (3º) A malha VDC é passada para automático.
  - (4º) Com VPV e Q em manual, aplica-se um degrau no ângulo de RSC
  - (5º) Pelo gráfico da resposta de Q determina-se  $K_p$  e  $T_i$ .
  - (6º) Então, a malha Q é passada para automático.
  - (7º) Com as malhas VDC e Q em automático aplica-se um degrau no *Duty Cycle*.
  - (8º) Pela resposta de VPV determina-se  $K_p$  e  $T_i$ .
  - (9º) Malha VPV é passada para automático.
  
- Segunda Sintonia.
  - (1º) Com VDC e VPV em automático a malha Q é retornada para manual.
  - (2º) Aplica-se novamente um degrau no ângulo.
  - (3º) Pelo gráfico da resposta de Q determina-se  $K_p$  e  $T_i$ .
  - (4º) Q é passado para automático.
  - (5º) Com Q e VPV em automático, aplica-se um degrau na amplitude de SRC.
  - (6º) Pelo gráfico da resposta de VDC determina-se  $K_p$  e  $T_i$ .
  - (7º) Por fim é aplicado um degrau no *duty cycle* e sintonizado a malha VPV novamente.

### 5.6.2. Sintonia

Através do método citado nos itens anteriores, ensaios foram realizados até a obtenção dos ganhos que demonstram um controle efetivo da planta, ou seja, com bom desempenho.

---

Uma amostragem da segunda sintonia realizada é apresentada nos 3 próximos itens para cada uma das três malhas com seus respectivos ganhos finais ( $K_p$  e  $T_i$ ) aplicados aos controladores.

*A- Sintonia do Processo VDC.*

Inicia-se a segunda sintonia com a variação da amplitude de RSC (de 1,07 para 1) com o processo VPV e o processo Q em automático, com os seguintes valores iniciais:

- Com  $p$  inicial de -4,5kW
- E  $q$  inicial de 0 kVAr
- PPV inicial = 5,02kW
- Temperatura de placa 46°
- Irradiância = 800W/m<sup>2</sup>

A resposta é apresentada na Figura 5.17 em uma janela de 1 segundo. Ou seja, o degrau aplicado resulta em uma variação de 180V para 198V em VDC e se estabiliza em menos de 1 segundo.

Sabe-se que a amplitude de RSC maior que 1 representa uma sobremodulação (i.e. amplitude de RSC maior que o pico do sinal triangular) o que aumenta a distorção harmônica de saída, mas esta foi mantida, pois para uma operação entre 1 e -1, o que é o ideal, seria necessário uma reparametrização dos indutores e capacitores de todos os inversores e conseqüentemente mudanças nos pontos de operação do sistema, sendo parte de propostas para trabalhos futuros relativos a otimização do sistema.

Observa-se que a variação positiva de VDC foi causada por uma variação negativa da amplitude de RSC sendo necessário adaptar a malha de controle envolvida para o modo de ação reverso (Apêndice H), ou seja adicionar um ganho de '-1' no erro do controlador PI.

Após o degrau aplicado, a planta se estabiliza nos valores seguintes:

- P final = -4,45kW
  - Q final = 0kVAr
  - PPV final = 5kW
-

Através da resposta medida e apresentada na Figura 5.17 obtém-se uma constante de tempo de  $T = 0,1859$  segundos e o atraso de  $L = 0,00297$  segundos. O ganho do processo é:  $K = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = -365$ .

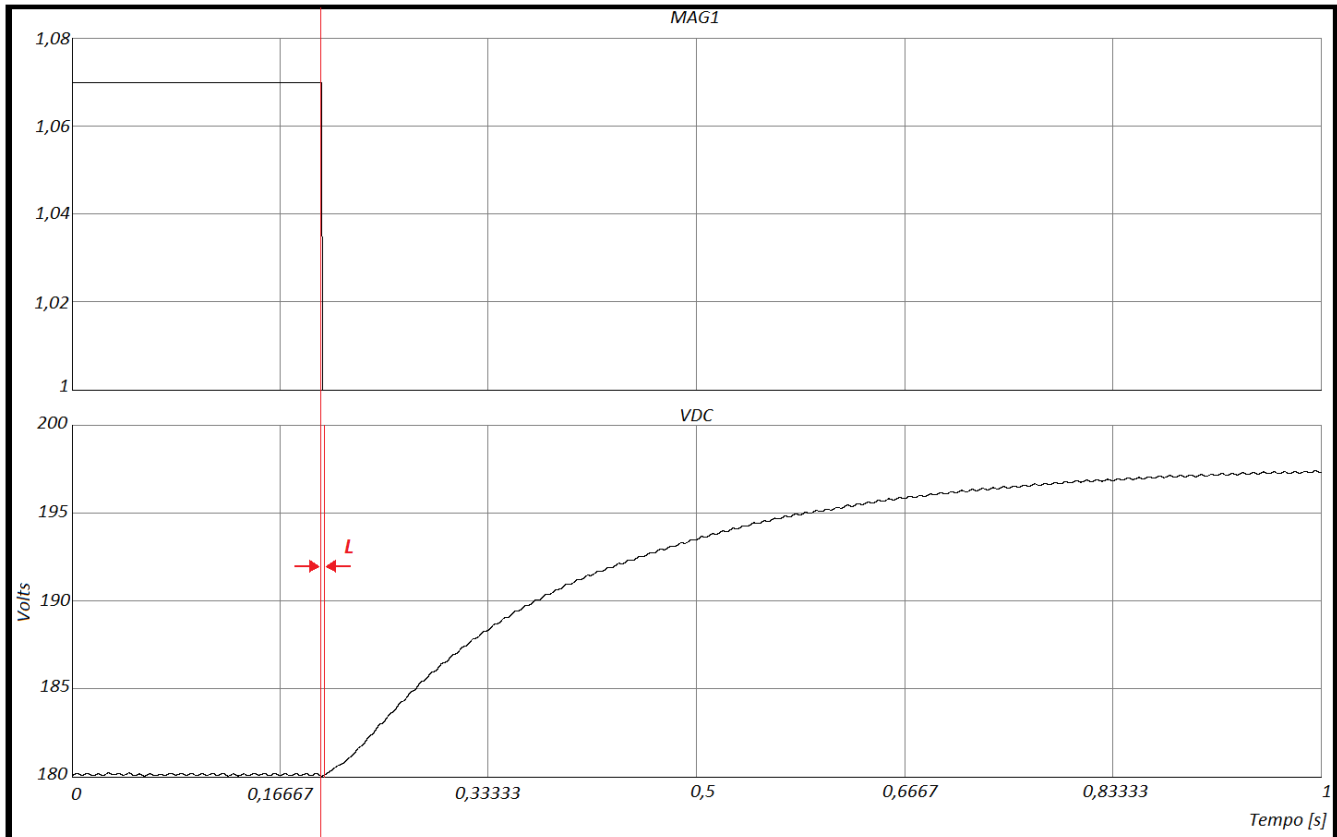


Figura 5.17: Degrau Aplicado na Amplitude de RSC com a Resposta de Vdc.

Com esses parâmetros a função de transferência estimada do processo VDC

é:

$$G_P(S) = \frac{C(S)}{U(S)} = \frac{-365 \cdot e^{-0,00297 \cdot S}}{0,1859 \cdot S + 1}$$

Por fim é possível determinar os ganhos do controlador PI, sendo:

$$K_p = \frac{0,9 \cdot T}{K \cdot L} = 0,1543$$

e,

$$T_i = \frac{L}{0,3} = 0,0099$$

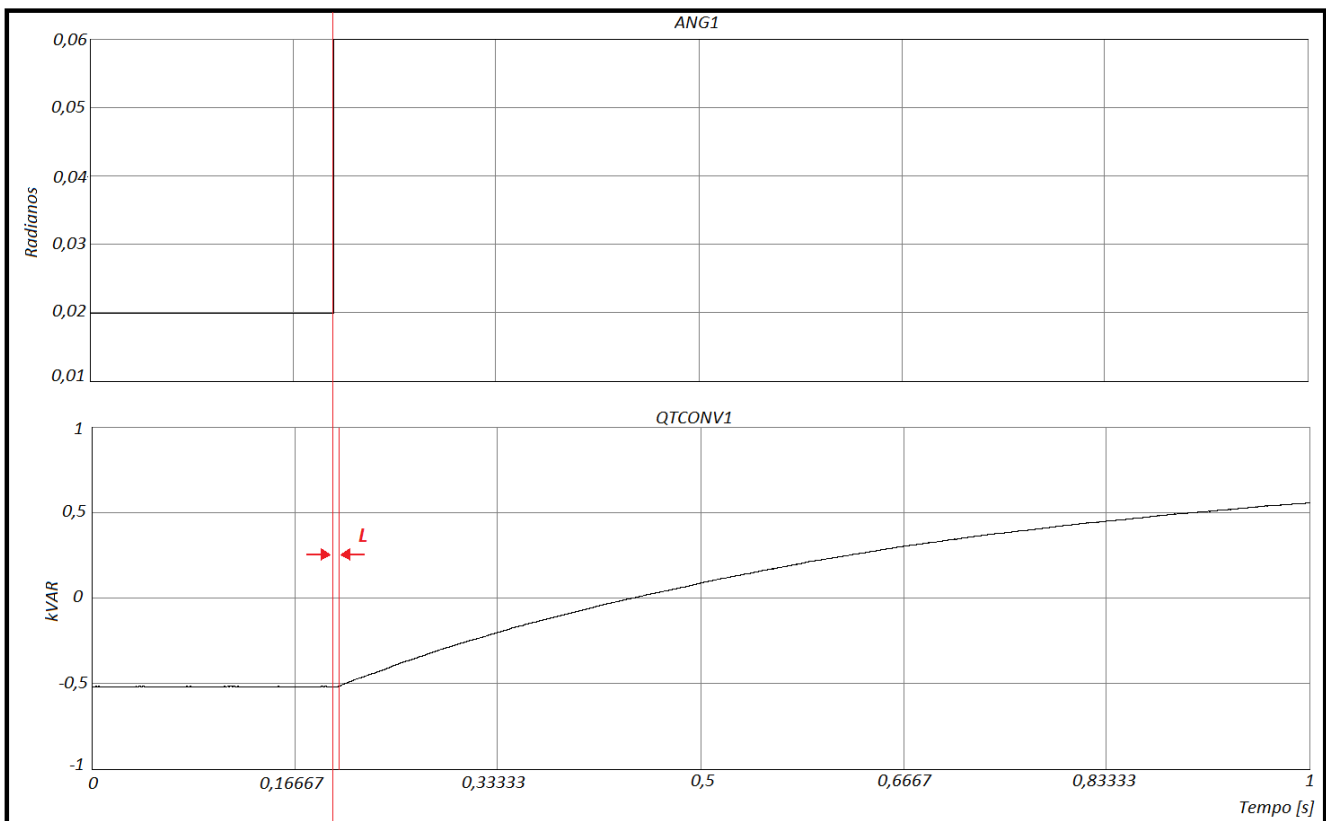
Os parâmetros determinados pela técnica de sintonia possuem valores que apresentam uma pequena instabilidade, sendo necessário realizar um ajuste fino para melhor convergência.

### *B- Sintonia do Processo Q.*

Aplica-se então, a variação do ângulo de RSC (de 0,02 para 0,06rad) com o processo VDC e o processo VPV em malha fechada, com os seguintes valores iniciais:

- Com P inicial de de -4,5kW
- E Q inicial de -0,5kVAr
- PPV inicial = 5kW
- Temperatura de placa 46°
- Irradiância = 800W/m<sup>2</sup>

A resposta é apresentada na Figura 5.18. Observa-se que a variação positiva de Q foi causada por uma variação positiva do ângulo de RSC, o que resulta em um controlador de ação direta. Além disso, a resposta da potência reativa é mais lenta do que as outras duas respostas VPs envolvidas.



**Figura 5.18: Degrau Aplicado no Ângulo de RSC com a Resposta de Q.**

Após o degrau aplicado a planta se estabiliza nos valores seguintes:

- P final = -4.5kW
- Q final = 0,83kVAr
- PPV final = 5kW

Através da resposta apresentada na Figura 5.18 obtém-se uma constante de tempo de  $T = 0,5628$  segundos e o atraso de  $L = 0,0052$ s. O ganho do processo é:  $K = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = 33,5$ .

Com esses parâmetros a função de transferência estimada do processo Q é:

$$G_P(S) = \frac{C(S)}{U(S)} = \frac{33,5 \cdot e^{-0,0052 \cdot S}}{0,56285 \cdot S + 1}$$

Por fim, é possível determinar os ganhos do controlador PI, sendo:

$$K_p = \frac{0,9 \cdot T}{K \cdot L} = 2,9079$$

e,

$$T_i = \frac{L}{0,3} = 0,01733$$

Novamente é necessário realizar um ajuste fino para melhor convergência.

#### *C- Sintonia do Processo Vpv.*

Com os processos VDC e Q em malha fechada, aplica-se uma variação do *duty cycle* de 0,64 a 0,8, com os seguintes valores iniciais:

- Com p inicial de -4,5kW
- E q inicial de 0kVAr
- PPV inicial = 4,9kW
- Temperatura de placa 46°
- Irradiância = 800W/m<sup>2</sup>

A resposta é apresentada na Figura 5.19. Observa-se que a malha Vdc possui modo de ação reversa (Apêndice H).

Após o degrau aplicado a planta se estabiliza nos valores:

- P final = -4,3kW
- Q final = 0kVAr
- PPV final = 4,66kW

Através da resposta medida e apresentada na Figura 5.19 obtém-se uma constante de tempo de  $T = 0,2504$  segundos e o atraso de  $L = 0,0083$  segundos. O ganho do processo é:  $K = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = -250$ .

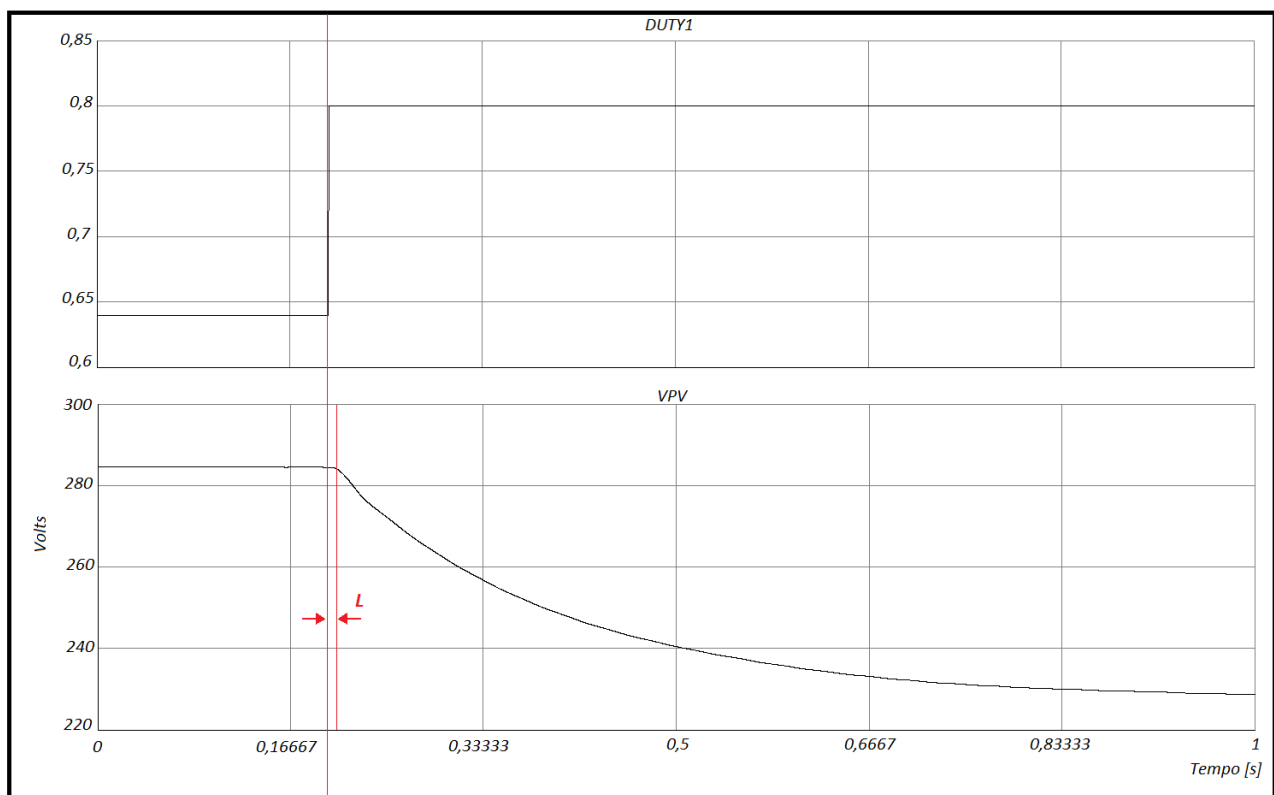


Figura 5.19: Degrau aplicado no *Duty Cycle* com a resposta de Vpv.

Com esses parâmetros a função de transferência estimada do processo VPV

é:

$$G_P(S) = \frac{C(S)}{U(S)} = \frac{-250 \cdot e^{-0,00834 \cdot S}}{0,2504 \cdot S + 1}$$

Por fim, é possível determinar os ganhos do controlador PI, sendo:

$$K_p = \frac{0,9 \cdot T}{K \cdot L} = 0,1081$$

e,

$$T_i = \frac{L}{0,3} = 0,0278$$

### 5.7. Considerações Finais

A modulação PWM aplicada à ponte NPC-FB, conforme lógica disponível no Apêndice G, mostrou bom desempenho e pode ser aplicado em diferentes propósitos, no entanto, observa-se necessidade de melhora na modelagem das perdas nos chaveamentos.

Interpretar o sistema de controle de um sistema fotovoltaico como um processo industrial tornou-se uma forma prática no entendimento do seu funcionamento eletroeletrônico sem a modelagem matemática da dinâmica deste tipo de sistema, porém de uma forma empírica e experimental. Uma diferença notável entre um processo industrial contínuo e um sistema de eletrônica de potência é que as constantes de tempo de processos industriais, como por exemplo, controle de nível, controle de temperatura são da ordem de minutos ou até horas, enquanto que um sistema elétrico possui constantes de tempo com respostas na faixa dos milissegundos ou até microssegundos.

O método empírico de sintonia dos controladores usado é aplicável e proporciona uma experiência em poder manipular e investigar as variáveis do sistema e observar o comportamento/dinâmica do sistema de eletrônica de potência envolvido, porém não determina parâmetros totalmente estáveis, mas permite obter os parâmetros dos controladores próximos aos desejados, ou seja, fornece pontos de referência próximos aos ideais para posterior ajuste fino. Quanto às malhas de controle propostas estas necessitam de melhorias, mas proporcionaram um controle aceitável.

Por fim, observa-se que o ganho  $K_p$  do inversor 2 é diferente do inversor 1, mesmo sendo dois inversores idênticos. Dois prováveis fatores influenciam na resposta ao degrau de cada inversor:

1. A interligação entre o *rack* 1 e o *rack* 2 do subsistema 1 para o Subsistema 2 é feita no RTDS através do modelo/componente de um cabo, um transformador ou modelo de linha de transmissão de interface entre *racks*.
  2. As associações de painéis são diferentes
-

## 6. RESULTADOS E ANÁLISES DAS SIMULAÇÕES

### 6.1. Considerações Iniciais

Primeiramente, neste capítulo são apresentadas as oscilografias de corrente e de tensão da fase A na saída do inversor.

Conforme informado na metodologia, as coletas dos sensores de temperatura de placa e de irradiância do sistema real são fornecidas pelos inversores com amostras de 1 em 1 minuto para os dois cenários, por outro lado no modelo, estas amostras são aplicados ao *script* que realiza as variações nos *sliders* a cada 10 segundos e monitora-se medições em diversos pontos do modelo desenvolvido e gera-se uma média aritmética de 100 valores para cada variação de amostra durante estes 10 segundos.

Após, os resultados dos comportamentos das simulações realizadas, conforme citado anteriormente são divididos em 2 cenários: dia de sol e dia nublado. Através do *script* apresentado no Apêndice A, o comportamento das variáveis de controle e as potências de saída dos conversores são coletadas para os dois cenários e comparadas ao sistema real.

### 6.2. Oscilografias do Modelo.

Neste item, as condições apresentadas são feitas em malha aberta, com o intuito de conhecer a eficiência do filtro de saída e observar o resultado da corrente instantânea em diferentes condições causadas pela manipulação de RSC. É importante frisar que a análise do conteúdo harmônico do modelo não faz parte desta pesquisa.

#### 6.2.1. Área Small Time Step - $2\mu s$

Na área *Small Time Step* onde são alocados os conversores CC-CA o passo de integração é de aproximadamente  $2\mu s$ . Para que seja possível a visualização destes sinais nesta resolução, o RSCAD disponibiliza bloco *Scope* (Figura 6.1) que permite a visualização em qualquer ponto do circuito de eletrônica de potência em alta resolução (i.e. dentro da *BridgeBox* – Circuito apresentado no Apêndice C indicado com a letra A).

---

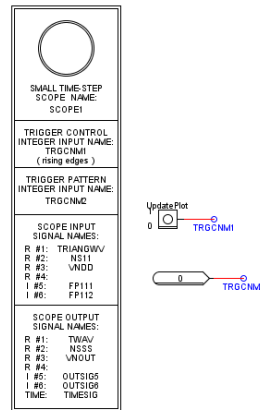
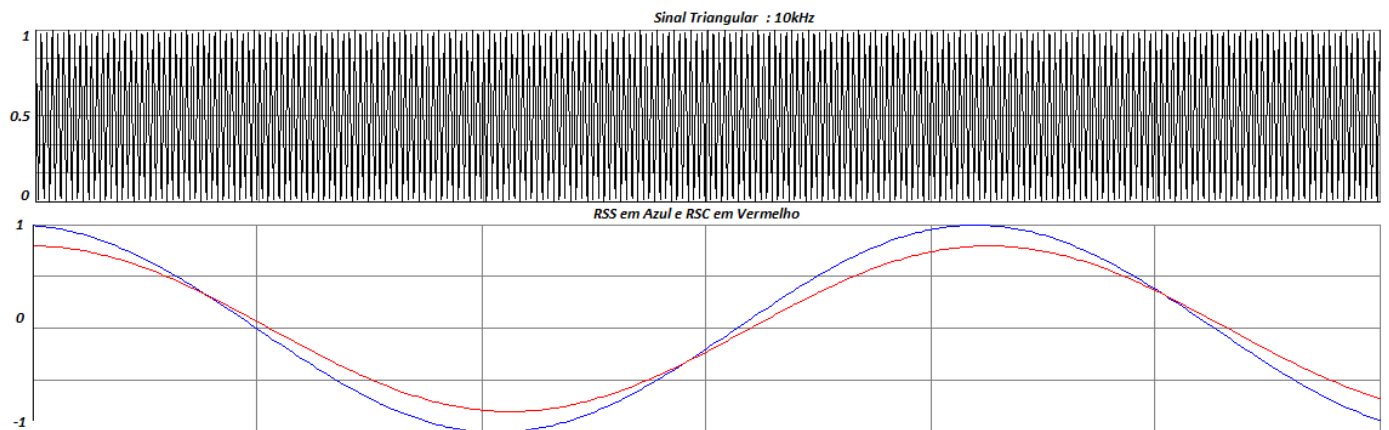
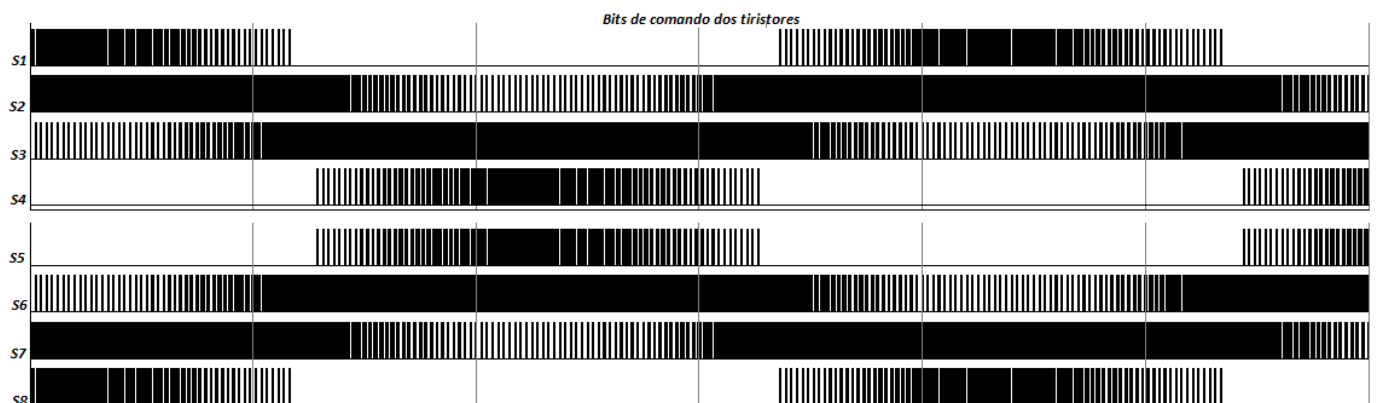


Figura 6.1: Componente Scope - RSCAD

Na Figura 6.2(a), apresenta-se uma onda triangular de 10kHz; e RSS com RSC em vermelho deslocada  $-5^\circ$  e com amplitude de 0,8. Em (b) é demonstrado os bits da modulação PWM resultante que é aplicada aos *gates* de cada chave da ponte NPC-FB.



(a) Onda triangular, RSS em Azul e RSC em Vermelho com  $-5^\circ$  e 0,8 de Amplitude.



(b) Resultado da modulação.

Figura 6.2: Modulação SPWM.

A figura 6.3 mostra primeiro a medição de tensão na saída da ponte e depois tensão fase-neutro PCC. Com o bloco *Scope* é possível visualizar até rápidos transitórios que ocorrem durante o instante do acionamento de cada chave.

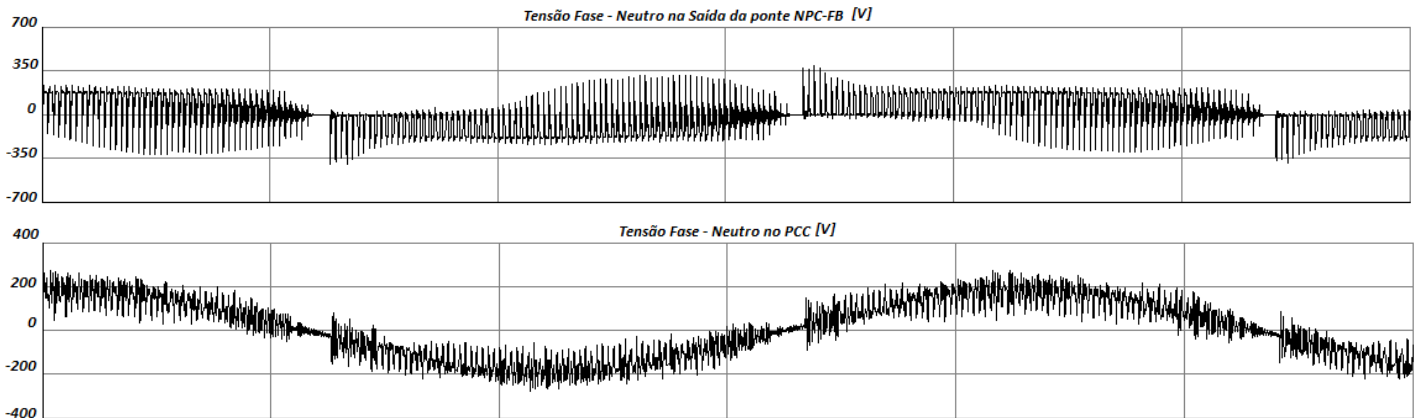


Figura 6.3: Tensão Fase-Neutro Antes e depois do Filtro L

### 6.2.2. Área Large Time Step - $50\mu s$

Na área *Large Time Step* onde são alocados os painéis fotovoltaicos, os transformadores, a carga e o alimentador; o passo de integração é de  $50\mu s$  o que acaba não representando a riqueza de detalhes dos sinais mostrados no item anterior.

A Figura 6.4 apresenta respectivamente a tensão e a corrente no PCC mostrando o resultado do projeto do filtro aplicado, na mesma condição apresentada no item 6.2.1 (i.e. com ângulo  $-5^\circ$  e amplitude 0,8). Observa-se notável distorção no formato da corrente e deslocamento atrasado da corrente em relação à tensão.

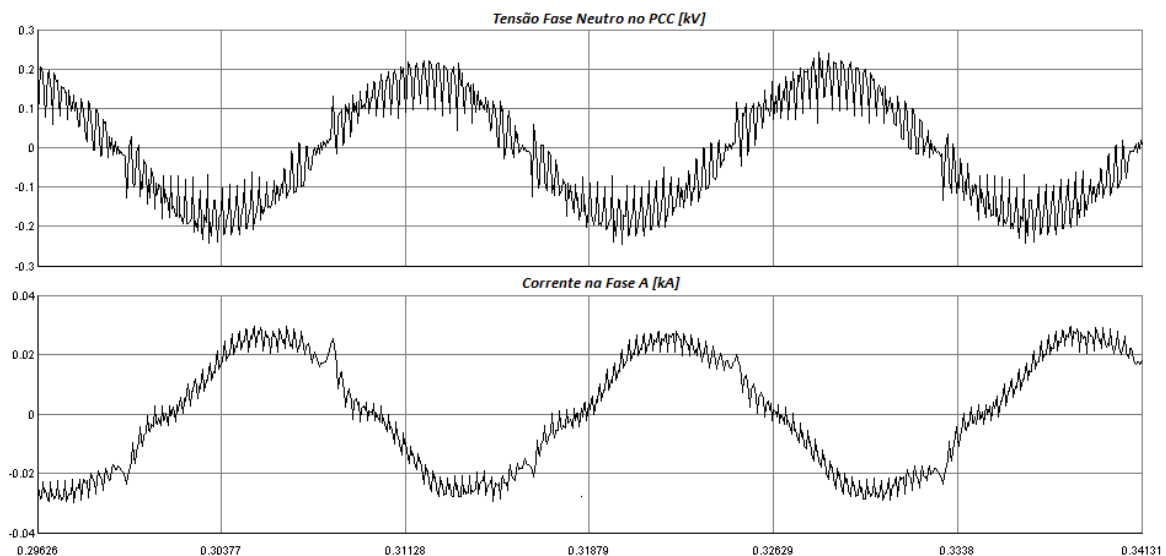


Figura 6.4: Tensão e Corrente com RSC em  $-5^\circ$  e 0,8 de Amplitude.

Quando mantido o ângulo em  $0^\circ$  e a amplitude em 1 (Figura 6.5) a corrente permanece praticamente em fase com a tensão, mas há notável distorção na corrente e a tensão permanece praticamente a mesma que na condição anterior.

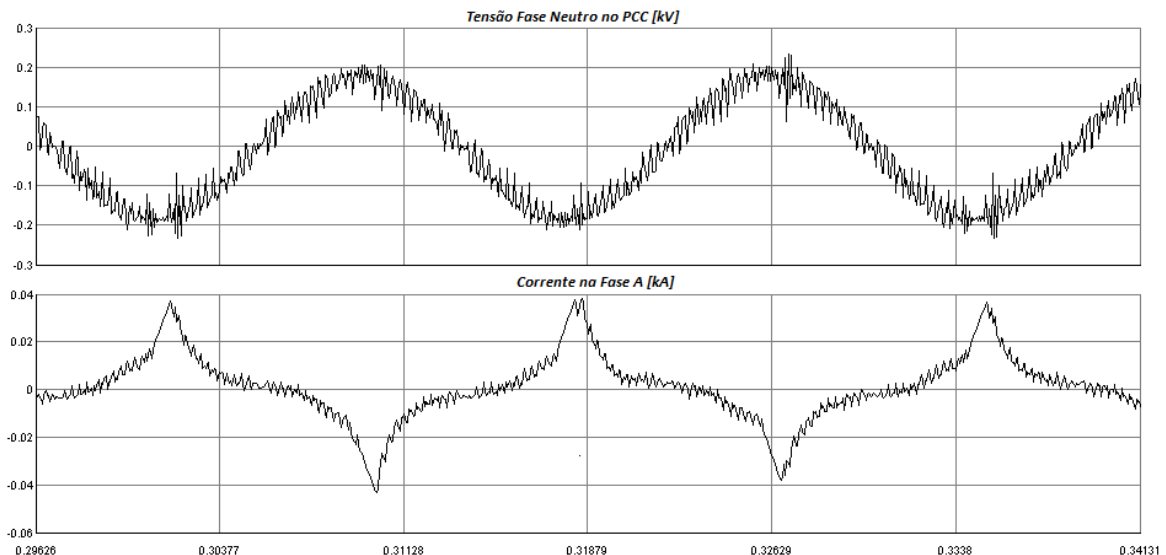


Figura 6.5: Tensão e Corrente com RSC em  $0^\circ$  e 1 de Amplitude.

Mantém-se então o ângulo em  $0^\circ$  e aumenta-se a amplitude de RSC para 1,1 (Figura 6.6). É verificado que ocorre considerável distorção da corrente e a tensão na saída do conversor torna-se menos ruidosa. Isto mostra que, quando o valor de pico do sinal triangular é menor ou igual a amplitude de RSC a corrente fica consideravelmente mais distorcida, ou seja, percebe-se que quando há sobremodulação a taxa de distorção torna-se maior.

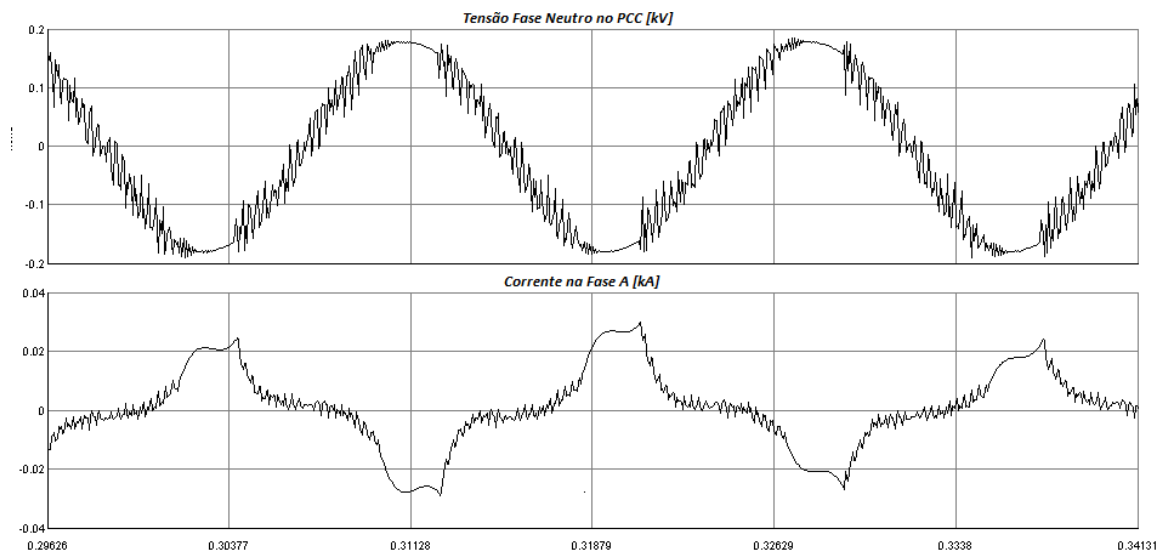
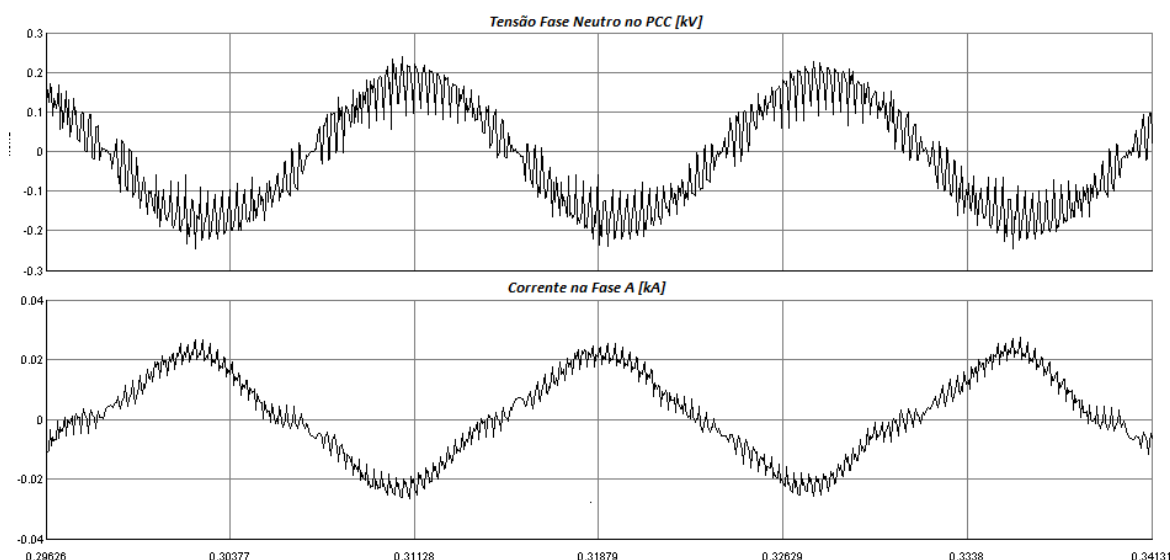


Figura 6.6: Tensão e Corrente com RSC em  $0^\circ$  e 1,1 de Amplitude.

Por fim, na Figura 6.7, observa-se uma amostra da tensão e da corrente com ângulo em  $5^\circ$  e amplitude de RSC em 0,8. O resultado mostra que a corrente fica adiantada e distorcida em relação à tensão.



**Figura 6.7: Tensão e Corrente com RSC em 5° e 0,8 de Amplitude.**

Por fim, as Figuras 6.4 e 6.7 exemplificam basicamente a manipulação do fator de potência do sistema.

### 6.3. Cenário 1 – Dia de Sol.

Para o dia de Sol coletado no dia 14/10/2015, apresenta-se resultados simulados que demonstram boa convergência com relação ao sistema real. Na Figura 6.8 é mostrado para o cenário 1 a potência ativa total dos dois inversores sendo a curva em laranja a curva simulada e a curva em azul a curva de potência ativa total referente à soma dos dois inversores reais.

Com relação à potência ativa, o sistema simulado desenvolve resultados de forma efetiva; até as pequenas variações bruscas causadas pelas modificações meteorológicas são observadas tanto no modelo quanto nas medições reais.

Na Figura 6.9 apresenta-se o erro relativo percentual entre as medições do sistema real e o modelo, através da equação (41), disponível em [64].

$$Erro_{\%} = \left( \frac{P_{real} - P_{simulado}}{P_{real}} \right) \cdot 100 \quad (41)$$

Demonstra-se que, o erro é pequeno quando a irradiância está alta, mas este erro aumenta de forma considerável à medida que o nível de irradiância diminui.

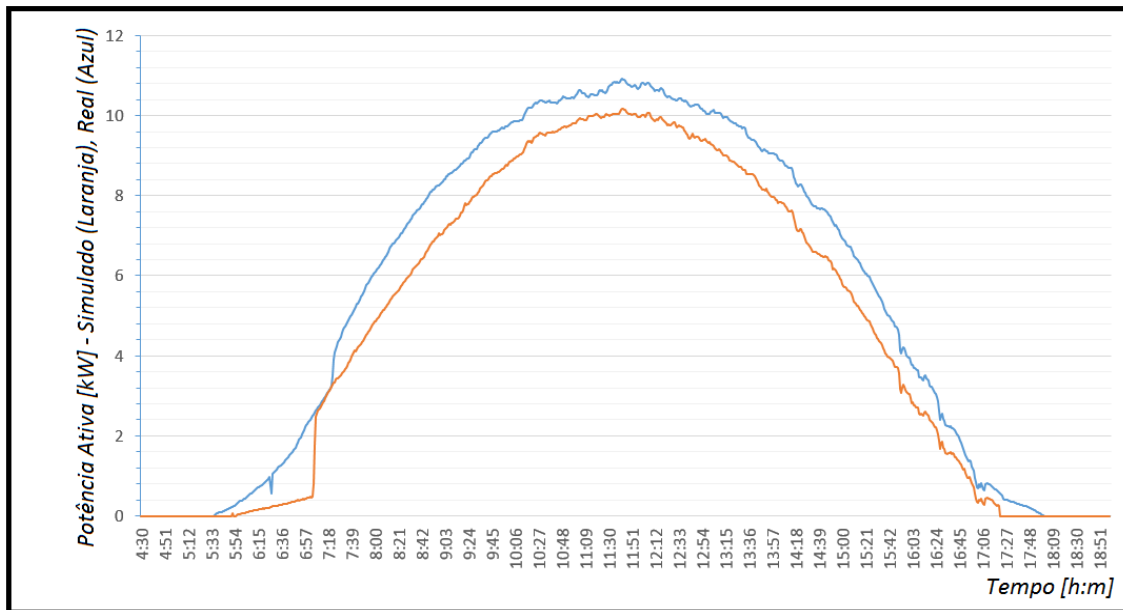


Figura 6.8: Cenário 1 - Potência Ativa Total (kW): Real (Azul) e Simulada (Laranja).

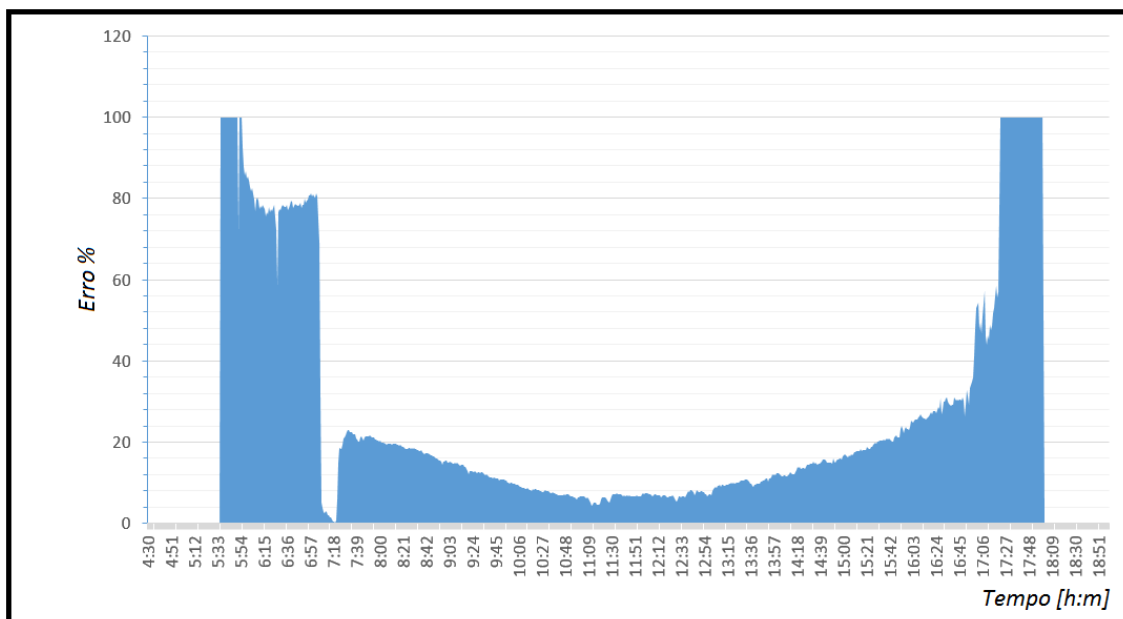


Figura 6.9: Cenário 1 - Erro Percentual – Potência Ativa.

Existe uma diferença de formato/comportamento entre a curva fornecida pelo sensor de irradiância e a curva de potência ativa do sistema real. Provavelmente a medição de irradiância não consegue reproduzir fielmente a potência que realmente está disponível. Com isso, pode se notar que o modelo reproduz em sua saída a potência ativa conforme o formato do sensor de irradiância (Figura 2.14) que é sua variável de entrada. Esta observação esclarece o fato de que na Figura 6.9, por volta das 7:18hs chega a um erro próximo de 0.

A potência reativa de cada inversor do sistema real foi plotada juntamente com as potências reativas de cada inversor do modelo, conforme Figura 6.10. Demonstra-se que a malha de controle de potência reativa convergiu de forma notável mantendo em toda a operação para o dia em 0 kVAR conforme SP da respectiva malha apresentando desempenho melhor que a realidade. Já no sistema real os dois inversores fornecem potência reativa à rede durante toda a operação com pico na faixa de 1 kVAR.

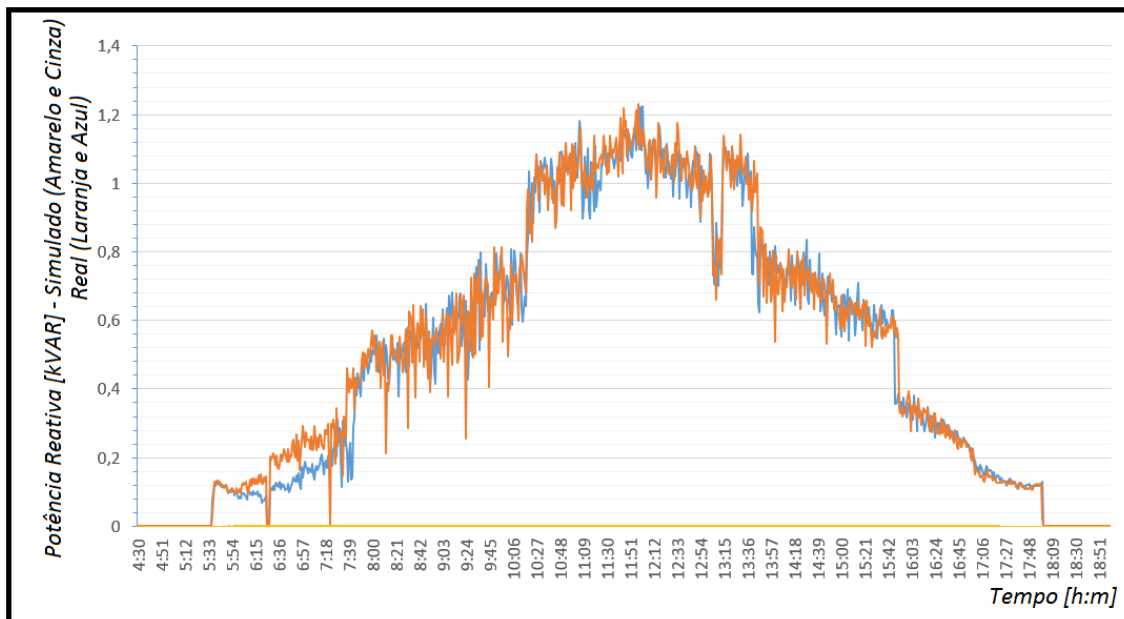


Figura 6.10: Cenário 1 - Potência Reativa (kVAR) - Real (em laranja e azul) e Simulada (em amarelo e cinza).

Plota-se então o fator de potência ( $FP = P/S$ ) individual de cada inversor modelo com o fator de potência total real em um mesmo gráfico, conforme Figura 6.11, o que demonstra que o fator de potência simulado apresenta um comportamento próximo de 0,9 mesmo com Q mantido em 0kVAR, diferente do real que permanece sempre em 0,98 (em azul). Outro ponto observado é relativo ao início e ao final da operação do modelo com fator de potência baixo quando ao raiar do dia e ao anoitecer.

A relação entre o fator de potência, Q se tornou interessante pois, como a saída do conversor não é uma senóide pura, contendo componentes harmônicas em sua característica, o FP se comporta de forma diferente de Q.

Com relação aos rendimentos do sistema [65] ( $\eta_{inversor} = P_{Saída}/P_{Entrada}$ ), na Figura 6.12, os inversores reais operam na faixa dos 96%, e os inversores modelados apresentam maiores perdas na conversão CC-CC para CC-CA ficando na faixa dos 90%.

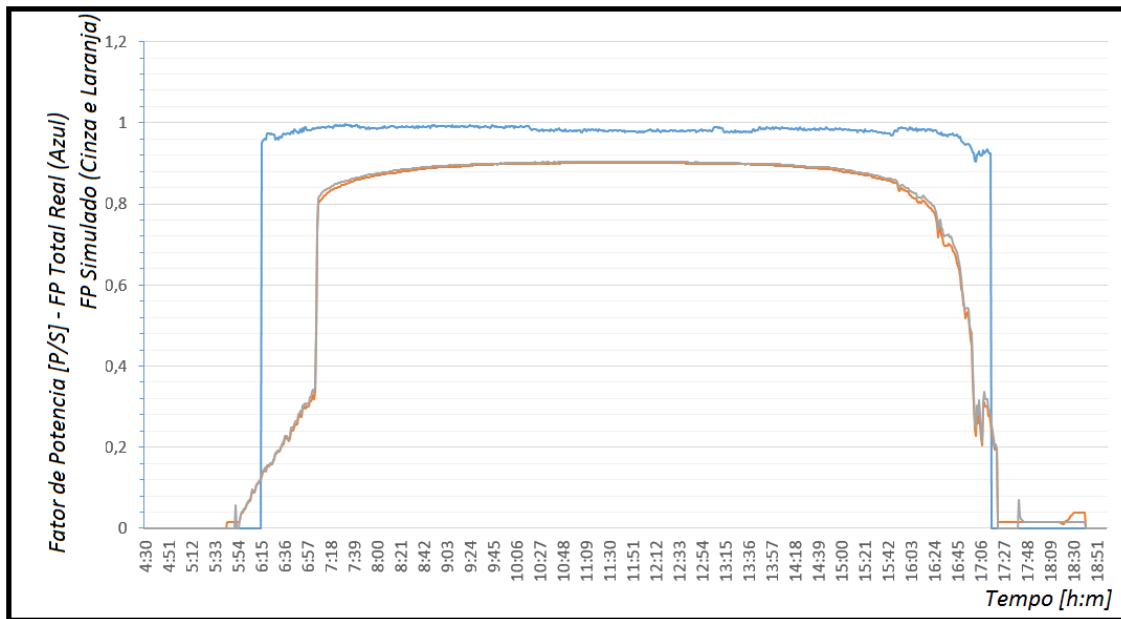


Figura 6.11: Cenário 1 - Fator de Potência – FP total Real (em Azul) e FP de cada inversor simulado (em Laranja e Cinza).

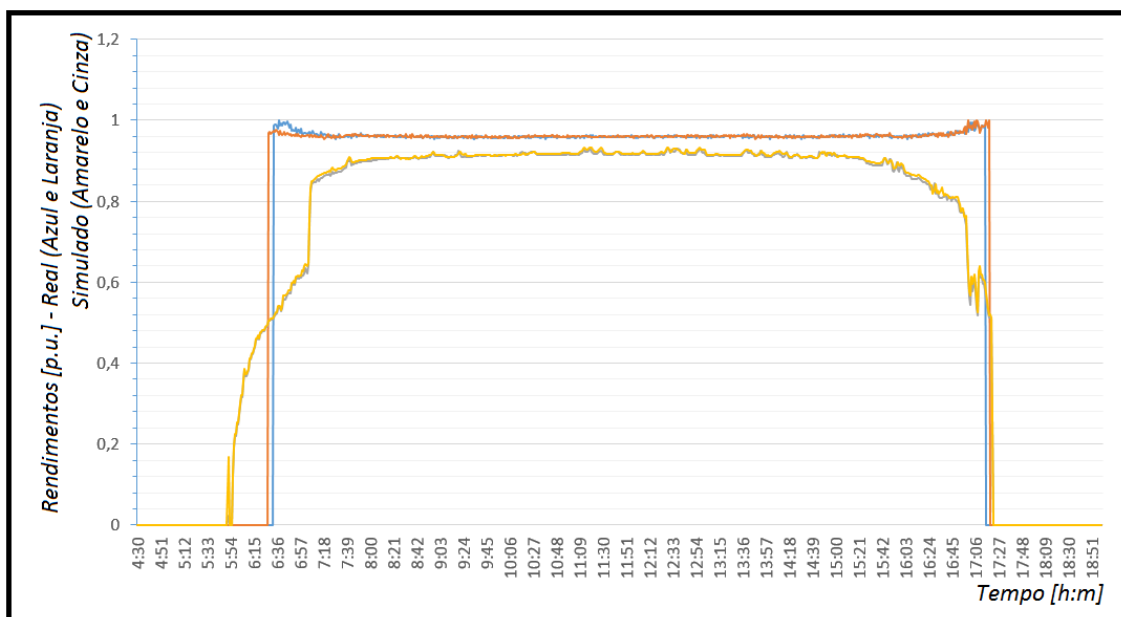


Figura 6.12: Cenário 1 - Rendimentos – Real (em Azul e Laranja) e Simulado (em Amarelo e Cinza).

Outro ponto observado é com relação ao início e ao final da operação do sistema que apresenta grandes perdas o que demonstra erros de convergência no *startup* e também no desligamento.

### 6.3.1. Variáveis de Controle – Cenário 1

Para uma verificação da convergência do sistema de controle, a seguir são apresentadas coletas para o cenário 1 referente às variáveis de controle, sendo divididas para cada malha: VDC, VPV e Q.

Apresenta-se as variáveis de controle referente ao inversor 1, pois o inversor 2 possui comportamentos similares, portanto não sendo necessário apresentar seus resultados.

#### A- Malha VDC

A malha Vdc, manipulada pela amplitude de RSC (MAG1), recebe seu *set point* fixo de 180V.

Na Figura 6.13, demonstra-se a MV com seu comportamento durante todo o dia, sofre variações na faixa de 0,98 a 1,1p.u., o que resulta no controle da tensão na saída do conversor CC-CC. Observa-se que há sobremodulação (i.e. amplitude de RSC maior que o pico do sinal triangular) em quase toda a faixa de operação do sistema, o que influencia diretamente no comportamento do rendimento e do FP. Isto sinaliza maior distorção harmônica de corrente conforme observado nas oscilografias mostradas anteriormente no item 6.2.

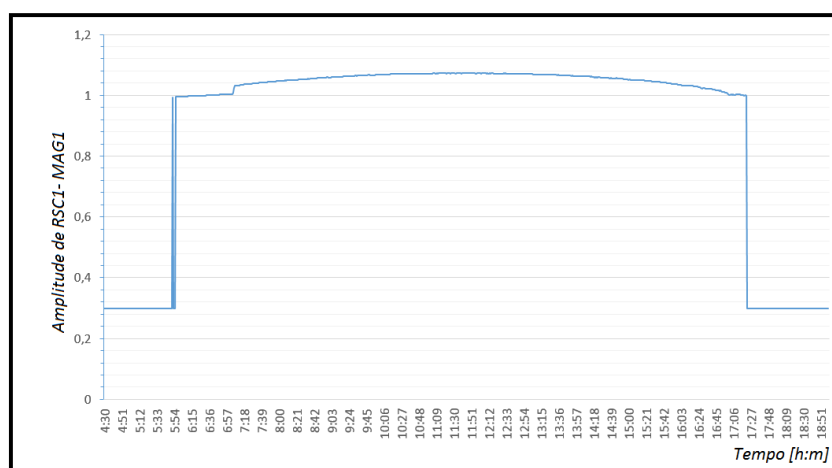


Figura 6.13: Cenário 1 - Comportamento da Amplitude de RSC.

Na Figura 6.14 é demonstrado que a tensão controlada é mantida de forma efetiva em 180V independente das variações de irradiância e de temperatura.

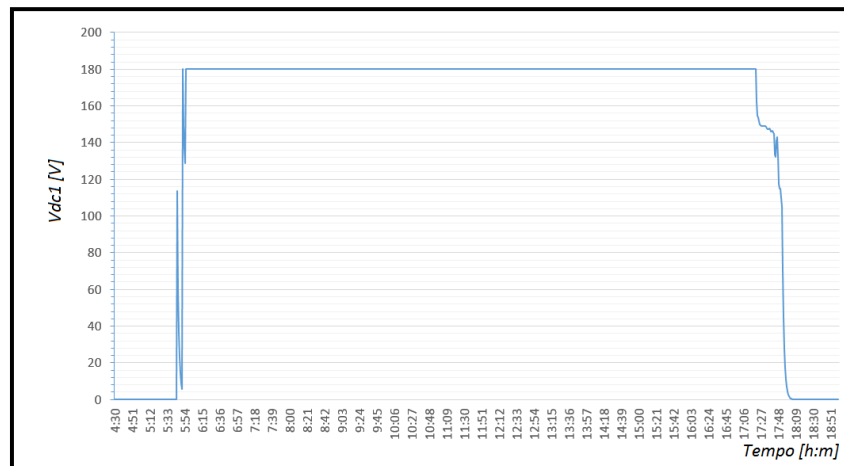


Figura 6.14: Cenário 1 - Comportamento da Tensão na Saída do Conversor CC-CC.

### B- Malha $V_{pv}$

Quanto à malha VPV, conforme Figura 6.15, o *Duty Cycle* entra em operação ajustando a tensão dos painéis na referência de tensão de máxima potência de forma efetiva, mas no início e no fim do dia, ocorre mudanças bruscas de operação.

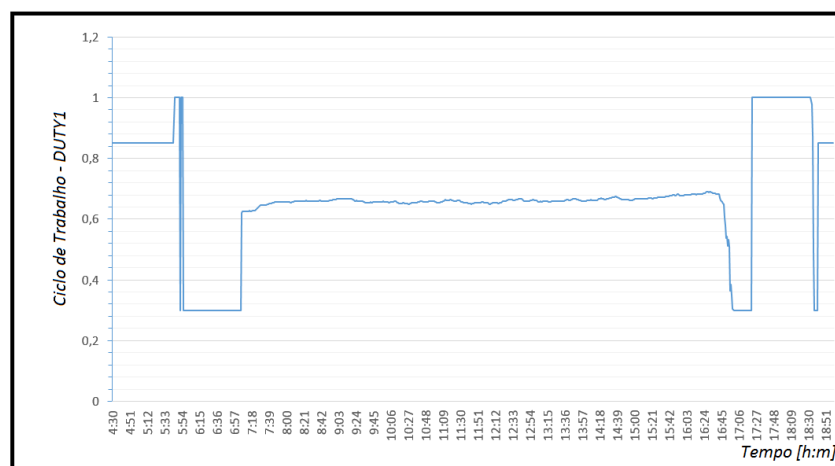
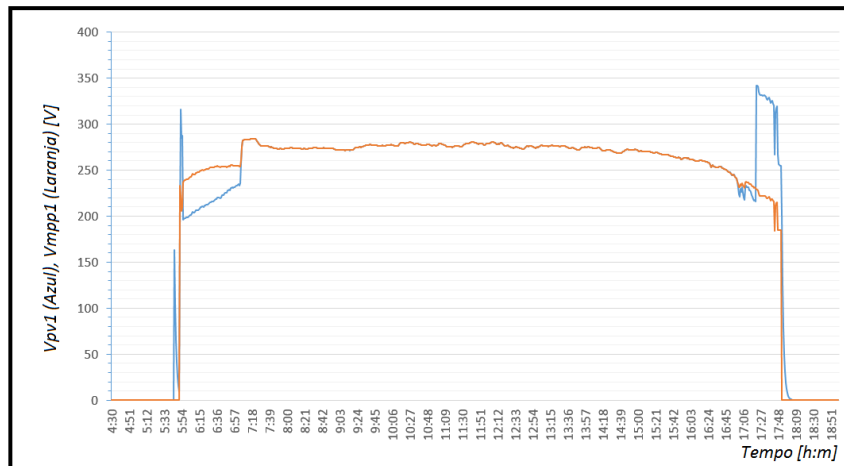


Figura 6.15: Cenário 1 - Comportamento Duty Cycle.

A resposta do controle de  $V_{pv}$  é apresentada na Figura 6.16 sendo em laranja a referência  $V_{mpp}$ , conforme comentado o comportamento do *Duty Cycle* resulta em uma operação fora do ponto de máxima potência tanto ao raiar do dia quanto ao entardecer.

Em suma, a Figura 6.16 representa um controle efetivo quando o *duty cycle* entra em operação, mas demonstra erros que devem ser investigados com mais detalhes, pois provavelmente implica diretamente no resultado do erro percentual apresentado anteriormente na Figura 6.9.

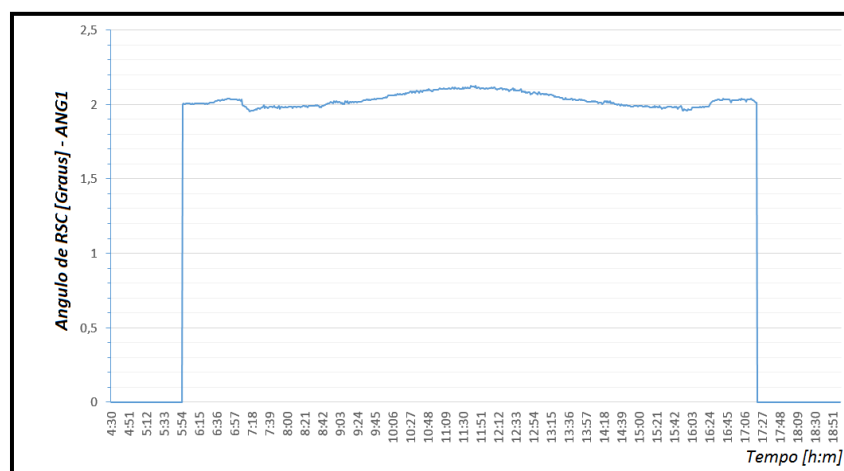


**Figura 6.16: Cenário 1 - Comportamento de Vmpp e de Vpv.**

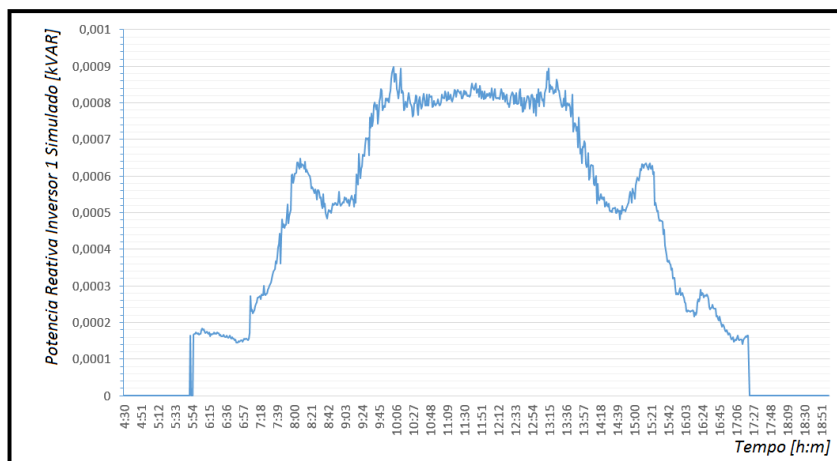
### C- Malha Q

A malha Q, manipulada pelo ângulo de RSC (ANG1) para fixar a potência reativa em 0 kVAr são representadas nas Figuras 6.17 e 6.18.

Na Figura 6.18 é demonstrado que a potência reativa é mantida praticamente em 0 kVAr em toda a operação o que demonstra um controle com bom desempenho, diferente do comportamento do inversor real em análise.



**Figura 6.17: Cenário 1 - Comportamento do Ângulo de RSC.**



**Figura 6.18: Cenário 1 - Comportamento da Potência Reativa.**

#### 6.4. Cenário 2 – Dia nublado.

No segundo cenário, dia nublado coletado no dia 28/10/2015, observa-se variações bruscas de irradiação causadas pela a passagem de nuvens. Os resultados apresentados demonstram também boa convergência quando comparados às medições do sistema real em análise.

A potência ativa acompanha a curva real de forma parecida. Mas, a simulação apresenta uma geração menor que a real, conforme Figura 6.19, o que sinaliza também necessidade de melhorias na controlabilidade e na modelagem das perdas nos chaveamentos do sistema modelo.

Na Figura 6.20 apresenta-se o erro relativo percentual da potência ativa entre o sistema real e o modelo, onde aplica-se a equação (41). O erro chega a próximo de zero quando a irradiação chega a valores altos da mesma forma que no cenário 1. Observa-se também que a diferença do erro médio é maior que no dia de sol.

A potência reativa de cada inversor do sistema real é plotada simultaneamente com as potências reativas de cada inversor modelo (Figura 6.21). A malha de controle de potência reativa convergiu da mesma forma que no cenário 1, ou seja, foi mantida em toda a simulação em 0 kVAr.

E, no sistema real os dois inversores fornecem potência reativa à rede durante toda a operação com pico na faixa de 1 kVAr e acompanha o formato da curva de irradiação.

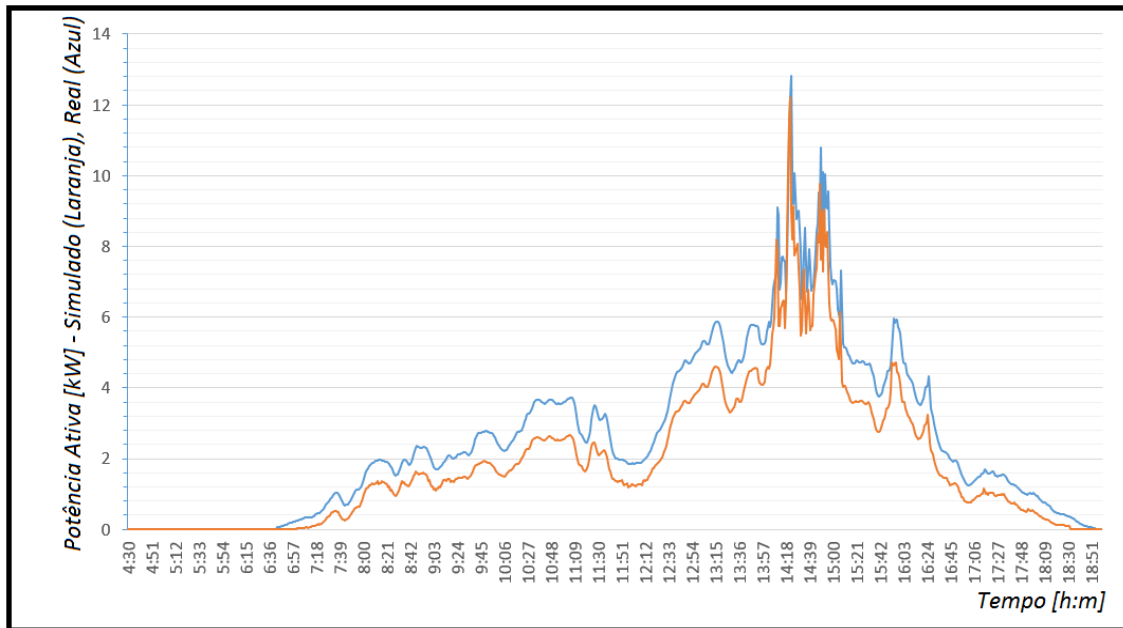


Figura 6.19: Cenário 2 - Potência Ativa Total (kW): Real (em Azul) e Simulada (em Laranja).

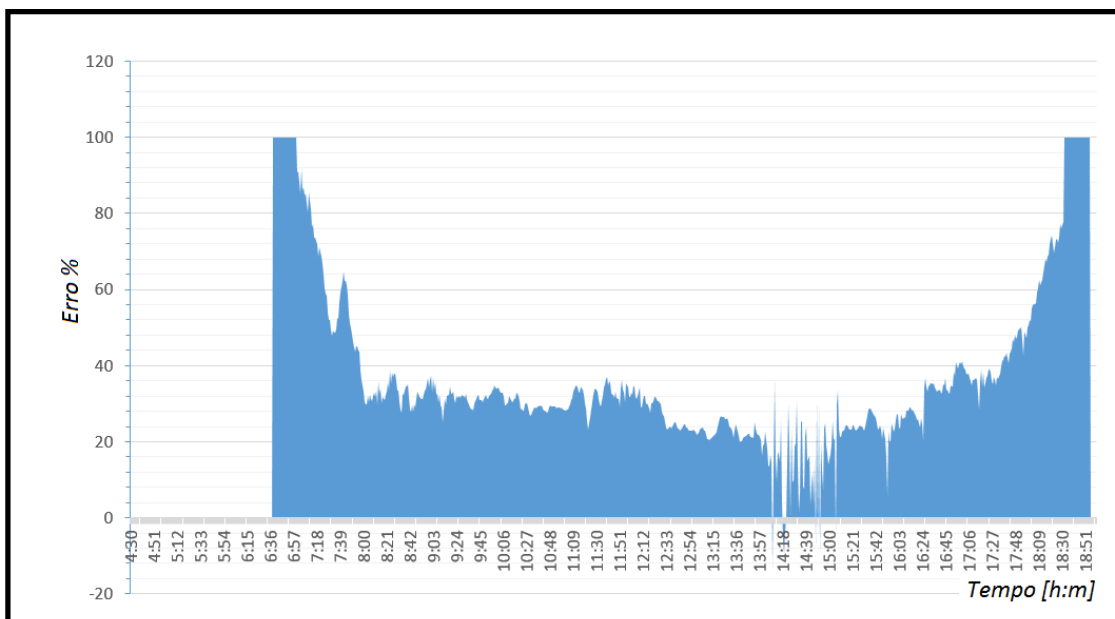


Figura 6.20: Cenário 2 - Erro Percentual - Potência Ativa.

Quanto ao fator de potência para o dia nublado (Figura 6.22), ocorrem oscilações que chegam a valores de baixo FP, mas em níveis de irradiância alta este alcança a faixa de 0,88 no modelo. Já o sistema real o fator de potência permanece em toda a operação na faixa de 0,98 da mesma forma que ocorre no cenário 1.

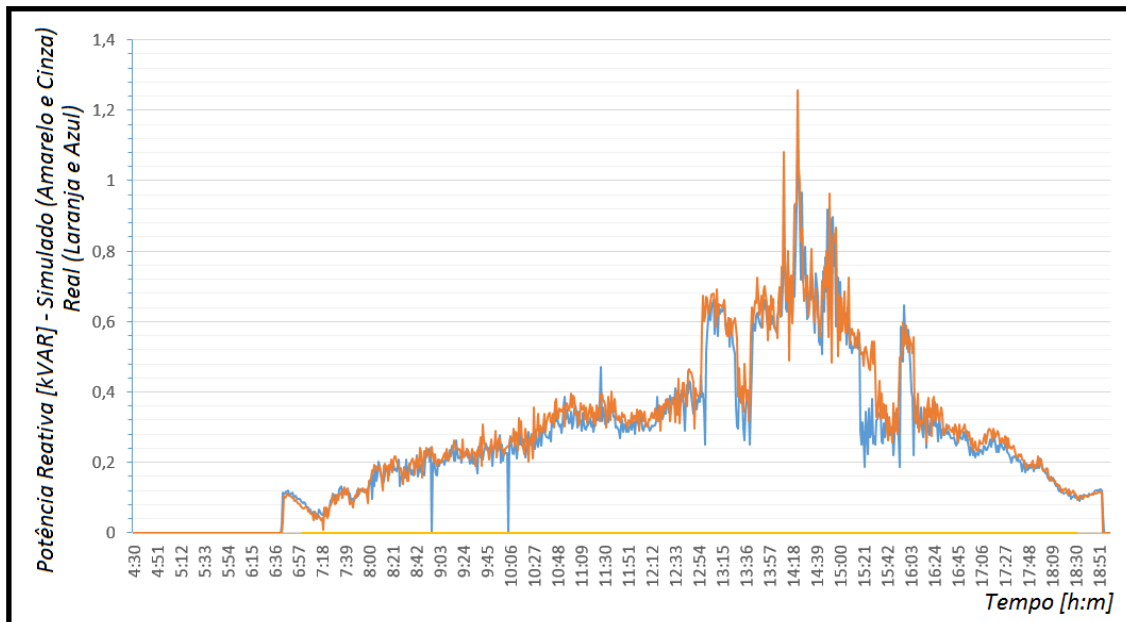


Figura 6.21: Cenário 2 - Potência Reativa (Kvar) - Real e Simulada.

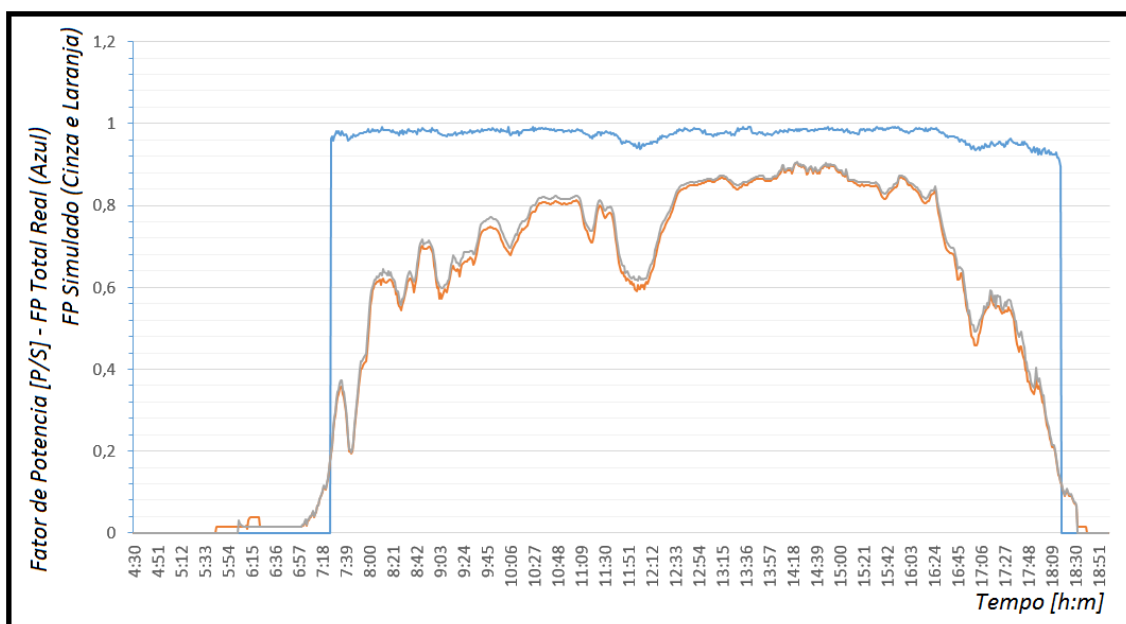


Figura 6.22: Cenário 2 - Fator de potência - FP total Real (em Azul) e FP de cada inversor simulado (em Laranja e Cinza).

Na Figura 6.23, referente aos rendimentos, os inversores reais operam na faixa dos 96% constantemente como no cenário 1. Já os inversores modelados apresentam maiores perdas na conversão CC-CC para CC-CA ficando na faixa dos 88%, e observa-se também que rendimentos abaixo de 90% em níveis de baixa irradiância, ou seja abaixo dos 200W/m<sup>2</sup>.

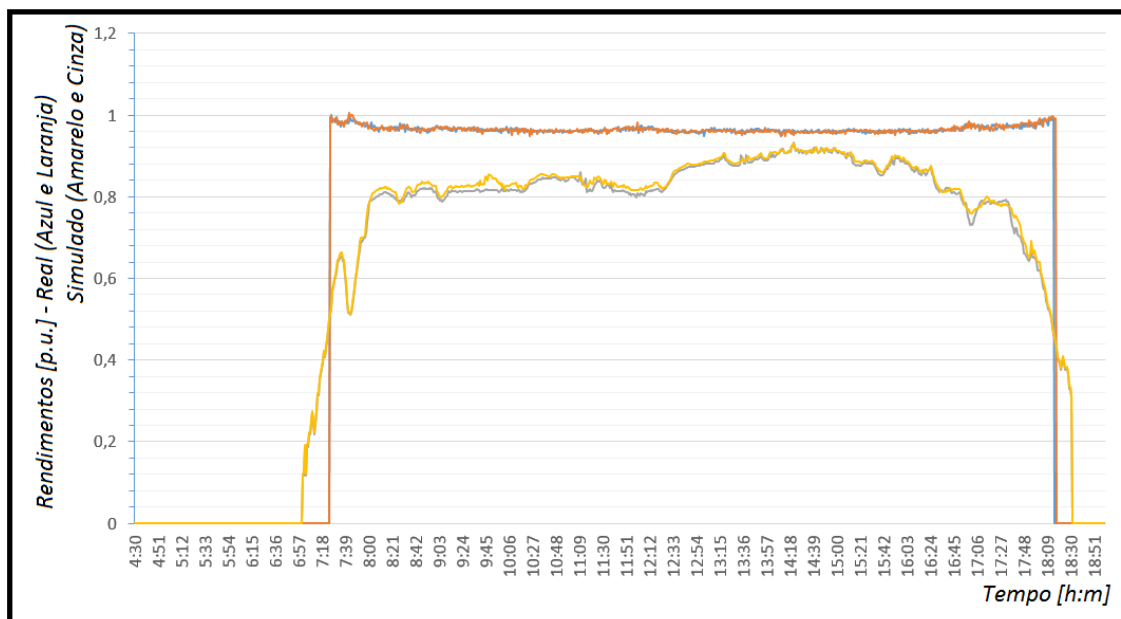


Figura 6.23: Cenário 2 - Rendimentos – Real (em Azul e Laranja) e Simulado (em Amarelo e Cinza).

#### 6.4.1. Variáveis de Controle – Cenário 2

Na verificação da convergência do sistema de controle modelado do cenário 2, são apresentadas coletas divididas para cada malha: VDC, VPV e Q.

A seguir são apresentadas variáveis de controle e medição referente ao inversor 1:

##### A- Malha VDC

A malha Vdc, que recebe seu set point fixo de 180V, é demonstrada na Figura 6.24 correspondendo à amplitude de RSC, sofrendo variações na faixa de 0,9 a 1,1p.u., o que resulta no controle da tensão na saída do conversor CC-CC.

Na Figura 6.25, é demonstrado que a tensão controlada é mantida de forma efetiva em 180V independente das variações de irradiância e de temperatura, mas ocorrem variações rápidas durante o *startup* do sistema.

Observa-se também no cenário 2 que há sobremodulação em quase toda a faixa de operação do sistema, o que influencia diretamente no comportamento do rendimento e do FP.

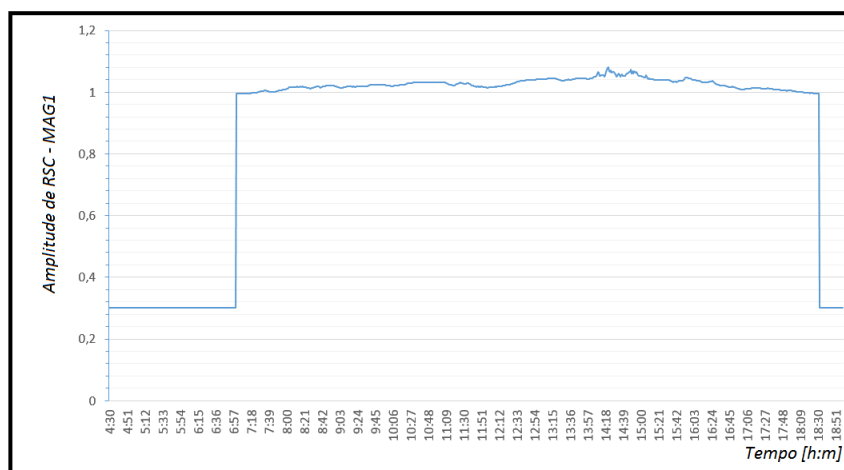


Figura 6.24: Cenário 2 - Comportamento da amplitude de RSC.

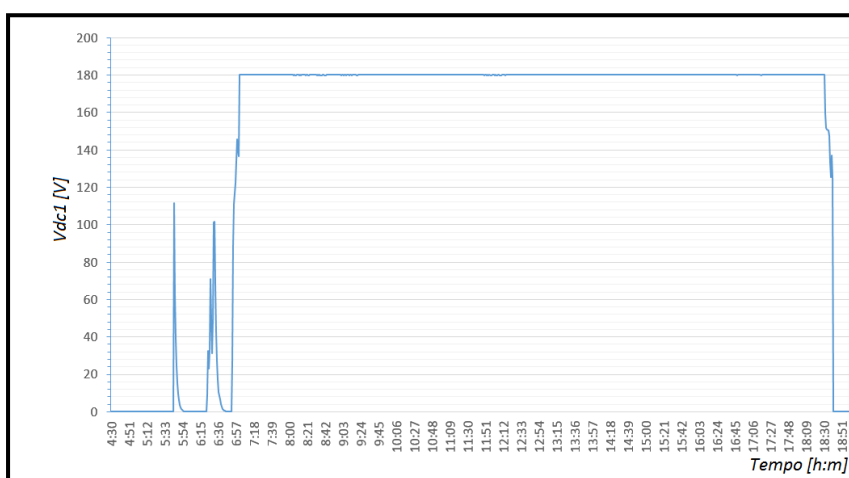


Figura 6.25: Cenário 2 - Comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC.

### B- Malha Vpv

Para a malha de controle VPV, o controle do *duty cycle* é demonstrado na Figura 6.26, representando sua manipulação ajustando a tensão na máxima potência.

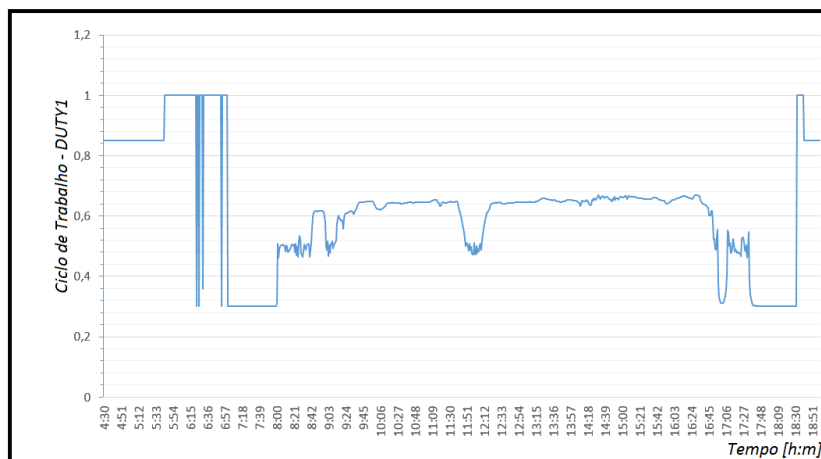


Figura 6.26: Cenário 2 - Comportamento *Duty Cycle*.

A resposta do controle de VPV é apresentada na Figura 6.27 sendo em laranja a referência  $V_{mpp}$ . Observa-se que quando o *duty cycle* entra em operação a malha de controle consegue seguir com bom desempenho, mas somente em condições que a irradiância está acima dos  $200\text{W}/\text{m}^2$ .

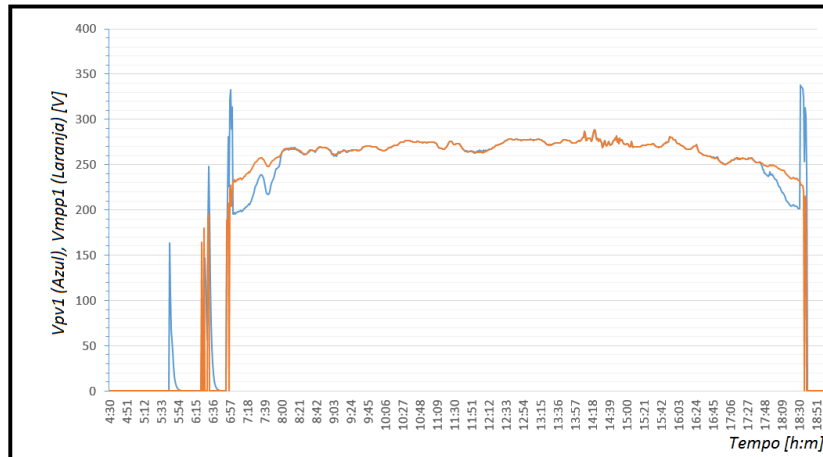


Figura 6.27: Cenário 2 - Comportamento de  $V_{mpp}$  e de  $V_{pv}$ .

Como no cenário 1, os erros de controle devem ser investigados com mais detalhes pois provavelmente implica nos resultados de erro percentual e de rendimento.

### C- Malha Q

A malha Q do cenário 2 manipulada pelo ângulo de RSC (ANG1) para fixar a potência reativa em 0 kVAr é apresentada na Figura 6.28.

Observa-se que Q é mantido praticamente em 0 kVAr (Figura 6.29) tanto para o cenário 1 quanto para o cenário 2.

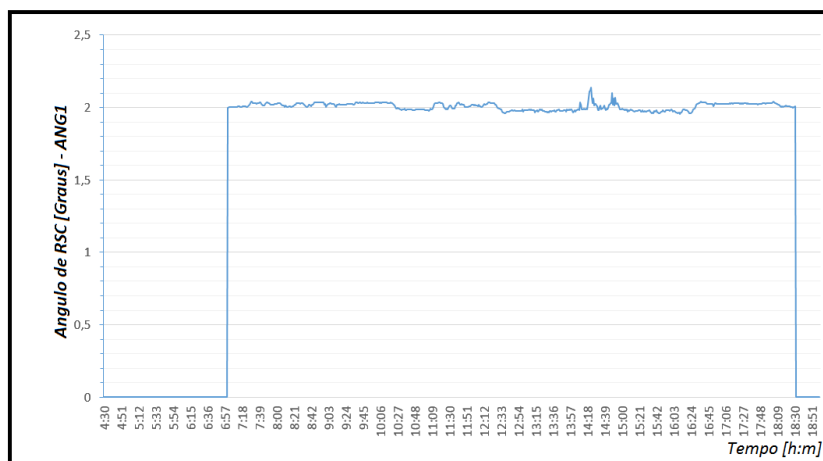


Figura 6.28: Cenário 2 - Comportamento do ângulo de RSC.

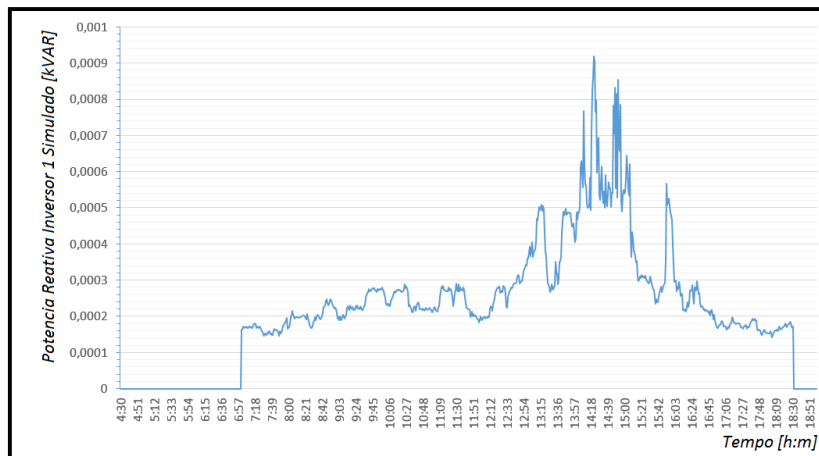


Figura 6.29: Cenário 2 - Comportamento da Potência Reativa.

### 6.5. Considerações Finais

O sistema fotovoltaico em sua totalidade quando em manual na condição de ângulo 0, amplitude de RSC em 1 e *Duty Cycle* em 0,9 consegue entregar à rede parte da potência incidida pelo sol e reproduzir as mudanças de irradiância, mas o rendimento e a potência reativa ficam prejudicados quando não se aplica um sistema de controle, o que demonstra que os controladores implementados realizam um ajuste fino do comportamento do sistema.

Conclui-se que são necessárias mais investigações e otimizações em busca de maior robustez relativas ao sistema de controle.

Quanto à potência reativa observada no sistema real, esta pode estar sendo causada pelo fato de que, o autotransformador instalado na saída possui uma relação fase-fase de 380 para 220. A saída dos inversores possui uma tensão nominal de 400Vac conforme Anexo A. Quando se mediu a saída dos inversores observou-se o valor de 390 volts, e quando desligados, a tensão foi reduzida para 380V. Isto demonstra que os inversores estão entregando potência reativa por possuírem uma tensão nominal de saída levemente maior que a rede, o que conseqüentemente eleva a tensão no PCC.

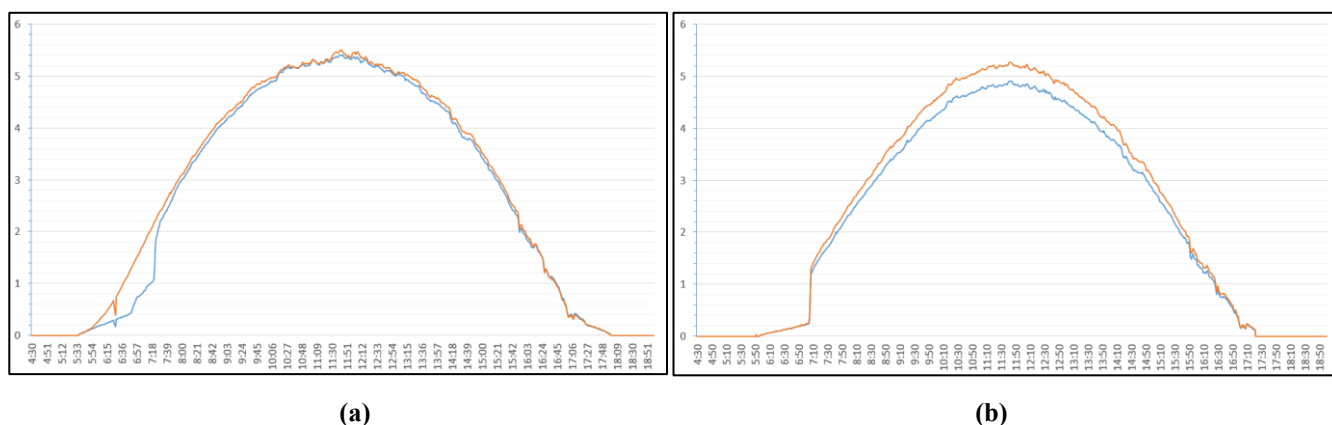
## 7. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

De forma conclusiva, a ND 5.30, regulamentação vigente neste caso, mostrou-se parcialmente atendida com relação ao fator de potência e à regulação de tensão de saída, que permaneceu dentro dos limites estabelecidos, observando-se que uma análise do conteúdo harmônico do sistema não fez parte da pesquisa realizada. Mas este fato pode ainda ser otimizado, pois observa-se que o comportamento do FP apresentado é influenciado pelas distorções harmônicas do modelo, o que faz parte de futuros estudos.

O desempenho do sistema simulado mostrou-se equiparável ao sistema real analisado. Alguns fatores mostram as possíveis causas de erros apresentados: o transformador implementado para interligar os dois subsistemas, as perdas nos chaveamentos, as associações de painéis diferentes de cada inversor, a precisão dos sensores da estação de medição e os pontos de operação do sistema (SPs).

Em suma, esta pesquisa mostra a convergência de um modelo desenvolvido no RTDS que reproduziu com boa proximidade nos resultados dos dois cenários analisados, quando comparados com o sistema real.

As associações heterogêneas instaladas em cada inversor apresentaram diferenças notáveis na busca pela máxima potência, o que foi confirmado tanto no modelo computacional quanto no sistema real (conforme Figura 7.1), mostrando que associações homogêneas permitem maior disponibilidade de potência.



**Figura 7.1: Potencia Ativa de cada Inversor (kW). (a) inversor real 1 (em laranja) e 2 (em azul). (b) inversor simulado 1 (em laranja) e 2 (em azul).**

As características da rede como cabos, transformadores e variações de carga, causam alterações da impedância da rede enxergada pelo inversor pode impactar parâmetros de sintonia dos controladores, pois, quando se observa as respostas ao degrau em malha aberta no inversor modelado, nas condições com o transformador e sem o transformador de interligação entre os subsistemas, as variáveis de processo apresentam respostas diferentes o que mostra necessidade de maiores estudos com relação à controlabilidade do sistema.

O sistema de controle foi criado a partir de um exemplo disponível no RSCAD do RTDS, de [12], e de ensaios realizados; o que apresentou uma estratégia questionável por controlar a potência reativa com a manipulação do ângulo de RSC e a tensão VDC com a amplitude de RSC, sendo necessário maiores investigações.

Com relação a sugestões para trabalhos futuros pode-se citar 5, proporcionadas pelas experiências vivenciadas com o uso do RTDS:

1. Implementação de otimização do THD e de perdas em sua totalidade considerando dimensionamento de cabos e a variação de cargas.
2. Desenvolvimento do *hardware in the loop* através de protocolos de comunicação e também medições das variáveis elétricas através das entradas analógicas [66], [67].
3. Desenvolvimento de um sistema fotovoltaico com suporte a potência reativa, no RTDS [51], [52].
4. Propor um *hardware* do conversor e aplicar usando as saídas discretas do RTDS para realizar os disparos dos *gates* dos tiristores reais.
5. Implementação do modelo de um sistema fotovoltaico com armazenamento interligado à rede para demonstrar o comportamento de um modelo ininterrupto e com suporte a potência reativa no PCC.

O uso do RTDS com sua ampla capacidade de processamento de dados permitiu para este tipo de simulação, uma contribuição por ser possível simular um “dia inteiro” de operação de um conversor para sistemas fotovoltaicos. Isto proporciona estudos relacionados a qualidade de energia, fluxo de potência, estabilidade, impactos causados pela geração distribuída, dentre outros assuntos relacionados ao presente tema. O que seria necessário um grande esforço computacional se fosse utilizado softwares de simulação de sistemas potência como o ATP e o MATLAB.

---

Por fim, a modelagem quando comparada a um sistema protótipo ou real, proporcionou uma interpretação didática da dinâmica e dos pontos de ajuste, a qual permite um ponto de partida para futuros estudos relacionados aos vários tipos de controle e modulações disponibilizados nas referências analisadas de uma forma crítica.

### **7.1. Artigo Aceito**

G. G. Pinheiro , J. M. C. Filho, B. D. Bonatto. **Modeling, Simulation and Comparison Analysis of an Installed Photovoltaic System Using RTDS**. INDUSCON 2016 – 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications. Curitiba-Paraná, Brazil, November 20-23 of 2016. In Press.

---

## **APÊNDICES**

---

## A- Script Runtime

```

/*
UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
SCRIPT PARA OPERAÇÃO E COLETA DE DADOS NO RUNTIME DO RSCAD
GUILHERME GONÇALVES PINHEIRO - outubro de 2016
*/

/*
DECLARANDO VARIÁVEIS EXTERNAS A INTERFACE RUNTIME
*/

external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : PTGRIDD"PPGRID;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : QTGRIDD"QQGRID;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : PGTOT1"PATIVA;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : QGTOT1"PREATIVA;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : PTCONV1"PATIVA1;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : QTCONV1"PREATIVA1;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : FP1"FP1CONV;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : REND1"RENDCONV1;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : PPV1"PPVCONV1;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : PTCONV2"PATIVA2;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : QTCONV2"PREATIVA2;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : FP2"FP2CONV;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : REND2"RENDCONV2;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : PPV2"PPVCONV2;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : VPV1000"VPV11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : VPV10002"VPV21;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : VDC1000"VDC11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : VDC10002"VDC21;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : ICT11F"IPV11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : ICT21F"IPV21;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : IDJDC11F"IDC11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : IDJDC21F"IDC21;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : MAG1"MAG11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : MAG2"MAG21;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : DUTY1"DUTY11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : DUTY2"DUTY21;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : ANGCTRL1"ANGC11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : ANGCTRL2"ANGC21;
external "Subsystem #1 : CTLs: Vars : VMPPPO1"MPP11;
external "Subsystem #2 : CTLs: Vars : VMPPPO2"MPP21;

/*
DECLARANDO VARIÁVEIS
*/

int k;
int i;
float pkgativa=0;
float pkgreativa=0;
float pkgatival=0;
float pkgreatival=0;
float pkativa=0;
float pkreativa=0;
float pkatival=0;
float pkreatival=0;
float pkativall=0;
float pkreativall=0;

```

## Apêndices

---

```

float pkativa111=0;
float pkreativa111=0;
float fpconv11=0;
float fpconv111=0;
float rendconv11=0;
float rendconv111=0;
float ppv11=0;
float ppv111=0;
float pkativa22=0;
float pkreativa22=0;
float pkativa222=0;
float pkreativa222=0;
float fpconv22=0;
float fpconv222=0;
float rendconv22=0;
float rendconv222=0;
float ppv22=0;
float ppv222=0;
float vpv1=0;
float vpv11=0;
float vpv2=0;
float vpv22=0;
float vdc1=0;
float vdc11=0;
float vdc2=0;
float vdc22=0;
float ipv1=0;
float ipv11=0;
float ipv2=0;
float ipv22=0;
float idc1=0;
float idc11=0;
float idc2;
float idc22=0;
float amp1=0;
float amp11=0;
float amp2=0;
float amp22=0;
float dut1=0;
float dut11=0;
float dut2=0;
float dut22=0;
float an1=0;
float an11=0;
float an2=0;
float an22=0;
float vmp1=0;
float vmp11=0;
float vmp2=0;
float vmp22=0;
float IRRAD[777];
float TEMP[777];

```

```
/*
```

OS DOIS VETORES ABAIXO DE 777 POSIÇÕES IRRAD E TEMP RECEBEM VALORES DE MEDIÇÕES REALIZADAS EM CADA CENÁRIO COM INTUITO DE ALTERAR OS VALORES DOS SLIDERS.

SENDO QUE PARA O VETOR IRRADIAÇÃO CADA AMOSTRA É INSERIDA EM CADA POSIÇÃO DE SEU RESPECTIVO VETOR.

---

## Apêndices

---

```
IRRAD[0]=0;
ATÉ...
IRRAD[776]=0;
```

E, DA MESMA FORMA PARA O VETOR TEMPERATURA DE PLACA.

```
TEMP[0]=17;
ATÉ...
TEMP[776]=25.3;
```

```
*/
```

```
/*
```

APÓS A DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS A SIMULAÇÃO INICIA-SE COM RESETS NOS CONTROLADORES PI, E O COMANDO START APRESENTADO ABAIXO MOSTRA O INÍCIO DA SIMULAÇÃO NO RUNTIME DO RSCAD.

```
*/
```

```
SUSPEND 5;
Start;
SUSPEND 5;
PushButton "Subsystem #1 : CTLs : Inputs : RSTCTRL1";
SUSPEND 0.266;
ReleaseButton "Subsystem #1 : CTLs : Inputs : RSTCTRL1";
SUSPEND 7.172;
PushButton "Subsystem #2 : CTLs : Inputs : RSTCTRL2";
SUSPEND 0.156;
ReleaseButton "Subsystem #2 : CTLs : Inputs : RSTCTRL2";
SUSPEND 5;
```

```
for (k=0;k<777;k++)
{
```

```
/*
```

O LAÇO ABAIXO REPRESENTA A ALTERAÇÃO DO VALOR DOS SLIDERS PARA CADA AMOSTRA E AJUSTA O ALGORITMO MPPT PARA UM VALOR ESTIMADO PRÓXIMO AO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.

```
*/
```

```
UpdatePlots;
SUSPEND 0.1;
SetSlider "Subsystem #1 : CTLs : Inputs : IRRAD11" = IRRAD[k];
SUSPEND 0.1;
SetSlider "Subsystem #1 : CTLs : Inputs : TEMP11" = TEMP[k];
SUSPEND 0.1;
PushButton "Subsystem #1 : CTLs : Inputs : RSTMPPT1";
SUSPEND 0.1;
ReleaseButton "Subsystem #1 : CTLs : Inputs : RSTMPPT1";
SUSPEND 0.1;
PushButton "Subsystem #2 : CTLs : Inputs : RSTMPPT2";
SUSPEND 0.1;
ReleaseButton "Subsystem #2 : CTLs : Inputs : RSTMPPT2";
SUSPEND 0.1;
```

---

## Apêndices

```

for (i=0;i<100;i++)
{
/*
PARA CADA AMOSTRA A LÓGICA COLETA 100 VALORES QUE SÃO SOMADOS A CADA VALOR ANTERIOR.
OS VALORES MEDIDOS NOS DIVERSOS PONTOS DO MODELO SÃO SOMADOS PARA POSTERIOR MÉDIA
ARITMÉTICA.
*/

    SUSPEND 0.1;
    pkgativa = pkgativa + (arrayrms (PPGRID));
    pkgreativa = pkgreativa + (arrayrms (QQGRID));
    pkativa = pkativa + (arrayrms (PATIVA));
    pkreativa = pkreativa + (arrayrms (PREATIVA));
    pkativall = pkativall + (arrayrms (PATIVAL));
    pkreativall = pkreativall + (arrayrms (PREATIVALL));
    fpconv11 = fpconv11 + (arrayrms (FP1CONV));
    rendconv11 = rendconv11 + (arrayrms (RENDCONV1));
    ppv11 = ppv11 + (arrayrms (PPVCONV1));
    pkativa22 = pkativa22 + (arrayrms (PATIVA2));
    pkreativa22 = pkreativa22 + (arrayrms (PREATIVA2));
    fpconv22 = fpconv22 + (arrayrms (FP2CONV));
    rendconv22 = rendconv22 + (arrayrms (RENDCONV2));
    ppv22 = ppv22 + (arrayrms (PPVCONV2));
    vpv1 = vpv1 + (arrayrms (VPV11));
    vpv2 = vpv2 + (arrayrms (VPV21));
    vdc1 = vdc1 + (arrayrms (VDC11));
    vdc2 = vdc2 + (arrayrms (VDC21));
    ipv1 = ipv1 + (arrayrms (IPV11));
    ipv2 = ipv2 + (arrayrms (IPV21));
    idc1 = idc1 + (arrayrms (IDC11));
    idc2 = idc2 + (arrayrms (IDC21));
    amp1 = amp1 + (arrayrms (MAG11));
    amp2 = amp2 + (arrayrms (MAG21));
    dut1 = dut1 + (arrayrms (DUTY11));
    dut2 = dut2 + (arrayrms (DUTY21));
    an1 = an1 + (arrayrms (ANGC11));
    an2 = an2 + (arrayrms (ANGC21));
    vmp1 = vmp1 + (arrayrms (MPP11));
    vmp2 = vmp2 + (arrayrms (MPP21));
}

/*
O SOMATÓRIO DE CADA VALOR É DIVIDIDO POR 100 CONFORME APRESENTADO ABAIXO.
*/

    pkgativall = pkgativa/100;
    pkgreativall = pkgreativa/100;
    pkativall = pkativa/100;
    pkreativall = pkreativa/100;
    pkativall11 = pkativall/100;
    pkreativall11 = pkreativall/100;
    fpconv111 = fpconv11/100;
    rendconv111 = rendconv11/100;
    ppv111 = ppv11/100;
    pkativa222 = pkativa22/100;
    pkreativa222 = pkreativa22/100;
    fpconv222 = fpconv22/100;
    rendconv222 = rendconv22/100;

```

---

## Apêndices

---

```

ppv222 = ppv22/100;
vpv11 = vpv1/100;
vpv22 = vpv2/100;
vdc11 = vdc1/100;
vdc22 = vdc2/100;
ipv11 = ipv1/100;
ipv22 = ipv2/100;
idc11 = idc1/100;
idc22 = idc2/100;
amp11 = amp1/100;
amp22 = amp2/100;
dut11 = dut1/100;
dut22 = dut2/100;
an11 = an1/100;
an22 = an2/100;
vmp11 = vmp1/100;
vmp22 = vmp2/100;

/*
POR FIM, A LÓGICA IMPLEMENTADA GRAVA EM UM ARQUIVO *.TXT AS AMOSTRAS DAS MEDIÇÕES
DAS MEDIAS ARITMÉTICAS DE CADA PONTO DE MEDIÇÃO.
*/

fprintf(stdoutpg.txt,"Potência ativa g = %f kw , \n",pkgativa);
fprintf(stdoutqg.txt,"Potência reativa g = %f kvar , \n",pkreativa);
fprintf(stdoutp.txt,"Potência ativa t = %f kw , \n",pkativa);
fprintf(stdoutq.txt,"Potência reativa t = %f kvar , \n",pkreativa);
fprintf(stdoutq11.txt,"Potência ativa 1 = %f kw , \n",pkativa11);
fprintf(stdoutq11.txt,"Potência reativa 1 = %f kvar , \n",pkreativa11);
fprintf(stdoutfp11.txt,"Fator de Potência 1 = %f pu, \n",fpconv11);
fprintf(stdoutrend11.txt,"Rendimento 1 = %f % , \n",rendconv11);
fprintf(stdoutpv11.txt,"PPV 1 = %f kw , \n",ppv11);
fprintf(stdoutp22.txt,"Potência ativa 2 = %f kw , \n",pkativa22);
fprintf(stdoutq22.txt,"Potência reativa 2 = %f kvar , \n",pkreativa22);
fprintf(stdoutfp22.txt,"Fator de Potência 2 = %f pu, \n",fpconv22);
fprintf(stdoutrend22.txt,"Rendimento 2 = %f % , \n",rendconv22);
fprintf(stdoutpv22.txt,"PPV 2 = %f kw , \n",ppv22);
fprintf(stdoutvpv1.txt,"Tensão PV1 = %f V , \n",vpv11);
fprintf(stdoutvpv2.txt,"Tensão PV2 = %f V , \n",vpv22);
fprintf(stdoutvdc1.txt,"Tensão VDC1 = %f V , \n",vdc11);
fprintf(stdoutvdc2.txt,"Tensão VDC2 = %f V , \n",vdc22);
fprintf(stdoutipv1.txt,"Corrente IPV1 = %f A , \n",ipv11);
fprintf(stdoutipv2.txt,"Corrente IPV2 = %f A , \n",ipv22);
fprintf(stdoutidc1.txt,"Corrente IDC1 = %f A , \n",idc11);
fprintf(stdoutidc2.txt,"Corrente IDC2 = %f A , \n",idc22);
fprintf(stdoutamp1.txt,"Amplitude AREF1 = %f p.u. , \n",amp11);
fprintf(stdoutamp2.txt,"Amplitude AREF2 = %f p.u. , \n",amp22);
fprintf(stdoutdut1.txt,"Ciclo Duty1 = %f p.u. , \n",dut11);
fprintf(stdoutdut2.txt,"Ciclo Duty2 = %f p.u. , \n",dut22);
fprintf(stdoutan1.txt,"Angulo 1 = %f graus , \n",an11);
fprintf(stdoutan2.txt,"Angulo 2 = %f graus , \n",an22);
fprintf(stdoutvmp1.txt,"Tensão MPP1 = %f volts , \n",vmp11);
fprintf(stdoutvmp2.txt,"Tensão MPP2 = %f volts , \n",vmp22);

/*
NO FIM DO SCRIPT É NECESSÁRIO ZERAR TODAS AS VARIÁVEIS UTILIZADAS PARA REINICIO DO
LAÇO PARA A PRÓXIMA AMOSTRA DE IRRADIAÇÃO E TEMPERATURA.
*/

pkgativa = 0;

```

---

## Apêndices

---

```
pkgreativa = 0;
pkativa = 0;
pkreativa = 0;
pkativa11 = 0;
pkreativa11 = 0;
fpconv11 = 0;
rendconv11 = 0;
ppv11 = 0;
pkativa22 = 0;
pkreativa22 = 0;
fpconv22 = 0;
rendconv22 = 0;
ppv22 = 0;
vpv1=0;
vpv11=0;
vpv2=0;
vpv22=0;
vdc1=0;
vdc11=0;
vdc2=0;
vdc22=0;
ipv1=0;
ipv11=0;
ipv2=0;
ipv22=0;
idc1=0;
idc11=0;
idc2;
idc22=0;
amp1=0;
amp11=0;
amp2=0;
amp22=0;
dut1=0;
dut11=0;
dut2=0;
dut22=0;
an1=0;
an11=0;
an2=0;
an22=0;
vmp1=0;
vmp11=0;
vmp2=0;
vmp22=0;
}

/*
A INTERFACE RUNTIME FINALIZA A SIMULAÇÃO APÓS A COLETA DE TODOS OS DADOS PARA UM DOS
CENÁRIOS DEFINIDOS.
*/

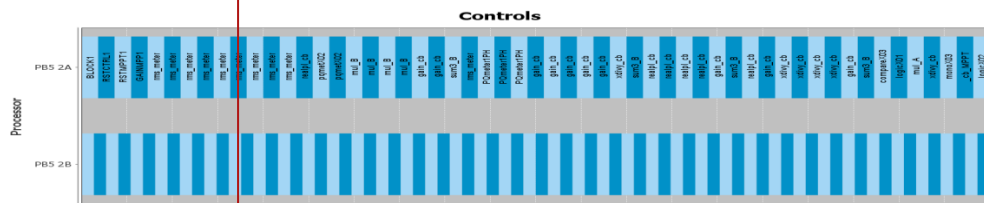
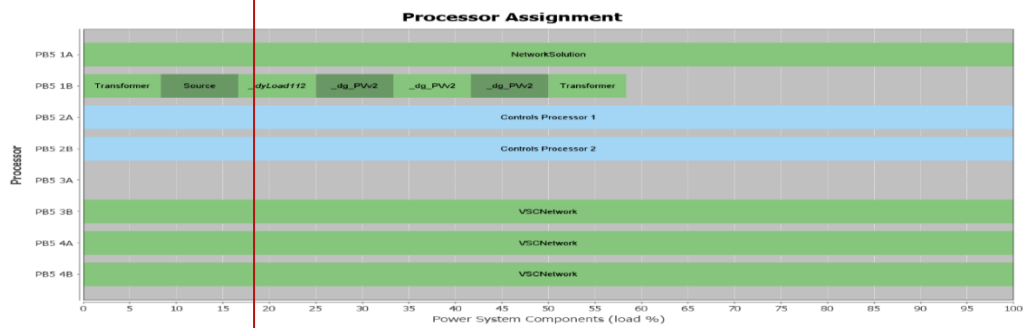
SUSPEND 5.811;
UpdatePlots;
SUSPEND 5.811;
Stop;
```

---

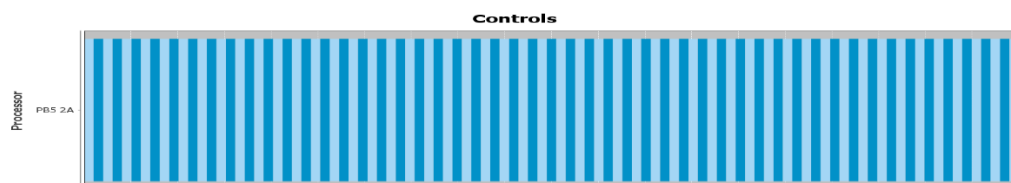
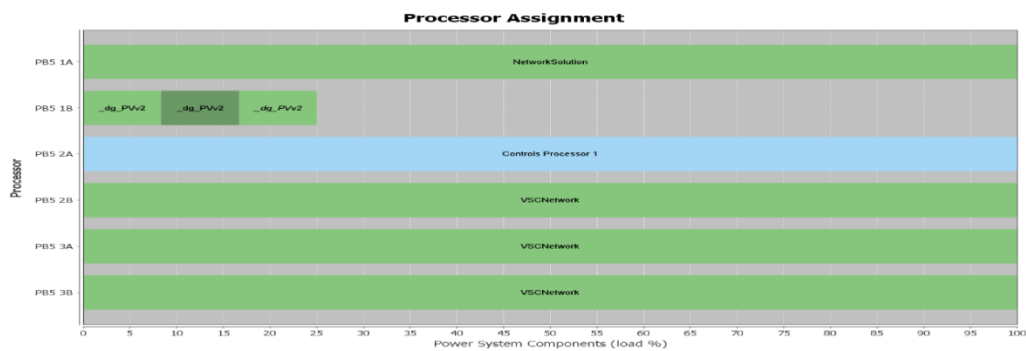
## B- Alocação do Processamento nos Racks 3 e 4 - RTDS



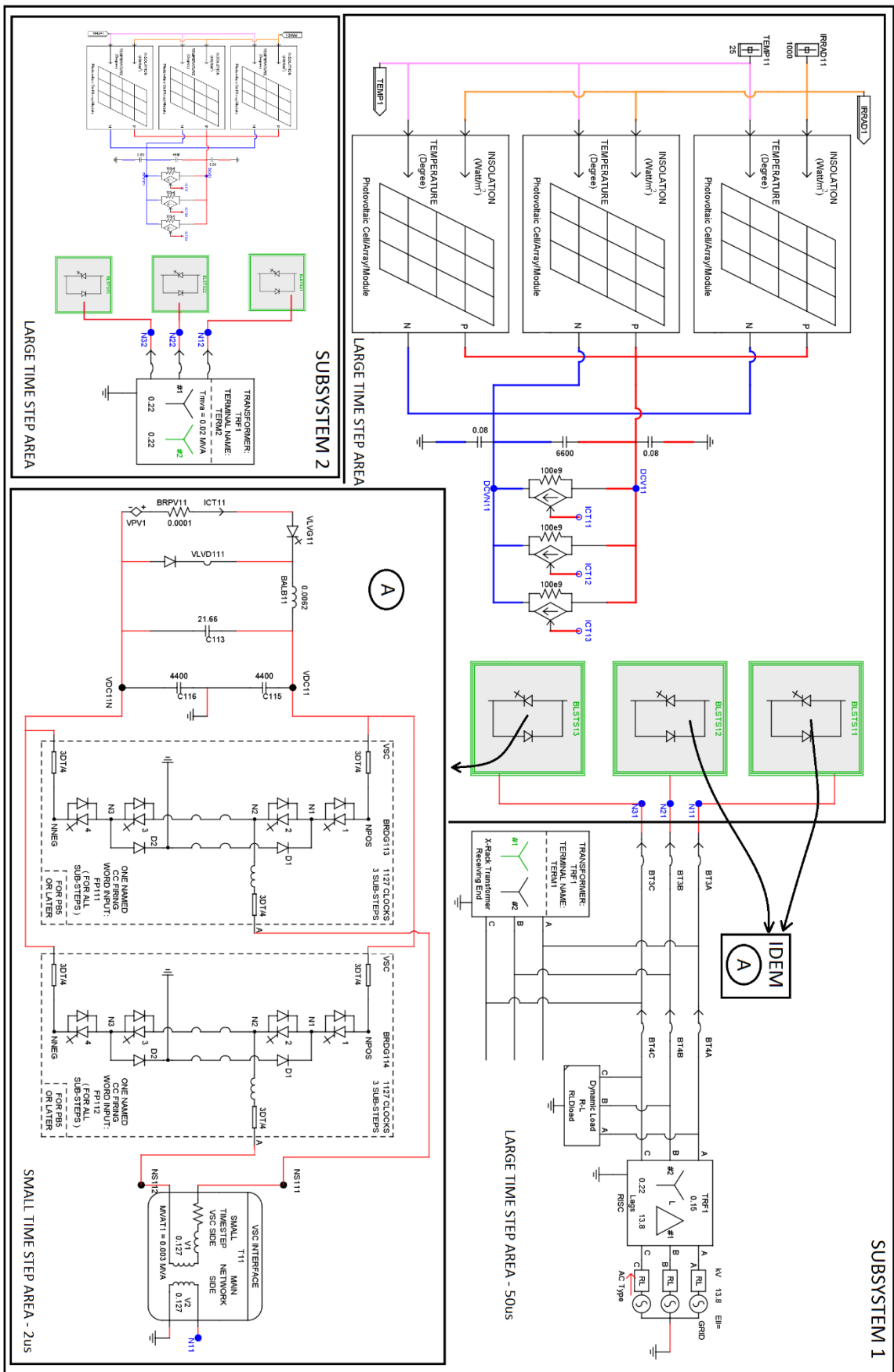
Subsistema 1



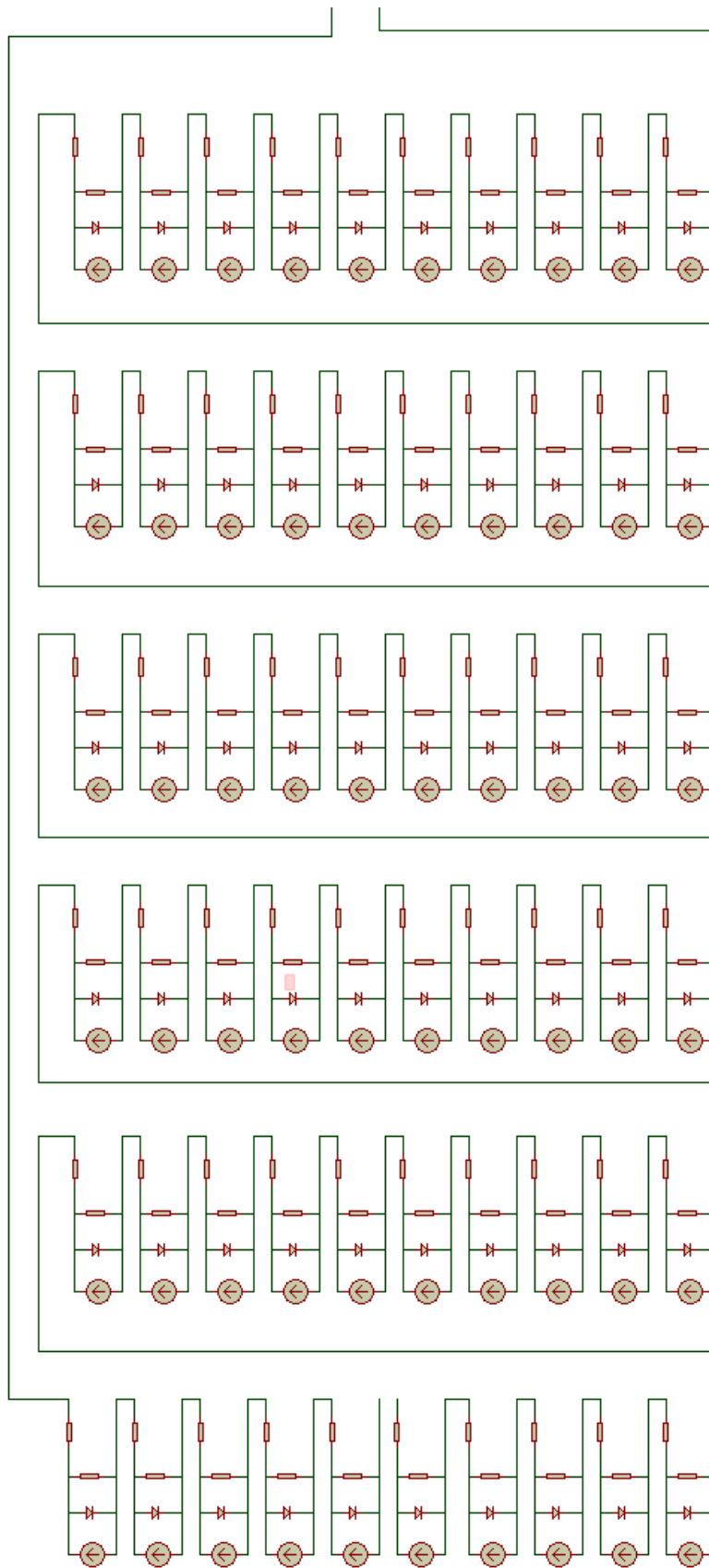
Subsistema 2



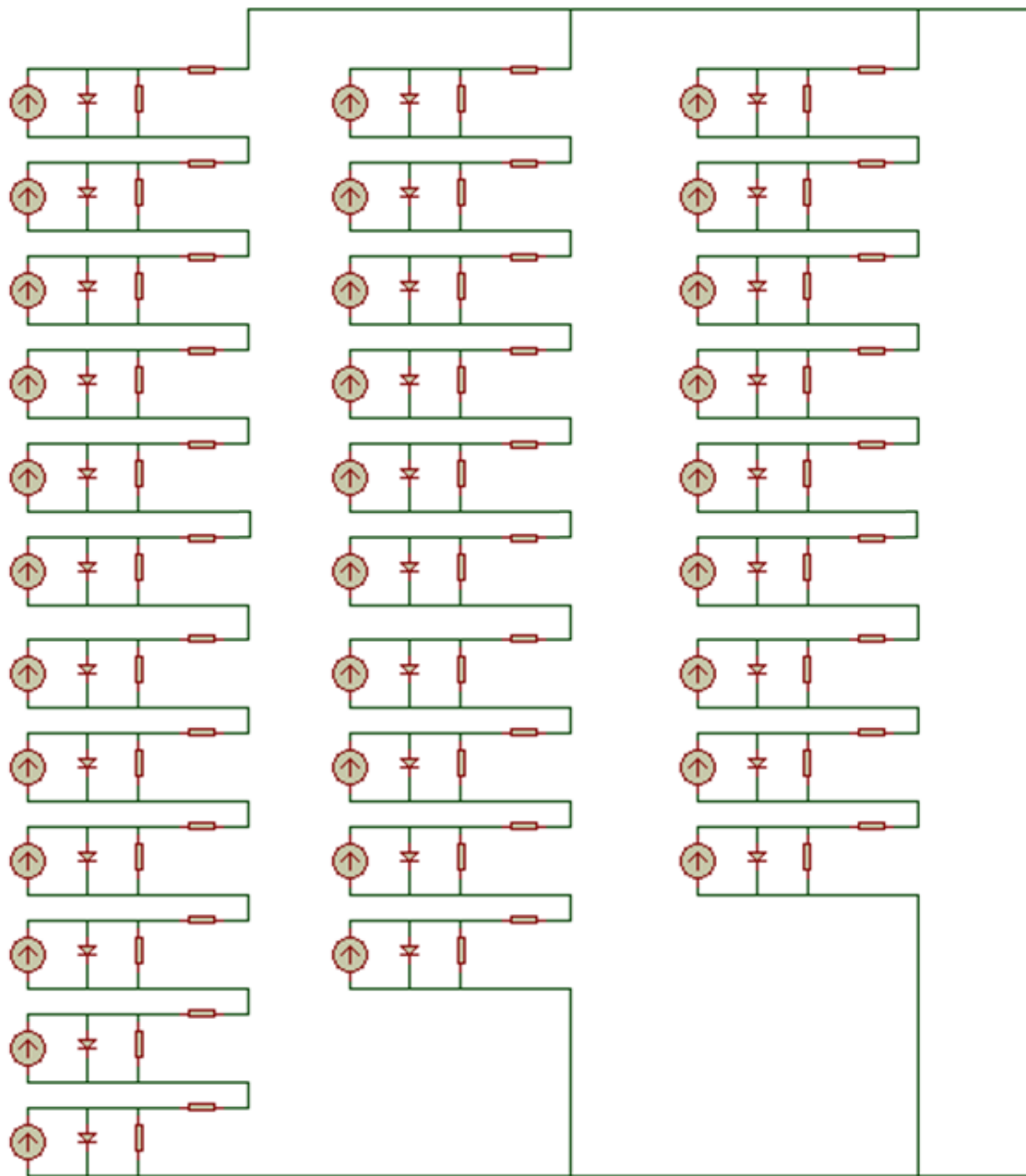
C- Circuito Draft – RSCAD.



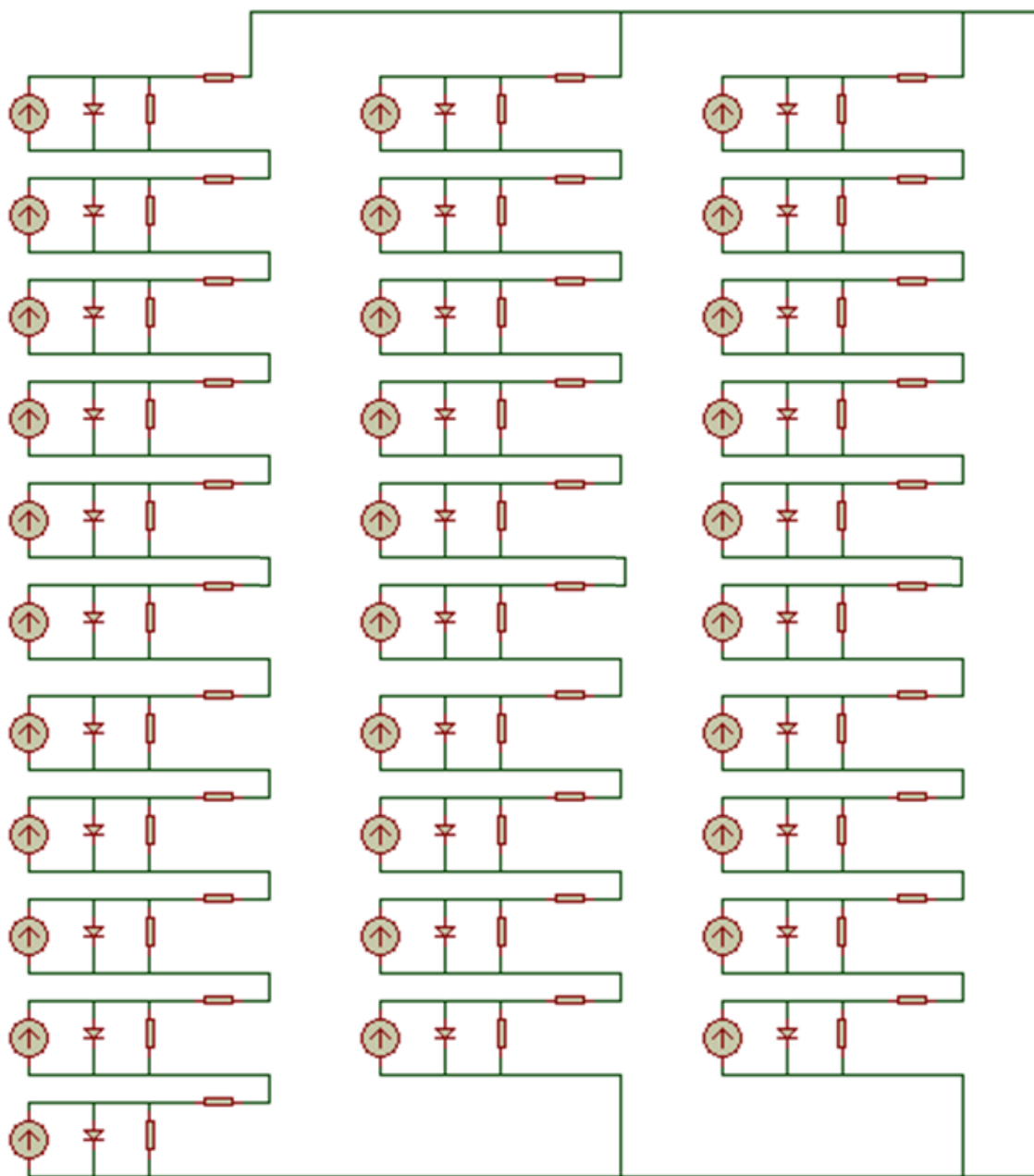
### D- Modelos com Associações de Células no Painel



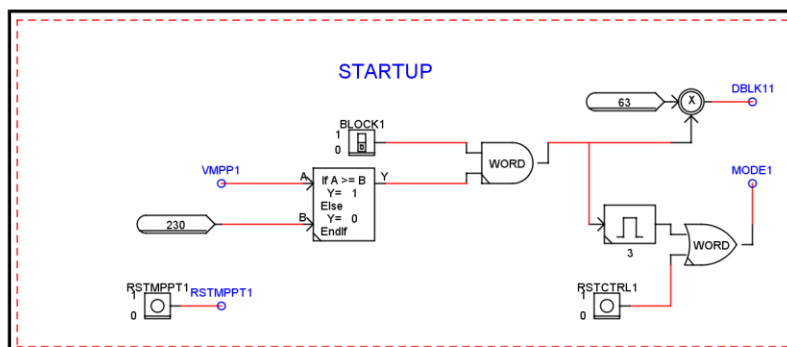
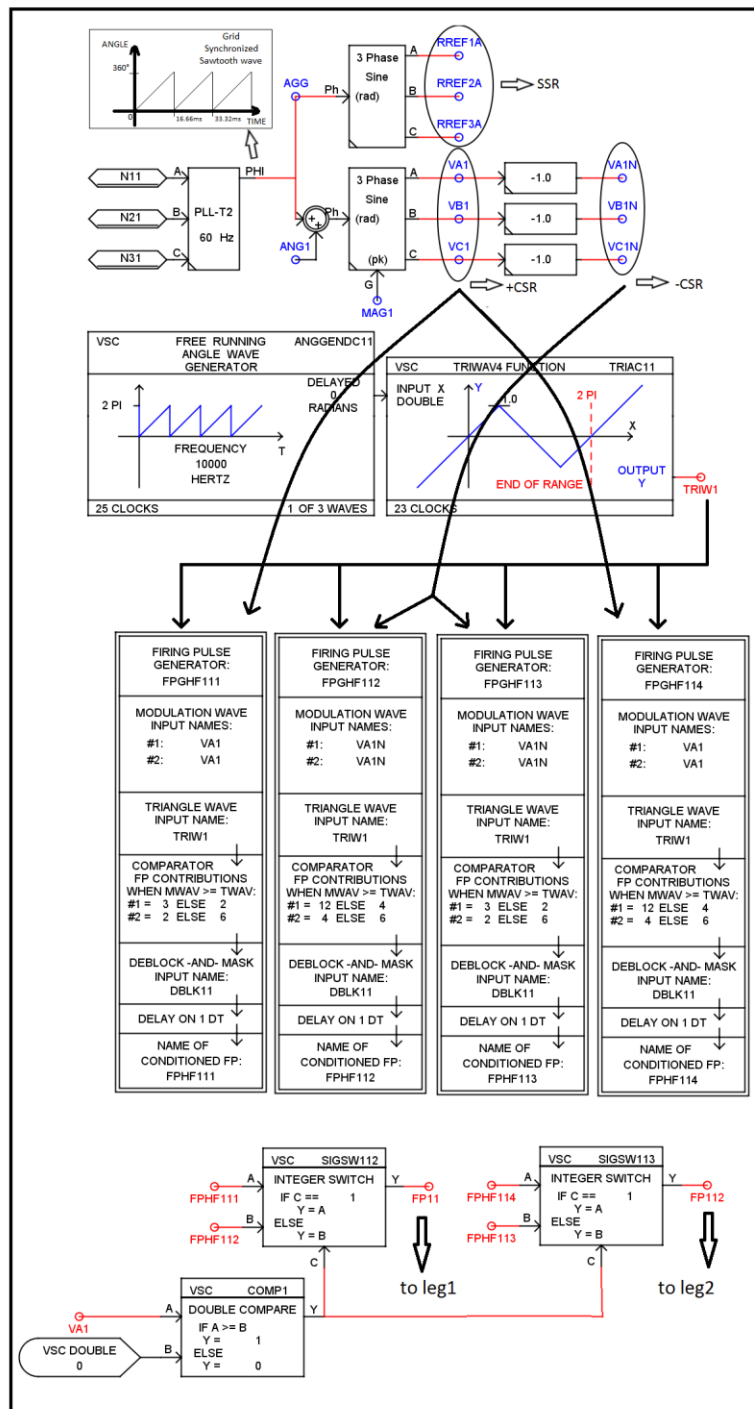
**E- Modelos com Associações de Painéis – String 1**



**F- Modelos com Associações de Painéis – String 2**



## G-Firing Pulse Generators e Startup do Sistema





---

## REFERÊNCIAS

- [1] S. E. Evju, “Fundamentals of Grid Connected Photovoltaic Power Electronic Converter Design,” 175, *Tese de Mestrado da NTNU - Norwegian University of Science and Technology - Department of Electrical Power Engineering*, 2007.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [3] B. Chen, “High-efficiency Transformerless PV Inverter Circuits,” *Dissertação como parte dos requisitos para obtenção do doutoramento. Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University – Blacksburg, Virgínia – US*. Out. de 2015.
- [4] “ANEEL-Agência Nacional de Energia Elétrica - Notícias.” [Online]. Disponível em:[http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output\\_Noticias.cfm?Identidade=9086&id\\_area=90](http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output_Noticias.cfm?Identidade=9086&id_area=90). [Acessado em: 04-Março-2016].
- [5] H. B. Massawe, “Grid Connected Photovoltaic Systems with Smart Grid functionality,” 77, *Dissertação de Mestrado da NTNU/Trondheim - Norwegian University of Science and Technology - Department of Electrical Power Engineering*. Jun. de 2013.
- [6] S. Adhikari and F. Li, “Coordinated V-f and P-Q Control of Solar Photovoltaic Generators With MPPT and Battery Storage in Microgrids,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 3, pp. 1270–1281, Maio 2014.
- [7] ANEEL. “Resolução Normativa N° 482, de 17 de Abril de 2012.” [Online]. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>. [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [8] CEMIG. ” ND.5.30 - Requisitos para a conexão de Acessantes ao Sistema de Distribuição Cemig – Conexão em Baixa Tensão. ” [Online]. Disponível em: <https://www.cemig.com.br/pt-br/atendimento/Clientes/Documents/Normas%20TC3%A9nicas/ND.5.30.pdf>. [Acessado em: 12-Maio-2016].
-

- 
- [9] ANEEL. “Resolução Normativa N° 687, de 24 de Novembro de 2015” [Online]. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>. [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [10] A. Mermoud and T. Lejeune, “Performance assessment of a simulation model for PV modules of any technology”, *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference – Valencia*, Espanha, 6-10 Set. 2010.
- [11] Clifford W. Hansen. “Parameter Estimation for Single Diode Models of Photovoltaic Modules.” Sandia National Laboratories. SANDIA REPORT. Albuquerque, New Mexico 87185 and Livermore, California 94550. SAND2015-2065, Mar. 2015.
- [12] A. Kalbat, “PSCAD simulation of grid-tied photovoltaic systems and Total Harmonic Distortion analysis,” in *2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, 2013, pp. 1–6.
- [13] ANEEL. “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 1 – Introdução.” [Online]. Disponível em: [http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo1\\_Revisao\\_9/1b78da82-6503-4965-abc1-a2266eb5f4d7](http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo1_Revisao_9/1b78da82-6503-4965-abc1-a2266eb5f4d7) [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [14] ANEEL. “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição..” [Online]. Disponível em: [http://www2.aneel.gov.br/arquivos/pdf/modulo3\\_revisao\\_5.pdf](http://www2.aneel.gov.br/arquivos/pdf/modulo3_revisao_5.pdf). [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [15] ANEEL. “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica” [Online]. Disponível em: [http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8\\_Revisao\\_7.pdf](http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8_Revisao_7.pdf). [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [16] “SE TA High Frequency Transformer with Transformer Switchover” [Online]. Disponível em: [https://www.fronius.com/cps/rde/xbcr/SID-4725BB5C-2C0F62DA/fronius\\_international/SE\\_TA\\_High\\_Frequency\\_Transformer\\_With\\_T](https://www.fronius.com/cps/rde/xbcr/SID-4725BB5C-2C0F62DA/fronius_international/SE_TA_High_Frequency_Transformer_With_T)
-

- ransformer\_Switchover\_EN\_320487\_snapshot.pdf. [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [17] B. M. Weedy, *Sistemas elétricos de potência*. São Paulo: Polígono, 1973.
- [18] J. C. de Oliveira, J. R. COGO, and J. P. G. D. ABREU, *Transformadores: teoria e ensaios*. E. Blucher, 1984. 9a reimpressão - 2012.
- [19] NREL. “Efficiency Chart” [Online]. Disponível em: [http://www.nrel.gov/ncpv/images/efficiency\\_chart.jpg](http://www.nrel.gov/ncpv/images/efficiency_chart.jpg). [Acessado em: 23-Maio-2016].
- [20] NREL. “Explanatory notes for research cell efficiency records.” [Online]. Disponível em: [http://www.nrel.gov/ncpv/pdfs/cell\\_efficiency\\_explanatory\\_notes.pdf](http://www.nrel.gov/ncpv/pdfs/cell_efficiency_explanatory_notes.pdf). [Acessado em: 23-May-2016].
- [21] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta, and E. D. Dunlop, “Solar cell efficiency tables (version 47),” *Prog. Photovolt. Res. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 3–11, Jan. 2016.
- [22] A. L. C. de Carvalho. “Metodologia para análise, caracterização e simulação de células fotovoltaicas,” Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – UFMG. Julho de 2014.
- [23] “Módulos Fotovoltaicos\_Características e Associações 2 - Módulos Fotovoltaicos\_Características e Associações.”. Apostila – Electromagnetismo B. Curso de Mestrado. UMinho - Portugal. 2010. [Online]. Disponível em: [https://repositorium.sdum.uminho.pt/bitstream/1822/16961/1/M%C3%B3dulos%20Fotovoltaicos\\_Características%20e%20Associa%C3%A7%C3%B5es.pdf](https://repositorium.sdum.uminho.pt/bitstream/1822/16961/1/M%C3%B3dulos%20Fotovoltaicos_Características%20e%20Associa%C3%A7%C3%B5es.pdf). [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [24] “Fronius International GmbH - Products - System\_monitoring.” [Online]. Disponível em: [http://www.fronius.com/cps/rde/xchg/SID-EC9C0C7B-31BC8BC6/fronius\\_international/hs.xsl/83\\_16139\\_ENG\\_HTML.htm](http://www.fronius.com/cps/rde/xchg/SID-EC9C0C7B-31BC8BC6/fronius_international/hs.xsl/83_16139_ENG_HTML.htm). [Acessado em: 28-Maio-2016].
-

- [25] A. Chouder, S. Silvestre, N. Sadaoui, and L. Rahmani, "Modeling and simulation of a grid connected PV system based on the evaluation of main PV module parameters," *Simul. Model. Pract. Theory*, vol. 20, no. 1, pp. 46–58, Jan. 2012.
- [26] D. S. H. Chan and J. C. H. Phang, "Analytical methods for the extraction of solar-cell single- and double-diode model parameters from I-V characteristics," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 34, no. 2, pp. 286–293, Fevereiro 1987.
- [27] R. Khezzar, M. Zereg, and A. Khezzar, "Comparative study of mathematical methods for parameters calculation of current-voltage characteristic of photovoltaic module," in *International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009*, 2009, p. I-24-I-28.
- [28] C. Hansen, "Estimating Parameters for the Pvsyst Version 6 Photovoltaic Module Performance Model," Sandia National Laboratories (SNL-NM), Albuquerque, NM (United States), SAND2015--8595, Oct. 2015.
- [29] "IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems," *IEEE Std 15474-2011*, pp. 1–54, Jul. 2011.
- [30] "Recommendation for Updating the Technical Requirements for Inverters in Distributed Energy." [Online]. Disponível em: [http://www.energy.ca.gov/electricity\\_analysis/rule21/documents/recommendations\\_and\\_test\\_plan\\_documents/Recommendations\\_for\\_updating\\_Technical\\_Requirements\\_for\\_Inverters\\_in\\_DER\\_2014-02-07-CPUC.pdf](http://www.energy.ca.gov/electricity_analysis/rule21/documents/recommendations_and_test_plan_documents/Recommendations_for_updating_Technical_Requirements_for_Inverters_in_DER_2014-02-07-CPUC.pdf). [Acessado em: 12-Maio-2016].
- [31] "IEEE standard conformance test procedures for equipment interconnecting distributed resources with electric power systems - Amendment 1," *IEEE Std 15471a-2015 Amend. IEEE Std 15471-2005*, pp. 1–27, Maio 2015.
- [32] "IEEE Draft Recommended Practice for Establishing Methods and Procedures that Provide Supplemental Support for Implementation Strategies for Expanded Use of IEEE Standard 1547," *IEEE P15478D8 July 2014*, pp. 1–176, Nov. 2014.
-

- [33] “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems - Amendment 1,” *IEEE Std 1547a-2014 Amend. IEEE Std 1547-2003*, pp. 1–16, Maio 2014.
- [34] “IEEE Recommended Practice for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems Distribution Secondary Networks,” *IEEE Std 15476-2011*, pp. 1–38, Sep. 2011.
- [35] “IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems,” *IEEE Std 15472-2008*, pp. 1–217, Apr. 2009.
- [36] “IEEE Guide for Monitoring, Information Exchange, and Control of Distributed Resources Interconnected with Electric Power Systems,” *IEEE Std 15473-2007*, pp. 1–160, Nov. 2007.
- [37] E. Koutroulis, J. Chatzakis, K. Kalaitzakis, and N. C. Voulgaris, “A bidirectional, sinusoidal, high-frequency inverter design,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 148, no. 4, pp. 315–321, Jul. 2001.
- [38] G. Buticchi, D. Barater, E. Lorenzani, and G. Franceschini, “Digital Control of Actual Grid-Connected Converters for Ground Leakage Current Reduction in PV Transformerless Systems,” *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 8, no. 3, pp. 563–572, Agosto 2012.
- [39] M. Islam, S. Mekhilef, and M. Hasan, “Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 45, pp. 69–86, May 2015.
- [40] V.-G. Gerardo, M.-R. P. Raymundo, and S.-Z. J. Miguel, “High Efficiency Single-Phase Transformer-less Inverter for Photovoltaic Applications,” *Ing. Investig. Tecnol.*, vol. 16, no. 2, pp. 173–184, Abril 2015.
- [41] B. Chen *et al.*, “A High-Efficiency MOSFET Transformerless Inverter for Nonisolated Microinverter Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3610–3622, Jul. 2015.
-

- [42] H. F. Xiao, K. Lan, B. Zhou, L. Zhang, and Z. Wu, "A Family of Zero-Current-Transition Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3156–3165, Jun. 2015.
- [43] R. Gonzalez, J. Lopez, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 693–697, Mar. 2007.
- [44] J. R. Dreher, F. Marangoni, L. Schuch, M. L. d S. Martins, and L. D. Flora, "Comparison of H-bridge single-phase transformerless PV string inverters," in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2012, pp. 1–8.
- [45] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [46] M. H. Taghvaei, M. A. M. Radzi, S. M. Moosavain, H. Hizam, and M. Hamiruce Marhaban, "A current and future study on non-isolated DC–DC converters for photovoltaic applications," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 17, pp. 216–227, Jan. 2013.
- [47] L. Zhang, K. Sun, L. Feng, H. Wu, and Y. Xing, "A Family of Neutral Point Clamped Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Tied Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 730–739, Fevereiro 2013.
- [48] C. Roncero-Clemente, O. Husev, V. Minambres-Marcos, E. Romero-Cadaval, S. Stepenko, and D. Vinnikov, "Tracking of MPP for threelevel neutral-point-clamped qZ-source off-grid inverter in solar applications," *J. Microelectron. Electron. Compon. Mater.*, vol. 43, no. 4, pp. 212–221, 2013.
- [49] A. Suzdalenko, J. Zakis, and I. Steiks, "Current Sensorless Control Algorithm for Single-Phase Three-Level NPC Inverter," *Sci. J. Riga Tech. Univ. - Electr. Control Commun. Eng.*, vol. 7, no. 1, pp. 28–33, Dec. 2014.
- [50] S. D. Caro, T. Scimone, A. Testa, M. Cacciato, and G. Scarcella, "A NPC transformerless single phase inverter with inner voltage boosting capability," in
-

- 2014 *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2014, pp. 653–658.
- [51] B. Chen, B. Gu, L. Zhang, and J. S. Lai, “A Novel Pulse-Width Modulation Method for Reactive Power Generation on a CoolMOS- and SiC-Diode-Based Transformerless Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1539–1548, Mar. 2016.
- [52] B. Chen, P. Sun, C. Liu, C. L. Chen, J. S. Lai, and W. Yu, “High efficiency transformerless photovoltaic inverter with wide-range power factor capability,” in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 575–582.
- [53] J. McDowell, R. Walling, W. Peter, E. Von Engeln, E. Seymour, R. Nelson, L. Casey, A. Ellis, and C. Barker, “Reactive power interconnection requirements for PV and wind plants: recommendations to NERC.,” SAND2012-1098, 1039006, Feb. 2012.
- [54] Z. Zhao, “High Efficiency Single-stage Grid-tied PV Inverter for Renewable Energy System,” Apr. 2012.
- [55] “Basic Calculation of a Buck Converter’s Power Stage (Rev. B) - slva477b.pdf.” [Online]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>. [Acessado em: 08-Maio-2016].
- [56] R. D. Araújo, “Projeto e simulação de filtros L e LCL para interconexão de inversor NPC trifásico à rede,” *Dissertação de Mestrado da Universidade Federal do Ceará. UFC - Fortaleza-CE*, Mar. 2012.
- [57] N. S. NISE, *ENGENHARIA DE SISTEMAS DE CONTROLE* - 6. ed. LTC, 2012.
- [58] K. Ogata, *Engenharia de controle moderno*. Pearson Prentice Hall, 1982.
- [59] K. Ogata, *Modern Control Engineering* – 5. ed. Prentice Hall, 2010
- [60] J. E. M. G. Pinto. “Aplicação prática do método de sintonia de controladores PID utilizando o método do relé com histerese.”. *Dissertação de Mestrado em*
-

- Engenharia Elétrica e de Computação. UFRN – Natal, RN - Maio de 2014.*  
Disponível em: <https://repositorio.ufrn.br/jspui/handle/123456789/15507>.  
[Acessado em: 10-Out-2016].
- [61] E. A. BEGA, *INSTRUMENTAÇÃO INDUSTRIAL* – 3. ed. INTERCIENCIA, 2011
- [62] C. K. Jr, S. D. Umans, and A. E. Fitzgerald, *Máquinas Elétricas - 6.ed.: Com Introdução à Eletrônica de Potência*. Bookman, 2006.
- [63] A. J. J. REZEK, *FUNDAMENTOS BASICOS DE MAQUINAS ELETRICAS: TEORIA E ENSAIOS*. SYNERGIA, 2011.
- [64] R. P. Martins, V. H. Ferreira, T. T. e Lopes. “Rede Neural Artificial para Previsão da Potência de Saída de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede. SBSE2016-0216\_038640 - VI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE 2016.
- [65] “Efficiency Analysis of Single-Phase Photovoltaic Transformer-less Inverters,” *SEER - Renewal Electrical Energy Systems*. [Online]. Disponível em: <http://icrepq.com/icrepq'12/765-martino.pdf>. [Acessado em: 11-Maio-2016].
- [66] P. Kotsampopoulos, V. Kleftakis, G. Messinis, and N. Hatzargyriou, “Design, development and operation of a PHIL environment for Distributed Energy Resources,” in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4765–4770.
- [67] L. Feng, Q. Zhong, N. Yu, K. Wang, G. Li, and K. Chen, “Hardware-in-the-loop Simulation Platform of Photovoltaic Grid-Connected System,” *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 12, no. 4, pp. 2465–2473, Apr. 2014.
-

**ANEXOS**

---

## A- Folha de Dados - Inversor Fronius

/ Battery Charging Systems / Welding Technology / Solar Electronics



SHIFTING THE LIMITS

### FRONIUS IG PLUS

/ The allrounder with maximum yield.



/ Fronius  
MIX™ technology



/ HF transformer  
switchover



/ PC board replace-  
ment process



/ WLAN interface



/ Smart Grid  
Ready



/ The Fronius IG Plus generation of inverters represents an evolution of the proven Fronius IG product family. Power categories from 2.6 to 12 kW promise suitability for every possible system size. With a maximum efficiency of 95.9 %, the Fronius IG Plus range achieves one of the highest values for transformer inverters.

#### TECHNICAL DATA: FRONIUS IG PLUS (55 V-3 / 60 V-3 / 80 V-3 / 100 V-3 / 120 V-3 / 150 V-3)

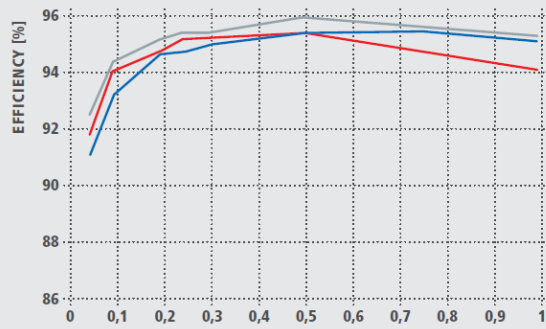
INPUT DATA	55 V-3	60 V-3	80 V-3	100 V-3	120 V-3	150 V-3
DC maximum power at $\cos \phi = 1$	5,250 W	6,300 W	7,360 W	8,430 W	10,590 W	12,770 W
Max. input current ( $I_{dc,max}$ )	22.8 A	27.5 A	32.0 A	36.7 A	46.2 A	55.6 A
Max. array short circuit current	34.2 A	41.3 A	48.0 A	55.1 A	69.3 A	83.4 A
Min. input voltage ( $U_{dc,min}$ )	230 V					
Feed-in start voltage ( $U_{dc,start}$ )	260 V					
Nominal input voltage ( $U_{dc,r}$ )	370 V					
Max. input voltage ( $U_{dc,max}$ )	600 V					
MPP voltage range ( $U_{mpp,min} - U_{mpp,max}$ )	230 - 500 V					
Number of DC inputs	6					
OUTPUT DATA	55 V-3	60 V-3	80 V-3	100 V-3	120 V-3	150 V-3
AC nominal output ( $P_{ac,r}$ )	5,000 W	6,000 W	7,000 W	8,000 W	10,000 W	12,000 W
Max. output power	5,000 VA	6,000 VA	7,000 VA	8,000 VA	10,000 VA	12,000 VA
Max. output current ( $I_{ac,max}$ )	7.3 A	8.7 A	10.2 A	11.6 A	14.5 A	17.4 A
Grid connection ( $U_{ac,r}$ )	3-NPE 400 V / 230 V					
Min. output voltage ( $U_{ac,min}$ )	180 V					
Max. output voltage ( $U_{ac,max}$ )	270 V					
Frequency ( $f_r$ )	50 Hz / 60 Hz					
Frequency range ( $f_{min} - f_{max}$ )	46 - 65 Hz					
Distortion factor	< 3 %					
Power factor ( $\cos \phi_{ac,r}$ )	0.75 - 1 ind. / cap. <sup>1)</sup>					
GENERAL DATA	55 V-3	60 V-3	80 V-3	100 V-3	120 V-3	150 V-3
Dimensions (height x width x depth)	1,263 x 434 x 250 mm					
Weight	49.2 kg					
Degree of protection	IP 54 <sup>2)</sup>					
Protection class	1					
Overvoltage category (DC / AC)	2 / 3					
Night-time consumption	ca. 1 W					
Inverter concept	HF transformer					
Cooling	Regulated air cooling					
Installation	Indoor and outdoor installation					
Ambient temperature range	-20 - +55 °C					
Permitted humidity	0 % to 95 %					
DC connection technology	Screw terminal connection, 1.5 - 16 mm <sup>2</sup>					
AC connection technology	Screw terminal connection, 2.5 - 35 mm <sup>2</sup>					
Certificates and compliance with standards	DIN V VDE V 0126-1-1, ÖVE / ÖNORM E 8001-4-712, UTE C15-712-1, EN 50438, G83, G59, C 10 / 11, CER 06-190, CEI 0-21, AS 4777-1, AS 4777-2, AS 4777-3, VDE AR N 4105, Generating systems on the medium-voltage network (BDEW)					

Fronius IG Plus 55 V-3, Fronius IG Plus 60 V-3 and Fronius IG Plus 80 V-3 devices do not comply with German medium-voltage directive. Further information regarding the availability of the inverters in your country can be found at [www.fronius.com](http://www.fronius.com).

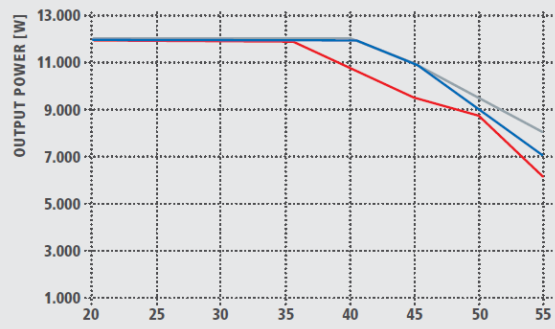
<sup>1)</sup> country-specific

<sup>2)</sup> Please refer to the information in the operating instructions regarding correct installation of the inverte (e.g. IP 44 applies to Australia).

**FRONIUS IG PLUS 150 V-3 EFFICIENCY CURVE**



**FRONIUS IG PLUS 150 V-3 TEMPERATURE DERATING**



**TECHNICAL DATA: FRONIUS IG PLUS (55 V-3 / 60 V-3 / 80 V-3 / 100 V-3 / 120 V-3 / 150 V-3)**

EFFICIENCY	55 V-3	60 V-3	80 V-3	100 V-3	120 V-3	150 V-3
Max. efficiency	95.9 %	95.9 %	95.9 %	95.9 %	95.9 %	95.9 %
European efficiency ( $\eta_{EU}$ )	94.9 %	95.0 %	95.1 %	95.3 %	95.4 %	95.4 %
$\eta$ at 5% $P_{ac,r}^{(1)}$	90.5 / 91.6 / 89.9 %	90.7 / 91.6 / 90.1 %	90.8 / 91.8 / 90.2 %	91.7 / 91.9 / 90.3 %	91.5 / 92.2 / 90.7 %	91.8 / 92.5 / 91.1 %
$\eta$ at 10% $P_{ac,r}^{(1)}$	91.5 / 92.2 / 90.8 %	91.8 / 92.5 / 91.1 %	92.1 / 92.8 / 91.5 %	93.1 / 93.1 / 92.0 %	93.4 / 93.7 / 92.6 %	94.0 / 94.3 / 93.2 %
$\eta$ at 20% $P_{ac,r}^{(1)}$	93.4 / 93.6 / 93.3 %	94.1 / 94.3 / 93.2 %	94.2 / 94.5 / 93.6 %	94.3 / 94.9 / 94.2 %	94.6 / 95.2 / 94.5 %	94.7 / 95.1 / 94.6 %
$\eta$ at 25% $P_{ac,r}^{(1)}$	94.1 / 94.2 / 93.3 %	94.4 / 94.7 / 93.8 %	94.6 / 94.9 / 94.3 %	94.6 / 95.2 / 94.5 %	94.7 / 95.3 / 94.7 %	95.1 / 95.3 / 94.7 %
$\eta$ at 30% $P_{ac,r}^{(1)}$	94.4 / 94.5 / 93.8 %	94.5 / 95.0 / 94.4 %	94.6 / 95.2 / 94.6 %	94.7 / 95.2 / 94.5 %	95.0 / 95.4 / 94.7 %	95.1 / 95.3 / 94.9 %
$\eta$ at 50% $P_{ac,r}^{(2)}$	94.7 / 95.4 / 94.7 %	95.1 / 95.4 / 94.6 %	95.1 / 95.5 / 94.9 %	95.3 / 95.8 / 95.0 %	95.3 / 95.9 / 95.1 %	95.3 / 95.9 / 95.3 %
$\eta$ at 75% $P_{ac,r}^{(1)}$	95.2 / 95.7 / 95.0 %	95.3 / 95.7 / 95.0 %	95.3 / 95.9 / 95.1 %	95.3 / 95.9 / 95.3 %	95.0 / 95.5 / 95.4 %	94.7 / 95.6 / 95.4 %
$\eta$ at 100% $P_{ac,r}^{(1)}$	95.3 / 95.9 / 95.2 %	95.3 / 95.9 / 95.3 %	95.1 / 95.7 / 95.4 %	94.9 / 95.7 / 95.4 %	94.6 / 95.5 / 95.3 %	94.0 / 95.2 / 95.1 %
MPP adaptation efficiency	> 99.9 %					
PROTECTIVE EQUIPMENT	55 V-3	60 V-3	80 V-3	100 V-3	120 V-3	150 V-3
DC insulation measurement	Warning/shutdown (depending on country setup) at $R_{ISO} < 600 \text{ k}\Omega$					
Overload behaviour	Operating point shift, power limitation					
DC circuit breaker	Integrated					
INTERFACES	55 V-3	60 V-3	80 V-3	100 V-3	120 V-3	150 V-3
Optional with Fronius Datamanager	WLAN, Ethernet, Modbus TCP, 6 digital inputs, 4 digital inputs/outputs, Datalogger, Webserver					

Further information regarding the availability of the inverters in your country can be found at [www.fronius.com](http://www.fronius.com).

<sup>1)</sup> and at  $U_{mpp \text{ min}} / U_{dc,r} / U_{mpp \text{ max}}$ .

## B- Dados de Curto Circuito da Entrada do Campus - CEMIG

**Dados do Alimentador**

SE/Alimentador <b>UAU 11</b>	Barra Nr. 3	Curto Circuito (A)	Ângulo	Datas	
Tensão Nominal (kV) 13,8		Trifásico 7987	-88,00	Atualização 10/06/2015	13:37
		Fase-Fase 8003	-88,00	Cálculo 08/06/2015	20:22
		Fase-Terra 7874	-90,00		

Medição (Fase B Obtida da S. Típica - A e C Informadas)			Data/Hora Medição		Fator de Potência		Tensão (kV)	
Corrente(A)								
A	B	C						
Ponta 172	179	179	04/05/2015 18:00		0,96 Indutivo		14,4	
F Ponta 77	82	79	03/05/2015 07:00		0,92 Indutivo		14,0	

**Semana Típica**

Corrente no Período

Dia:

Período:  as  (1h)

Corrente(A)

Normal

Com Transferência


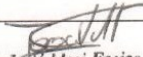
Data			Corr.(A)
	Dia	Hora	
Ponta	Seg	04/05/2015 18:00	179
F Ponta	Dom	03/05/2015 07:00	82

Fator de Contribuição aplicado na demanda do Consumidor Primário quando:

Ponta       Fora de Ponta

## C- Relatório de Ensaios - Transformador 150KVA

	<b>Sistema de Gestão da Qualidade</b>	<i>Bassan</i>
<b>RELATÓRIO DE ENSAIOS DE TRANSFORMADOR</b>		
<b>CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS</b>		
INTERESSADO: STDE TECNOLOGIA LTDA NUM. FABRICAÇÃO: 966458 MARCA: ROMAGNOLE POTÊNCIA NOMINAL: 150 kVA CONEXÃO: DYN1	NUM. LACRE: 0 NUM. TOMBAMENTO: ODC/PEDIDO: 3734-14 NUM FASES: 3 TIPO: TSET AL 150/15/0,6	
TENSÃO PRIMÁRIA: 14490 A 13110 V CORRENTE PRIMÁRIA I 1: 6,28 A FREQUÊNCIA: 60 Hz NORMA: NBR 10295 POLARIDADE: DATA FABRICAÇÃO: NOV/14	TENSÃO SECUNDÁRIA: 220 / 127 V CORRENTE SECUNDÁRIA I 2: 393,65 A DESLOCAMENTO ANGULAR: 30 DIAGRAMA DE LIGAÇÃO: .PI-3698 P.I. N°: 3.698 NBI: 95 kv	
<b>RESULTADO DOS ENSAIOS</b>		
*ALTITUDE: 1000 MSNM		
<b>RESISTÊNCIA DE ISOLAMENTO</b>		
AT / BT: 37200 MΩ	<b>RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO</b>	
AT / MASSA: 36330 MΩ	TAP 1 FASE 1 114,46429	TAP 1 FASE 2 114,36607
BT / MASSA: 26500 MΩ	TAP 2 FASE 1 111,74964	TAP 2 FASE 2 111,65682
	TAP 3 FASE 1 109,06348	TAP 3 FASE 2 108,89982
	TAP 4 FASE 1 106,28908	TAP 4 FASE 2 106,20318
	TAP 5 FASE 1 103,55182	TAP 5 FASE 2 103,47722
	TAP 1 FASE 3 114,35069	TAP 2 FASE 3 111,65263
	TAP 3 FASE 3 108,92611	TAP 4 FASE 3 106,18296
	TAP 5 FASE 3 103,46341	
<b>TENSÃO APLICADA AO DIELÉTRICO</b>		
AT / BT LIGADO A MASSA: 34 kV		
BT / AT LIGADO A MASSA: 4 kV		
DURAÇÃO DO ENSAIO: 60 Seg.		
<b>TENSÃO INDUZIDA</b>		
TENSÃO: 440 V		
FREQUÊNCIA: 240 Hz		
DURAÇÃO DO ENSAIO: 30 Seg.		
<b>ENSAIO DE PERDAS ELÉTRICAS</b>		
		Valores
TENSÃO DE ENSAIO: 13800 V	Garantido	Min Max
TEMPERATURA DE ENSAIO: 27,00°C		
RESISTÊNCIA ÔHMICA DO PRIMÁRIO: 16,3498Ω		
RESISTÊNCIA ÔHMICA DO SECUNDÁRIO: 0,0030Ω		
PERDAS EM VAZIO...PHF: 961,43W	1.100	- 1.210
CORRENTE DE EXCITAÇÃO...IEXC: 4,51%	6,50	- 7,80
PERDAS EM CARGA à 115 °C: 2.308,25W		-
PERDAS TOTAIS à 115 °C: 3.269,68W	3.500	- 3.710
IMPEDÂNCIA à 115 °C...(EZ): 4,61%	4,50	4,16 4,84
CONCLUSÃO: TEMPERATURA PCC ±27,00C	TEMPERATURA RES ±27,00C	
AS CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS ESTÃO DE ACORDO COM A NBR 10295/11. GRAU DE PROTEÇÃO IP: 00. DECLARO QUE OS ENSAIOS ACIMA, ESTÃO DE ACORDO COM A NORMA NBR 5356:01/2007 E O TRANSFORMADOR ESTÁ APROVADO.		
5 DE DEZEMBRO DE 2014		
MANDAGUARI,	 <b>João Valdeci Freire</b> Coord. Controle de Qualidade CREA PR 124.490/TD	
_____ INSPETOR	_____ CONTROLE DE QUALIDADE	
O CERTIFICADO DE GARANTIA DO TRANSFORMADOR ESTÁ NO VERSO DESTA FOLHA		

## D- Relatório de Ensaios – Auto-Transformador 20kVA

ENSAIO DE ROTINA DE TRANSFORMADORES Conforme Norma NBR 10.295/2011						<b>Schneider</b> Electric		
Cliente: SCHNEIDER ELECTRIC BRASIL LTDA								
<b>Características Nominais</b>								
Número do Projeto:	5858.081/00	Tipo:	ATT	Número de Série:	302424/13-A			
Potência (kVA):	20,00	Num. Fases:	3	Frequência (Hz):	60			
Tensão At (V):	380,00	Corrente At (A):	30,38	Classe de Temperatura At:	F			
Tensão Bt (V):	220,00	Corrente Bt (A):	52,48	Classe de Temperatura Bt:	F			
Desloc. Angular/Polaridade:	Yy-0	Refrigeração:	AN	Grau de Proteção:	IP-21			
Classe de Isol./NBI At (kV):	0,6/NA	Classe de Isol./NBI Bt (kV):	0,6/NA					
<b>Relação de Transformação At.</b>								
Tap's	Tensão	Relação Nom.	Fase 1	Erro	Fase 2	Erro	Fase 3	Erro
-----	380,00	1,7272	1,7219	-0,3068	1,7223	-0,2836	1,7220	-0,301
Erro Máximo de Relação Medido:		0,3068	%					
<b>Deslocamento Angular/Polaridade</b>								
Yy-0								
<b>Resistência Elétrica dos Enrolamentos a 24 °C</b>								
Enrolamento de At				Enrolamento de Bt				
Terminais	Resistência em Ohms			Terminais	Resistência em Ohms			
H1-H2	0,17461000			X1-X2	0,12384000			
H1-H3	0,17544000			X1-X3	0,11992000			
H2-H3	0,17463000			X2-X3	0,11538000			
Média	0,17489333			Média	0,11971333			
<b>Perdas a Vazio e em Carga</b>								
Perdas a Vazio (W):	160,00			Perdas Totais a 115 °C (W):	389,87			
Perdas em Carga a 115 °C (W):	229,87			Impedância (%) a 115 °C:	1,28			
Perdas Adicionais a 115 °C (W):	5,76			Corrente de Excitação (%):	2,66			
<b>Ensaio Dielétricos</b>								
Resistência do Isolamento		Tensão Induzida		Tensão Aplicada a 60Hz				
Escala (kV):	2,50	Frequência (Hz):	120	Tempo (seg):	60			
At Bt (MOhms):	36.000	Tempo (seg):	60	At / Bt (kV):	0,00			
At Massa (MOhms):	31.000	Tensão Nominal (V):	380	At / Massa (kV):	4,00			
Bt Massa (MOhms):	16.000	Tensão Induzida (V):	760	Bt / Massa (kV):	4,00			
Notas: As tensões de base para os ensaios são 380 V na At e 220 V na Bt.								
O transformador está de acordo com o especificado e se encontra APROVADO nos ensaios.								
Ensaio realizado por: JONAS/FERNANDO		<i>PIBL</i>		Eng. Anderson R. Sadzinski				
em: 22/08/2013				Supervisor do Laboratório - SELAB		Inspetor		
Impresso em: 27/08/2013								
<b>Schneider Electric Brasil Ltda</b>								
Fone: 55 47 3331 0222 - Fax.: 55 47 3331 0211								

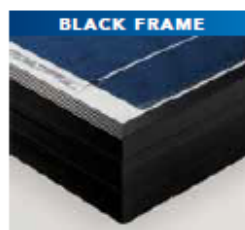
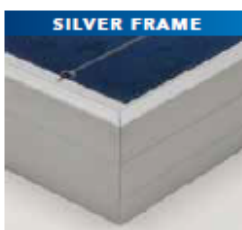
## E- Folha de dados do Painei Fotovoltaico – Yingli Solar

### YGE 60 CELL SERIES

YL250P-29b **NEW!**  
YL245P-29b  
YL240P-29b  
YL235P-29b  
YL230P-29b



U.S. Soccer Powered by Yingli Solar



#### COMPANY

Yingli Green Energy (NYSE:YGE) is one of the world's largest fully vertically integrated PV manufacturers. With over 3.6 GW of modules installed globally, we are a leading solar energy company built upon proven product reliability and sustainable performance. Founded in 1998, Yingli Green Energy serves customers through our U.S. subsidiary, Yingli Americas, co-headquartered in New York and San Francisco. We are the first renewable energy company to sponsor the U.S. National Soccer teams and the FIFA World Cup™.

#### PERFORMANCE

- Industry leading in-house manufacturing of polysilicon, ingots, wafers, cells and modules ensures tight control of our material and production quality.
- High performance, multicrystalline solar cells deliver a module series efficiency of up to 15.3%, reducing installation costs and maximizing the kWh output per unit area.
- Tight positive power tolerance of -0W to +5W ensures modules are delivered at or above rated power, improving system performance through the reduction of module mismatch loss.

#### QUALITY & RELIABILITY

- Robust, corrosion resistant aluminum frame independently tested to withstand wind and snow loads of up to 50 psf and 113 psf, respectively, ensuring mechanical stability.
- Manufacturing facility certified to ISO9001 Quality Management System standards.
- Module packaging optimized to protect product during transportation and minimize on-site waste.

#### WARRANTIES

- Leading limited power warranty\* ensures 91.2% of rated power for 10 years, and 80.7% of rated power for 25 years.
- 10-year limited product warranty.

\*In compliance with our warranty terms and conditions.

#### QUALIFICATIONS & CERTIFICATES

UL 1703 and ULC 1703, UL Fire Safety Class C, CEC, FSEC, ISO 9001:2008, ISO 14001:2004, BS OHSAS 18001:2007, SA8000



## ELECTRICAL PERFORMANCE

## Electrical parameters at Standard Test Conditions (STC)

Module type			YL250P-29b	YL245P-29b	YL240P-29b	YL235P-29b	YL230P-29b	
Power output	$P_{max}$	W	250	245	240	235	230	
Power output tolerances	$\Delta P_{max}$	W						-0/+5
Module efficiency	$\eta_m$	%	15.3	15.0	14.7	14.4	14.1	
Voltage at $P_{max}$	$V_{mpp}$	V	30.4	30.2	29.5	29.5	29.5	
Current at $P_{max}$	$I_{mpp}$	A	8.24	8.11	8.14	7.97	7.80	
Open-circuit voltage	$V_{oc}$	V	38.4	37.8	37.5	37.0	37.0	
Short-circuit current	$I_{sc}$	A	8.79	8.63	8.65	8.54	8.40	

STC: 1000W/m<sup>2</sup> irradiance, 25°C cell temperature, AM 1.5g spectrum according to EN 60904-3  
Average relative efficiency reduction of 5.0% at 200W/m<sup>2</sup> according to EN 60904-1

## Electrical parameters at Nominal Operating Cell Temperature (NOCT)

Power output	$P_{max}$	W	181.1	177.9	174.3	170.7	167.0
Voltage at $P_{max}$	$V_{mpp}$	V	27.6	27.2	26.6	26.6	26.6
Current at $P_{max}$	$I_{mpp}$	A	6.56	6.54	6.56	6.42	6.29
Open-circuit voltage	$V_{oc}$	V	35.4	34.5	34.2	33.8	33.8
Short-circuit current	$I_{sc}$	A	7.12	6.99	7.01	6.92	6.81

NOCT: open-circuit operating cell temperature at 800W/m<sup>2</sup> irradiance, 20°C ambient temperature, 1 m/s wind speed

## THERMAL CHARACTERISTICS

Nominal operating cell temperature	NOCT	°C	46 +/- 2
Temperature coefficient of $P_{max}$	$\gamma$	%/°C	-0.45
Temperature coefficient of $V_{oc}$	$\beta_{voc}$	%/°C	-0.33
Temperature coefficient of $I_{sc}$	$\alpha_{isc}$	%/°C	0.06
Temperature coefficient of $V_{mpp}$	$\beta_{vmpp}$	%/°C	-0.45

## OPERATING CONDITIONS

Max. system voltage	600Vdc
Max. series fuse rating	15A
Limiting reverse current	15A
Operating temperature range	-40 to 194°F (-40 to 90°C)
Max. static load, front (e.g., snow and wind)	113 psf (5400 Pa)
Max. static load, back (e.g., wind)	50 psf (2400 Pa)
Hailstone impact	1 in (25 mm) at 51 mph (23 m/s)

## CONSTRUCTION MATERIALS

Front cover (material/type/thickness)	Low-iron glass / tempered / 3.2 mm Glass may have anti-reflective coating
Cell (quantity/material/type/dimensions/area/# of busbars)	60 / polysilicon / multicrystalline / 156 mm x 156 mm / 243.3 cm <sup>2</sup> / 2 or 3
Encapsulant (material)	Ethylene vinyl acetate (EVA)
Frame (material/color)	Aluminum alloy / anodized silver or black
Junction box (protection degree)	≥ IP65
Cable (type/length/gauge/outside diameter)	PV Wire / 43.31 in (1100 mm) / 12 AWG / 0.244 in (6.2 mm)
Plug connector (manufacturer/type/protection degree)	Amphenol / H4 / IP68

The specifications in this datasheet are not guaranteed and are subject to change without prior notice.  
This datasheet complies with EN 50380:2003 requirements.

Yingli Green Energy Americas, Inc.

info@yingliamericas.com

Tel: +1 (888) 686-8820

YINGLISOLAR.COM/US | NYSE:YGE

© Yingli Green Energy Holding Co. Ltd. | YGE60CellSeries2012\_EN\_201206\_V01

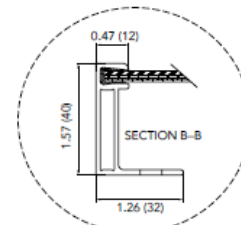
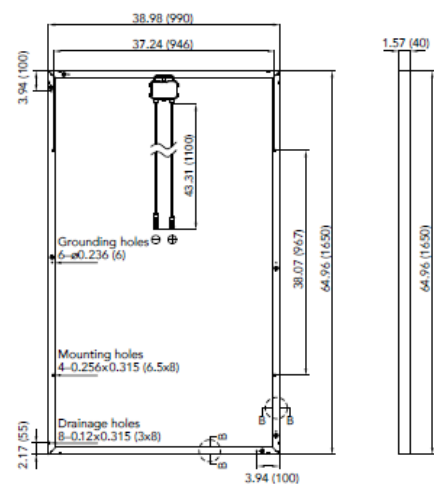
## GENERAL CHARACTERISTICS

Dimensions (L/W/H)	64.96 in (1650 mm) / 38.98 in (990 mm) / 1.57 in (40 mm)
Weight	42.1 lbs (19.1 kg)

## PACKAGING SPECIFICATIONS

Number of modules per pallet	26
Number of pallets per 53' container	34
Packaging box dimensions (L/W/H)	67 in (1700 mm) / 45 in (1150 mm) / 47 in (1190 mm)
Box weight	1177 lbs (534 kg)

Units: inch (mm)



Warning: Read the Installation and User Manual in its entirety before handling, installing, and operating Yingli modules.



U.S. Soccer Powered by Yingli Solar

## F- Folha de dados - PVSYST

PVSYST V5.74		20/05/16 18h15	
<b>Characteristics of a PV module</b>			
Manufacturer, model :		<b>Yingli Solar, YL245P-29b</b>	
Availability :		Prod. from 2014	
Data source :		Manufacturer 2014	
<b>STC power (manufacturer)</b>	<b>Pnom 245 Wp</b>	<b>Technology</b>	<b>Si-poly</b>
Module size (W x L)	0.990 x 1.650 m <sup>2</sup>	Rough module area	Amodule 1.63 m <sup>2</sup>
Number of cells	1 x 60	Sensitive area (cells)	Acells 1.46 m <sup>2</sup>
<b>Specifications for the model (manufacturer or measurement data)</b>			
Reference temperature	TRef 25 °C	Reference irradiance	GRef 1000 W/m <sup>2</sup>
Open circuit voltage	Voc 37.5 V	Short-circuit current	Isc 8.74 A
Max. power point voltage	Vmpp 30.0 V	Max. power point current	Impp 8.17 A
=> maximum power	Pmpp 245.0 W	Isc temperature coefficient	mulsc 4.5 mA/°C
<b>One-diode model parameters</b>			
Shunt resistance	Rshunt 250 ohm	Diode saturation current	IoRef 128 nA
Series resistance	Rserie 0.17 ohm	Voc temp. coefficient	MuVoc -119 mV/°C
		Diode quality factor	Gamma 1.35
Specified Pmax temper. coeff.	muPMaxR -0.40 %/°C	Diode factor temper. coeff.	muGamma -0.000 1/°C
<b>Reverse Bias Parameters, for use in behaviour of PV arrays under partial shadings or mismatch</b>			
Reverse characteristics (dark)	BRev 3.20 mA/V <sup>2</sup>	(quadratic factor (per cell))	
Number of by-pass diodes per module	3	Direct voltage of by-pass diodes	-0.7 V
<b>Model results for standard conditions (STC: T=25°C, G=1000 W/m<sup>2</sup>, AM=1.5)</b>			
Max. power point voltage	Vmpp 30.5 V	Max. power point current	Impp 8.06 A
Maximum power	Pmpp 245.5 Wc	Power temper. coefficient	muPmpp -0.40 %/°C
Efficiency(/ Module area)	Eff_mod 15.0 %	Fill factor	FF 0.749
Efficiency(/ Cells area)	Eff_cells 16.8 %		
<b>PV module: Yingli Solar, YL245P-29b</b>			

## G- Printscreen - PVSYST

Basic data
Model parameters
Sizes and Technology
Commercial
Graphs

Model

File name

Nom. Power (at STC)  Wp Tol.  %

Manufacturer

Data source

Technology

**Manufacturer specifications or other Measurements**

Reference conditions:	GRef	<input type="text" value="1000"/> W/m <sup>2</sup>	TRef	<input type="text" value="25"/> °C
Short-circuit current	Isc	<input type="text" value="8.740"/> A	Open circuit Voc	<input type="text" value="37.50"/> V
Max Power Point:	Imp	<input type="text" value="8.172"/> A	Vmpp	<input type="text" value="29.98"/> V
Temperature coefficient	mulsc	<input type="text" value="4.5"/> mA/°C	<b>Nb cells 60 in series</b>	
	or mulsc	<input type="text" value="0.051"/> %/°C		

**Model summary**

**Main parameter**

**R shunt 250 ohm**  
Rsh(G=0) **1000 ohm**

**R serie model 0.17 ohm**  
R serie max. **0.43 ohm**  
R serie apparent **0.41 ohm**

**Model parameters**

Gamma **1.35**  
IoRef **128 nA**  
muVoc **-120 mV/°C**

**Internal model result tool**

Operating conditions GOper  W/m<sup>2</sup> TOper  °C

Max Power Point: Pmpp **245.5** W    Temper. coeff. **-0.40** %/°C

                                  Current Imp **8.06** A    Voltage Vmpp **30.5** V

                                  Short-circuit current Isc **8.74** A    Open circuit Voc **37.5** V

Efficiency / Cells area **16.82** %    / Module area **15.03** %

Description **Yingli Solar, YL245P-29b**

**muPMax and muVco Temperature coefficient setting**

**Temperature correction on Gamma**

**Apply the correction**    Default

Pmpp temper. coeff  %/°C (at STC)    Default

=> Gamma temp. coeff = -0.0000 /°C

**Basic model parameters**

Shunt resistance	Rsh	<input type="text" value="250"/> Ohm	<input checked="" type="checkbox"/> Default
Series res. (model)	Rs	<input type="text" value="0.168"/> Ohm	<input checked="" type="checkbox"/>
Series res. (apparent)	dV/dI	<b>0.41</b> Ohm	
Diode satur. current	IoRef	<b>128</b> nA	
Diode quality factor	Gamma	<b>1.35 - 0.000/K</b>	
Voltage temp. coeff.	muVoc	<b>-119.5</b> mV/°C	

## H- Folha de dados do IGBT de Referência

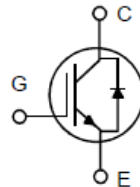

**IGBT with Diode IXSH25N120AU1**

"S" Series - Improved SCSOA Capability

$$I_{C25} = 50 \text{ A}$$

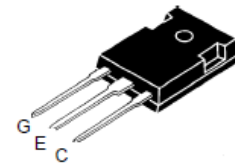
$$V_{CES} = 1200 \text{ V}$$

$$V_{CE(sat)} = 4.0 \text{ V}$$



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
$V_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$	1200	V
$V_{CGR}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$ ; $R_{GE} = 1 \text{ M}\Omega$	1200	V
$V_{GES}$	Continuous	$\pm 20$	V
$V_{GEM}$	Transient	$\pm 30$	V
$I_{C25}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	50	A
$I_{C30}$	$T_C = 90^\circ\text{C}$	25	A
$I_{CM}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , 1 ms	80	A
<b>SSOA</b> <b>(RBSOA)</b>	$V_{GE} = 15 \text{ V}$ , $T_J = 125^\circ\text{C}$ , $R_G = 33 \Omega$ Clamped inductive load, $L = 100 \mu\text{H}$	$I_{CM} = 50$ @ $0.8 V_{CES}$	A
$t_{sc}$	$T_J = 125^\circ\text{C}$ , $V_{CE} = 720 \text{ V}$ ; $V_{GE} = 15 \text{ V}$ , $R_G = 33 \Omega$	10	$\mu\text{s}$
$P_C$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	200	W
$T_J$		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
$T_{JM}$		150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
$M_d$	Mounting torque	1.15/10	Nm/lb-in.
<b>Weight</b>		6	g
<b>Max. Lead Temperature for Soldering</b> (1.6mm from case for 10s)		300	$^\circ\text{C}$

TO-247 AD


**Features**

- High frequency IGBT with guaranteed short circuit SOA capability.
- IGBT with anti-parallel diode in one package
- 2<sup>nd</sup> generation HDMOS™ process  
Low  $V_{CE(sat)}$   
- for minimum on-state conduction losses
- MOS Gate turn-on  
- drive simplicity

**Applications**

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switched-mode and resonant-mode power supplies
- DC choppers

**Advantages**

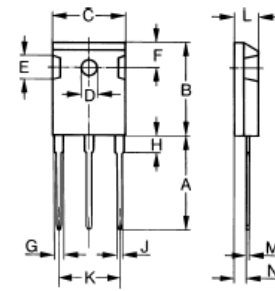
- Saves space (two devices in one package)
- Easy to mount (isolated mounting hole)
- Reduces assembly time and cost
- Operates cooler
- Easier to assemble

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)		
		Min.	Typ.	Max.
$BV_{CES}$	$I_C = 4 \text{ mA}$ , $V_{GE} = 0 \text{ V}$	1200		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 2.5 \text{ mA}$ , $V_{CE} = V_{GE}$	4		V
$I_{CES}$	$V_{CE} = 0.8 V_{CES}$ , $V_{GE} = 0 \text{ V}$ Note 2			$500 \mu\text{A}$ 8 mA
$I_{GES}$	$V_{CE} = 0 \text{ V}$ , $V_{GE} = \pm 20 \text{ V}$			$\pm 100 \text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{C30}$ , $V_{GE} = 15 \text{ V}$			4.0 V

## Anexos

Symbol	Test Conditions ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
$g_{fs}$	$I_C = I_{C90}, V_{CE} = 10\text{ V}$ , Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$ , duty cycle $\leq 2\%$	10	17	S
$I_{C(on)}$	$V_{GE} = 15\text{ V}, V_{CE} = 10\text{ V}$		140	A
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		2850	pF
$C_{oes}$			210	pF
$C_{rbs}$			50	pF
$Q_g$	$I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15\text{ V}, V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		120	nC
$Q_{ge}$			30	nC
$Q_{gc}$			50	nC
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$		100	ns
$t_{ri}$	$I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15\text{ V}, L = 100\ \mu\text{H}$		200	ns
$t_{d(off)}$	$R_G = 18\ \Omega, V_{CLAMP} = 0.8 V_{CES}$		450	ns
$t_n$	Note 1		650	ns
$t_c$			800	ns
$E_{off}$			9.6	mJ
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$		100	ns
$t_{ri}$	$I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15\text{ V}, L = 100\ \mu\text{H}$		200	ns
$E_{(on)}$	$R_G = 18\ \Omega$		1.8	mJ
$t_{d(off)}$	$V_{CLAMP} = 0.8 V_{CES}$		450	ns
$t_n$	Note 1		900	ns
$t_c$			1200	ns
$E_{off}$			17	mJ
$R_{thJC}$				0.63 K/W
$R_{thCK}$			0.25	K/W

TO-247 AD (IXSH) Outline



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

## Reverse Diode (FRED)

Characteristic Values  
( $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

	Test Conditions	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
$V_F$	$I_F = I_{C90}, V_{GE} = 0\text{ V}$ Pulse test, $t < 300\ \mu\text{s}$ , duty cycle $< 2\%$			2.5 V
		$T_J = 125^\circ\text{C}$		2.2 V
$t_{rr}$	$I_F = 1\text{ A}; di/dt = -100/\mu\text{s}; V_R = 30\text{ V};$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	40	60 ns
$I_{RM}$	$I_F = I_{C90}, V_{GE} = 0\text{ V}, -di_F/dt = 240\text{ A}/\mu\text{s}$		16	A
$t_{rr}$	$T_J = 100^\circ\text{C}, V_R = 540\text{ V}$		300	ns
$R_{thJC}$				1.0 K/W

## Notes:

- 1) Switching times may increase for  $V_{CE}(\text{Clamp}) > 0.8 V_{CES}$ , higher  $T_J$  or  $R_g$  values.
- 2) Device must be heatsunk for high temperature measurements to avoid thermal runaway.