



**Carlos Eduardo
Vieira** **UPS HÍBRIDA – INTEGRAÇÃO DE
UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO
ININTERRUPTA COM UM SISTEMA
DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICO**

Dissertação submetida como requisito parcial para
obtenção do grau de **Mestre em Engenharia
Eletrotécnica e de Computadores – perfil de
Energias Renováveis e Sistemas de Potência**

Júri

Presidente: Doutor José Henrique Querido Maia,
ESTSetúbal

Orientador: Doutor Vítor Manuel de Carvalho
Fernão Pires, ESTSetúbal

Vogal: Doutor Daniel José Medronho Foito,
ESTSetúbal

Novembro 2016

*Aos meus pais, Eduardo (in memoriam) e Eunice Vieira.
A amada esposa Rosângela pela compreensão, incentivo e amor.*

Agradecimentos

Com um agradecimento sincero e sublime, em primeiro lugar, elevo meus olhos ao meu eterno e grande Deus, e dou-lhe graças e louvores. Por conduzir a minha vida até este momento, por me abençoar, disponibilizando a proteção, a força, a saúde, a coragem e a sabedoria, características tão necessárias para completar mais este ciclo em minha vida.

Em peculiar lugar e de grande relevância em toda minha história, aqui deixo minha carinhosa gratidão a toda a minha família, pelas boas vibrações compartilhadas de fortes emoções, com um realce iluminado agradeço, a minha querida esposa Rosângela pelo seu apoio e a paciência de adaptação em um país de cultura diferente, a minha querida filha Jessica pelos inúmeros incentivos que me trouxeram até aqui e ao querido filho Samuel que corajosamente tanto nos ajudou durante a nossa ausência.

Aos docentes do Departamento de Engenharia Eletrotécnica, em especial o Professor Doutor José Henrique Querido Maia que me ajudou no ingresso e durante o período do curso, como também a todos os colegas de turma neste mestrado, com destaque ao amigo Patrício Andrade, onde expresso aqui todo o meu apreço pelo apoio incondicional e incentivos que marcaram toda esta trajetória.

Ao estimado Professor Doutor Victor Manuel de Carvalho Fernão Pires, meu orientador, por sua sabedoria dispensada, dedicação irrestrita e a paciência absoluta para comigo, que tornaram ser essenciais na finalização deste processo e na elaboração desta dissertação.

Resumo

Este trabalho apresenta estruturas híbridas para um sistema de alimentação ininterrupta (UPS) com a integração de um sistema fotovoltaico (PV). Atualmente, a forma mais segura de fornecer energia para os equipamentos críticos ou sistemas de processamento de dados é efetuada a partir da utilização de uma UPS do tipo *on-line*. Por outro lado, normalmente não é requerida mesma segurança de uso num sistema fotovoltaico. Nesta dissertação serão apresentadas topologias para a integração de ambas tecnologias, de modo a gerar e fornecer energia de qualidade para as cargas críticas. Tendo em consideração a integração do sistema PV na UPS, logo esta também poderá funcionar desvinculada da rede, desde que a energia produzida pelo PV seja suficiente. A primeira das soluções é baseada numa estrutura de dupla conversão clássica. No entanto, será apresentada uma solução alternativa baseada numa topologia de conversão do tipo multinível. Esta última estrutura, propõe a utilização de duas UPS interligadas por único transformador trifásico de enrolamentos abertos, na entrada e na saída do sistema. Os barramentos DC são independentes e conectados aos respectivos conversores de controlo do sistema PV e das baterias. Esta nova estrutura apresenta diversas vantagens, tais como, maior fiabilidade no fornecimento de energia para cargas críticas e na qualidade da forma de onda de saída. Para além das estruturas propostas, serão apresentados os correspondentes circuitos de controlo. Ambos os sistemas foram simulados em *Matlab/Simulink* de modo a verificar através dos diversos resultados o potencial das soluções propostas.

Palavras-chave: Sistema Fotovoltaico (PV); Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS); Topologia Híbrida; Confiabilidade; Estrutura Multinível.

Abstract

This work presents hybrid structures for an uninterruptible power supply (UPS) with the integration of a photovoltaic system (PV). Currently, the safest way to supply energy to critical equipment or data processing system is established with the use of an online UPS. On other hand, normally it is not required to use the same security in a PV system. In this dissertation will present topologies for integration of both technologies in order to generate and provide quality power to critical loads. Considering the integration of the PV system in a UPS, therefore it may also work disconnected from the grid, as long as the energy produced by the PV is sufficient. The first of these solutions is based on a classical double conversion structure. However, it will be presented an alternative solution based on a multilevel conversion topology. This latter structure, proposes the use of two UPS connected by only one three- phase transformer of open windings, at the input and output of the system. The DC links are independent and connected to the respective control converters of the PV system and batteries. This new structure introduces many advantages such as high reliability in supplying power to critical loads and in the quality of the output waveform. In addition to the proposed structures, the corresponding control circuits will be presented. Both systems were simulated in Matlab/ Simulink in order to verify through various results the potential of the proposed solutions.

Keywords: Photovoltaic System (PV); Uninterruptible Power Supply (UPS); Hybrid Topology; Reliability; Multilevel Structure.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Índice	xi
Lista de Figuras.....	xiii
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Siglas e Acrónimos	xix
Lista de Símbolos.....	xxi
Capítulo 1.....	1
Introdução	1
1.1. Preâmbulo	1
1.2. Enquadramento	1
1.3. Objetivos	2
1.4. Estrutura da Dissertação.....	3
Capítulo 2.....	5
Estado da Arte.....	5
2.1. Introdução	5
2.2. Fontes de Alimentação Ininterruptas - UPS.....	5
2.2.1. Qualidade da Energia Elétrica (QEE)	6
2.2.2. Topologias das UPS e a relação com a QEE	9
2.2.3. Topologia de dupla conversão (on-line)	10
2.2.4. Arquitetura da UPS	11
2.2.5. Modo de operação	13
2.3. Sistemas de Potência Fotovoltaica	14
2.3.1. Tecnologia da célula fotovoltaica	15
2.3.2. Produção de energia nas células solares	17
2.3.3. Modelo matemático de uma célula PV	17
2.3.4. Módulos e painéis fotovoltaicos	18

2.3.5. Características elétricas de um módulo PV	19
2.3.6. Seguidor do Ponto de Potência Máxima - MPPT.....	21
2.3.7. Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica	23
2.3.8. Sistema PV com Armazenamento de Energia.....	23
2.4. Sistemas Híbridos	24
2.4.1. Classificação de potências	25
2.4.2. Modos de configuração	26
Capítulo 3	33
Sistema Híbrido de uma UPS com Integração de Gerador PV	33
3.1. Introdução.....	33
3.2. Topologia de Dupla Conversão Híbrida.....	33
3.3. Controlo dos Conversores	35
3.3.1. Controlo do conversor de alimentação	35
3.3.2. Controlo do inversor.....	42
3.3.3. Controlo do conversor do PV e MPPT.....	47
3.3.4. Controlo do conversor das baterias	50
3.4. Topologia Dual Multinível Híbrida.....	53
3.4.1. Controlo da topologia multinível.....	55
3.4.2. Análise dos modos de operação com avarias.	65
Capítulo 4	69
Simulação e Resultados.....	69
4.1. Introdução.....	69
4.2. Simulação da UPS de Topologia de Dupla Conversão Híbrida.....	69
4.3. Simulação da UPS de Topologia Dual Multinível Híbrida	77
Capítulo 5	81
Conclusão e Trabalhos Futuros	81
5.1. Considerações Finais	81
5.2. Trabalhos Futuros	82
Referências Bibliográficas	83

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Fotos da UPS instalada no aeroporto em Tóquio [7]	6
Figura 2.2 – Topologia de UPS <i>on-line</i> de dupla conversão	10
Figura 2.3 – Chave transferência estática e <i>bypass</i> manual.....	11
Figura 2.4 – Esquema de UPS dupla conversão	12
Figura 2.5 – Fluxo da corrente em modo normal de operação [10].....	13
Figura 2.6 – Fluxo da corrente em modo de operação por baterias [10]	13
Figura 2.7 – Fluxo da corrente no modo de operação pelo <i>bypass</i> [10]	14
Figura 2.8 – Evolução de instalações fotovoltaicas [20]	15
Figura 2.9 – Tipos de células fotovoltaica [21]	15
Figura 2.10 - Efeito fotovoltaico na junção p-n de um silício [23]	16
Figura 2.11 – Associação série e paralelo de células solares [24].....	17
Figura 2.12 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica [25]	17
Figura 2.13 - Curva para vários valores do fator de idealidade do diodo [26]	18
Figura 2.14 - Módulo e Pannel Fotovoltaico [24]	18
Figura 2.15 – Painéis solares instalados na fábrica Tesla [27]	19
Figura 2.16 – Curvas genéricas de módulo PV: a) da corrente I_{sc} versus a tensão V_{oc} ; b) de potência (Pm) versus a tensão (V_{mp}).....	19
Figura 2.17 – Curvas características em diferentes irradiações (a) e a curva da potência normalizada (b) por interferência da temperatura [29]	20
Figura 2.18 – Conversor DC-DC controlado de modo a garantir o MPPT [30].....	21
Figura 2.19 – Sinal dP/dV em diferentes posições na curva da potência (a) e a busca do PPM do método P&O, na mudança rápida do nível de radiação (b) [32]	22
Figura 2.20 – Fluxograma do método P&O [32].....	22
Figura 2.21– Instalação de Sistema fotovoltaico conectado a rede (adaptado de [33])	23
Figura 2.22 – Sistema fotovoltaico com armazenamento em baterias [31].....	23
Figura 2.23– Sistema híbrido AC/DC em micro-rede [36]	24
Figura 2.24 - Classificação dos sistemas por potência instalada [38]	26
Figura 2.25 - Sistema híbrido paralelo [38].....	27
Figura 2.26 – Diagrama proposto de sistema híbrido em modo paralelo [39]	27
Figura 2.27 - Sistema híbrido série [38]	28

Figura 2.28 – Esquema proposto de sistema híbrido em modo série [41]	29
Figura 2.29 – Fluxo de energia do sistema em dois modos de funcionamento, no modo de carga (a) e no modo de descarga (2) das baterias (adaptado de [41]).....	29
Figura 2.30 – Sistema híbrido série proposto baseado numa UPS [43].....	30
Figura 2.31 – Sistema híbrido série aliado com outros tipos de fonte de energia [44]	31
Figura 3.1 – Topologia híbrida de uma UPS com integração de um gerador PV .	34
Figura 3.2 – Esquema detalhado da UPS híbrida proposta	34
Figura 3.3 – Estrutura do conversor bidirecional de entrada da UPS	35
Figura 3.4 – Possíveis vetores de comutação atribuídos no conversor [45]	38
Figura 3.5 – Comparador histerético de saída de três níveis.....	40
Figura 3.6 – Diagrama do sistema de controlo do conversor bidirecional.....	42
Figura 3.7 – Estrutura do inversor de saída da UPS.....	42
Figura 3.8 – Vetores de comutação atribuídos no inversor [47]	44
Figura 3.9 – Tensão e correntes de saída numa fase (a) e no sistema trifásico (b)	45
Figura 3.10 – Diagrama da modelagem do controlo do inversor.....	47
Figura 3.11 – Estrutura do conversor tipo <i>buck-boost</i> para controlo do MPPT....	47
Figura 3.12 – Diagrama demonstrativo do conversor <i>buck-boost</i> do PV	48
Figura 3.13 – Circuito em carga de L (a) e descarga de L à alimentar a carga (b) [48]	48
Figura 3.14 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica [25].....	49
Figura 3.15 – Diagrama do conversor DC-DC de controlo de carga das baterias	51
Figura 3.16 – Diagrama de blocos do controlo dos semicondutores do conversor	51
Figura 3.17 – Diagrama demonstrativo do conversor em modo <i>buck</i>	52
Figura 3.18 – Diagrama demonstrativo do conversor em modo <i>boost</i>	52
Figura 3.19 – Topologia híbrida de uma UPS em multinível	53
Figura 3.20 – Braço de inversor em dois (a), três (b) e n (c) níveis de tensão [49].....	54
Figura 3.21 – Forma de onda da tensão de inversor de seis níveis [51].....	54
Figura 3.22 – Esquema da UPS híbrida em topologia multinível.....	54
Figura 3.23 – Vetores de comutação atribuídos no inversor de duplo nível [52] .	58
Figura 3.24 – Comparador histerético de saída de sete níveis (a) e cinco níveis (b).....	61

Figura 3.25 – Seis setores das correntes trifásicas [52]	61
Figura 3.26 – Diagrama de controlo do conversor ligado à rede elétrica.....	64
Figura 3.27 – Sistema operando perante falha da rede elétrica	65
Figura 3.28 – Sistema em modo de falha do retificador superior.....	65
Figura 3.29 – Sistema em modo de falha do retificador inferior	66
Figura 3.30 – Sistema em modo de falha do inversor superior	66
Figura 3.31 – Sistema em modo de falha do inversor inferior	67
Figura 4.1 – Tensões de saída da UPS híbrida (carga)	70
Figura 4.2 – Correntes de saída da UPS híbrida (carga).....	71
Figura 4.3 – Tensão e corrente na carga da fase (a).	71
Figura 4.4 – Forma da tensão DC (V_{co}) após o arranque do sistema	72
Figura 4.5 – Forma da corrente de bateria após o arranque do sistema.....	72
Figura 4.6 – Potência de entrada da UPS com sucessivas falhas na rede.....	72
Figura 4.7 – Comportamento da tensão DC (V_{co}) com falhas da rede	73
Figura 4.8 – Comportamento da corrente das baterias com falhas da rede	73
Figura 4.9 – Forma das tensões trifásicas na carga no primeiro evento.	73
Figura 4.10 – Variações da carga e de troca de energias nas falhas da rede elétrica.	74
Figura 4.11 – Correntes da carga quando da alternância do tipo linear para não linear	74
Figura 4.12 – Tensões na carga quando da alternância do tipo linear para não linear	74
Figura 4.13 – Formas de onda das potências, com o gerador PV em regime nominal.	75
Figura 4.14 – Formas de onda das potências com variação na geração do PV e na carga.	76
Figura 4.15 – Tensões trifásicas na saída da UPS híbrida multinível (carga)	77
Figura 4.16 – Correntes trifásicas na saída da UPS híbrida multinível (carga).....	78
Figura 4.17 – Forma de onda no primário do transformador de saída (fase a).....	78
Figura 4.18 – Forma de onda com falha de um inversor.	78
Figura 4.19 – Variação de tensão nos barramentos DC dos inversores.....	79
Figura 4.20 – Variação da tensão na carga no momento da falha no inversor.	79

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Alcance de proteção por topologia (adaptado de [12],[10])	9
Tabela 3.1– Atribuição dos vetores espaciais do conversor bidirecional	39
Tabela 3.2 – Escolha dos semicondutores na modelação dos vetores	41
Tabela 3.3 – Vetores espaciais do inversor de quatro braços	44
Tabela 3.4 – Para $S'0 \geq 1$	46
Tabela 3.5 – Para $S'0 \leq 0$	46
Tabela 3.6 – Vetores de tensão para o inversor duplo	57
Tabela 3.7 – Níveis de tensões dos comparadores histeréticos	60
Tabela 3.8 – Definições setorial das correntes AC	61
Tabela 3.9 – Seleção de Vetores para o Setor I	62
Tabela 3.10 – Seleção de Vetores para o Setor II.....	62
Tabela 3.11 – Seleção de Vetores para o Setor III.....	62
Tabela 3.12 – Seleção de Vetores para o Setor IV	63
Tabela 3.13 – Seleção de Vetores no Setor V.....	63
Tabela 3.14 – Seleção de Vetores no Setor VI	63
Tabela 4.1 – Características técnicas da UPS dupla conversão	69
Tabela 4.2 – Dados do painel PV modelo BIO250 [29].....	70
Tabela 4.3 – Características técnicas da UPS de topologia multinível.....	77

Lista de Siglas e Acrónimos

AC	<i>Alternative current</i> (Corrente Alternada).
BT	Baixa Tensão.
DC	<i>Direct current</i> (Corrente Contínua).
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i> (gerador de indução duplamente alimentado).
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência eletromagnética)
IEA	<i>International Energy Agency</i> (Agência Internacional de Energia).
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineer</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transístor Bipolar de Porta Isolada).
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Controlador Seguidor de Potência Máxima).
MS	<i>Main Supply</i> (Fonte de energia principal)
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do fator de potência)
PI	Controlo Proporcional e Integral.
PMSG	<i>Permanent-Magnet Synchronous Generator</i> (gerador síncrono de ímanes permanentes).
PPM	Potência de Pico Máximo
PV	<i>Photovoltaic System</i> (Sistema Fotovoltaico).
PVPS	<i>Photovoltaic Power Systems</i> (Sistemas de Potência Fotovoltaicos).
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso).

P&O	Algoritmo do Método de Perturbação e Observação
QEE	Qualidade de Energia Elétrica.
RFI	<i>Radio-frequency Interference</i> (Interferência de rádio frequência)
SCIG	<i>Squirrel-Cage Induction Generator</i> (gerador de indução gaiola de esquilo).
TOSNIC	<i>Toshiba noninterruptible converter</i> (Conversor não interruptivo da Toshiba)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção harmónica total)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de Alimentação Ininterrupta).
VFD	<i>Voltage and Frequency Dependent</i> (Depende da tensão e frequência)
VFI	<i>Voltage and Frequency Independent</i> (Independente da Tensão e frequência)
VI	<i>Voltage Independent</i> (Independente da tensão)
VLA	Vented lead-acid (bateria chumbo – ácida ventilada)
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid.</i> (bateria chumbo - ácida regulada por válvula).
WG	<i>Wind Generation</i> (Geração eólica)

Lista de Símbolos

$\alpha \beta 0$	Sistema de coordenadas α , β e 0 (alfa, beta e zero) ou de Clarke-Concordia
ε_{i_m}	Erros de corrente, entre as correntes AC trifásicas e as de referência, no sistema de coordenadas α e β , com $m \in \{\alpha, \beta\}$.
$\varepsilon_{V_{om}}$	Erros de tensão, entre as tensões de saída AC trifásicas e as de referência, no sistema de coordenadas α e β , com $m \in \{\alpha, \beta\}$.
γ_i	Variáveis de comutação em função do tempo dos conversor convencional, com $i \in \{1,2,3,4\}$
γ_{ij}	Variáveis de comutação em função do tempo dos conversores multinível, com $i \in \{1,2\}$ e $j \in \{1,2,3\}$
abc	Sistema trifásico
$C_{a,b,c}$	Condensadores de saída do inversor
C_o	Condensador do barramento DC
C_{pv}	Condensador do painel fotovoltaico
D	Razão cíclica (<i>duty cycle</i>)
d_1	Diodo do conversor DC-DC do painel fotovoltaico
$d q$	Sistema de coordenadas $d q$ ou de Park
G	Radiação solar sobre a superfície da célula (W/m ²)
G_{nom}	Radiação nominal ($1Sun = 1000W/m^2$).
$i_{\alpha,\beta,0}$	Componentes α , β e 0 das correntes trifásicas representadas no sistema de coordenadas de Clarke-Concordia.
$i_{1,2,3}$	Corrente de entrada do retificador
I_{bat}	Corrente de circulação na bateria
i_C	Corrente no condensador de saída do inversor
$I_{D(V)}$	Corrente da célula no escuro
I_{dc}	Corrente do barramento CC

$i_{d,q}$	Componentes d e q das correntes trifásicas da rede alterna representadas no sistema de coordenadas de Park.
I_L	Corrente foto-gerada na célula
i_L	Corrente bobina de saída do inversor
I_{mp}	Corrente de Potência Máxima da célula
I_0	Corrente de saturação reversa do diodo equivalente interno da célula PV
i_o	Corrente de saída do inversor
i_{ref}	Corrente de referência
I_{sc}	Corrente de curto-circuito da célula
k	Constante de Boltzman ($k = 1,381 \times 10^{-23}$ J/K)
$L_{1,2,3}$	Indutância de acoplamento de entrada do conversor em cada uma das fases.
L_4	Indutância de acoplamento do conversor DC/DC e as baterias
L_5	Indutância de acoplamento do conversor e o PV
$L_{a,b,c}$	Indutâncias de acoplamento de saída do inversor em cada uma das fases.
M	Fator de idealidade do diodo equivalente interno na célula PV
P	Potência ativa
P_b	Potência da bateria
P_c	Potência da carga
P_m	Potência máxima da célula
P_n	Potência nominal
P_{PV}	Potência do sistema fotovoltaico
Q	Potência reativa

q	Carga elétrica de um elétron ($q = 1,602 \times 10^{-19}\text{C}$)
R_p	Resistência equivalente interna em paralelo com a célula PV
R_s	Resistência equivalente interna em série com a célula PV
$S_{\alpha,\beta,0}$	Superfícies de comutação por modo de deslizamento (S_α , S_β e S_0)
T	Temperatura da célula em Kelvin
T_1	Temperatura de operação da célula em Kelvin
V_{1n}	Tensão amostragem fase 1
V_{2n}	Tensão amostragem fase 2
V_{3n}	Tensão amostragem fase 3
V_C	Tensão de amostragem sobre os condensadores do filtro de saída do inversor
V_{Co}	Tensão nos terminais do condensador no barramento DC
V_i	Tensão de entrada do filtro passa-baixo em Corrente Alternada
V_L	Tensão sobre a bobina de saída do inversor
V_{mp}	Tensão de Potência Máxima da célula
V_o	Tensão de Saída do inversor em Corrente Alternada
$V_{o.ref}$	Tensão de saída de referência
V_{oc}	Tensão em circuito aberto da célula
V_s	Tensão da fonte (rede)
$X_{\alpha,\beta}$	Grandezas representadas no sistema de coordenadas α e β
$X_{a,b,c}$	Grandezas representadas no sistema de coordenadas de fase

Capítulo 1

Introdução

1.1. Preâmbulo

O crescimento do consumo e a dependência energética dos combustíveis fósseis provocou um enorme impacto ambiental, que obrigou à criação de novas regras e soluções tecnológicas menos poluentes. Os combustíveis fósseis representam mais de 79% da energia primária consumida no mundo, e 57,7% desse montante é usado no sector dos transportes, verificando-se no entanto que estes estão a diminuir. Tais preocupações provocaram a proliferação e o desenvolvimento de produção de eletricidade a partir de fontes de energia renovável diretamente ligadas à rede de distribuição nas últimas décadas [1].

Os aerogeradores e os painéis fotovoltaicos são dos equipamentos mais comuns de geração distribuída (GD) de eletricidade a partir de fontes de energia renovável e sua integração na rede elétrica. Esta GD é condicionada pelo meio em que estão instalados e pelas características de funcionamento dos mesmos. Uma grande variedade de empresas tem aplicado os seus investimentos neste tipo de energia renovável [2],[3],[4] sendo que a tecnologia em eletrónica de potência ainda continuará a crescer de modo a controlar e disponibilizar este recurso energético de forma mais eficiente.

1.2. Enquadramento

Atualmente os sistemas elétricos e eletrónicos estão cada vez mais sofisticados, exigentes e dependentes de uma fonte de alimentação livre de falhas. Deste modo, garantir a qualidade e a continuidade no fornecimento de energia elétrica para este tipo de dispositivos torna-se algo relevante e essencial. Apesar do esforço constante das operadoras em melhorar a qualidade da energia (QEE) para o consumidor final, ainda é inevitável que haja falhas no sistema de distribuição elétrico. Os prejuízos económicos relacionados com perturbações na rede são bastante elevados [5] e os tempos de interrupção poderão variar de menos que um ciclo de frequência, até várias horas ou dias. O distúrbio pode ser um grande desastre ou apenas um pequeno inconveniente [6].

Equipamentos e/ou sistemas denominados de “cargas críticas” são encontrados em servidores, controladores lógicos digitais, robótica, serviços de monitoramento médico e cirúrgico, sistemas de segurança, centros de processamento de dados, etc. Estes são os dispositivos típicos que mais necessitam de uma energia elétrica fiável e de forma ininterrupta. Contudo, as cargas críticas são em grande maioria do tipo não-linear e que geram elevadas distorções harmônicas (corrente e tensão), possíveis desequilíbrios das correntes e por vezes um baixo fator de potência, que podem afetar toda a instalação (rede) e desestabilizar outras cargas ligadas no mesmo circuito elétrico.

Numa instalação típica em baixa tensão (BT) no qual exista um sistema de produção de energia renovável, normalmente a saída do sistema tem a carga interligada à rede no mesmo barramento AC. Neste tipo de ligação, o fornecimento de energia não parece ser o mais seguro para as cargas críticas, pois um simples curto-circuito no quadro elétrico do lado da rede inevitavelmente causará interrupções na carga. De outro modo, distúrbios provocados pelas cargas podem também afetar o circuito elétrico alimentador a este tipo de cargas críticas.

1.3. Objetivos

Esta dissertação tem por objetivo apresentar o estudo de duas estruturas mistas de fornecimento de energia renovável e fontes de alimentação ininterrupta para as cargas críticas. O trabalho propõe integrar um sistema de produção PV a uma UPS de dupla conversão. Numa das soluções, para além da integração de sistemas PV numa UPS, também será considerado a fiabilidade deste tipo de sistemas assim como a qualidade da forma de onda da tensão fornecida às cargas. O sistema utiliza dois níveis de conversão e obtém vantagens no fornecimento de energia redundante e de menor distorção harmônica para as cargas críticas. Os sistemas utilizam o armazenamento de energia em baterias para *backup*. Para além da alimentação prioritária às cargas críticas, o sistema PV também poderá injetar o excedente de energia na rede de distribuição.

As estruturas propostas foram implementadas no *software* MATLAB/ Simulink, assim como, definido os parâmetros e o controlo dos conversores em modos adequados. Através dos resultados de simulação será possível verificar o potencial das soluções propostas.

1.4. Estrutura da Dissertação

Esta dissertação encontra-se organizada em capítulos para permitir uma leitura clara e de melhor compreensão dos assuntos a serem abordados.

- Capítulo I – Neste capítulo apresenta-se a introdução do tema e os objetivos da dissertação. Também será referido a importância do uso de fontes renováveis e a importância da qualidade de energia elétrica fornecida às cargas críticas. Por fim, serão apresentados quais os objetivos do presente estudo, nomeadamente quanto a soluções a propor para o aumento da qualidade no fornecimento de energia a cargas críticas.
- Capítulo II – A apresentação das soluções a propor será precedido por um estado da arte, que será apresentado neste capítulo e que se apresenta dividido em quatro partes. A primeira parte apresenta uma introdução ao capítulo. A segunda parte detém-se numa breve abordagem aos sistemas híbridos. A apresentação de um histórico aos sistemas de produção fotovoltaico (PV) com abordagem dedicada à evolução da energia solar para fins de produção de energia elétrica, princípios de operação e os modos de funcionamento será efetuada na terceira parte. A quarta e última está dedicada às fontes de energia ininterruptas (UPS), no qual serão apresentados os princípios de fiabilidade e de operação para as cargas críticas, os modos de funcionamento e suas principais topologias.
- Capítulo III – O estudo dos sistemas híbridos propostos serão apresentados em duas partes deste capítulo. A primeira descreve a implementação do modelo adotado do sistema PV integrado com a UPS de dupla conversão, os princípios de funcionamento, conceitos e cálculos teóricos envolvidos. Na segunda parte, será proposta uma topologia alternativa no qual é baseado numa estrutura multinível. Para além dos cálculos teóricos envolvidos, será apresentado os modos de funcionamento, fluxo de correntes no sistema elétrico e vantagens de redundância do sistema em caso de falhas internas.
- Capítulo IV – Simulação e resultados – Neste capítulo serão apresentados os diversos resultados de simulação dos sistemas modelados e implementados na plataforma digital MATLAB/ Simulink. Através destes resultados será possível analisar o comportamento dos diversos elementos que compõem os sistemas propostos, ou seja, baterias, PV, cargas críticas, assim como, os diversos modos de funcionamento dos sistemas.

- Capítulo V – Conclusões – As considerações finais referentes ao trabalho desenvolvido nesta dissertação, assim como, possíveis desenvolvimentos em trabalhos futuros serão apresentados neste último capítulo.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1. Introdução

Neste capítulo pretende-se descrever uma conjuntura prática do trabalho realizado, pormenorizar os tópicos mais relevantes do estudo e das topologias envolvidas. Inicia-se no segundo subcapítulo sobre a tecnologia das fontes de alimentação ininterruptas, normalmente denominadas de UPS, sendo estas das mais utilizadas para salvaguardar e prover um fornecimento de energia fiável para as cargas críticas. No terceiro subcapítulo apresenta um histórico do sistema de produção fotovoltaico, onde é descrito a sua evolução, as tecnologias envolvidas, suas topologias e aplicações. Por último, o subcapítulo descreve uma abordagem aos sistemas híbridos (UPS/Fotovoltaico) e a sua importância na agregação de sistemas multiformes.

2.2. Fontes de Alimentação Ininterruptas - UPS

A Toshiba, empresa japonesa especializada em dispositivos eletrónicos, assume para si o histórico de bases para o desenvolvimento da fonte de alimentação ininterrupta, denominada de UPS (*Uninterruptible Power Supply* ou *Uninterruptible Power Source*). No passado, eram usados os geradores moto-rotativos como fonte de energia estável para equipamentos de comunicação e processamento de informação, incluindo computadores. Em 1964, a Toshiba comercializou a sua primeira UPS estática de 5 kVA, fazendo uso de semicondutores de potência (o tiristor). Três anos mais tarde, em 1967, a empresa lançou a primeira UPS de grande capacidade comercializada mundialmente, a TOSNIC (*Toshiba noninterruptible conversor*) de 200kVA. Este equipamento (Figura 2.1) foi utilizado para suportar o sistema de controlo de tráfego aéreo no Aeroporto Internacional de Haneda, em Tóquio, onde apenas um segundo de queda de energia poderia resultar em desastre [7].



Figura 2.1 – Fotos da UPS instalada no aeroporto em Tóquio [7]

Assegurar a continuidade do fornecimento de energia, independentemente de flutuações ou interrupções de tensão é um requisito essencial para aplicações críticas, tais como centros de dados, bolsas de valores, monitores médicos, sistemas de radar etc. Tais flutuações e/ou interrupções podem ter grandes consequências neste tipo de cargas. Uma UPS deve ser caracterizada como uma fonte de energia limpa e estável, livre de distorção de tensão, variações de frequência, ruído elétrico, harmônicas, picos, quedas e sobretensões [8]. Se qualquer um desses problemas ocorre ao nível da alimentação a um nível significativo, em seguida, as cargas críticas podem vir a falhar.

2.2.1. Qualidade da Energia Elétrica (QEE)

Para considerar uma energia elétrica de boa qualidade, a sua forma de onda deve ser sinusoidal pura, de valor eficaz e frequência igual ao valor definido como nominal e constante, baixa distorção harmónica (THD) e com a capacidade para alimentar cargas lineares e não lineares sem qualquer interrupção [9]. A QEE notoriamente tornou-se em algo essencial em diversas áreas da Engenharia Elétrica como: processamento de sinais, automação, eletrónica de potência, geração, transmissão, distribuição, etc. Tais distúrbios e interrupções são fenómenos que estão presentes na maioria das instalações elétricas. Deste modo, as instalações elétricas de um consumidor, bem como os equipamentos a ela conectados estão suscetíveis aos fenómenos de QEE gerados externa ou internamente [10].

Uma energia “poluída” e de baixa qualidade é traduzida por diversos tipos de problemas ou distúrbios que ocorrem na rede elétrica [11]. Como exemplos destes fenómenos de QEE são*:



Falha da energia ou interrupção de tensão (blackout)

Perda total da energia elétrica, ou seja, tensão de nível zero com a duração de mais de um ciclo.

- Principais causas: Defeitos nos quadros de distribuição, abertura de disjuntores, falha de energia na rede elétrica por tempestade com raios, acidentes de carros, outros tipos eventos da natureza e de catástrofes
- Seus efeitos: Danos no *hardware*, *firmware* ou *software*, com desligamento de sistemas e perda de dados.



Variação da tensão fora do valor nominal

São oscilações de tensão, mesmo que momentâneas que podem estar entre $\pm 20\%$ do valor de tensão nominal.

- Principais causas: Iniciação ou falhas de equipamentos como, arranque de geradores ou de grandes motores, transformadores e ar condicionado.
- Seus efeitos: Erro de dados, mau funcionamento de equipamentos informáticos.



Transitórios (sobretensões, picos e transitórios por comutação)

Um incremento dramático na tensão, ou falha da onda original que pode transpor as proteções de equipamentos eletrónicos através de linha AC e mau funcionamento de sistemas ou danificar os componentes internos.

- Principais causas: Normalmente causados por relâmpagos, interrupções operacionais de circuitos elétricos e descargas estáticas nas redondezas.
- Seus efeitos: Geralmente tem danos expressivos no *hardware*, queima de circuitos com desligamento de sistemas e perda de dados.

* Figuras e textos extraídos e adaptados de [53]



Ruído ou interferência elétrica

As interferências eletromagnéticas (EMI) e a de rádio frequência (RFI) corrompem a onda de sinal senoidal da energia fornecida pela rede elétrica.

- Principais causas: São causados por muitos fatores e fenômenos como raios, comutação de cargas, geradores elétricos, aterramento ineficiente e por equipamentos elétricos e eletrônicos ou de telecomunicações.
- Seus efeitos: Erros em arquivos de dados e programas executáveis, instabilidade de sistemas, interferências em monitores e até danos em equipamentos de eletrônica de potência.



Variação de Frequência

Oscilações ou mudança da frequência original ao longo de um período.

- Principais causas: Operação errática de geradores de emergência ou instabilidade no controle da frequência em circuitos de potência.
- Seus efeitos: Danos em discos rígidos, corrupção de dados, falha de execução de programas e instabilidades em *drives* ou servomotores.



Distorção Harmónica




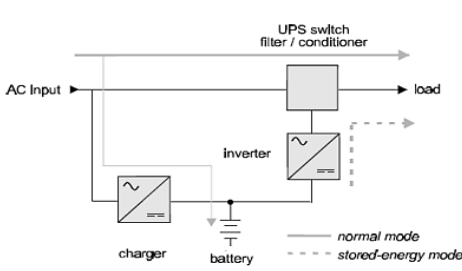



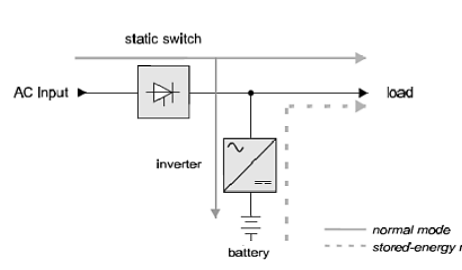



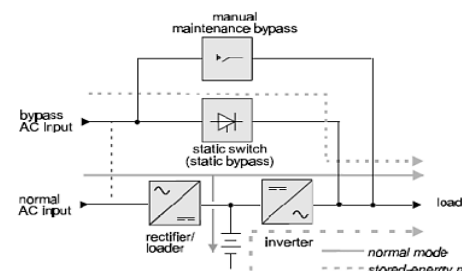
A deformação periódica da forma de onda, onde o seu espectro são frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental.

- Principais causas: Transformadores e motores de núcleos ferromagnéticos sujeitos à saturação e a cargas não-lineares devido às fontes comutadas, retificadores e conversores eletrônicos.
- Seus efeitos: Inutilização de discos rígidos, corrupção de dados, falha de execução de programas e instabilidades em servomotores e *drives*.

2.2.2. Topologias das UPS e a relação com a QEE

A Tabela 2.1 mostra na coluna da direita os diagramas das topologias que estão normalizadas na norma IEC 62040-3 e na coluna da esquerda, as abrangências dessas tecnologias ao nível da proteção exigida. Fica evidente que a utilização da topologia de Dupla Conversão (VFI) é a mais indicada para as cargas críticas, visto que as topologias, *Off-line* (VFD) e *Line-Interactive* (VI) não têm o alcance de proteção adequado em todos os fenômenos de QEE já assinalados.

Tabela 2.1 – Alcance de proteção por topologia (adaptado de [12],[10])

Alcance de proteção por topologia				Classificação IEC 62040-3
<p>Outage-blackouts </p> <p>Sags/brownouts </p> <p>Dynamic overvoltage </p>	VFD	VI	VFI	 <p>Topology: Off-line VFD - Voltage & Frequency Dependent</p>
<p>Undervoltage (continuous) </p> <p>Overvoltage (continuous) </p> <p>Transients/surges </p>				 <p>Topology: Single conversion/ Line-interactive VI - Voltage Independent</p>
<p>Frequency variations </p> <p>Voltage distortions (bursts) </p> <p>Voltage harmonics </p>				 <p>Topology: Double conversion/ on-line VFI - Voltage & Frequency Independent</p>

2.2.3. Topologia de dupla conversão (*on-line*)

As UPS de conversão dupla ou *on-line*, em conformidade com a norma IEC 62040-3, possuem a tecnologia de “Tensão e frequência independente” (VFI - *Voltage Frequency Independent*), o que significa que a tensão e a frequência fornecida na saída da UPS, são independentes em relação às entregas em sua entrada. Apesar deste tipo de topologia apresentar menor rendimento[13], o nível de proteção é superior contra os problemas no fornecimento de energia. Como os consumidores (cargas) não têm nenhuma ligação direta com a rede de fornecimento de energia, a UPS praticamente protege-os de todos os problemas advindos da rede de energia. Esta topologia é denominada de dupla conversão, pois a tensão de entrada é fornecida a um retificador (1º conversor AC-DC), alimenta um banco de baterias no barramento DC que por sua vez se encontra ligado a um inversor (2º conversor DC-AC). Deste modo torna-se possível alimentar as cargas críticas com uma QEE muito elevada. Em condições normais de funcionamento, o inversor recebe seu suprimento diretamente do retificador. No caso da fonte de alimentação falhar, a energia é fornecida diretamente a partir das baterias [12].

Na Figura 2.2 apresenta uma topologia clássica de uma UPS do tipo *on-line* de dupla conversão. Atualmente as UPS de dupla conversão evoluíram e dependendo do seu tipo e qualidade, conseguem entregar na saída uma forma sinusoidal de baixa distorção (THD), com a tensão e a frequência muito estável, independente de mudanças da carga ou das oscilações na tensão ou frequência na rede elétrica de entrada. Outro benefício é o alto fator de potência e o filtro às harmônicas para a rede de entrada, independente do tipo de cargas a que estão ligadas [8].

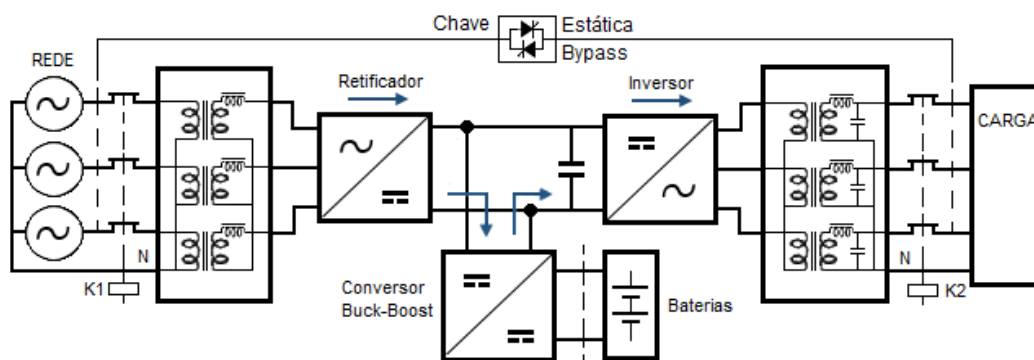


Figura 2.2 – Topologia de UPS *on-line* de dupla conversão

2.2.4. Arquitetura da UPS

Quando se pretende obter um melhor desempenho nas topologias, descarregadores de sobretensão, filtros de linha e transformadores isoladores também são frequentes na construção de uma UPS. Nos diagramas de blocos da Figura 2.2, observa-se que a topologia da UPS de dupla conversão é formada por cinco componentes básicos:

- **Chave de estática:** A chave estática de transferência ou *bypass* (Figura 2.3), tanto pode ser manual ou automática. Este dispositivo é responsável pela transferência das cargas conectadas à saída do UPS (fonte principal) para outra fonte de energia secundária, seja a rede de energia de entrada ou a outra fonte de emergência alternativa.

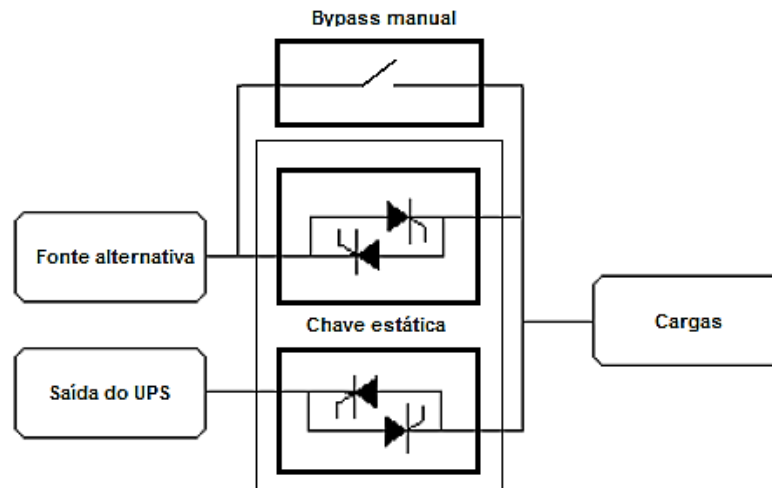


Figura 2.3 – Chave transferência estática e *bypass* manual

As chaves estáticas são importantes no sistema dado que permite aumentar consideravelmente a fiabilidade do sistema que alimenta a carga crítica. O circuito torna o sistema redundante no fornecimento, pois caso a carga se tornar maior do que a potência nominal (normalmente, $103 - 125\% / 10\text{min}$; $150\% / 1\text{min}$; $200\% / 10\text{xciclo} > P_n$ [14]) do inversor de saída, ou quando este vier a falhar, a chave estática transfere instantânea e automaticamente por supervisão e controlo eletrónico a carga para uma fonte alternativa (ou a rede elétrica convencional), sem qualquer interrupção na tensão ou perturbação da forma de onda da energia fornecida à carga.

- **Retificador** – Conversor de AC-DC de entrada: O retificador é um conversor do tipo AC-DC, este atualmente é denominado de PFC (*Power Factor Correction*) [15], ou seja um conversor que utiliza semicondutores de potência totalmente comandados (tais como os IGBT's - *Insulated Gate Bipolar Transistor*) e que permite obter fatores de potência elevados independentemente da carga.
- **Conversor para baterias:** Um conversor DC-DC (normalmente do tipo *buck-boost* que é o mais convencional nesta topologia) que está acoplado entre o barramento DC e as baterias. O conversor serve para o controlo dos limites da corrente e da tensão, seja na carga (modo *buck*) ou descarga (modo *boost*) das baterias [16], onde as observações desses limites estão em *datasheet*, a depender do modelo e fabricante.
- **Baterias:** As baterias são internamente construídas por um conjunto de elementos acumuladores e elas são essenciais no principal objetivo das UPS. O sistema precisa ser robusto e ininterrupto numa falha ou interrupção da rede de energia elétrica. Nesta situação, a bateria irá suprir, através do inversor, a energia necessária para manter o funcionamento da carga por um período pré-determinado de projeto. Os dois tipos de baterias indicadas na norma IEEE 1184 (2006) e mais comuns em UPS são, as chumbo - ácida ventilada (VLA - Vented lead-acid) e a chumbo - ácida regulada por válvula (VRLA - Valve-regulated lead-acid).
- **Inversor** – Conversor DC-AC de saída: Atualmente o inversor é basicamente igual ao do circuito PFC, mas transferindo a potência de forma inversa. Este conversor deverá gerar na saída uma onda sinusoidal pura, tensão de valor eficaz e frequência estáveis e sem distorções.

Na Figura 2.4 apresenta-se um circuito típico de uma UPS de dupla conversão com os respectivos conversores separados por setores e os seus circuitos correspondentes.

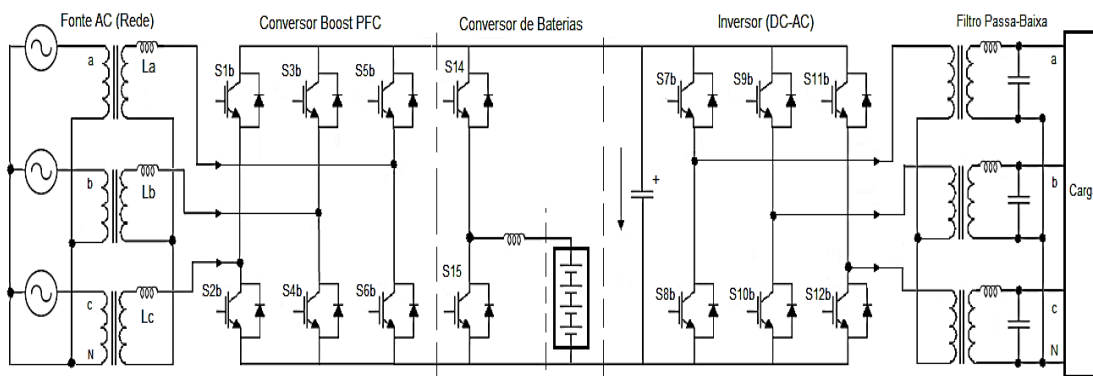


Figura 2.4 – Esquema de UPS dupla conversão

2.2.5. Modo de operação

De acordo com a norma IEC 62040-3, define-se em três os modos de operação para a topologia de Dupla Conversão que são:

- **Modo normal.** No modo normal de operação (Figura 2.5), o fluxo de energia elétrica atravessa os conversores, retificador e o inversor, até alimentar a carga. Neste modo de operação, as baterias são mantidas a plena carga sob tensão controlada denominada de tensão de flutuação, e a corrente não superior a 10% da capacidade das baterias.

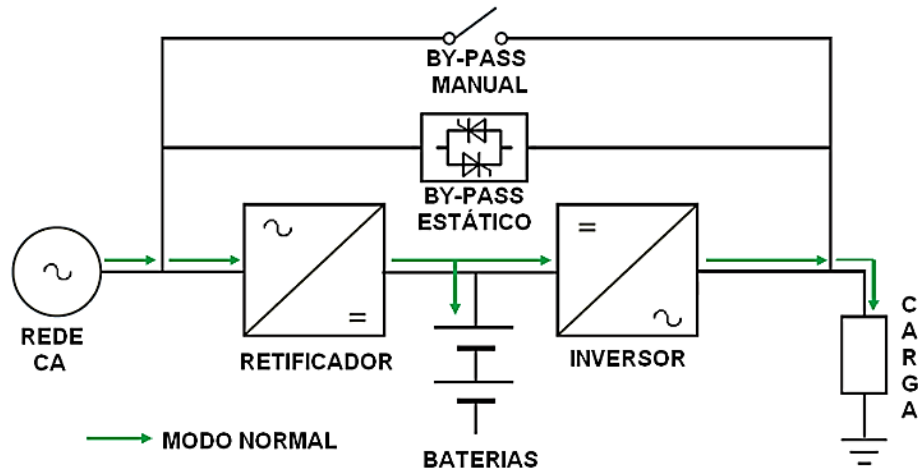


Figura 2.5 – Fluxo da corrente em modo normal de operação [10]

- **Modo em bateria.** No modo de operação pelas baterias (Figura 2.6), as baterias estão a suportar toda a energia requerida pela carga. Este modo também é conhecido como operação em “Ilha”, pois o fornecimento de energia é único e local, por isso é muito crítico para as cargas estarem a operar nesta condição, pois tem um tempo determinado e a autonomia em carga nominal é definido em projeto, que normalmente é superior a 7 minutos neste modo de operação.

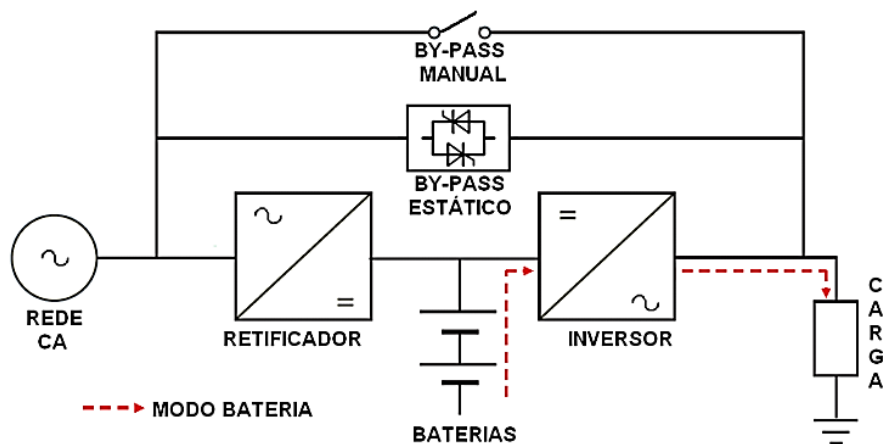


Figura 2.6 – Fluxo da corrente em modo de operação por baterias [10]

- **Modo em *bypass*.** Normalmente este modo de operação (Figura 2.7) é para ser utilizado em caso de manutenção ou de falhas no sistema, onde as cargas podem continuar a funcionar, através do fornecimento de energia por uma rota alternativa. Apesar do seu uso ser casual e minimizado, este modo de operação é a redundância do sistema e deve estar sempre disponível em modo de espera (*standby*).

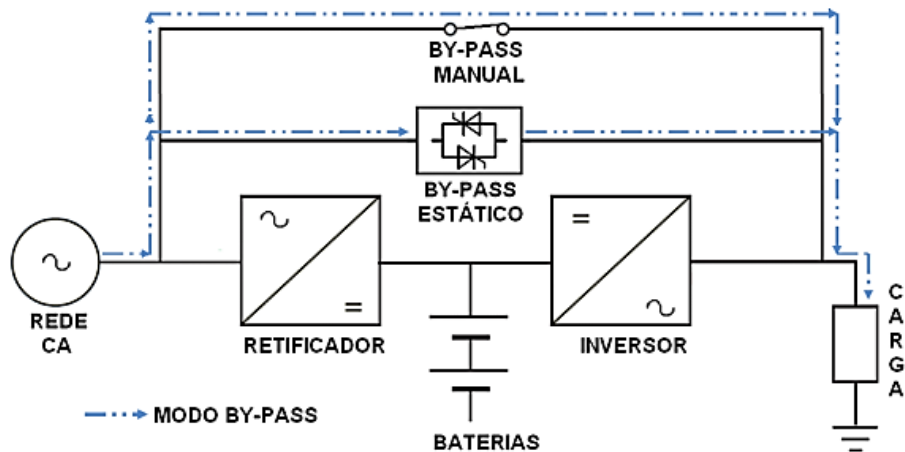


Figura 2.7 – Fluxo da corrente no modo de operação pelo *bypass* [10]

2.3. Sistemas de Potência Fotovoltaica

Em 1839, Alexandre Edmond Becquerel (1820-1891), físico francês, estudou o espectro solar, magnetismo, eletricidade e a óptica, a partir do qual descobriu o efeito fotovoltaico. Embora este feito não tenha sido reconhecido pela ciência na época, ele desenvolveu um dispositivo que hoje é a base de funcionamento de uma célula solar. As primeiras células fotoelétricas foram construídas após 1883 por Charles Fritts, que cobriu o selênio semicondutor com uma camada extremamente fina de ouro de modo a formar junções [17]. Em 1954, a primeira célula fotovoltaica de silício foi desenvolvida por Daryl Chapin, Calvin Fuller e Gerald Pearson. No ano de 1958, iniciou-se a utilização de células fotovoltaicas em aplicações espaciais [18]. Com a crescente procura do uso de energia renovável, os últimos anos têm sido caracterizados por um avanço considerável na fabricação de células solares e de instalações fotovoltaicas. Entre os anos de 2001 e 2015, a produção de energia fotovoltaica duplicou aproximadamente a cada dois anos. O gráfico da Agência Internacional de Energia (IEA) apresentado na Figura 2.8, demonstra a tendência exponencial de crescimento, e que no final de 2014 estima-se ter 177 GW de potência fotovoltaica instalada em todo o mundo [19].

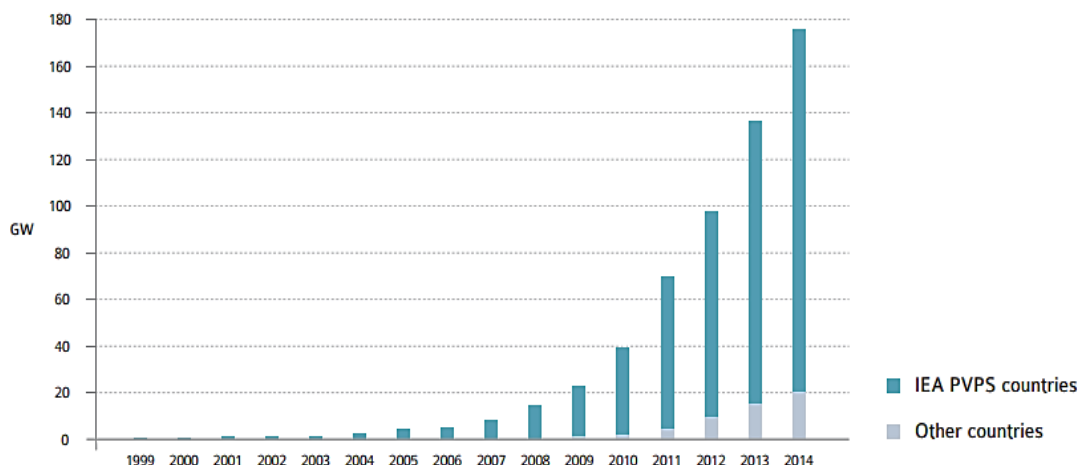


Figura 2.8 – Evolução de instalações fotovoltaicas [20]

O programa IEA-PVPS refere-se a um acordo criado em 1993 pela agência com a adesão de 28 países membros para aumentar os esforços de colaboração internacional, através do qual a energia solar fotovoltaica torna-se uma fonte de energia renovável significativa no futuro próximo [19].

2.3.1. Tecnologia da célula fotovoltaica

A tecnologia fotovoltaica utiliza células semicondutoras para produção de energia elétrica a partir da radiação solar. As células funcionam por efeito fotoelétrico e subdividem-se em dois grupos, os cristalinos constituídos por cristais monocristalinos e policristalinos ou os Amorfos, quando o silício não está cristalizado (Figura 2.9) [21].

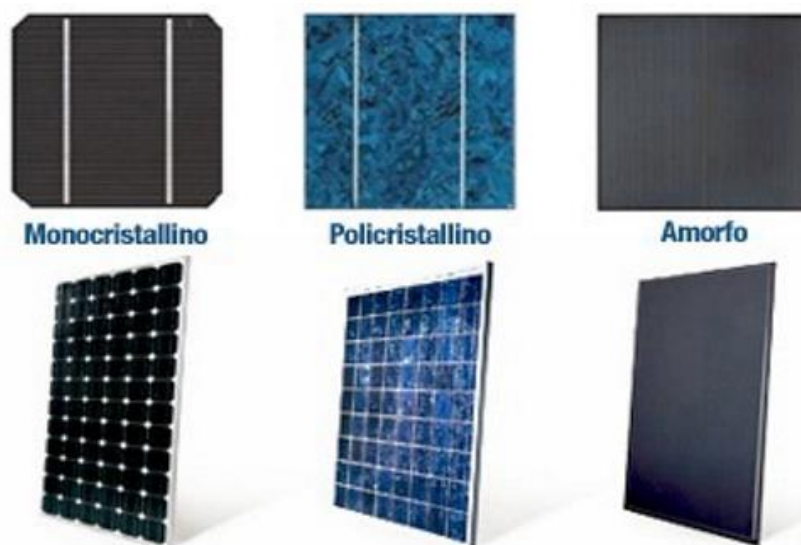


Figura 2.9 – Tipos de células fotovoltaica [21]

Este tipo de materiais possuem propriedades bem específicas que lhes permitem gerar corrente elétrica, ao libertarem elétrons de valência por absorverem fótons na incidência de luz. Este efeito, designado por efeito fotovoltaico, é constituído por três fenómenos físicos distintos: Absorção da luz pelo material; Transferência de energia dos fótons para cargas elétricas; Criação de corrente elétrica [22].

O material mais utilizado para a construção de células fotovoltaicas ainda é o silício (Si). A Figura 2.10 ilustra o efeito fotovoltaico numa célula. Os seus átomos possuem quatro elétrons que estão ligados aos vizinhos, formando uma rede cristalina. O fósforo é adicionado à estrutura como um dopante doador de elétrons e denomina-se de dopante *n* ou impureza *n*. Este componente tem átomos com cinco elétrons de ligação, um elétron em excesso que ficará de "sobra", no qual este fragilmente está ligado a seu átomo de origem. Deste modo, com pouca energia térmica este elétron é libertado, onde caminha para a banda de condução [22].

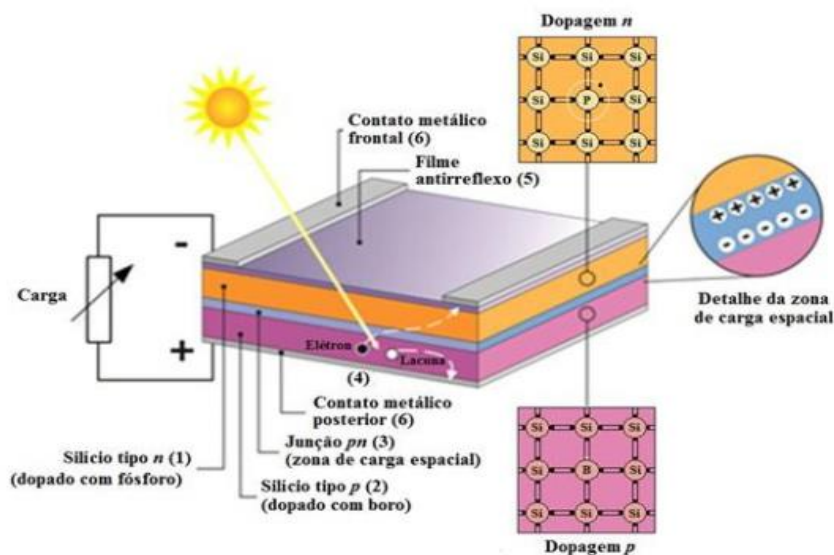


Figura 2.10 - Efeito fotovoltaico na junção p-n de um silício [23]

O efeito fotovoltaico na célula (Figura 2.10) comporta-se basicamente como um díodo de junção p-n (positiva – negativa), no qual os fótons incidem sobre a superfície n, criando pares elétron lacuna. Devido ao campo elétrico da junção p-n, os elétrons são forçados a circular pela carga e estes combinam-se com as lacunas na superfície p, que é continuamente regenerada com as lacunas que passam a junção devido ao campo elétrico da junção [23].

2.3.2. Produção de energia nas células solares

A produção de energia ocorre quando os fótons incidem nas superfícies das células e geram uma diferença de potencial nos polos da mesma, sendo este fenómeno originado pela liberação dos eletrões lacuna. Por exemplo, se cada célula produz cerca de 0,42 Volts, a ligação de duas células em série (Figura 2.11-a) produz 0,84 Volts, enquanto que se a ligação for em paralelo, obtém-se o dobro da corrente (Figura 2.11-b) [24].

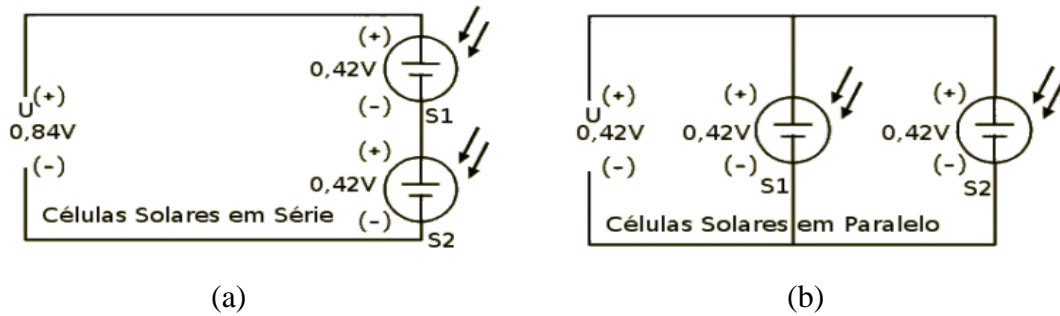


Figura 2.11 – Associação série e paralelo de células solares [24]

2.3.3. Modelo matemático de uma célula PV

Existem diversos modelos matemáticos que representam uma célula PV. No entanto, um dos modelos mais utilizados e testados, é o baseado num circuito equivalente composto por um díodo, fonte de corrente e duas resistências tal como apresentado na Figura 2.12.

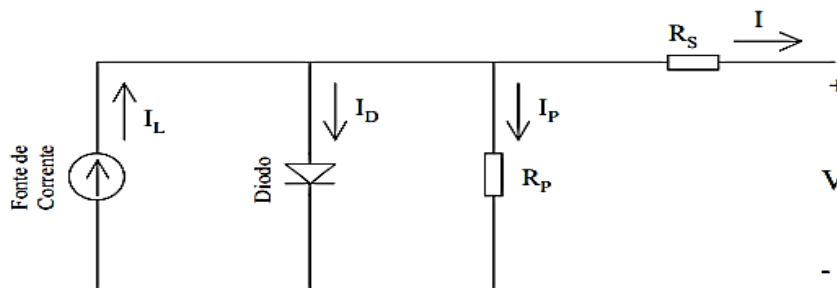


Figura 2.12 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica [25]

No circuito equivalente apresentado observa-se que I_L é a corrente gerada, R_s e R_p as resistências de perdas internas em série e paralelo e V e I a tensão e corrente de saída da célula.

A Figura 2.13 apresenta a curva da relação Corrente/Tensão para vários valores do fator de idealidade do diodo (m), onde este geralmente varia entre 1 e 2. Um valor típico de funcionamento é o de 1.3 [26].

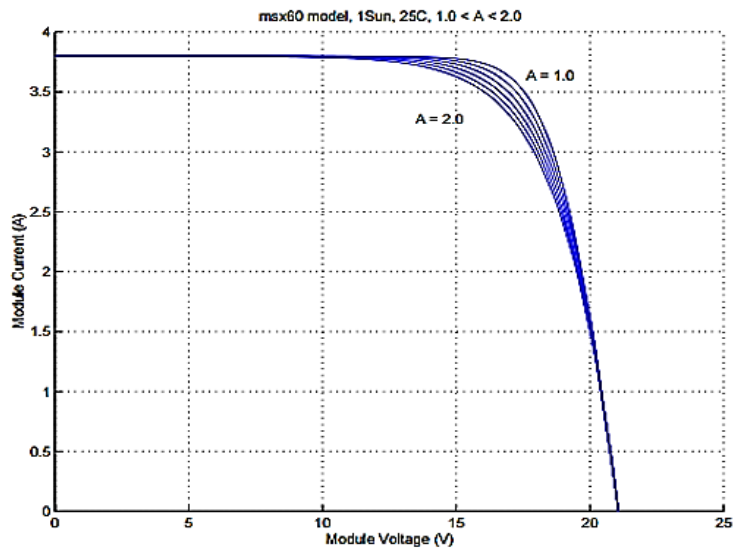


Figura 2.13 - Curva para vários valores do fator de idealidade do diodo [26]

2.3.4. Módulos e painéis fotovoltaicos

Normalmente a potência máxima de uma célula fotovoltaica é pequena, cerca de 2W, sendo insuficiente na maioria das aplicações. Logo, para se aumentar a potência do sistema, as células são agrupadas e interligadas em série e paralelo formando um módulo. A característica de potência que corresponde ao módulo é dada pelo número de células ligadas em série (tensão) e em paralelo (corrente). Assim, os painéis são associações em série e em paralelo de módulos para obter um sistema de maior potência (Figura 2.14).



Figura 2.14 - Módulo e Painel Fotovoltaico [24]

Na Figura 2.15 apresenta-se a instalação de numerosos painéis PV no teto da nova e gigante fábrica de baterias para veículos elétricos da empresa TESLA (Nevada, EUA). O intuito é suprir com a energia solar, o consumo total da energia elétrica usada no edifício [27].



Figura 2.15 – Painéis solares instalados na fábrica Tesla [27]

2.3.5. Características elétricas de um módulo PV

Nos módulos fotovoltaicos, a potência é dada pela potência de pico e suas características elétricas principais são:

- Tensão de circuito aberto – V_{oc} (tensão máxima fornecida pelo módulo)
- Corrente de curto-circuito – I_{sc} (corrente máxima fornecida pelo módulo)
- Potência máxima, - P_m (onde o produto de V e I é máximo)
- Tensão de Potência Máxima – V_{mp} (no ponto máxima potência do módulo)
- Corrente de Potência Máxima – I_{mp} (no ponto máxima potência do módulo)

A Figura 2.16 apresenta as curvas típicas de um módulo PV, onde na primeira (a), é apresentado a curva característica de corrente (I_{sc}) versus a tensão (V_{oc}) e na segunda (b) a curva característica de potência (P_m) versus a tensão (V_{mp}).

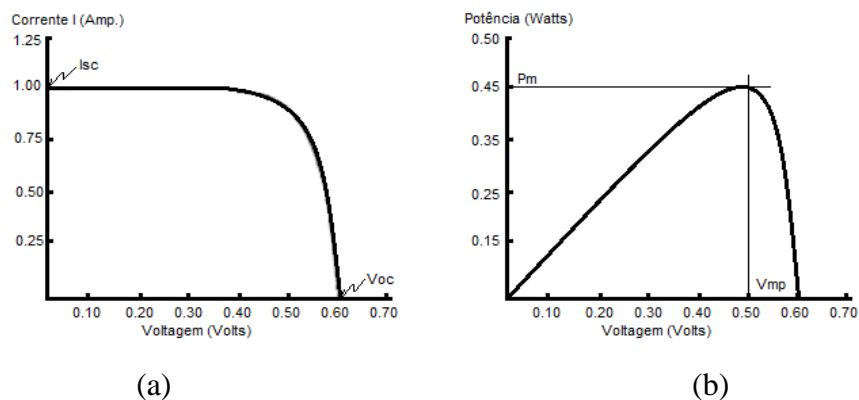
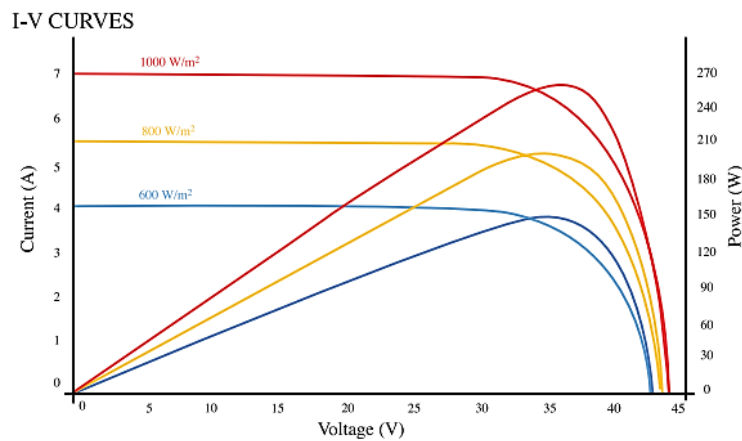
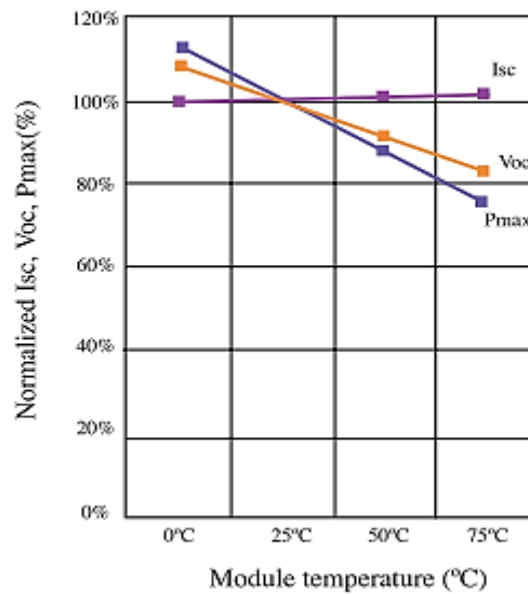


Figura 2.16 – Curvas genéricas de módulo PV: a) da corrente I_{sc} versus a tensão V_{oc} ; b) de potência (P_m) versus a tensão (V_{mp})

A potência elétrica que um módulo pode fornecer está diretamente ligada à irradiação solar incidente e temperatura interna. A condição padrão para as curvas características são definidas para uma radiação de 1000W/m^2 , e com a temperatura na célula de 25°C [28]. Na Figura 2.17 mostra-se um exemplo de curvas características para diferentes irradiações (a) e a curva da potência normalizada (b) em função da temperatura de um módulo PV do modelo BIO250 de 250W da empresa Bioenergy [29].



(a)



(b)

Figura 2.17 – Curvas características em diferentes irradiações (a) e a curva da potência normalizada (b) por interferência da temperatura [29]

O que se observa na Figura 2.17 é que o efeito da intensidade de radiação solar, influencia diretamente na corrente do módulo (a), pois quanto maior é a intensidade da luz sobre a superfície das células, maior é a corrente produzida. Por outro lado, quanto maior for a temperatura interna do módulo (b), menor será a tensão produzida.

2.3.6. Seguidor do Ponto de Potência Máxima - MPPT

Um seguidor do ponto de potência máxima (MPPT - *Maximum Power Point Tracker*) é um algoritmo que está associado a um conversor de potência, como por exemplo um conversor DC-DC do tipo Buck-Boost, Cúk, Sepic ou Zeta, instalado entre o módulo fotovoltaico em série com a sua carga (Figura 2.18). Como a temperatura, a radiação e a carga estão sempre a variar nas células fotovoltaicas, o MPPT controla ativamente o conversor DC-DC, de modo a rastrear o ponto de potência de pico máximo da curva do painel ($PPM = V_{pm} \times I_{pm}$)[30].

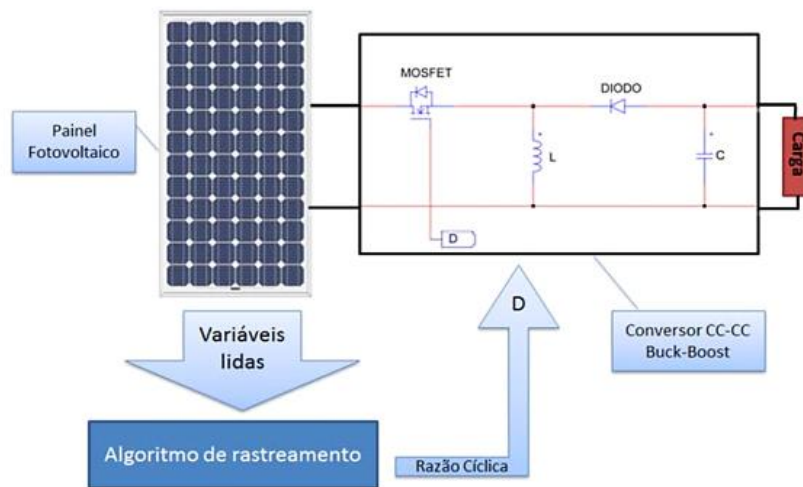


Figura 2.18 – Conversor DC-DC controlado de modo a garantir o MPPT [30]

Existem vários algoritmos que podem ser usados no controlo do conversor. Segundo [31], existem diversos algoritmos classificados como: Perturbação e Observação (P&O), Condutância Incremental (IC), Tensão Constante e o *Hill Climbing*. Entre esses, o método de Perturbação e Observação é o algoritmo MPPT mais utilizado, devido à sua facilidade de implementação[32]. Este método é baseado na alteração da referência e na comparação da potência disponibilizada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos antes e depois da alteração, definindo o sentido da próxima perturbação [31].

A operação do MPPT baseia-se em estar ciclicamente a incrementar e decrementar a tensão da disposição solar, e desta forma, seguir as condições de máxima potência do sistema (Figura 2.19).

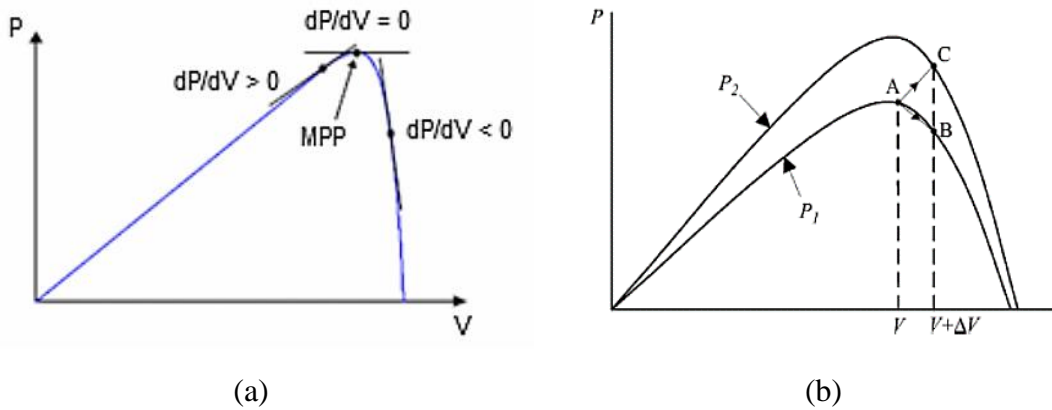


Figura 2.19 – Sinal dP/dV em diferentes posições na curva da potência (a) e a busca do PPM do método P&O, na mudança rápida do nível de radiação (b) [32]

Na Figura 2.20 apresenta-se o fluxograma do algoritmo do método P&O. Este começa por medir a tensão e a corrente do PV, calculando de seguida a potência instantânea, e em subsequentes leituras, vai adaptando as modificações necessárias na tensão de correção (V_{ref}), procurando deste modo atingir continuamente o ponto da potência máxima na curva característica do PV.

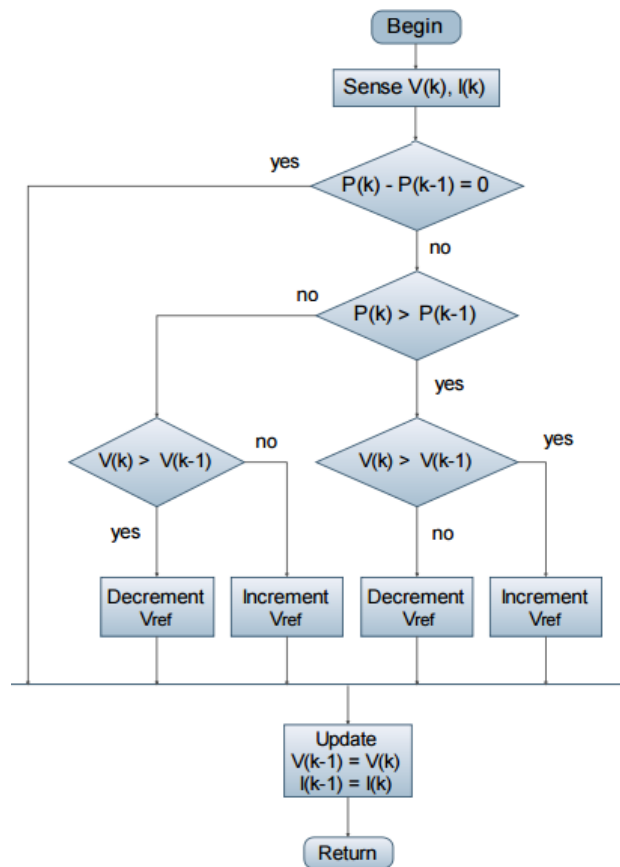


Figura 2.20 – Fluxograma do método P&O [32]

2.3.7. Sistemas Fotovoltaicos Ligados à Rede Elétrica

Normalmente um conjunto de painéis fotovoltaicos é conectado diretamente a conversores de controlo e acoplamento, e em seguida à rede elétrica ou à carga. Estes sistemas que se tornaram muito populares, exigem cada vez mais uma maior complexidade dos conversores nos seus projetos, uma vez que devem satisfazer as exigências de qualidade e segurança, para não afetar a rede ou a carga [31]. Na Figura 2.21 apresenta-se uma instalação clássica de um sistema PV conectado à rede, onde o conjunto de painéis está ligado diretamente ao conversor DC/DC para o controlo da sua potência máxima, enquanto que o inversor DC/AC converte a corrente contínua para alternada e entrega a energia à carga e rede elétrica simultaneamente.

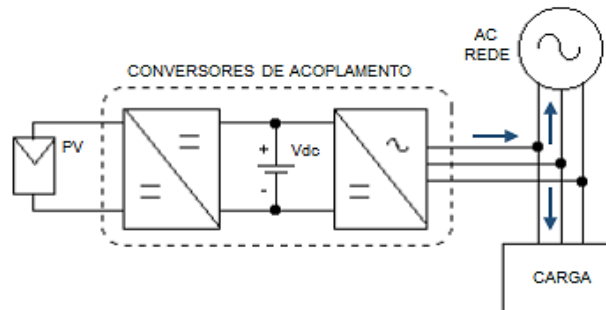


Figura 2.21– Instalação de Sistema fotovoltaico conectado a rede (adaptado de [33])

2.3.8. Sistema PV com Armazenamento de Energia

O sistema de produção PV com armazenamento de energia é muito utilizado em diversas aplicações. A Figura 2.22 ilustra as fases de funcionamento deste tipo de configuração que armazena a energia num banco de baterias quando produzida em excesso pelos módulos fotovoltaicos durante o dia, permitindo assim a utilização da energia armazenada durante a noite ou em períodos de baixa luminosidade.

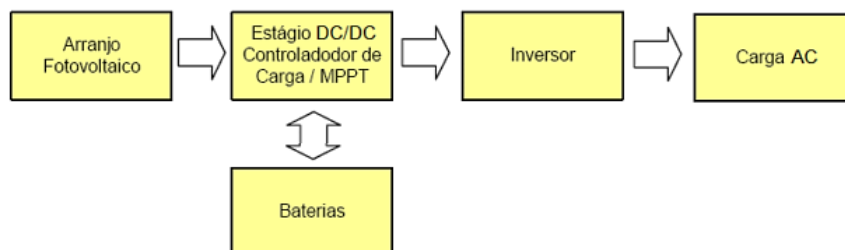


Figura 2.22 – Sistema fotovoltaico com armazenamento em baterias [31]

2.4. Sistemas Híbridos

Os Sistemas Híbridos de produção de energia elétrica são aqueles que conciliam dois ou mais sistemas. Estes sistemas estão atualmente a ser estudados pela comunidade científica com grande interesse, dada a sua complexidade ou pelas diferentes origens da produção de energia [34]. O crescente desenvolvimento de sistemas híbridos de energia tem-se tornado de grande interesse como resultado dos resultados de atividades em variados campos de investigação e de avanços tecnológicos na área da eletrônica de potência, em que originou uma maior eficiência, fiabilidade e qualidade nos sistemas de produção. Na Figura 2.23 apresenta-se um exemplo de uma topologia mista, que normalmente combinam duas ou mais fontes de energia, como a utilização de fontes renováveis de produção de energia, tais como a eólica e a solar, estando estas integradas através da utilização de conversores de potência, tanto pelo barramento AC como DC, e com vários tipos de cargas ou mesmo de fontes de produção de energia convencional da rede de distribuição. Neste sistema também se poderá considerar o armazenamento como, baterias e volante de inércia (*flywheel*), sistemas de cogeração ou combinados com geradores a gásóleo (*diesel*) [35].

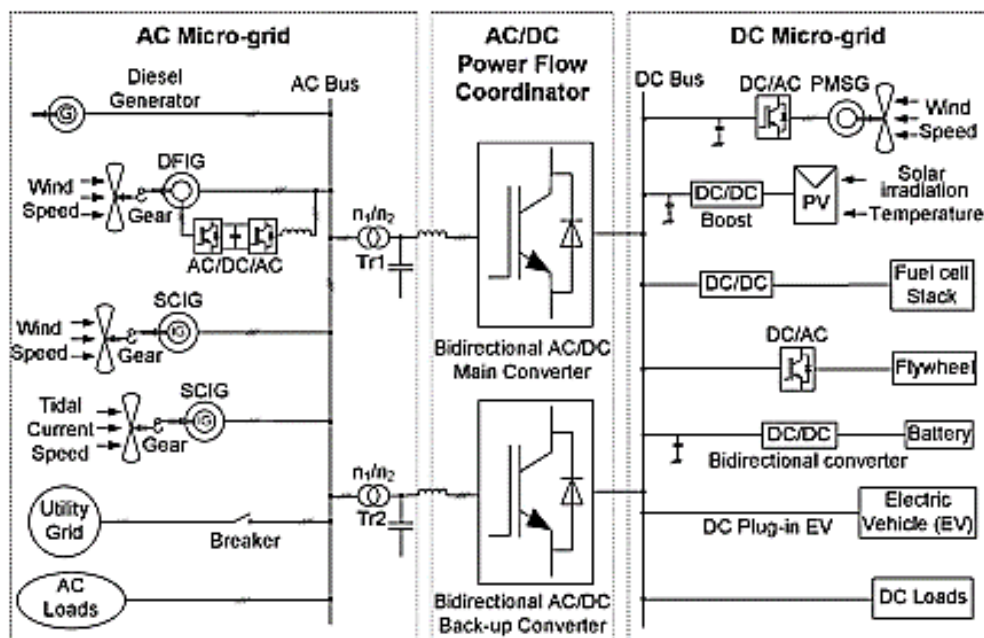


Figura 2.23– Sistema híbrido AC/DC em micro-rede [36]

Dos sistemas híbridos implantados na década de 70, destacam-se alguns sistemas pioneiros, tais como o sistema híbrido eólico-diesel instalado no ano de 1977 em Clayton, Novo México (EUA) e o sistema híbrido fotovoltaico-diesel instalado no ano de 1978 na reserva indígena Papago, Arizona (EUA) [18]. Foi a partir do final da década de 1990, que a inserção desses sistemas passou também a ter como motivação a questão ambiental [37]. Na mesma década, a maturidade das tecnologias fotovoltaica e eólica e o bom desempenho dos sistemas híbridos tornaram ainda mais eficazes as diversas instalações produtoras de energia elétrica renovável.

Atualmente e em grande maioria, a proliferação das instalações de fontes de energia renovável são geralmente distributivas e de menores dimensões, interligadas à rede elétrica ou mesmo autônomas. Como exemplo, apresentam-se os painéis solares fotovoltaicos que estão com os preços cada vez mais acessíveis, praticamente de uso bem democrático no mercado e a suprir uma grande variedade de aplicações [23]. Dessa forma, a interação das tecnologias com outros sistemas é inevitável, o que implica numa maior dedicação e maturação tecnológica de novos dispositivos da eletrônica de potência e poder agregar os sistemas multiformes de fornecimento e de consumo da energia elétrica.

De certa forma, os sistemas elétricos baseados no hibridismo da geração renovável e não renovável, com a acumulação de energia feita em baterias, representam hoje uma alternativa madura e viável para o suprimento de energia. As estratégias de operação utilizadas pelos sistemas híbridos, em linhas gerais, visam principalmente um fornecimento contínuo e de qualidade, de acordo com o padrão exigido, como também à redução dos custos operacionais do subsistema diesel-elétrico [18].

2.4.1. Classificação de potências

A classificação quanto à potência instalada apresentada aqui é relativa, podendo ser modificada com o desenvolvimento das capacidades dos mesmos ao longo do tempo, no entanto considerando as atuais capacidades nominais instaladas, pode-se sugerir a seguinte classificação para os sistemas híbridos (Figura 2.24).

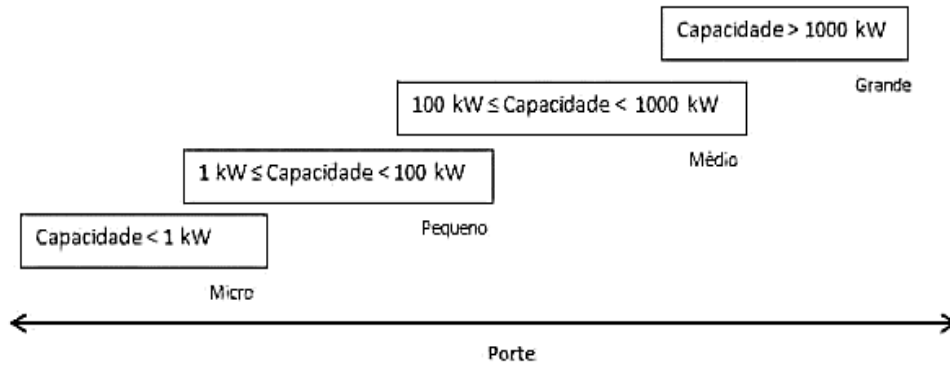


Figura 2.24 - Classificação dos sistemas por potência instalada [38]

- a) Microssistema híbrido: Capacidade < 1 kW - Faixa de potência utilizada para pequenas cargas individuais;
- b) Sistema híbrido de pequeno porte: $1 \text{ kW} \leq P_n < 100 \text{ kW}$ - Faixa de potência predominante nos sistemas atualmente em operação;
- c) Sistema híbrido de médio porte: $100 \text{ kW} \leq P_n < 1.000 \text{ kW}$ - Faixa de potência típica de grandes capacidades;
- d) Sistema híbrido de grande porte: $P_n > 1.000 \text{ kW}$. Faixa de altas potências com poucos sistemas globalmente instalados.

2.4.2. Modos de configuração

Apesar dos sistemas híbridos poderem ser constituídos de vários tipos de formatos e configurações, as mais usuais são:

- **Configuração em paralelo**

Na configuração do tipo paralelo (Figura 2.25), uma ou mais fontes podem fornecer energia elétrica para as cargas do barramento AC e DC, como também selecionar o tipo de fonte no caso de consumo baixo, médio ou nominal do sistema através do sincronismo entre o inversor e a rede AC [38]. Alguns exemplos do uso desse tipo de configuração estão descritos em [36],[39],[40], onde as aplicações seguem o mesmo conceito de aproveitar os dois lados de barramentos (AC e DC) e unificar os sistemas de produção e de cargas.

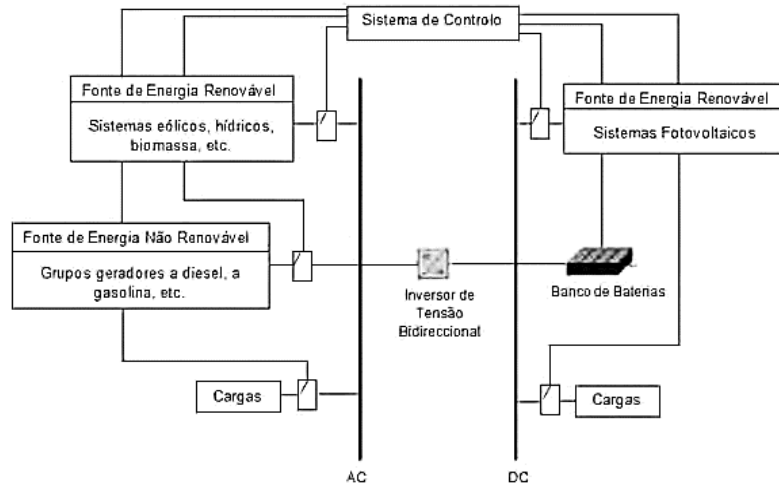


Figura 2.25 - Sistema híbrido paralelo [38]

Neste modo de configuração as cargas e as fontes operam em paralelo e o fluxo de energia é efetuado através de um conversor bidireccional, onde este opera como retificador para fornecer energia para as cargas DC e o carregamento do banco de baterias, ou na função inversor para alimentar as cargas AC. Contudo, isso vai depender da programação do sistema de controlo e do equilíbrio das potências das cargas e das fontes. A principal vantagem desse sistema está na sua eficiência que é maximizada pela operação de um só conversor. A desvantagem está no sistema de controlo que é mais complexo, e que garanta o sincronismo do inversor e das fontes de geração. Outro facto é que as perturbações geradas pelas fontes que poderão influenciar diretamente as cargas que estão interligadas ao mesmo barramento.

A Figura 2.26 apresenta o diagrama de um sistema híbrido proposto por [39], onde se sugere uma configuração híbrida em modo paralelo. Através desta figura é possível verificar que as cargas interligadas nos barramentos DC e AC estão em paralelo com as respetivas fontes e o conversor central bidireccional, permite o fluxo de energia nos dois sentidos do sistema.

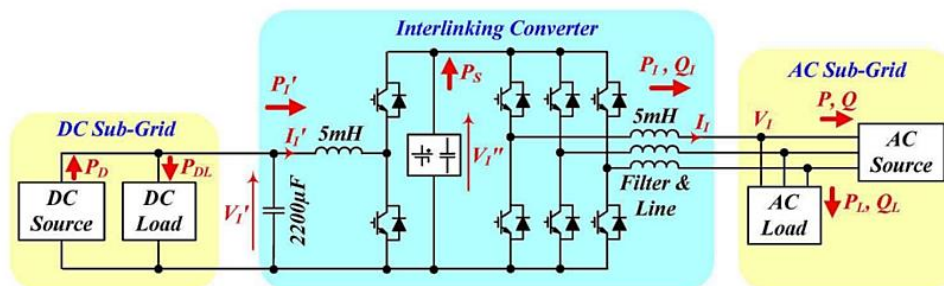


Figura 2.26 – Diagrama proposto de sistema híbrido em modo paralelo [39]

- **Configuração em série**

Na configuração do tipo série (Figura 2.27), o transporte da energia elétrica é realizado em sequência através dos conversores até as cargas no barramento AC. As fontes de energia renovável e não renovável são usadas para alimentar as cargas do barramento DC e o carregamento do banco de baterias. A principal vantagem deste tipo de configuração é a maior fiabilidade de energia entregue às cargas AC, uma vez que o inversor garante um isolamento das perturbações geradas pelas fontes. A desvantagem está exatamente no caso da existência de falhas desse inversor e o menor rendimento do sistema, uma vez que a corrente das fontes AC necessitam de passar por dois estágios de conversão até chegar às cargas. Existem outros trabalhos em [41],[42],[43] que também sugerem o uso da configuração híbrida em série.

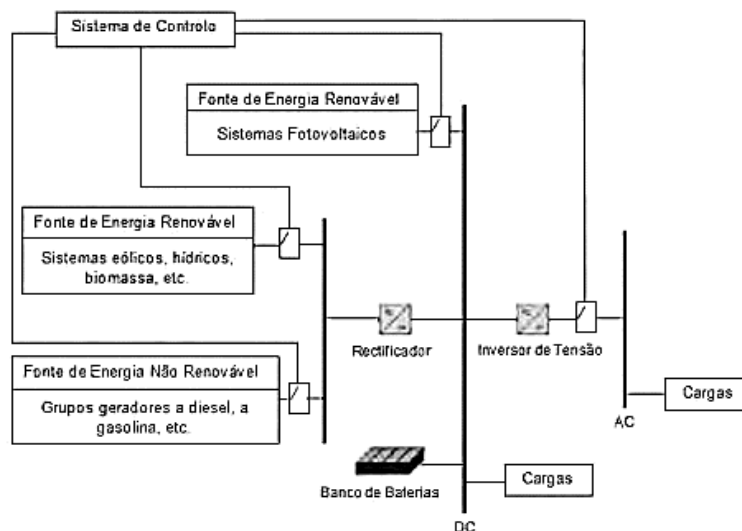


Figura 2.27 - Sistema híbrido série [38]

O sistema de controlo, supervisão e comando devem promover a gestão das cargas e das baterias, o processo de acionamento do grupo gerador e em caso de falhas, o deslastre de cargas ou de sistemas. Dependendo das necessidades do utilizador, toda a operação poderá ocorrer no modo manual ou em automático [38].

Na Figura 2.28 apresenta-se um esquema proposto por [41], onde se sugere uma configuração híbrida do tipo série que praticamente é baseada na topologia de uma UPS, e no qual associa-se um sistema PV ao barramento DC. Através desta figura é possível verificar que a carga, assim como as respetivas fontes de geração de energia dos barramentos DC e AC, estão agora todos isolados em cada setor da topologia, diminuindo assim as interferências por paralelismo.

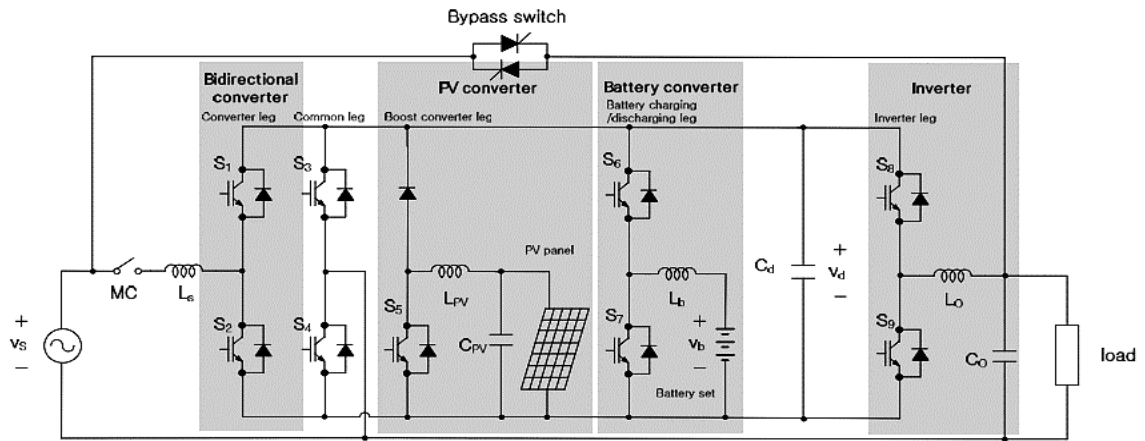
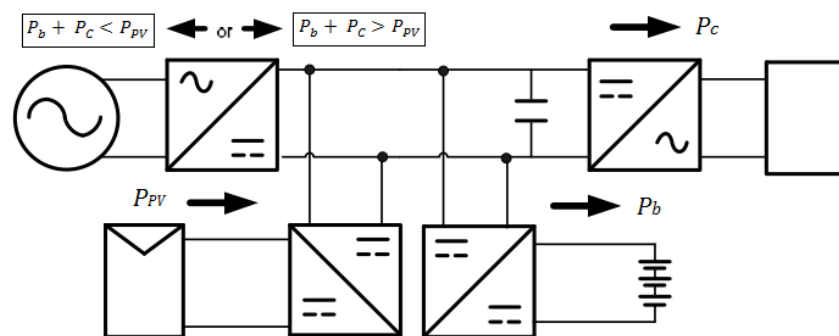
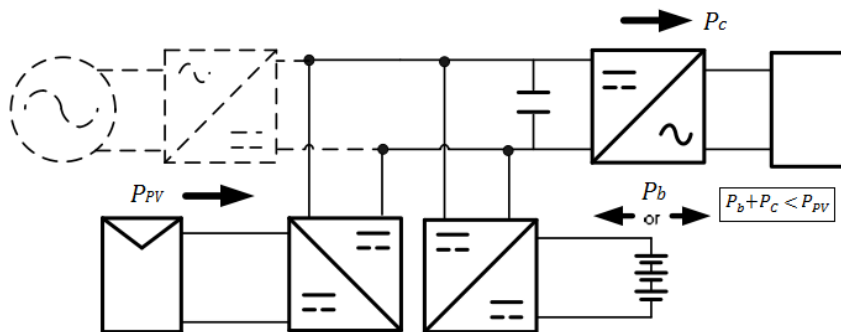


Figura 2.28 – Esquema proposto de sistema híbrido em modo série [41]

O circuito proposto por [41] está representado em diagrama de blocos na Figura 2.29, onde é possível verificar o fluxo de energia no sistema em dois modos comuns de operação. O primeiro (a) modo de carga de baterias, a energia provem da rede e do sistema PV enquanto que o segundo (b) modo de descarga em caso de falha da rede, a energia poderá ser entregue à carga pelo sistema PV e/ou pelas baterias, dependendo da energia solar disponível.



(a)



(b)

Figura 2.29 – Fluxo de energia do sistema em dois modos de funcionamento, no modo de carga (a) e no modo de descarga (2) das baterias (adaptado de [41])

O conversor de entrada é o único que opera nos dois sentidos, ou seja, no modo retificador quando está a fornecer energia da rede para a carga e/ou baterias, e no modo inversor quando passa a entregar a energia excedente do sistema PV para a rede elétrica. A regra para o sistema é simples e obedece ao equilíbrio das potências no sistema pela seguinte condição de modo de funcionamento:

- Modo retificador:

$$P_b + P_C > P_{PV} \quad (1)$$

- Modo inversor:

$$P_b + P_C < P_{PV} \quad (2)$$

- Modo de descarga de baterias:

$$P_b = P_{PV} - P_C \quad (3)$$

Na Figura 2.30 apresenta-se outra proposta do tipo configuração série, que também está baseada numa UPS e que agrega a produção PV no sistema. Porém esta proposta difere da anterior, uma vez que utiliza chaves mecânicas para escolher a fonte e por isso compromete a fiabilidade. Por outro lado, esta solução agrega mais um componente de falhas ao sistema, além de não prever o retorno da energia excedente à rede.

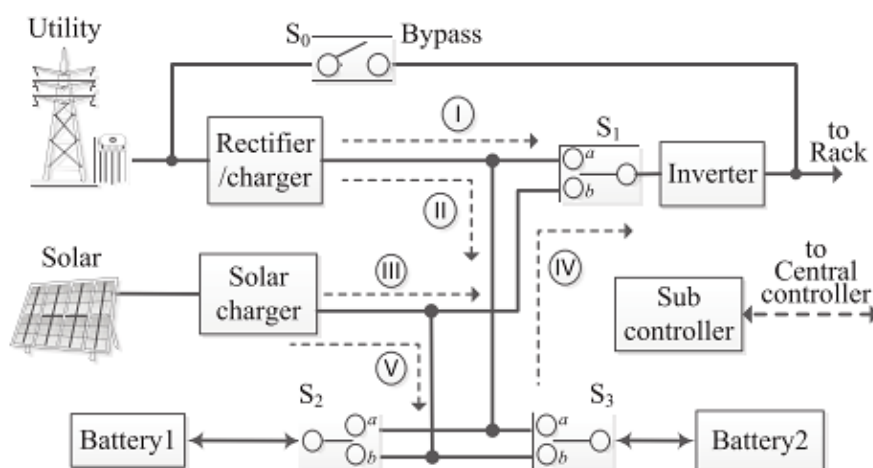


Figura 2.30 – Sistema híbrido série proposto baseado numa UPS [43]

Através da Figura 2.31 é possível ver mais um exemplo de configuração híbrida em série, no qual não é apenas utilizado um tipo de sistema de produção de energia renovável, mas sim dois tipos de sistemas de produção. O exemplo mostra um sistema PV associado a um sistema eólico (WG – *Wind Generation*), sendo estes interligados pelo barramento DC do sistema híbrido.

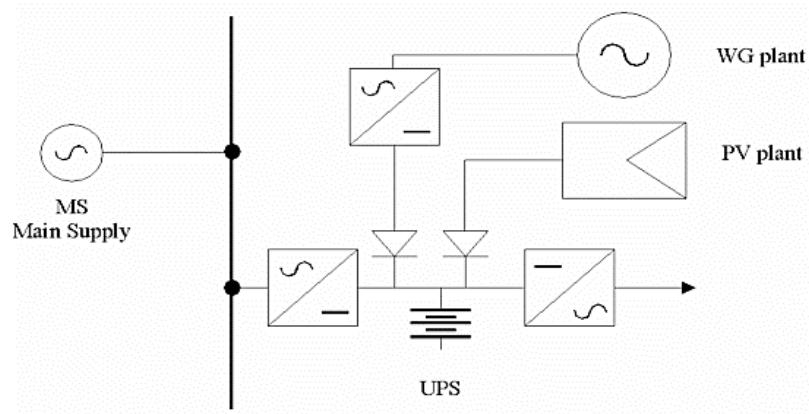


Figura 2.31 – Sistema híbrido série aliado com outros tipos de fonte de energia [44]

Capítulo 3

Sistema Híbrido de uma UPS com Integração de Gerador PV

3.1. Introdução

O corrente capítulo tem o intuito de apresentar e descrever o objeto em estudo desta dissertação. Este está dividido em quatro partes, no qual se apresenta o funcionamento da UPS Híbrida trifásica associada a um sistema de produção fotovoltaico (PV). No segundo subcapítulo, apresenta-se uma topologia do tipo *online* de dupla conversão com a integração do sistema PV, o seu detalhamento estrutural e os circuitos envolvidos. No terceiro subcapítulo apresenta-se o estudo do sistema híbrido, nomeadamente o seu desenvolvimento matemático e os sistemas de controlo adotados para os diversos conversores de potência. No quarto subcapítulo apresenta-se uma topologia inovadora de UPS híbrida de dupla conversão e com maior fiabilidade de fornecimento de energia para as cargas críticas, uma vez que possui redundância dos conversores principais de potência. Para além disso, esta estrutura também apresenta uma menor THD de tensões de entrada e saída devido à sua característica multinível. Ainda neste subcapítulo será apresentado o circuito detalhado do sistema com tecnologia multinível, o seu desenvolvimento matemático e o sistema de controlo dos diversos conversores de potência para o devido funcionamento do sistema, como também, os modos de operação, o fluxo das potências, a redundância em caso de falhas.

3.2. Topologia de Dupla Conversão Híbrida

A primeira topologia de um sistema híbrido proposto nesta dissertação é apresentada na Figura 3.1. Esta topologia caracteriza-se por ser do tipo de configuração série. Embora os benefícios desta configuração já pareçam ser bem interessantes em poder agregar tecnologias diferenciadas de produção de energia elétrica e também possuir uma maior fiabilidade no fornecimento de energia elétrica para as cargas críticas, ela poderá também entregar a energia excedente de geração do sistema PV para a rede elétrica pelo conversor bidirecional de entrada.

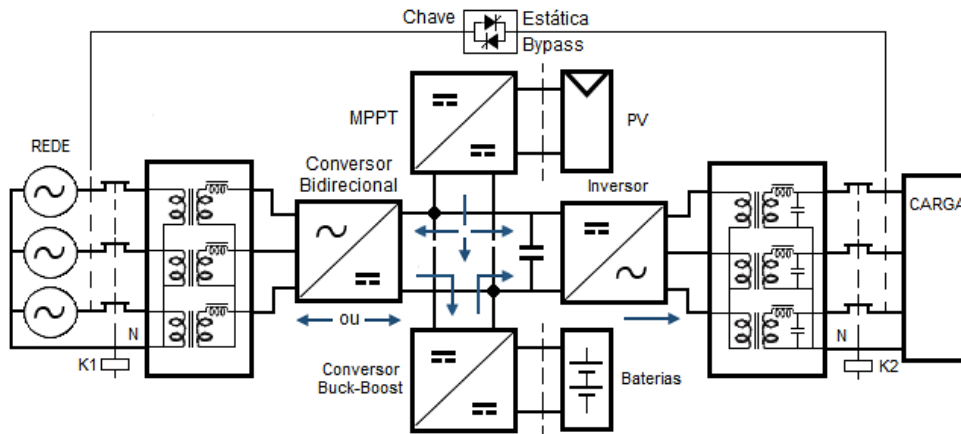


Figura 3.1 – Topologia híbrida de uma UPS com integração de um gerador PV

O sistema proposto está baseado numa UPS de dupla conversão (*on-line*) trifásica, onde estão interligados pelo seu barramento DC, o sistema de produção PV e as baterias, através dos seus respectivos conversores DC-DC de controlo. A Figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos da topologia proposta e o fluxo de potência no sistema. A regra para o fluxo de potência respeita as mesmas condições das equações (1), (2) e (3) que estão descritas no capítulo anterior, pois este deve obedecer o equilíbrio das potências que circulam nos circuitos da UPS.

A Figura 3.2 apresenta o esquema detalhado da UPS híbrida, onde é composto por um conversor bidirecional (AC-DC) de entrada, dois conversores DC-DC do tipo *buck-boost* para a adaptação de tensões e obtenção da máxima potência do PV (MPPT) e para controlo da carga e descarga das baterias, o inversor (DC-AC) e o filtro passa-baixo para diminuir o THD da tensão na saída. De referir que numa UPS poderão ter utilizados transformadores isoladores, filtros de linha EMI/ RFI e o circuito de chave estática (*bypass*). Contudo, por serem circuitos adicionais de proteção, não foram incluídos no estudo da estrutura proposta.

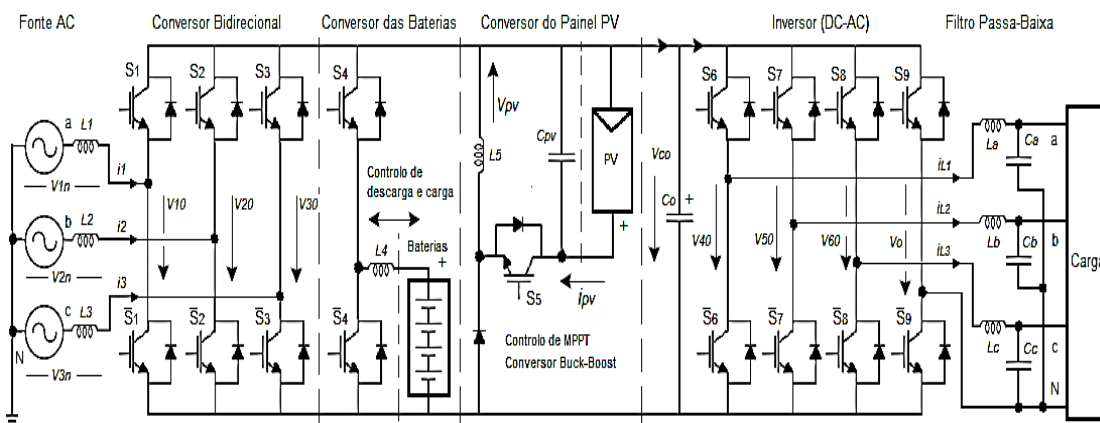


Figura 3.2 – Esquema detalhado da UPS híbrida proposta

3.3. Controlo dos Conversores

Um dos controladores mais robustos é baseado na técnica de modo de deslizamento. No caso do controle dos inversores trifásicos este controlador é normalmente associado a um modulador vetorial. Assim, este tipo de controlador e modulador será utilizado nos conversores de potência, tanto no retificador de entrada como no inversor de saída.

3.3.1. Controlo do conversor de alimentação

Como já foi dito, a principal vantagem do conversor bidirecional é permitir o fluxo de potência nos dois sentidos do conversor, garantindo deste modo a entrega da energia excedente do PV para a rede ou a energia da rede para alimentar as cargas e as baterias quando o sistema PV não estiver a produzir. Dessa forma, a utilização de um controlo adequado é de extrema importância. Na Figura 3.3 apresenta-se o esquema detalhado do conversor bidirecional de entrada da UPS.

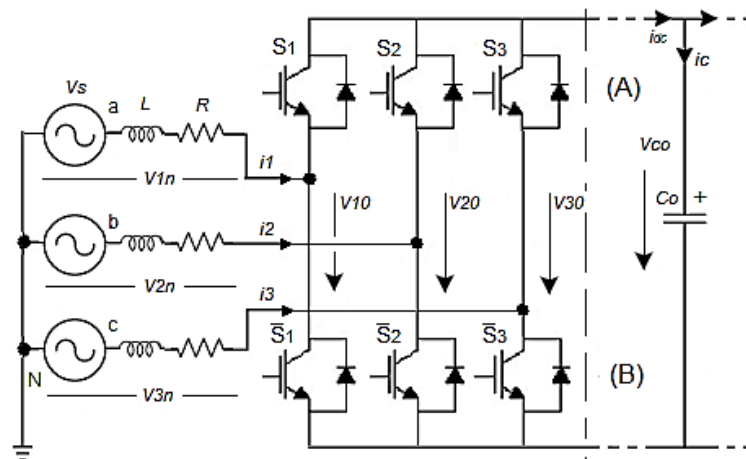


Figura 3.3 – Estrutura do conversor bidirecional de entrada da UPS

Através da análise deste último circuito é possível verificar que se obtêm diversos vetores de tensão em função do estado dos semicondutores. Para o desenvolvimento do modelo do conversor é necessário ter em consideração os estados dos seus semicondutores de potência. Deste modo, considerando que esses estados poderão ser representados por uma variável γ_i , onde $i \in \{1,2,3\}$ e S_i os semicondutores da ponte, obtém-se a seguinte expressão:

$$\gamma_i = \begin{cases} 1 & \text{se } S_i = \text{condução} \wedge \bar{S}_i = \text{corte} \\ 0 & \text{se } S_i = \text{corte} \wedge \bar{S}_i = \text{condução} \end{cases} \quad (4)$$

Pela análise do circuito da Figura 3.3, as tensões simples do sistema poderão ser representadas pelas seguintes equações:

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3} (2 V_{10} - V_{20} - V_{30}) \\ V_{2n} = \frac{1}{3} (-V_{10} + 2 V_{20} - V_{30}) \\ V_{3n} = \frac{1}{3} (-V_{10} - V_{20} + 2 V_{30}) \end{cases} \quad (5)$$

A partir das equações anteriores é possível obter o seguinte sistema matricial:

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Tendo em considerando que as tensões nos pontos médios dos braços do conversor no sistema anterior depende de V_{Co} que representa a tensão do barramento DC, estas tensões poderão ser expressas em função do comando dos semicondutores pela equação seguinte:

$$\{ V_{j0} = \gamma_j V_{Co}, \text{ onde } j = \{1,2,3\} \} \quad (7)$$

Aplicando ao sistema matricial da equação (6) a equação descrita em (7), obtém-se o seguinte sistema matricial:

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}\gamma_1 & -\frac{1}{3}\gamma_2 & -\frac{1}{3}\gamma_3 \\ -\frac{1}{3}\gamma_1 & \frac{2}{3}\gamma_2 & -\frac{1}{3}\gamma_3 \\ -\frac{1}{3}\gamma_1 & -\frac{1}{3}\gamma_2 & \frac{2}{3}\gamma_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Co} \\ V_{Co} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Ao agregar em (8) as variáveis de comutação, é obtido o seguinte sistema matricial:

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{Co} & -\frac{1}{3}V_{Co} & -\frac{1}{3}V_{Co} \\ -\frac{1}{3}V_{Co} & \frac{2}{3}V_{Co} & -\frac{1}{3}V_{Co} \\ -\frac{1}{3}V_{Co} & -\frac{1}{3}V_{Co} & \frac{2}{3}V_{Co} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

O sistema trifásico representado por (9), pode ser simplificado através da utilização da transformada de Clarke-Concordia. Assim, o sistema em coordenadas de fase X_{abc} , poderá ser transformado num sistema bifásico equivalente no sistema de coordenadas $X_{\alpha\beta}$, que consistem na aplicação das matrizes condensadas descritas em (10) ou (11), conforme o tipo de conversão desejada:

$$X_{abc} = MX_{\alpha\beta} \quad (10)$$

$$X_{\alpha\beta} = M^T X_{abc} \quad (11)$$

Onde, M é a matriz de transformação, conforme (12).

$$M = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

A transformação inversa da equação (10) é obtida a partir da matriz ortogonal M^T (13).

$$M^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Através da aplicação da matriz ortogonal (13) ao sistema, obtém-se $V_{\alpha\beta}$ (14) a partir de V_{abc} .

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (14)$$

Substituindo o sistema (9) em (14), obtém-se (15).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}}V_{Co} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Considerando que o circuito não possui o neutro e que $V_{1n} + V_{2n} + V_{3n} = 0$, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}}V_{Co} & -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co} & -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co} & -\frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (16)$$

A Figura 3.4 apresenta os vetores espaciais atribuídos em relação de V_α e V_β , a partir do sistema matricial (16). A ordem de combinações possíveis são de 2^3 , num total de oito vetores espaciais que podem ser obtidos a partir da atuação dos semicondutores na ponte. Pode-se observar que os vetores no mapa são sequenciais aos quadrantes do sistema α e β e que os vetores de nº0 e nº7 são de valor 0 para V_α e V_β , e por isso são redundantes.

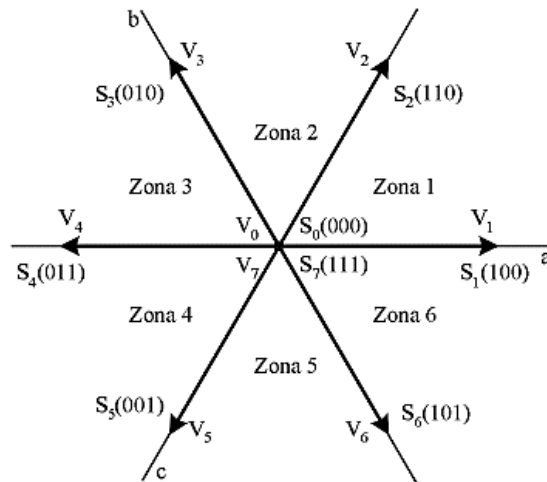


Figura 3.4 – Possíveis vetores de comutação atribuídos no conversor [45]

As combinações possíveis dos 8 vetores espaciais de tensão para o conversor bidirecional estão apresentados na Tabela 3.1, assim como os respectivos valores de tensão no referencial de α e β .

Tabela 3.1– Atribuição dos vetores espaciais do conversor bidirecional

Nº	γ_1	γ_2	γ_3	V_α/V_{Co}	V_β/V_{Co}	Vetor
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	5
3	0	1	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	3
4	0	1	1	$-\frac{2}{\sqrt{6}}$	0	4
5	1	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	1
6	1	0	1	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	6
7	1	1	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	2
8	1	1	1	0	0	7

No circuito será efetuado um controle da corrente que é efetuado indiretamente através da tensão, pelo que o controlador deverá ter em consideração a interação entre estas grandezas. A solução do uso de transformadas de variáveis acarreta em uma mudança de referencial. Desta forma, o controlador trabalha com duas variáveis, mas que representam os sinais das três fases referenciados ao novo eixo referencial de α e β [47].

Quanto ao modelo dos sistema no formato das equações de estado de espaços, este poderá ser expresso por:

$$R i_x + L \frac{di_x}{dt} = -V_x + V_{Sx}, \text{ sendo } x = \{1, 2, 3\} \quad (17)$$

Resolvendo a expressão (17) em função da corrente i_x , obtém-se:

$$\frac{di_x}{dt} = -\frac{Ri_x}{L} - \frac{V_x}{L} + \frac{V_{Sx}}{L} \quad (18)$$

Através do modelo do sistema matricial (19), descreve-se as equações que definem as correntes de entrada i_x em função das variáveis de comutação:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VS_1 \\ VS_2 \\ VS_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Com a expressão (9) aplicado ao sistema (19), obtém-se o modelo das correntes das fases em (20):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2V_{Co}}{3L} & \frac{1V_{Co}}{3L} & \frac{1V_{Co}}{3L} \\ \frac{1V_{Co}}{3L} & -\frac{2V_{Co}}{3L} & \frac{1V_{Co}}{3L} \\ \frac{1V_{Co}}{3L} & \frac{1V_{Co}}{3L} & -\frac{2V_{Co}}{3L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VS_1 \\ VS_2 \\ VS_3 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Através da aplicação da transformada de Clarke-Concórdia o modelo em coordenadas α e β poderá agora ser descrito por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{Co}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{Co}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_\alpha \\ \gamma_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VS_\alpha \\ VS_\beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

Tendo em consideração a ordem do sistema para as correntes de entrada do conversor, o seu controlo em coordenadas α e β poderá ser efetuado através das seguintes funções:

$$\begin{cases} S_\alpha = i_{\alpha Ref} - i_\alpha = 0 \\ S_\beta = i_{\beta Ref} - i_\beta = 0 \end{cases} \quad (22)$$

Para a implementação deste controlador utilizou-se um comparador histerético na saída das funções de comutação, de acordo com a Figura 3.5

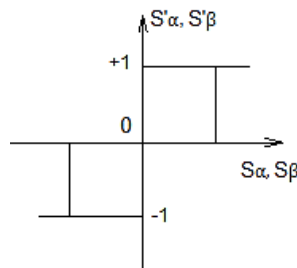


Figura 3.5 – Comparador histerético de saída de três níveis

Por sua vez, à saída dos comparadores será implementada um modulador vetorial. Este modulador deverá ter em consideração que o sistema se mantenha na superfície de deslizamento, ou seja:

$$\begin{cases} \text{Se } i_{\alpha} < i_{\alpha_{Ref}} \text{ então } V_{\alpha} \text{ deve ser positivo para aumentar } i_{\alpha} \\ \text{Se } i_{\alpha} > i_{\alpha_{Ref}} \text{ então } V_{\alpha} \text{ deve ser negativo para diminuir } i_{\alpha} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \text{Se } i_{\beta} < i_{\beta_{Ref}} \text{ então } V_{\beta} \text{ deve ser positivo para aumentar } i_{\beta} \\ \text{Se } i_{\beta} > i_{\beta_{Ref}} \text{ então } V_{\beta} \text{ deve ser negativo para diminuir } i_{\beta} \end{cases} \quad (24)$$

De modo a garantir as condições anteriores, o modulador vetorial será implementado tendo em consideração a Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Escolha dos semicondutores na modelação dos vetores

$S'_{\beta} \backslash S'_{\alpha}$	(-1) -	0	(+1) +
(-1) -	5	5	6
0	4	7	1
(+1) +	3	2	2

Neste sistema de controlo, as correntes de entrada são controladas de modo a que o seu erro em torno da referência se encontre dentro de uma determinada janela de histerese [45].

Quanto às referências das correntes de entrada, estas serão definidas de modo a garantir que a energia reactiva absorvida pelo rectificador seja zero, e a energia activa apresente um valor que permita estabilizar a tensão do barramento DC num valor pré-definido. Assim, considerou-se as potências deste sistema em coordenadas d, q e descritas por:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{S_{\alpha}} & V_{S_{\beta}} \\ V_{S_{\beta}} & -V_{S_{\alpha}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (25)$$

O sistema de controlo para as correntes de entrada é apresentado na Figura 3.6. A tensão do barramento DC (V_{co}) é controlado por um controlador PI, no qual a saída deste controlador define a corrente de referência na componente d . De modo a garantir que a potência reactiva seja zero definiu-se para a componente q da corrente de referência o valor de zero.

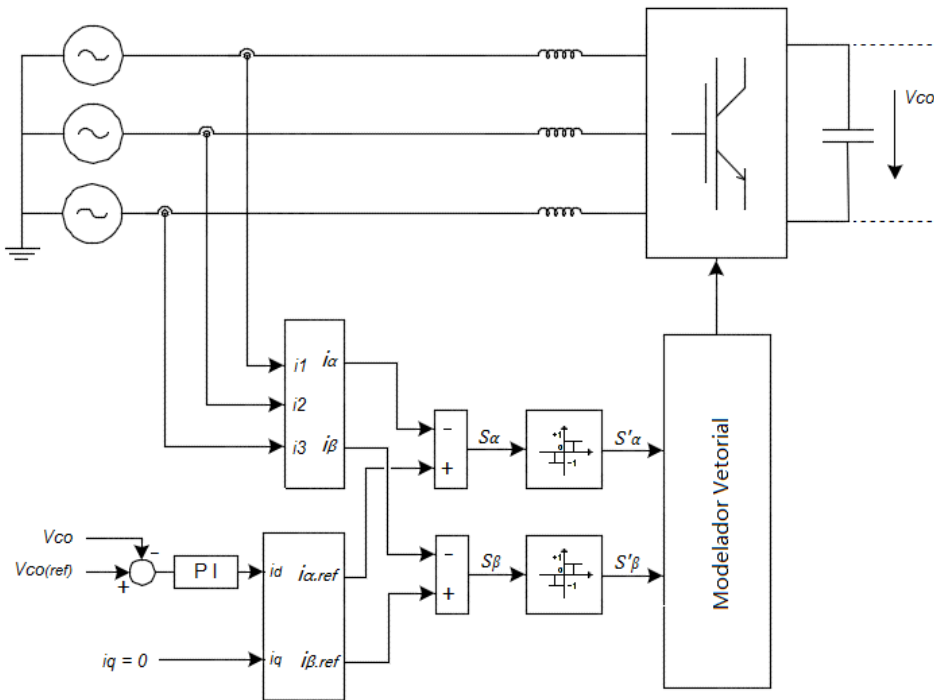


Figura 3.6 – Diagrama do sistema de controlo do conversor bidirecional

3.3.2. Controlo do inversor

No caso do inversor foi adotado um controlador de tensão por modo de deslizamento associado a um modulador vetorial. Na Figura 3.7 apresenta-se o esquema detalhado do inversor de saída da UPS. Ao inversor é ligado um filtro passa-baixo na saída para diminuir o THD da tensão aplicada às cargas. Por outro lado, dado que neste caso é necessário um neutro para possibilitar a ligação de cargas monofásicas optou-se num inversor de quatro braços.

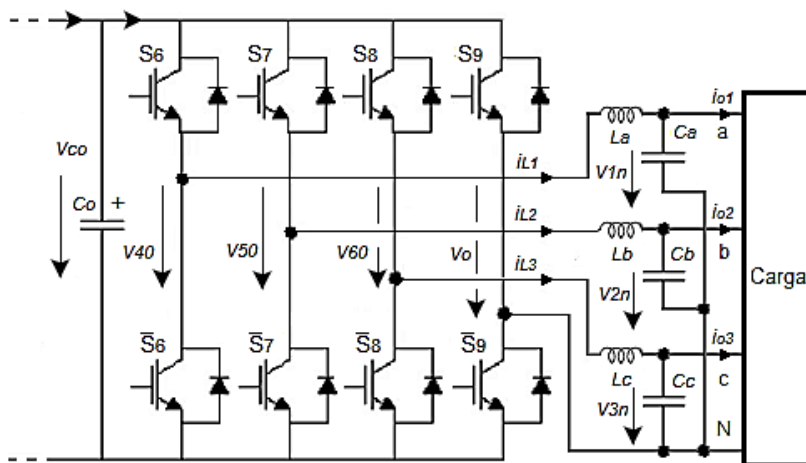


Figura 3.7 – Estrutura do inversor de saída da UPS

De modo a obter um modelo para o inversor, considerou-se que os estados dos semicondutores de potência do conversor são representados por uma variável γ_i , onde $i \in \{1,2,3,4\}$ e S_i os semicondutores da ponte, de acordo com a seguinte expressão:

$$\gamma_i \begin{cases} 1 & \text{se } S_i = \text{condução} \wedge \bar{S}_i = \text{corte} \\ 0 & \text{se } S_i = \text{corte} \wedge \bar{S}_i = \text{condução} \end{cases} \quad (26)$$

Pela análise do circuito da Figura 3.7, obtêm-se as tensões simples do sistema em relação ao neutro que podem ser expressas por:

$$\begin{cases} V_{1n} = V_{C0}(\gamma_1 - \gamma_4) \\ V_{2n} = V_{C0}(\gamma_2 - \gamma_4) \\ V_{3n} = V_{C0}(\gamma_3 - \gamma_4) \end{cases} \quad (27)$$

Aplicando-se a transformada de Clarke-Concórdia (14), obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} \quad (28)$$

A partir do sistema matricial (28), pode-se representar os vetores espaciais atribuídos em relação a V_α , V_β e V_0 . Na Tabela 3.3 apresentam-se as combinações possíveis ($2^4 - 4$ braços) que permitem obter um total de 16 vetores espaciais a serem obtidos a partir do controlo dos semicondutores do inversor da Figura 3.7.

Tabela 3.3 – Vetores espaciais do inversor de quatro braços

Vetor	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	V_{1n}	V_{2n}	V_{3n}	V_α/V_{Co}	V_β/V_{Co}	V_0/V_{Co}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	-1	-1	-1	0	0	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
2	0	0	1	0	0	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
3	0	0	1	1	-1	-1	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$
4	0	1	0	0	0	1	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
5	0	1	0	1	-1	0	-1	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$
6	0	1	1	0	0	1	1	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$
7	0	1	1	1	-1	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
8	1	0	0	0	1	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
9	1	0	0	1	0	-1	-1	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$
10	1	0	1	0	1	0	1	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$
11	1	0	1	1	0	-1	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
12	1	1	0	0	1	1	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$
13	1	1	0	1	0	0	-1	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
14	1	1	1	0	1	1	1	0	0	$\frac{3}{\sqrt{3}}$
15	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Na Figura 3.8 apresenta-se os vetores espaciais atribuídos em relação a V_α , V_β e V_0 a partir do sistema matricial (28).

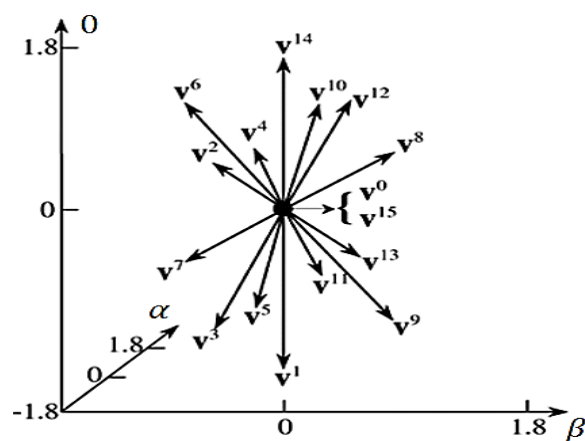


Figura 3.8 – Vetores de comutação atribuídos no inversor [47]

Dado que a este inversor está associado um filtro LC (Figura 3.9), o sistema de controlo deverá regular a tensão aos terminais dos condensadores dado que serão essas tensões que serão aplicadas às cargas.

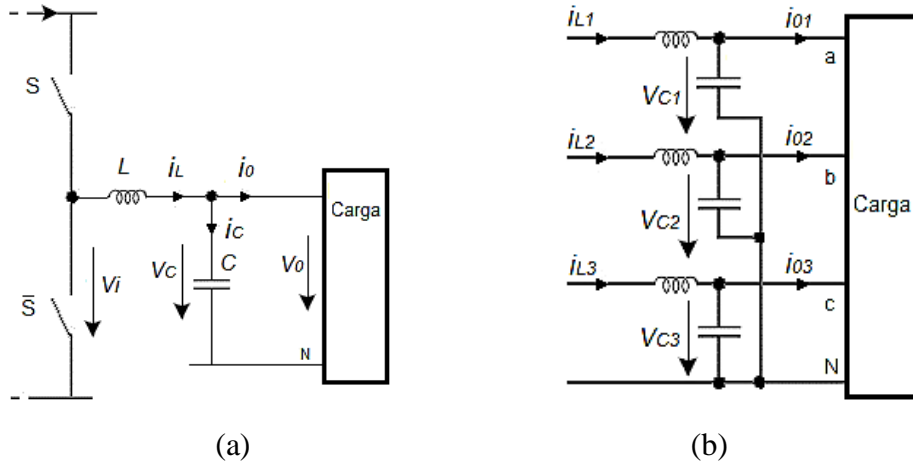


Figura 3.9 – Tensão e correntes de saída numa fase (a) e no sistema trifásico (b)

Neste circuito a atuação é efetuada através do referencial da tensão de saída. De forma a desenvolver este controlador, a partir da análise do circuito obtém o sistema de equações no estado de espaço das correntes e tensão tal como descrito por (29).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \\ i_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \\ i_{o3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Co} \\ V_{Co} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (29)$$

Através da aplicação da transformada de Clarke-Concórdia o modelo em coordenadas α e β poderá agora ser descrito por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{Co}}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{V_{Co}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{V_{Co}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{\alpha} \\ \gamma_{\beta} \\ \gamma_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C\alpha} \\ V_{C\beta} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Através da análise da ordem do sistema é possível obter as seguintes superfícies de controlo para as tensões de saída descritas por (31):

$$\begin{cases} S_{Vc\alpha} = (V_{C\alpha Ref} - V_{C\alpha}) + K\left(\frac{dV_{C\alpha Ref}}{dt} - \frac{dV_{C\alpha}}{dt}\right) \\ S_{Vc\beta} = (V_{C\beta Ref} - V_{C\beta}) + K\left(\frac{dV_{C\beta Ref}}{dt} - \frac{dV_{C\beta}}{dt}\right) \\ S_{Vco} = (V_{Co Ref} - V_{Co}) + K\left(\frac{dV_{Co Ref}}{dt} - \frac{dV_{Co}}{dt}\right) \end{cases} \quad (31)$$

Onde K é uma constante dinâmica do sistema. Através da aplicação das leis de Kirchoff obtém-se:

$$\begin{cases} C \frac{dV_C}{dt} = i_C \\ \frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} i_C \\ i_C = i_L - i_o \end{cases} \quad (32)$$

Aplicando (32) a (19), obtém-se:

$$\begin{cases} S_\alpha = (V_{o\alpha Ref} - V_{o\alpha}) + K\left(\frac{dV_{o\alpha Ref}}{dt} - \frac{1}{C} (i_{L\alpha} - i_{o\alpha})\right) \\ S_\beta = (V_{o\beta Ref} - V_{o\beta}) + K\left(\frac{dV_{o\beta Ref}}{dt} - \frac{1}{C} (i_{L\beta} - i_{o\beta})\right) \\ S_o = (V_{o_o Ref} - V_{o_o}) + K\left(\frac{dV_{o_o Ref}}{dt} - \frac{1}{C} (i_{L_o} - i_{o_o})\right) \end{cases} \quad (33)$$

Para o controlo do inversor, o modulador vetorial será implementado tendo em consideração que na saída das superfícies de deslizamento (S_α , S_β e S_o) se coloca um comparador histerético e tendo em consideração as tabelas 3.4 e 3.5.

Tabela 3.4 – Para $S'_o \geq 1$

$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	0	1
0	9	5
1	11	3

Tabela 3.5 – Para $S'_o \leq 0$

$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	0	1
0	10	6
1	12	4

O sistema de controlo é apresentado no diagrama da Figura 3.10. A tensão de saída $V_0\{a,b,c\}$ é controlada pelo valor indicado de referência em $V_{0.ref}\{1,2,3\}$.

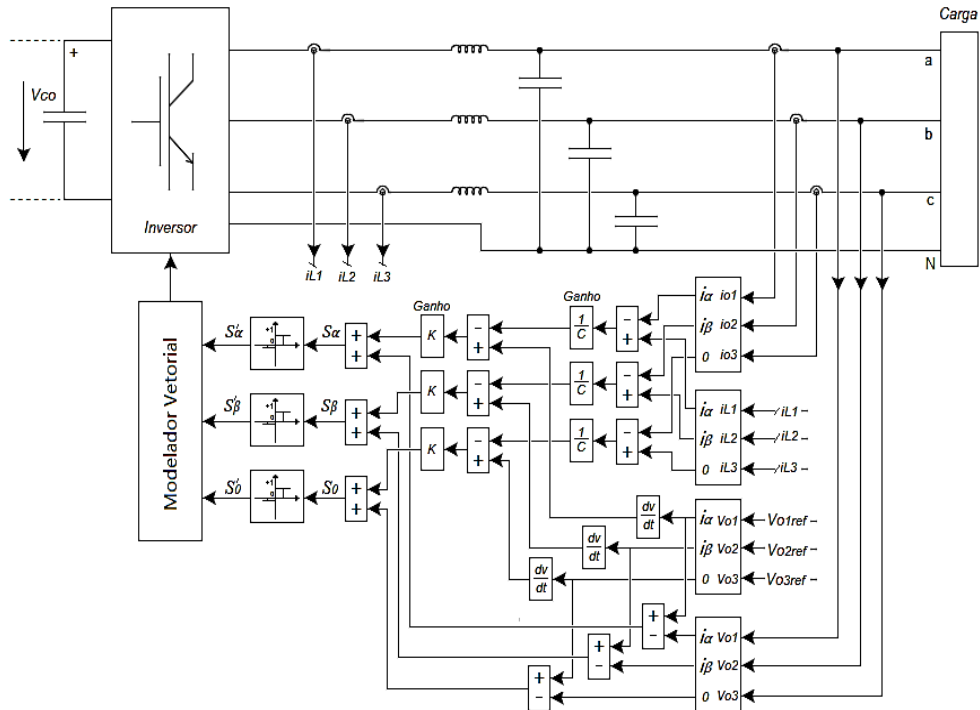


Figura 3.10 – Diagrama da modelagem do controlo do inversor

3.3.3. Controlo do conversor do PV e MPPT

Para o controlo do gerador PV optou-se por utilizar um conversor DC/DC do tipo *buck-boost* associado a um algoritmo MPPT. Na Figura 3.11 apresenta-se o esquema detalhado do conversor DC-DC adotado, onde este conecta o painel PV ao barramento DC da UPS.

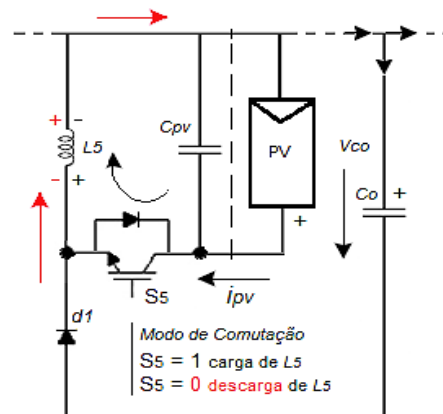


Figura 3.11 – Estrutura do conversor tipo *buck-boost* para controlo do MPPT

O algoritmo do MPPT é baseado no método P&O e irá atuar no controlo da razão cíclica (duty cycle - D) aplicado ao semiconductor.

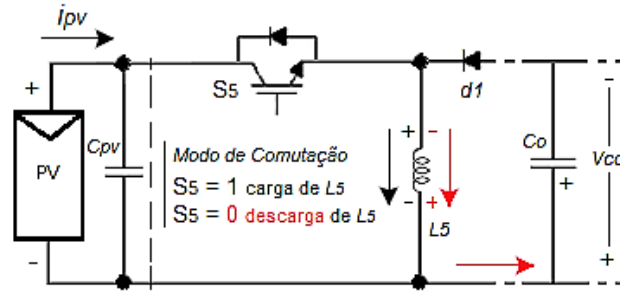


Figura 3.12 – Diagrama demonstrativo do conversor *buck-boost* do PV

A Figura 3.13 apresenta os modos de funcionamento do conversor *buck-boost* em modo de condução contínua, que comparado com o circuito da Figura 3.12, V_s é a tensão do PV, o condensador C é o condensador do barramento DC (C_o), o comutador S é o semicondutor S_5 , o diodo d é d_1 e a bobina L é L_5 no circuito modelado.

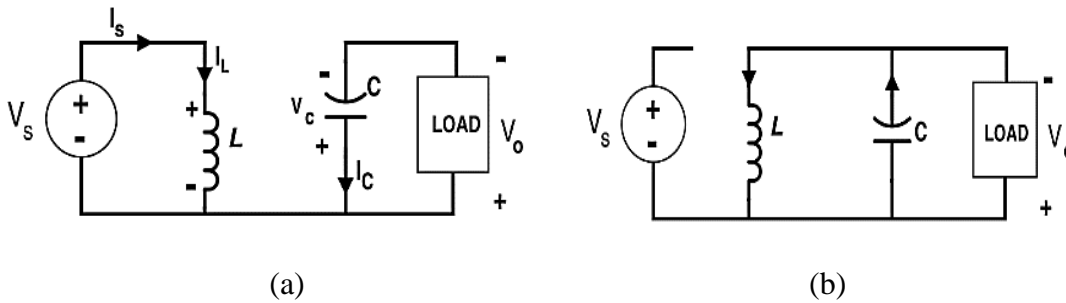


Figura 3.13 – Circuito em carga de L (a) e descarga de L à alimentar a carga (b) [48]

O funcionamento do conversor baseia-se no controlo da energia na bobina L através da razão cíclica (*duty cycle*) do sinal PWM aplicado ao semicondutor S . Na primeira etapa (a) o semicondutor S está a conduzir e a corrente circula pela bobina L , magnetizando-a. Na segunda etapa (b) o semicondutor S não está mais a conduzir e o diodo passa para o estado de condução liberando a energia armazenada na bobina L para a carga. A razão cíclica (D) e o seu período (T) determinam o controlo da tensão de saída (V_o), onde:

$$\begin{cases} V_s = V_L = L \frac{di}{dt} & \gg 1 \text{ se } S = \text{condução} \\ V_o = V_C \Rightarrow \frac{di}{dt} = -\frac{V_C}{L} & \gg 0 \text{ se } S = \text{corte} \end{cases} \quad (34)$$

Em que:

$$\begin{cases} I_L = I_{Lmáx} - I_{Lmin} = \frac{V_s}{L} Dt & \gg 1 \text{ se } S = \text{condução} \\ I_L = I_{Lmin} - I_{Lmáx} = -\frac{V_C}{L} (1 - D)t & \gg 0 \text{ se } S = \text{corte} \end{cases} \quad (35)$$

Aplicando as equações em (35), obtém-se:

$$\begin{cases} \frac{V_S}{L}Dt = -\frac{V_C}{L}(1-D)t \\ V_o = V_C = \frac{D}{1-D}V_S \end{cases} \quad (36)$$

O conversor *buck-boost* também é chamado de transformador DC, onde [48]:

$D < 0.5$, este opera como conversor *buck* (*step-down*).

$D > 0.5$, este opera como conversor *boost* (*step-up*).

$D = 0.5$, as tensões de entrada e saída são praticamente iguais ($V_S = V_o$).

Para implementação do sistema PV, o modelo matemático apresentado na Figura 3.14 caracteriza uma célula fotovoltaica, que é baseado no circuito equivalente a um diodo.

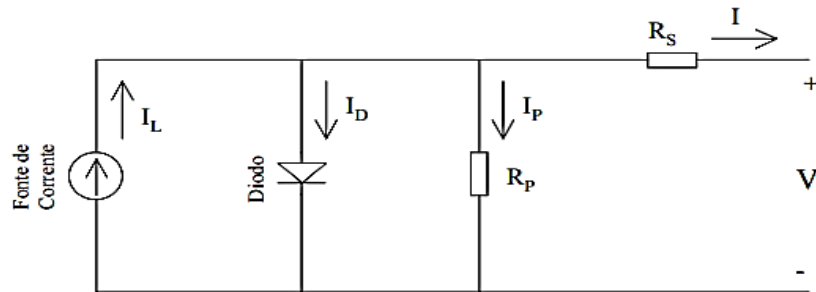


Figura 3.14 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica [25]

Na equação (37) apresenta-se a expressão da corrente da célula que é capaz de gerar, sendo dada como a diferença da corrente I_L , quando a luz incide sobre a junção da célula e a corrente I_D , obtida quando a junção está no escuro [25].

$$I = I_L - I_{D(V)} \quad (37)$$

Onde:

$$I_{D(V)} = I_o \cdot \left[e^{q \cdot \left(\frac{V}{mkT} \right)} - 1 \right] \quad (38)$$

Em que I é a corrente da célula; I_L é a corrente gerada pela luz; $I_{D(V)}$ é a corrente da célula no escuro; I_o a corrente de saturação reversa do diodo; m é o fator de idealidade do diodo; k é a constante de Boltzman ($k = 1,381 \times 10^{-23}$ J/K); T é a temperatura da célula em Kelvin; q a carga elétrica de um elétron ($q = 1,602 \times 10^{-19}$ C).

A relação entre I_L e a temperatura T é linear e a corrente da fonte I_L é diretamente proporcional à radiação G (W/m^2), conforme a equação (39). De referir que I_{sc} representa a corrente de curto-circuito, corrente essa residual que flui pelo díodo e é determinada com base na radiação ($1Sun = 1000W/m^2$).

$$I_{L(T)} = G \cdot \frac{I_{sc(T,nom)}}{G_{nom}} \quad (39)$$

Onde:

$$T_{,nom} = 25^\circ C$$

$$G_{nom} = 1000W/m^2$$

G = Radiação incidente na célula

Ao analisar o circuito equivalente da célula, substituindo a expressão (37) na (38), obtém-se a equação característica (40) da corrente elétrica de saída.

$$I = I_L - I_o \cdot \left[e^{q \cdot \left(\frac{V}{mkT} \right)} - 1 \right] \quad (40)$$

O valor da corrente de saturação I_o aos $25^\circ C$ é calculada usando a tensão de circuito-aberto, onde V e a corrente de curto-circuito I_{sc} na temperatura de referência,

$$I_o = \frac{I_{sc(T)}}{e^{q \cdot \left(\frac{V}{mkT} \right)} - 1} \quad (41)$$

3.3.4. Controlo do conversor das baterias

Para o sistema de armazenamento utilizou-se um conversor DC/DC do tipo *buck* para a carga e o *boost* na descarga das baterias. O sistema é controlado em malha fechada através de um controlador PI que monitora a tensão DC do barramento e a corrente das baterias. Na Figura 3.15 apresenta-se o esquema detalhado do conversor DC-DC adotado, onde este conecta as baterias ao barramento DC da UPS.

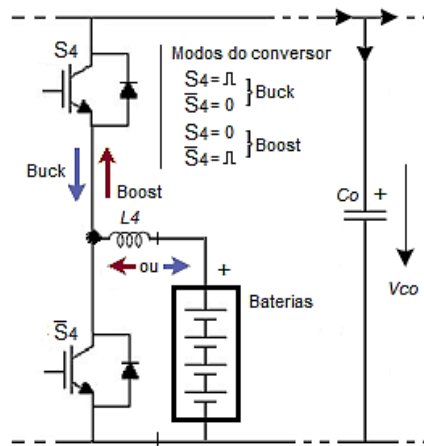


Figura 3.15 – Diagrama do conversor DC-DC de controlo de carga das baterias

O funcionamento do conversor DC-DC quanto ao modo *buck ou boost*, faz-se através de um comparador e do controlador PI. Se o produto entre o valor de referência e o valor da corrente das baterias é negativo, então o sistema deverá estar em modo de carga pelo que o controlo a ser efetuado pelo semicondutor S_4 , enquanto que o semicondutor \bar{S}_4 está permanentemente ao corte (zero). Entretanto, se este valor for positivo, então o sistema deverá estar no modo de descarga, pelo que, por inversão do circuito, o controlo passa a ser efetuado pelo semicondutor \bar{S}_4 , e o S_4 permanentemente ao corte. Na Figura 3.16 apresenta-se o diagrama de blocos do sistema utilizado na simulação.

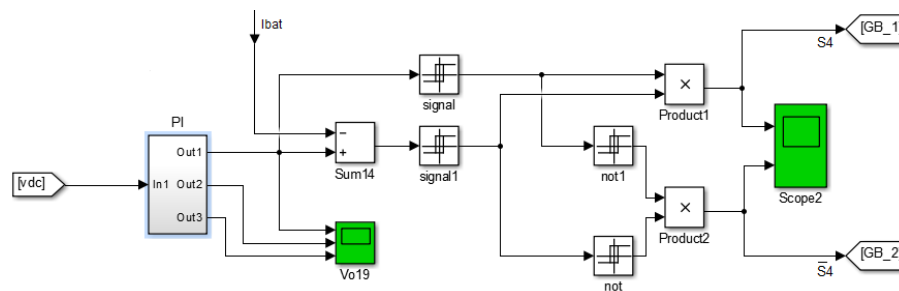


Figura 3.16 – Diagrama de blocos do controlo dos semicondutores do conversor

Para um melhor entendimento dos modos de operação, serão apresentados esses dois tipos básicos de funcionamento do conversor DC-DC.

- Conversor do tipo *buck* (regulador abaixador de tensão). A Figura 3.17 apresenta o esquema que representa o conversor no modo *buck*, onde V_{in} é V_{DC} , a tensão do barramento DC e V_{out} é V_{bat} , a tensão aos terminais da bateria.

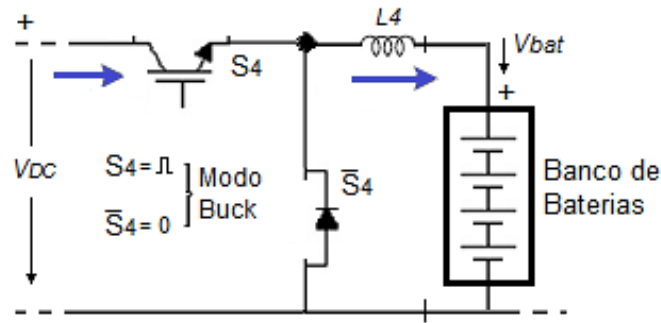


Figura 3.17 – Diagrama demonstrativo do conversor em modo *buck*

O conversor opera no modo de redutor (*Buck*) e controla a corrente de saída, ou seja a corrente que carrega o banco de baterias em função da tensão do barramento *DC*. A razão cíclica (*D*) determina este controlo, onde:

$$\begin{cases} V_{in} = V_{DC} \Rightarrow V_{out} = V_{bat} \\ V_{bat} = V_{DC} D \Rightarrow V_{DC} - V_{bat} = V_L = L \frac{di}{dt} \end{cases} \begin{cases} \gg \text{ se } S4 = D \\ \gg \text{ se } \bar{S}4 = \text{corte} \end{cases} \quad (42)$$

- Conversor do tipo *boost* (regulador elevador de tensão). A Figura 3.18 apresenta o esquema que representa o conversor no modo *boost*, a comparar com o diagrama anterior, onde V_{in} é agora a tensão V_{bat} do banco de baterias, e V_{DC} a tensão sobre o condensador C_o do barramento *DC*, o comutador é o semicondutor $\bar{S}4$ e o diodo é o diodo interno de $S4$ em corte.

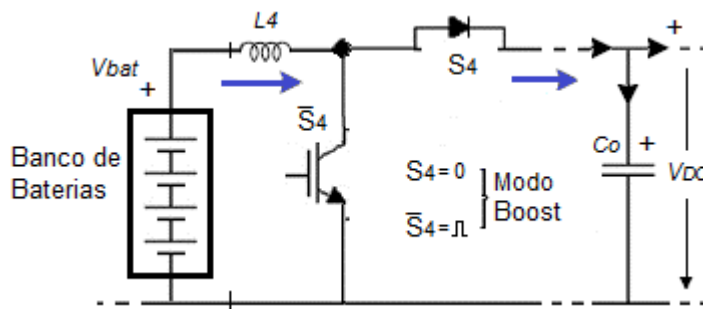


Figura 3.18 – Diagrama demonstrativo do conversor em modo *boost*

O conversor em modo elevador (*Boost*), controla a tensão de saída, ou seja a tensão no barramento *DC*. Aqui também a razão cíclica (*D*) também determina o controlo da tensão de saída (V_{out}), onde:

$$\begin{cases} V_{in} = V_{bat} \Rightarrow V_{out} = V_{DC} \\ V_{out} = \frac{V_{DC} - V_{bat}}{D} = V_{bat} + L \frac{di}{dt} \end{cases} \begin{cases} \gg \text{ se } S4 = \text{corte} \\ \gg \text{ se } \bar{S}4 = D \end{cases} \quad (43)$$

3.4. Topologia Dual Multinível Híbrida.

Esta última topologia de sistema híbrido proposta na dissertação se diferencia da anterior, pois se utiliza de uma tecnologia em multinível. Na Figura 3.19 apresenta-se o seu diagrama em blocos e apesar de possuir duas estruturas iguais e independentes, o seu controlo é indexado simultaneamente aos semicondutores nas duas pontes como se fosse uma só estrutura, seja nos conversores de entrada, como os de saída, estes interligados por transformadores trifásicos de enrolamentos abertos [49].

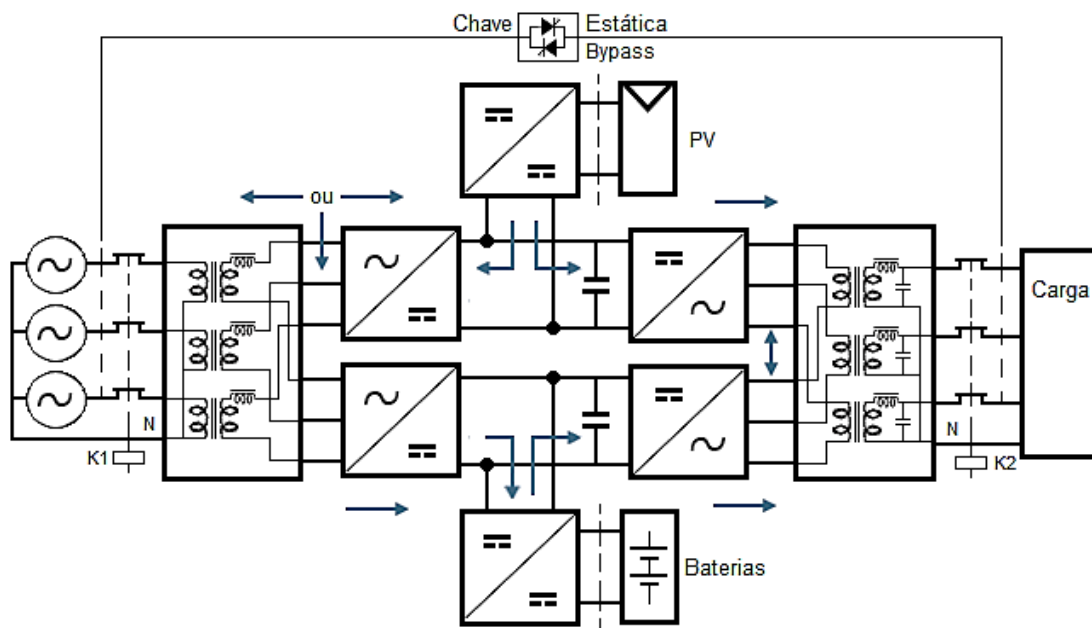


Figura 3.19 – Topologia híbrida de uma UPS em multinível

Os benefícios da topologia híbrida convencional anterior são mantidos se comparados com esta em multinível. No entanto, ao contrário dos conversores de dois níveis, utilizam n degraus ou níveis para modular as tensões AC, diminuindo assim a THD e a interferência eletromagnética, pelo que promove uma melhoria da QEE que é fornecida às cargas, como também à rede elétrica. Para uma melhor compreensão desse tipo de conversor multinível, a Figura 3.20 apresenta inversores monofásicos de dois, três e n níveis, onde V_a é o valor de uma fonte de tensão V_c ou o resultado do somatório de várias fontes V_c [50].

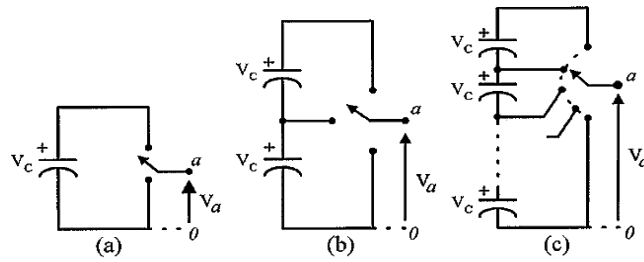


Figura 3.20 – Braço de inversor em dois (a), três (b) e n (c) níveis de tensão [50]

A comutação dos semicondutores em vários níveis apresenta na saída AC do conversor uma forma de onda que se aproxima da onda de referência, onde esta forma terá tantos níveis de tensão quantos forem os números de fonte de tensão DC. Na Figura 3.21 apresenta-se um exemplo de forma de onda de tensão numa fase de um inversor trifásico de seis níveis.

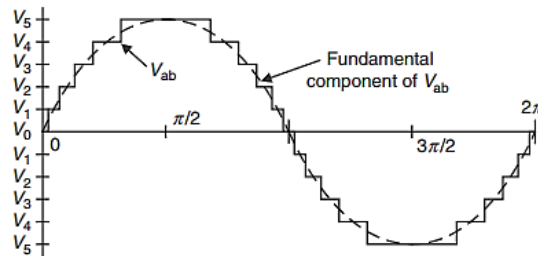


Figura 3.21 – Forma de onda da tensão de inversor de seis níveis [51]

A Figura 3.22 apresenta o esquema detalhado da UPS em multinível, onde é composto por um duplo conversor bidirecional (AC-DC) de entrada e um duplo inversor (DC-AC) na saída; dois conversores DC-DC, um do tipo *boost* para a adaptação de tensão e obtenção da máxima potência do PV (MPPT) e um do tipo *buck-boost* para controlo da carga e descarga das baterias e o filtro passa-baixo para uma melhor THD da tensão na saída.

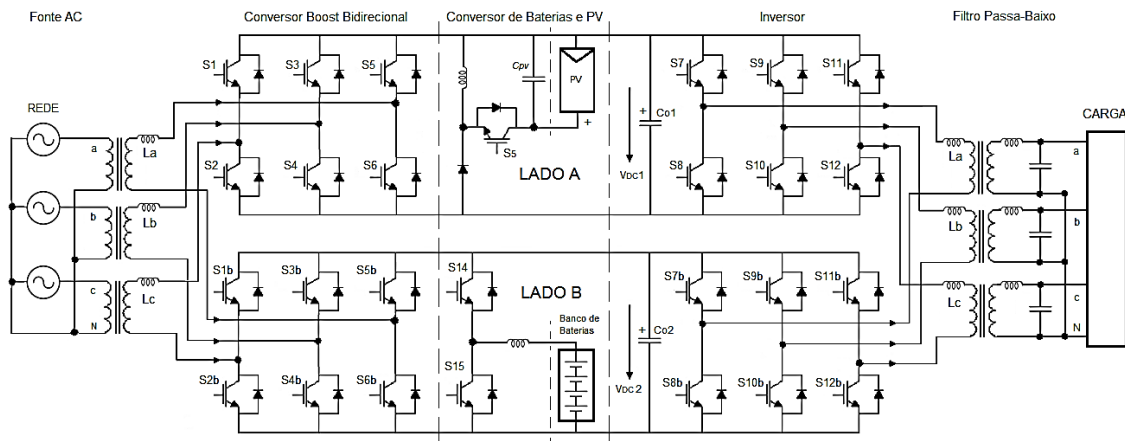


Figura 3.22 – Esquema da UPS híbrida em topologia multinível

3.4.1. Controlo da topologia multinível

O controlo dos conversores de potência multinível é similar ao utilizado na topologia clássica anterior, onde é baseado no controlador de modo de deslizamento com modulação vetorial. Este controlo, apesar de resposta rápida e dinâmica no controlo, possui uma boa regulação do equilíbrio da tensão das duas linhas de barramentos DC.

- **Controlo dos conversores DC-DC**

O controlo dos conversores DC-DC para baterias e do sistema PV é a mesma utilizada na topologia convencional, onde o seu desenvolvimento apresenta-se nos subcapítulos 3.3.3 e 3.3.4.

- **Vetores espaciais de tensão de controlo**

O tipo de controlador e modulador a ser utilizado nos conversores de potência é similar para ambos os conversores, tanto os de entrada como nos inversores de saída. A tabela de vetores, assim como nas grandezas utilizadas não terão diferenciação entre eles.

De modo a obter um modelo para o inversor, considerou-se que os estados dos semicondutores de potência do conversor são representados por uma variável γ_{ij} , onde $i \in \{1,2\}$ e $j \in \{1,2,3\}$, e S_{ij} os semicondutores das pontes, de acordo com a seguinte expressão:

$$\gamma_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{se } S_{ij} = \textit{condução} \wedge \bar{S}_{ij} = \textit{corte} \\ 0 & \text{se } S_{ij} = \textit{corte} \wedge \bar{S}_{ij} = \textit{condução} \end{cases} \quad (44)$$

Ao analisar o circuito dos conversores multinível da Figura 3.22, a tensão trifásica de saída do inversor duplo poderá ser expressa pelo sistema matricial seguinte:

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \\ V_{13} \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{21} \\ V_{22} \\ V_{23} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Tendo em considerando que as tensões nos pontos médios dos braços dos conversores no sistema anterior dependem de V_{Co1} e V_{Co2} , que representam as tensões nos terminais dos condensadores respectivos do barramento DC, estas tensões poderão ser expressas em função do comando dos semicondutores pela equação seguinte:

$$\begin{cases} V_{1j} = \gamma_{1j} V_{Co1} \\ V_{2j} = \gamma_{2j} V_{Co2} \end{cases}, \text{ onde } j = \{1,2,3\} \quad (46)$$

Aplicando o sistema de equações (46) ao sistema matricial de inversor duplo (45), é obtido o sistema matricial seguinte:

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{Co1} - \frac{1}{3}V_{Co1} - \frac{1}{3}V_{Co1} \\ -\frac{1}{3}V_{Co1} & \frac{2}{3}V_{Co1} - \frac{1}{3}V_{Co1} \\ -\frac{1}{3}V_{Co1} - \frac{1}{3}V_{Co1} & \frac{2}{3}V_{Co1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{11} \\ \gamma_{12} \\ \gamma_{13} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{2}{3}V_{Co2} - \frac{1}{3}V_{Co2} - \frac{1}{3}V_{Co2} \\ -\frac{1}{3}V_{Co2} & \frac{2}{3}V_{Co2} - \frac{1}{3}V_{Co2} \\ -\frac{1}{3}V_{Co2} - \frac{1}{3}V_{Co2} & \frac{2}{3}V_{Co2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{21} \\ \gamma_{22} \\ \gamma_{23} \end{bmatrix} \quad (47)$$

Aplicando-se a transformada de Clarke-Concórdia (14), e considerando que este é um sistema em que $V_1 + V_2 + V_3 = 0$, obtém-se o sistema seguinte:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{Co1} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co1} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co1} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co1} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{12} \\ \gamma_{13} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{Co2} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co2} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{Co2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co2} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{Co2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{21} \\ \gamma_{22} \\ \gamma_{23} \end{bmatrix} \quad (48)$$

Considerando um equilíbrio ideal entre as tensões dos barramentos DC nos conversores, sendo $V_{Co1} = V_{Co2} = V_{DC}$, o conjunto dos dois inversores de três braços (2⁶), permite obter um total de 64 vetores espaciais de tensão diferentes a partir do sistema matricial (49).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{DC} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{DC} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{DC} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}V_{DC} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{DC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{12} \\ \gamma_{13} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{DC} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{DC} - \frac{1}{\sqrt{6}}V_{DC} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}V_{DC} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{DC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{21} \\ \gamma_{22} \\ \gamma_{23} \end{bmatrix} \quad (49)$$

A partir do sistema matricial (49), pode-se representar os vetores espaciais atribuídos em relação a V_α e V_β . Na Tabela 3.6 apresentam-se as combinações possíveis a serem obtidos a partir do controlo dos semicondutores dos inversores.

Tabela 3.6 – Vetores de tensão para o inversor duplo

Vetor	γ_{11}	γ_{12}	γ_{13}	γ_{21}	γ_{22}	γ_{23}	V_{α}/V_{DC}	V_{β}/V_{DC}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
46	0	0	0	0	0	1	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
50	0	0	0	0	1	0	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
45	0	0	0	0	1	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
48	0	0	0	1	0	0	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
47	0	0	0	1	0	1	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
49	0	0	0	1	1	0	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
44	0	0	0	1	1	1	0	0
12	0	0	1	0	0	0	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
51	0	0	1	0	0	1	0	0
15	0	0	1	0	1	0	0	$-1/\sqrt{2} - 1/\sqrt{2}$
41	0	0	1	0	1	1	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
13	0	0	1	1	0	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3} - 1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
34	0	0	1	1	0	1	$-\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
14	0	0	1	1	1	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3}$	$-1/\sqrt{2} - 1/\sqrt{2}$
59	0	0	1	1	1	1	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
8	0	1	0	0	0	0	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
6	0	1	0	0	0	1	0	$1/\sqrt{2} + 1/\sqrt{2}$
57	0	1	0	0	1	0	0	0
3	0	1	0	0	1	1	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
9	0	1	0	1	0	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3} - 1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
7	0	1	0	1	0	1	$-\sqrt{2}/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{2} + 1/\sqrt{2}$
35	0	1	0	1	1	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
53	0	1	0	1	1	1	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
10	0	0	1	0	0	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
38	0	1	1	0	0	1	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
40	0	1	1	0	1	0	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
60	0	1	1	0	1	1	0	0
11	0	1	1	1	0	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3} - 1/\sqrt{6} - 1/\sqrt{6}$	0
24	0	1	1	1	0	1	$-\sqrt{2}/\sqrt{3} - 1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
27	0	1	1	1	1	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3} - 1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
54	0	1	1	1	1	1	$-\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
52	1	0	0	0	0	0	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
4	1	0	0	0	0	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3} + 1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
18	1	0	0	0	1	0	$\sqrt{2}/\sqrt{3} + 1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
2	1	0	0	0	1	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3} + 1/\sqrt{6} + 1/\sqrt{6}$	0
61	1	0	0	1	0	0	0	0
31	1	0	0	1	0	1	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
43	1	0	0	1	1	0	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
32	1	0	0	1	1	1	$1/\sqrt{6}$	0
17	1	0	1	0	0	0	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
1	1	0	1	0	0	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
16	1	0	1	0	1	0	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	$-1/\sqrt{2} - 1/\sqrt{2}$
30	1	0	1	0	1	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3} + 1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
42	1	0	1	1	0	0	0	0
62	1	0	1	1	0	1	0	$-1/\sqrt{2} - 1/\sqrt{2}$

Vetor	γ_{11}	γ_{12}	γ_{13}	γ_{21}	γ_{22}	γ_{23}	V_α/V_{DC}	V_β/V_{DC}
28	1	0	1	1	1	0	0	$-1/\sqrt{2} - 1/\sqrt{2}$
39	1	0	1	1	1	1	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
58	1	1	0	0	0	0	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
5	1	1	0	0	0	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{2} + 1/\sqrt{2}$
19	1	1	0	0	1	0	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
21	1	1	0	0	1	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3} + 1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
23	1	1	0	1	0	0	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
22	1	1	0	1	0	1	0	$1/\sqrt{2} + 1/\sqrt{2}$
55	1	1	0	1	1	0	0	0
20	1	1	0	1	1	1	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
56	1	1	1	0	0	0	0	0
33	1	1	1	0	0	1	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
29	1	1	1	0	1	0	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
36	1	1	1	0	1	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
25	1	1	1	1	0	0	$-\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
37	1	1	1	1	0	1	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$
26	1	1	1	1	1	0	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$
63	1	1	1	1	1	1	0	0

Na Figura 3.23 encontram-se os vetores de tensão onde são representadas as 64 combinações de comutações possíveis de estado dos semicondutores de potência, conforme os respectivos valores para as coordenadas V_α e V_β resultantes e o número do vetor atribuído. De referir que 19 vetores espaciais de tensão são redundantes.

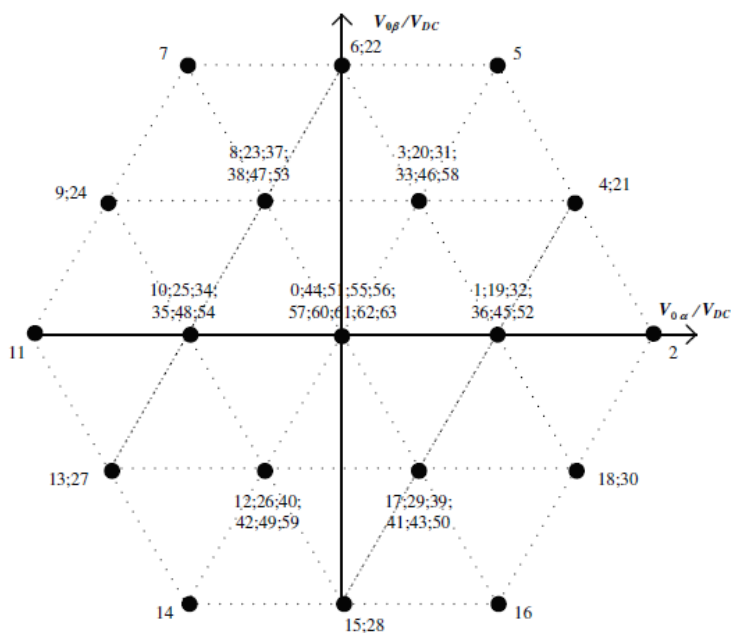


Figura 3.23 – Vetores de comutação atribuídos no inversor de duplo nível [52]

Através do modelo do sistema matricial (50), descreve-se as equações que definem as correntes i_x em função das variáveis de comutação

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2V_{Co1}}{3L} & \frac{1V_{Co1}}{3L} & \frac{1V_{Co1}}{3L} \\ \frac{1V_{Co1}}{3L} & -\frac{2V_{Co1}}{3L} & \frac{1V_{Co1}}{3L} \\ \frac{1V_{Co1}}{3L} & \frac{1V_{Co1}}{3L} & -\frac{2V_{Co1}}{3L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{11} \\ \gamma_{12} \\ \gamma_{13} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{2V_{Co2}}{3L} & \frac{1V_{Co2}}{3L} & \frac{1V_{Co2}}{3L} \\ \frac{1V_{Co2}}{3L} & -\frac{2V_{Co2}}{3L} & \frac{1V_{Co2}}{3L} \\ \frac{1V_{Co2}}{3L} & \frac{1V_{Co2}}{3L} & -\frac{2V_{Co2}}{3L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{21} \\ \gamma_{22} \\ \gamma_{23} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VS_1 \\ VS_2 \\ VS_3 \end{bmatrix} \quad (50)$$

Através da aplicação da transformada de Clarke-Concórdia, o modelo em coordenadas α e β poderá agora ser descrito por (51):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{Co1}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{Co1}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{1\alpha} \\ \gamma_{1\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{V_{Co2}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{Co2}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{2\alpha} \\ \gamma_{2\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VS_\alpha \\ VS_\beta \end{bmatrix} \quad (51)$$

A partir do sistema matricial das correntes (51), é possível obter o modelo em coordenadas em dq descrito por (52):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{Co1}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{Co1}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{1d} \\ \gamma_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{V_{Co2}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{Co2}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{2d} \\ \gamma_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} VS_d \\ VS_q \end{bmatrix} \quad (52)$$

Os conversores trifásicos de entrada serão controlados, a fim de regular as tensões do barramento DC num valor de referência. Deste modo, controlador de tensão é

implementado através de um regulador PI que irá fornecer o componente d das correntes AC. A fim de assegurar um fator de potência unitário do retificador a componente q da corrente alternada será regulada a zero ($i_q = 0$).

Para controlar as correntes AC é adotado um controlador de modo de deslizamento associado a um modulador vetorial. As superfícies modo de deslizamento estão relacionadas com as componentes α e β das correntes AC. Assim, as superfícies de deslizamento são dadas pelas seguintes condições:

$$\begin{cases} S_\alpha(\varepsilon_{i_\alpha}, t) = k_{i_\alpha}(i_{\alpha.ref} - i_\alpha) = 0 \\ S_\beta(\varepsilon_{i_\beta}, t) = k_{i_\beta}(i_{\beta.ref} - i_\beta) = 0 \end{cases} \quad (53)$$

Pelo enunciado em (53), a seleção dos vetores de tensão é então realizada tendo em conta as leis de controlo. Assim, serão calculados os erros ε_{i_α} e ε_{i_β} do controlo de corrente através de dois comparadores de histerese para limitar a frequência de comutação. A partir da Tabela 3.7 onde se apresenta os vários níveis de tensão para os vetores espaciais, observa-se que para V_α existem nove níveis diferentes de tensão, enquanto que para V_β os diferentes níveis de tensão são de somente de cinco.

Tabela 3.7 – Níveis de tensões dos comparadores histeréticos

V_α/V_{DC}	-1,63	-1,22	-0,82	-0,41	0	0,41	0,82	1,22	1,63
V_β/V_{DC}	-1,41		-0,71		0	0,71		1,41	

Deste modo, para abranger todas as combinações de tensão possíveis, para o erro ε_{i_α} será utilizado o comparador de histerese com sete níveis (-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3). Para ε_{i_β} , será utilizado o comparador de histerese com cinco níveis (-2, -1, 0, 1, 2), conforme representados na Figura 3.24.

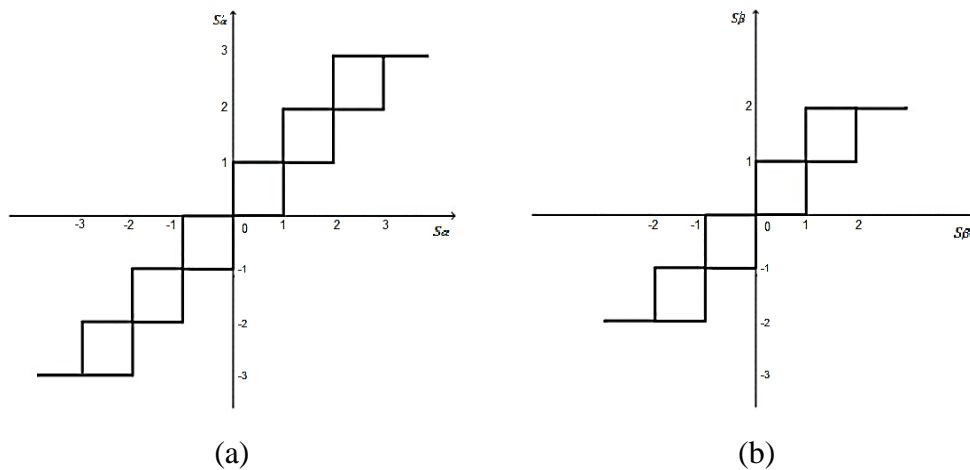


Figura 3.24 – Comparador histerético de saída de sete níveis (a) e cinco níveis (b)

Assim, através dos comparadores será possível efetuar a escolha do vetor de tensão adequado. No entanto, para esta escolha também é necessário conhecer a localização das correntes AC. Na Figura 3.25 apresenta-se os seis setores que foram definidos ao longo um ciclo completo das correntes trifásicas.

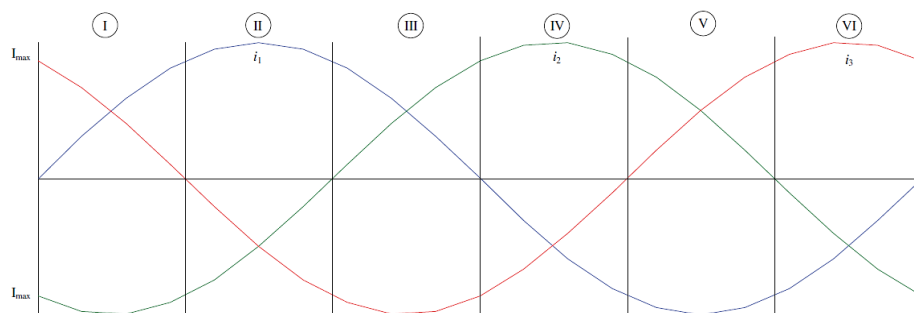


Figura 3.25 – Seis setores das correntes trifásicas [52]

Na Tabela 3.8 apresenta-se as condições, as quais se baseiam nos valores de cada uma das correntes trifásicas, conforme está apresentado no gráfico da figura acima.

Tabela 3.8 – Definições setorial das correntes AC

Setores	Definições entre correntes
I	$i_1 > 0 \wedge i_2 < 0 \wedge i_3 > 0$
II	$i_1 > 0 \wedge i_2 < 0 \wedge i_3 < 0$
III	$i_1 > 0 \wedge i_2 > 0 \wedge i_3 < 0$
IV	$i_1 < 0 \wedge i_2 > 0 \wedge i_3 < 0$
V	$i_1 < 0 \wedge i_2 > 0 \wedge i_3 > 0$
VI	$i_1 < 0 \wedge i_2 < 0 \wedge i_3 > 0$

Com o objetivo de manter a estabilização e o equilíbrio dos valores de tensão entre os barramentos DC, aos seis setores referidos, serão selecionados diferentes vetores de tensão resultantes dos comparadores histeréticos e dos sectores das correntes, conforme apresentados nas seis tabelas a depender das condições dos níveis de tensão de V_{Co1} e V_{Co2} .

Tabela 3.9 – Seleção de Vetores para o Setor I

		$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	-3	-2	-1	0	1	2	3
		S'_α	-3	-2	-1	0	1	2	3
$V_{Co1} > V_{Co2}$	-2		27	14	14	15	16	16	18
	-1		27	27	26	15	29	18	18
	0		11	35	35	0	36	36	2
	1		9	9	8	22	31	4	21
	2		9	7	7	22	5	5	21
$V_{Co1} < V_{Co2}$	-2		13	14	14	28	16	16	30
	-1		13	13	12	28	17	30	30
	0		11	34	34	0	1	1	2
	1		24	24	23	6	20	21	4
	2		24	7	7	6	5	5	4

Tabela 3.10 – Seleção de Vetores para o Setor II

		$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	-3	-2	-1	0	1	2	3
		S'_α	-3	-2	-1	0	1	2	3
$V_{Co1} > V_{Co2}$	-2		27	14	14	15	16	16	30
	-1		27	27	12	15	29	30	30
	0		11	10	10	0	19	19	2
	1		9	9	8	22	3	21	21
	2		9	7	7	22	5	5	21
$V_{Co1} < V_{Co2}$	-2		13	14	14	28	16	16	18
	-1		13	13	42	28	17	18	18
	0		11	25	25	0	32	32	2
	1		24	24	23	6	31	4	4
	2		24	7	7	6	5	5	4

Tabela 3.11 – Seleção de Vetores para o Setor III

		$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	-3	-2	-1	0	1	2	3
		S'_α	-3	-2	-1	0	1	2	3
$V_{Co1} > V_{Co2}$	-2		13	14	14	15	16	16	30
	-1		13	13	12	15	41	30	30
	0		11	10	10	0	19	19	2
	1		24	24	8	6	3	4	4
	2		24	7	7	6	5	5	4
$V_{Co1} < V_{Co2}$	-2		27	14	14	28	16	16	18
	-1		27	27	26	28	43	18	18
	0		11	25	25	0	32	32	2
	1		9	9	38	22	31	21	21
	2		9	7	7	22	5	5	21

Tabela 3.12 – Seleção de Vetores para o Setor IV

		$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	-3	-2	-1	0	1	2	3		
		$V_{Co1} > V_{Co2}$		-2	13	14	14	15	16	16	30
-1	13			13	12	15	17	30	30		
0	11			34	34	0	1	1	2		
1	24			24	23	22	31	4	4		
2	24			7	7	22	5	5	4		
$V_{Co1} < V_{Co2}$				-2	27	14	14	28	16	16	18
				-1	27	27	26	28	29	18	18
				0	11	35	35	0	36	36	2
				1	9	9	8	6	33	21	21
				2	9	7	7	6	21	21	21

Tabela 3.13 – Seleção de Vetores no Setor V

		$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	-3	-2	-1	0	1	2	3		
		$V_{Co1} > V_{Co2}$		-2	13	14	14	15	16	16	30
-1	13			13	12	15	17	30	30		
0	11			34	34	0	1	1	2		
1	24			24	23	22	31	4	4		
2	24			7	7	22	5	5	4		
$V_{Co1} < V_{Co2}$				-2	27	14	14	28	16	16	18
				-1	27	27	26	28	29	18	18
				0	11	35	35	0	36	36	2
				1	9	9	8	6	33	21	21
				2	9	7	7	6	21	21	21

Tabela 3.14 – Seleção de Vetores no Setor VI

		$S'_\beta \backslash S'_\alpha$	-3	-2	-1	0	1	2	3		
		$V_{Co1} > V_{Co2}$		-2	13	14	14	28	16	16	18
-1	13			13	26	28	43	18	18		
0	11			25	25	0	32	32	2		
1	9			9	37	22	31	4	4		
2	9			7	7	22	5	5	4		
$V_{Co1} < V_{Co2}$				-2	27	14	14	15	16	16	30
				-1	27	27	12	15	41	30	30
				0	11	10	10	0	19	19	2
				1	24	24	23	6	20	21	21
				2	24	7	7	6	5	5	21

O sistema de controlo para as correntes de entrada e as tensões dos barramentos DC (V_{co}) é apresentado na Figura 3.26. Para um controlo vetorial de 64 combinações possíveis, onde mostra os comparadores histeréticos com diferentes níveis de comparação, sendo um com sete níveis e o outro com cinco.

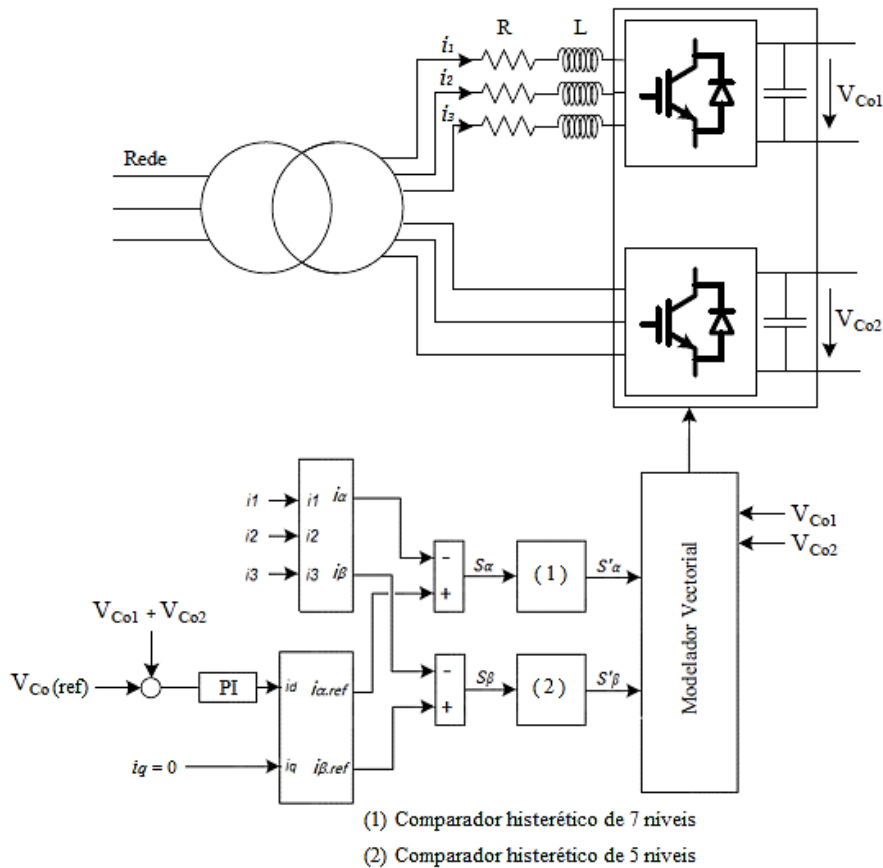


Figura 3.26 – Diagrama de controlo do conversor ligado à rede elétrica

A fim de regular as tensões AC dos conversores conectados ao lado da carga, serão controlados também utilizando um controlador de modo deslizante. No entanto, neste caso as superfícies de deslizamento são concebidos para controlar $V_{o\alpha}$ e $V_{o\beta}$ variável. Assim, superfícies são projetadas considerando o valor médio das tensões, conforme descrito a seguir:

$$\begin{cases} S_{\alpha}(\varepsilon_{V_{o\alpha}}, t) = \frac{k_{V_{\alpha}}}{T} \int_0^T (V_{o\alpha.ref} - V_{o\alpha})_{dt} = 0 \\ S_{\beta}(\varepsilon_{V_{o\beta}}, t) = \frac{k_{V_{\beta}}}{T} \int_0^T (V_{o\beta.ref} - V_{o\beta})_{dt} = 0 \end{cases} \quad (54)$$

Uma vez que a estrutura dos conversores de saída são iguais ao lado ligado à rede, os mesmos vetores de tensão podem ser obtidas com igual procedimento de seleção dos comparadores. Além do controlo de tensões AC da carga, o tratamento deve também assegurar que o nível de tensão DC do barramento do conversor ligado ao sistema de armazenamento seja igual nível de tensão do conversor ligado ao sistema PV. Assim, tal como na situação anterior, os vetores de tensão serão selecionados em conformidade com as superfícies de deslizamento e as tensões do inversor.

3.4.2. Análise dos modos de operação com avarias.

Nesta topologia será observado que uma falha num dos conversores não implica necessariamente que o sistema tem de ser desligado e acabe por transferir a carga para o *bypass*. Devido à estrutura, existem topologias alternativas para manter o sistema em funcionamento. Os principais modos de operação de uma UPS estão identificados no capítulo 2.2.5. Contudo, nesta estrutura o sistema poderá operar em diferentes modos no caso de existirem falhas em seus principais conversores.

Na Figura 3.27 apresenta-se o modo em descarga de baterias e/ou alimentação pelo sistema PV numa eventual falha da rede elétrica.

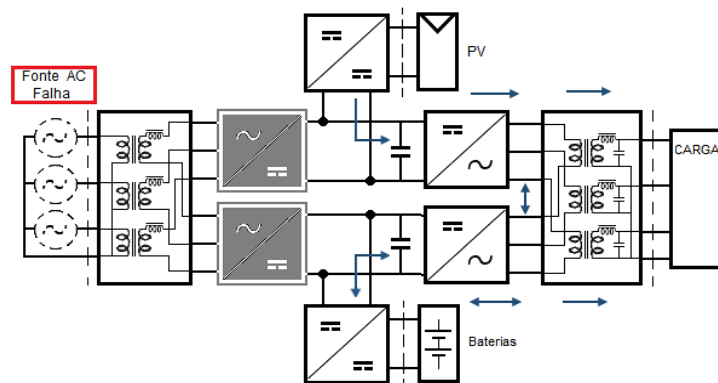


Figura 3.27 – Sistema operando perante falha da rede elétrica

Nesta condição a UPS vai operar conforme a topologia clássica, e a depender da potência de geração do PV este poderá alimentar a carga e, eventualmente, as baterias. De referir, que sob o ponto de vista da carga o sistema continua a operar no modo multinível de tensão.

A Figura 3.28 mostra o esquema quando há uma falha no conversor de entrada do lado que liga o sistema fotovoltaico à rede.

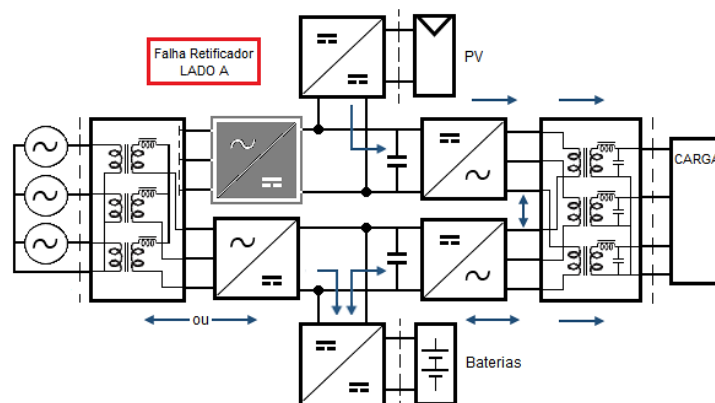


Figura 3.28 – Sistema em modo de falha do retificador superior

Neste modo da Figura 3.28 ainda possui um caminho condicional para o fluxo de potência entre a rede, as baterias e a carga pelos conversores em operação. Excluindo as devidas perdas dos circuitos, o fluxo de potência respeita as regras das equações (1), (2) e (3) descritas no capítulo 2.4.2, onde o sistema PV poderá ainda fornecer energia para além da carga, como também para as baterias e a rede elétrica. Nesta situação o único impacto é o fato da tensão de entrada deixar de ser multinível.

O esquema apresentado a seguir na Figura 3.29 é obtido quando há uma falha no conversor de potência do lado que liga a rede as baterias.

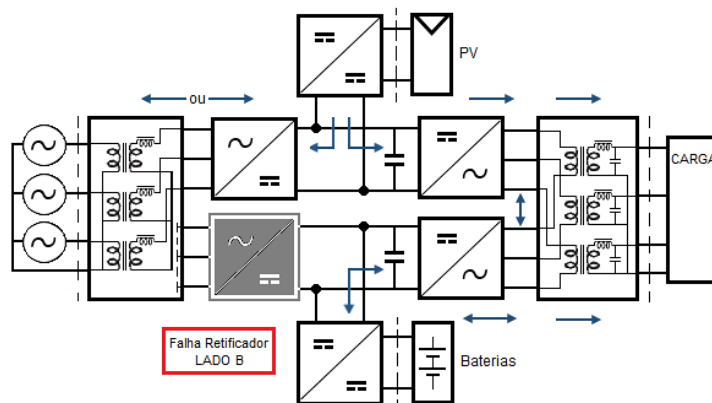


Figura 3.29 – Sistema em modo de falha do retificador inferior

Tal como se verificou na situação anterior, nesta condição a carga crítica ainda mantém-se pelo caminho alternativo. De fato, a carga ainda é alimentada através dos conversores que estão em operação, seja pelo sistema PV, as baterias ou através da rede elétrica.

Os conversores do lado da carga crítica também podem estar sujeitos a falhas. Neste caso o funcionamento de múltiplos níveis de tensão ficará desativado, uma vez que apenas existe um único inversor em operação. A Figura 3.30 mostra o esquema em regime de falha no inversor superior da parte entre a carga e o sistema PV.

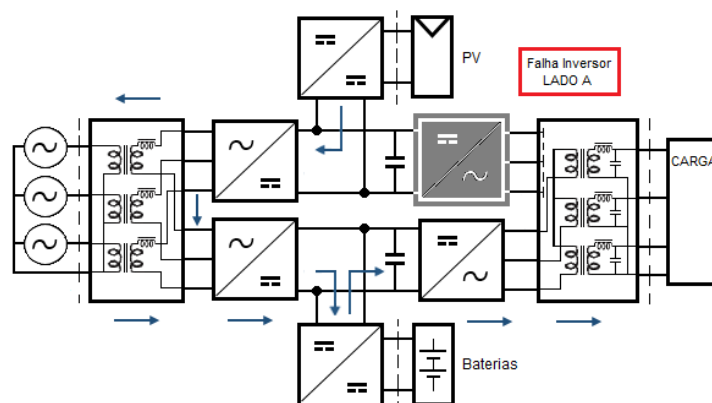


Figura 3.30 – Sistema em modo de falha do inversor superior

Tal como nos casos anteriores, o inversor que apresenta uma falha será desconectado, contudo a carga crítica continuará a ser alimentada. Como pode ser visualizado pela Figura 3.30, nesta situação a carga será alimentada pela rede através do circuito do lado das baterias. De referir, que mesmo nesta situação o sistema PV continua em funcionamento, uma vez que poderá transferir a energia produzida para a rede elétrica.

A Figura 3.31 mostra o esquema obtido como consequência de uma avaria no inversor inferior inferior na parte ligada ao sistema de armazenamento de baterias. Neste caso, a carga é alimentada através dos conversores que estão em operação, seja pela rede e / ou sistema PV, ou eventualmente ainda pela energia das baterias.

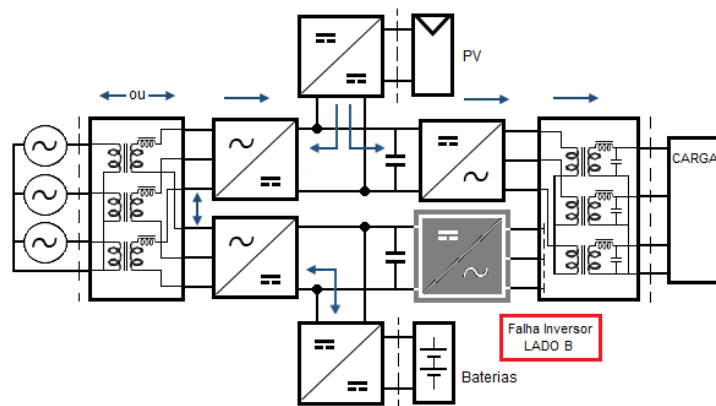


Figura 3.31 – Sistema em modo de falha do inversor inferior

A partir desta análise foi possível verificar que esta estrutura permite manter a UPS e o sistema PV no modo de funcionamento, mesmo em caso de uma falha em um dos conversores de potência.

Capítulo 4

Simulação e Resultados

4.1. Introdução

O objetivo deste capítulo é de apresentar simulações com o propósito de confirmar o comportamento dos sistemas híbridos propostos. Com estas simulações e os resultados obtidos em plataforma MATLAB/Simulink pretende-se, analisar a resposta dos sistemas, comprovar as características da tecnologia e o funcionamento de controlo adotado. As análises iniciam-se na topologia de UPS híbrida clássica de dupla conversão e em seguida passa para a topologia híbrida em multinível, ambas descritas respetivamente no capítulo 3.2 (Figura 3.2) e no capítulo 3.4 (Figura 3.22).

4.2. Simulação da UPS de Topologia de Dupla Conversão Híbrida

Os parâmetros adotados para a UPS híbrida em análise são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Características técnicas da UPS dupla conversão

Especificações técnicas da UPS híbrida convencional	
Potência total do sistema (P_n)	10kW
Tensão de entrada (3F – F/N)	230 V
Tensão de saída (3F – F/N)	230 V
Corrente de carga (I. nominal.)	14,5 A
Frequência do sistema (Hz)	50Hz
Barramento DC (Vdc)	900Vdc
Componentes do sistema	
Capacidades dos condensadores (C_o - Link DC)	10mF
Resistências de perdas das bobinas	0,25 Ω
Bobinas de linha (L)	25 mH
Armazenamento (Baterias)	
Capacidade (Ah)	10Ah
Tensão nominal (Vdc)	828V
Corrente de carregamento (I.máx.)	2A

Tabela 4.2 – Dados do painel PV modelo BIO250 [29]

Especificações de energia: 1000 W/m ² , 25°C	
Potência total do sistema (P _n)	12kW
Total de painéis	48un.
Potência unitária (P _n)	250 W
Tensão no ponto máximo de potência (VMP)	34,87 V
Corrente no ponto máximo de potência (IMP)	7,17 A
Tensão de circuito aberto (VOC)	43,40 V
Corrente de curto-circuito (ISC)	7,97 A
Coeficientes de temperatura	
Pmax (%)	-0,43% / °C
ISC (mA)	0,06% / °C
VOC (%)	-0,37% / °C

Os testes de simulação foram iniciados com o sistema em modo de funcionamento normal, com os painéis PV inativos, a rede elétrica fornece a totalidade da potência exigida pela carga e as baterias estão carregadas. A partir destes testes foram obtidas diversas formas de onda, sendo possível verificar através das Figura 4.1 e 4.2 as obtidas para a tensão e corrente trifásicas na carga após o filtro passa-baixo. As cargas são lineares, puramente resistivas e estão a consumir a potência nominal do sistema.

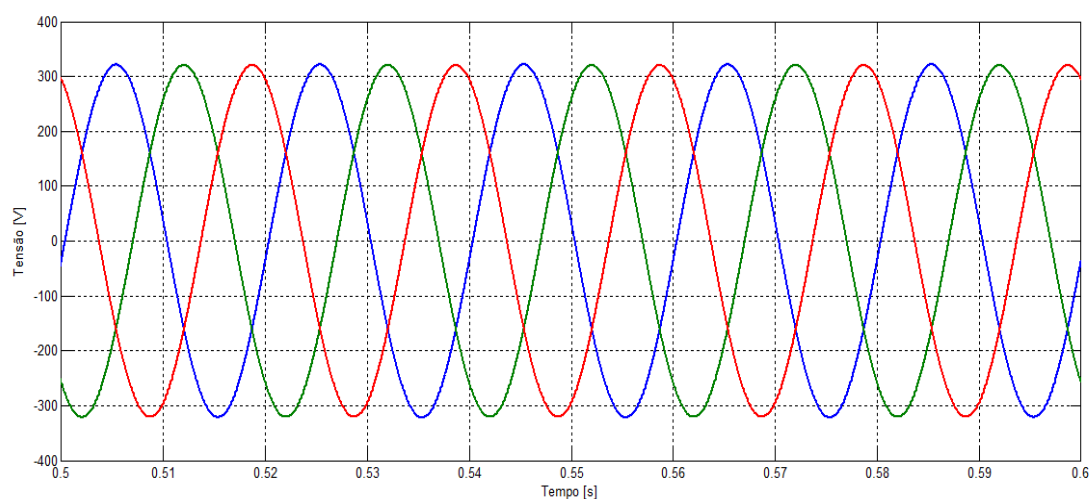


Figura 4.1 – Tensões de saída da UPS híbrida (carga)

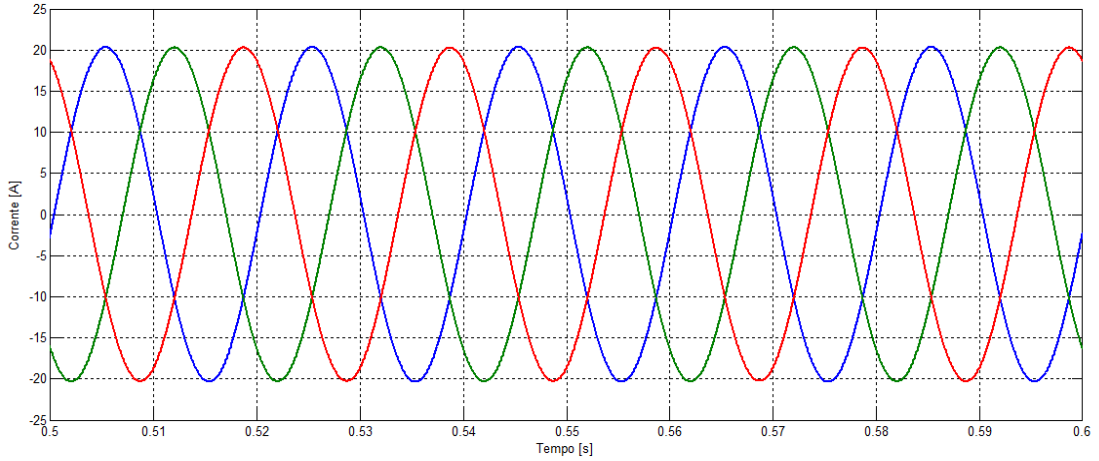


Figura 4.2 – Correntes de saída da UPS híbrida (carga)

A Figura 4.3 mostra a forma de onda de tensão e corrente (fase a) na saída do inversor. O gráfico apresenta a corrente praticamente em fase com a tensão e com uma taxa de distorção harmônica muito reduzida (THD).

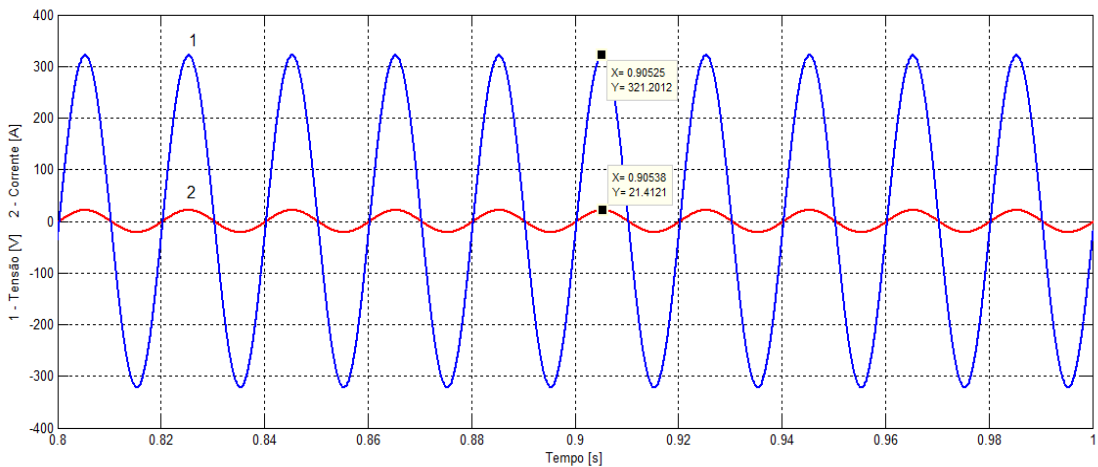


Figura 4.3 – Tensão e corrente na carga da fase (a).

As Figura 4.4 e 4.5 mostram a estabilização da tensão no barramento DC (V_{co}) e da corrente das baterias logo após o arranque do sistema. É possível verificar que as baterias inicialmente descarregam para repor a tensão no barramento DC, mas posteriormente voltam ao modo de carregamento.

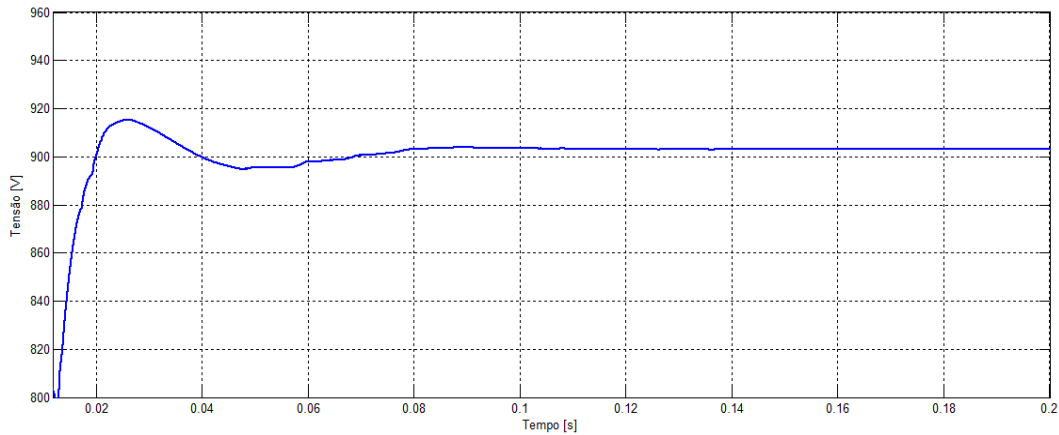


Figura 4.4 – Forma da tensão DC (V_{co}) após o arranque do sistema

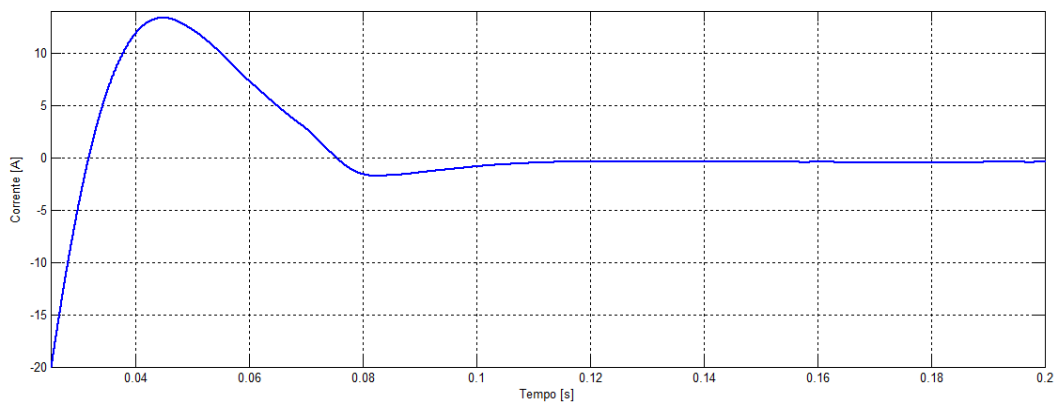


Figura 4.5 – Forma da corrente de bateria após o arranque do sistema

Novos testes foram feitos para verificar o comportamento da UPS e da carga, com falha eventual da rede elétrica. Nestes testes os painéis PV continuam inativos, mas as baterias em modo de carga e descarga. Na Figura 4.6 apresenta-se o comportamento da potência na rede elétrica com três sucessivas interrupções no período de 3 segundos. Pode-se verificar que, quando a rede reassume a carga (0,8s) a sua potência é ligeiramente superior à inicial. Isto ocorre devido ao facto que no início as baterias estão carregadas, mas a seguir existe a necessidade de um incremento da potência para o seu carregamento.

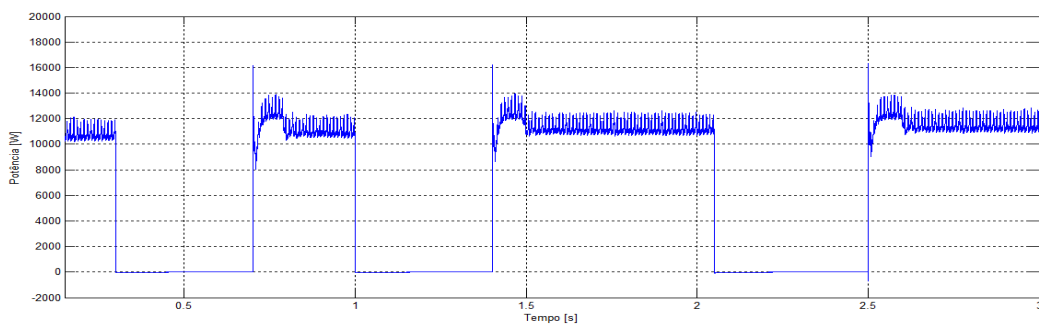


Figura 4.6 – Potência de entrada da UPS com sucessivas falhas na rede.

As Figura 4.7 e 4.8 mostram o comportamento da tensão DC (V_{co}) e da corrente de baterias nas interrupções. Na Figura 4.9 apresentam-se as tensões trifásicas na carga, durante o período em causa. Conforme é possível verificar, apesar da existência das sucessivas falhas na rede estas não são afetadas.

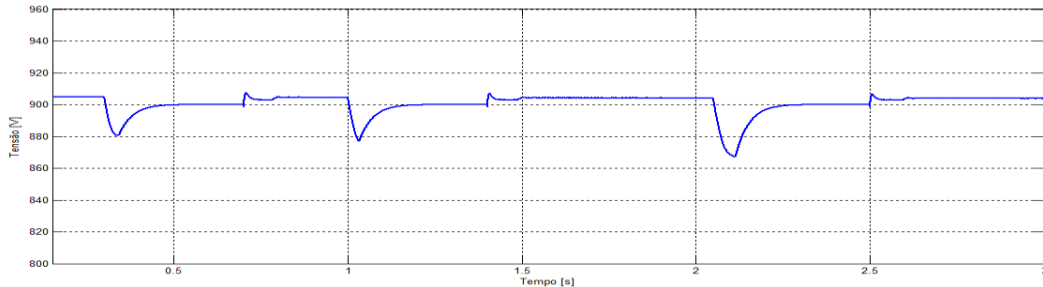


Figura 4.7 – Comportamento da tensão DC (V_{co}) com falhas da rede

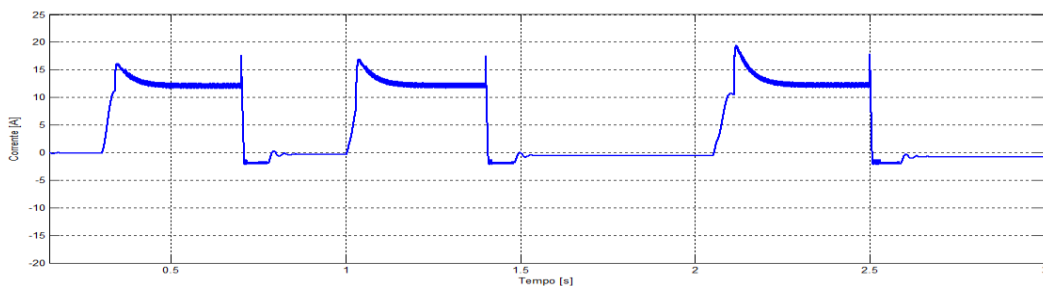


Figura 4.8 – Comportamento da corrente das baterias com falhas da rede

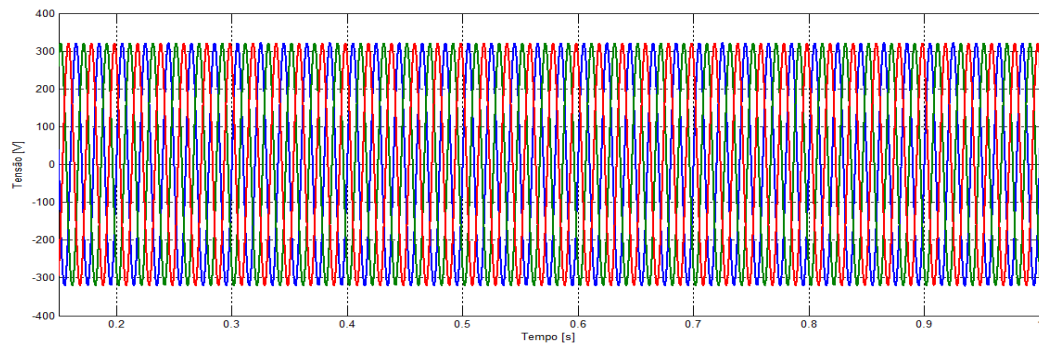


Figura 4.9 – Forma das tensões trifásicas na carga no primeiro evento.

A Figura 4.10 mostra o perfil das potências na carga, na entrada e nas baterias. O período apresenta sucessivas interrupções na rede elétrica, além de variações de níveis de carga (0, 50 e 100%). Há de se destacar que a partir de $T = 2s$, o tipo de carga se modifica, passando de linear para não linear, com o consumo em 110%.

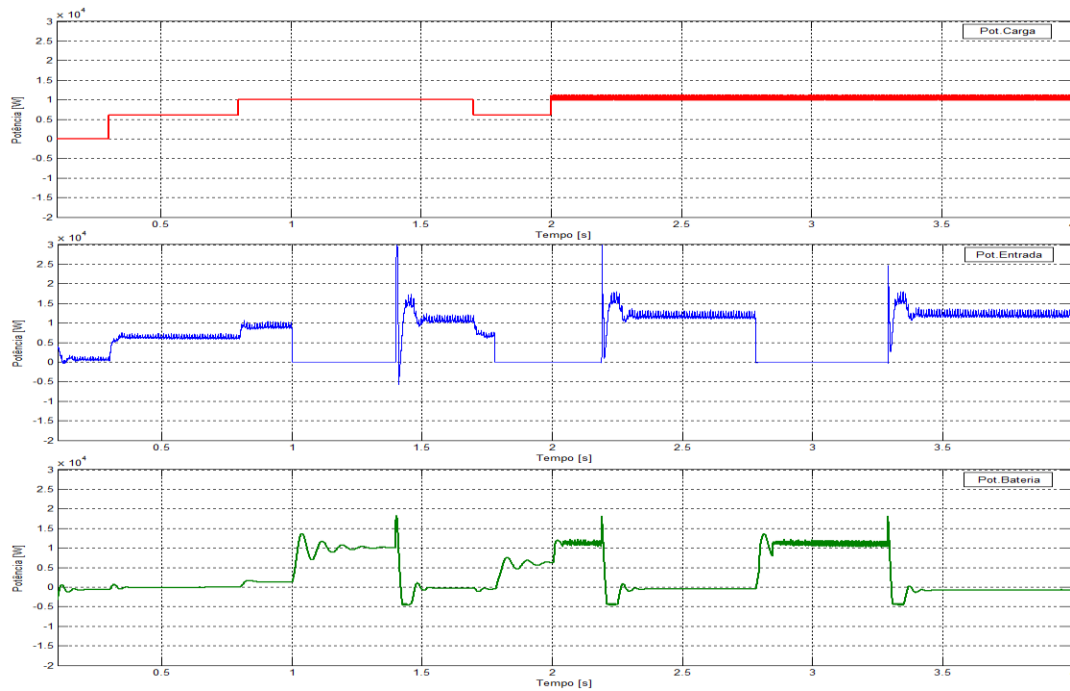


Figura 4.10 – Variações da carga e de troca de energias nas falhas da rede elétrica.

As formas de onda da figura anterior apresentam as potências envolvidas que estão a compensar as exigências de consumo da carga. É possível observar que as baterias assumem o fornecimento de energia nas sucessivas falhas da rede elétrica e que retornam ao modo de carregamento quando a rede se normaliza.

As Figura 4.11 e 4.12 mostram a forma de onda das correntes e de tensões trifásicas na carga, no momento da alternância do tipo linear para não linear

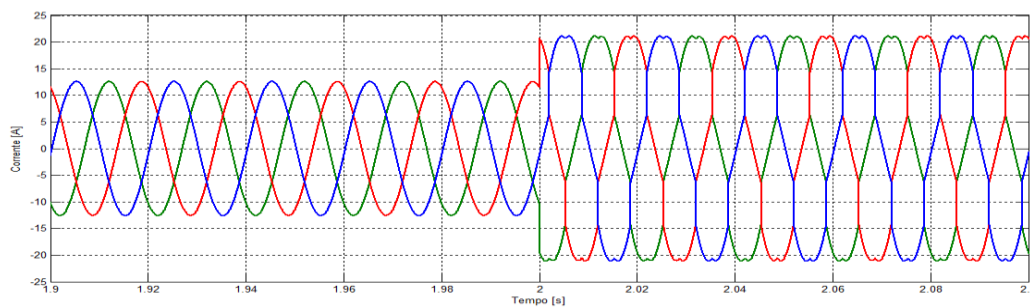


Figura 4.11 – Correntes da carga quando da alternância do tipo linear para não linear

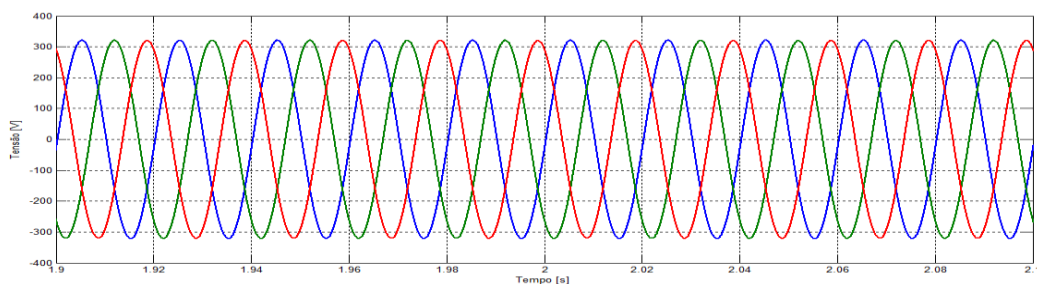


Figura 4.12 – Tensões na carga quando da alternância do tipo linear para não linear

Na sequência anterior, as simulações serviram para demonstrar o funcionamento da UPS com o sistema de controlo proposto e sem interferência do sistema PV. De seguida efetuaram-se testes para verificar o funcionamento da UPS híbrida a operar com o sistema PV ativo. Estes testes focaram-se nas trocas de potências e do tipo de geração para fornecimento necessário de energia ao sistema.

A Figura 4.13 apresenta os gráficos de potências individuais e de períodos simultâneos. No período ocorrem sucessivas interrupções na rede, além das variações de níveis da carga. O gerador PV é o principal gerador do sistema e opera na potência nominal até $T=2s$, onde diminui sua potência de geração. Os eventos da rede elétrica acontecem em três momentos: $T = 1s$ até $1,4s$, de $T = 1,8s$ até $2,2s$ e em $T = 2,8$ até $3s$. De outro modo a carga é aplicada em degraus, onde inicia-se nula até $T = 0,3s$, neste é aplicada uma carga de 60% (6kW) até $T = 0,8s$, a seguir é acrescido até a nominal (100%) do sistema até $1,7s$ e de $1,7s$ até $2s$ a carga retoma o patamar de 60% (6kW). A partir de $T = 2s$ a carga agora é acrescida com uma carga não-linear, em que o somatório sobrepõe a nominal (110%).

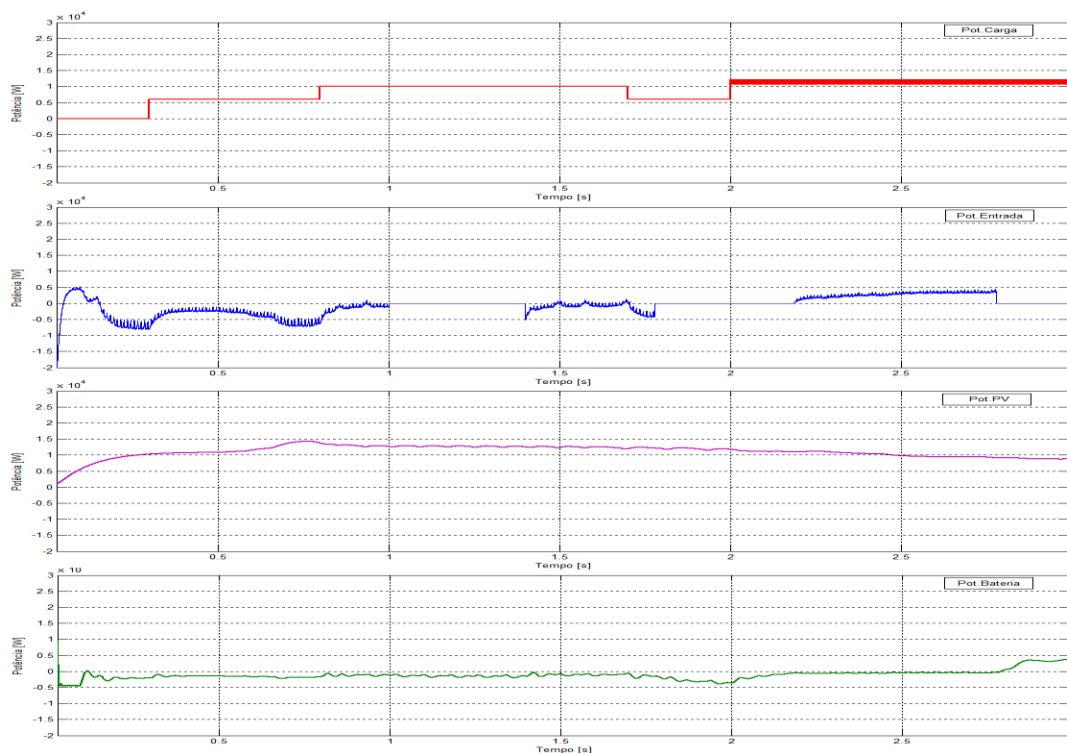


Figura 4.13 – Formas de onda das potências, com o gerador PV em regime nominal.

Pode-se verificar que tanto a rede elétrica, como as baterias permanecem com carga negativa por quase todo o período. A rede só passa a dividir a energia fornecida a carga, a partir da queda de potência do gerador PV em $T = 2,2s$ e quando um novo evento de falha na rede acontece, em $T = 2,8s$, as baterias é que assume o fornecimento da rede.

Como na figura anterior, a Figura 4.14 apresenta as formas de onda das potências envolvidas no sistema, entretanto ao longo do período, existem variações na potência de geração do PV e diferentes variações de níveis da carga. O tipo de carga é apenas linear e a rede elétrica não apresenta interrupções no período em análise.

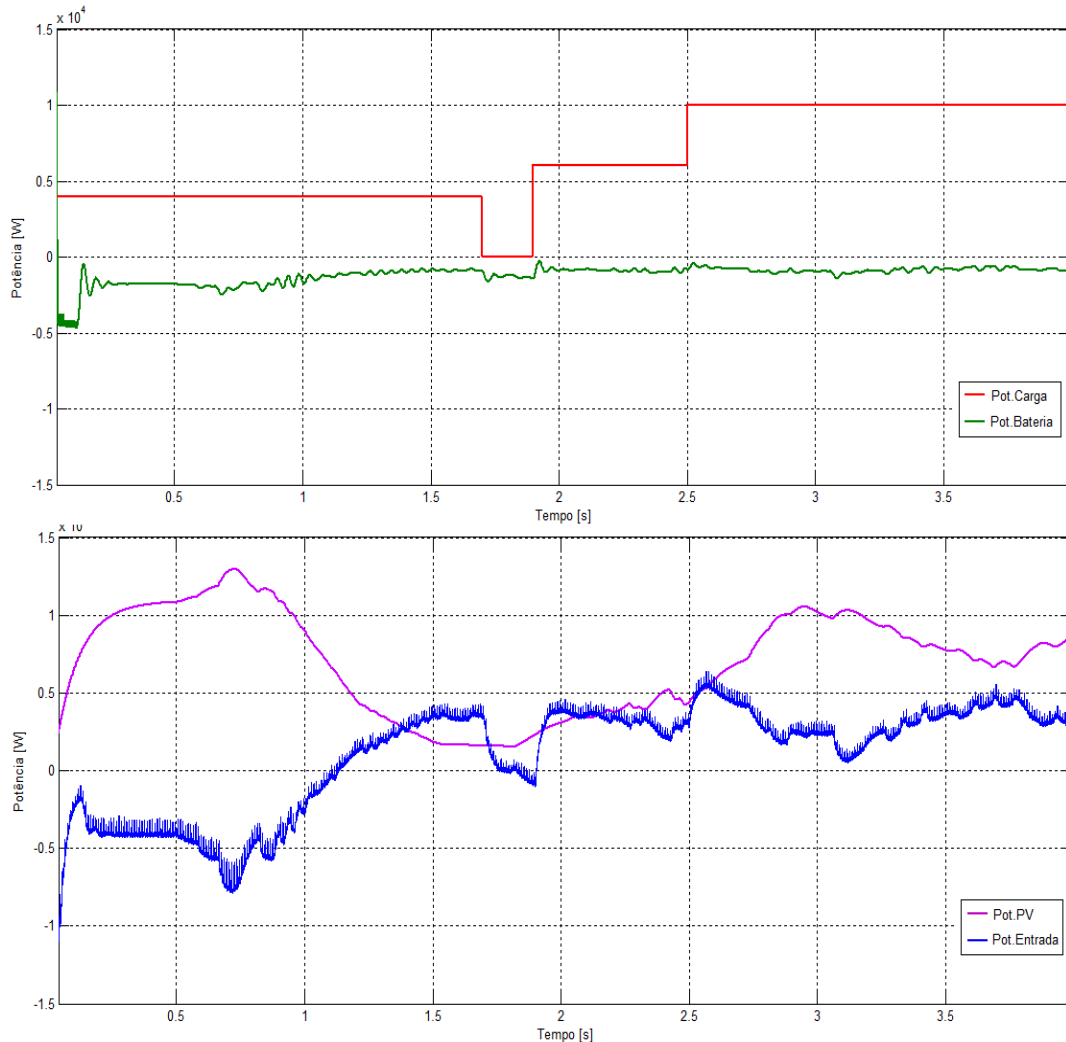


Figura 4.14 – Formas de onda das potências com variação na geração do PV e na carga.

Nos gráficos acima é possível verificar que existe a troca de energia de forma eficiente para manter o fornecimento e atender às exigências de consumo do sistema. Nesta análise pode-se observar os momentos quando a carga está baixa e a rede recebe o excedente de energia até $T = 1,2$ s. Nos períodos em que a produção do PV diminui e a carga aumenta ($T = 1,9$ s e $2,5$ s) o fornecimento de energia para a carga necessita ser dividido com o da rede elétrica. Nota-se também, que durante todo o período a bateria se mantém no modo de carregamento e não fornece energia para a carga.

4.3. Simulação da UPS de Topologia Dual Multinível Híbrida

Na Tabela 4.3 apresenta os parâmetros escolhidos nesta topologia. As simulações iniciaram-se com a UPS proposta em modo de operação normal. No entanto, também foram efetuadas simulações da UPS a operar em modo de falha do inversor.

Tabela 4.3 – Características técnicas da UPS de topologia multinível

Especificações técnicas da UPS híbrida convencional	
Potência total do sistema (P_n)	30kW
Tensão de entrada (3F – F/N)	230 V
Tensão de saída (3F – F/N)	230 V
Corrente de carga ($I_{máx.}$)	43,5 A
Frequência do sistema (Hz)	50Hz
Barramento DC de cada nível (Vdc)	450Vdc
Componentes do sistema	
Capacidades dos condensadores (C_o - Link DC)	1mF
Resistências de perdas das bobinas	0,25 Ω
Bobinas de linha (L)	0.5 mH
Armazenamento (Baterias)	
Capacidade (Ah)	10Ah
Tensão nominal (Vdc)	408V
Corrente de carregamento ($I_{máx.}$)	2A

As Figura 4.15 e 4.16 mostram as formas de onda da tensão e da corrente na saída da carga crítica. Conforme é possível verificar por estas figuras, a taxa de distorção harmónica destas formas de onda é muito reduzida.

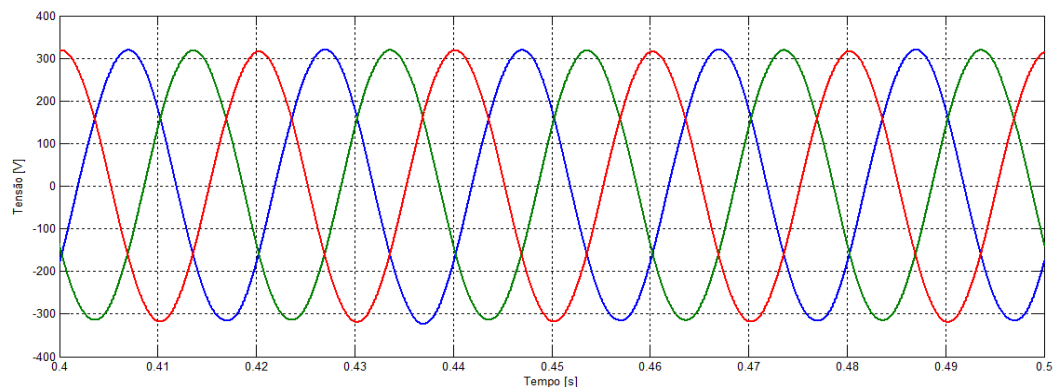


Figura 4.15 – Tensões trifásicas na saída da UPS híbrida multinível (carga)

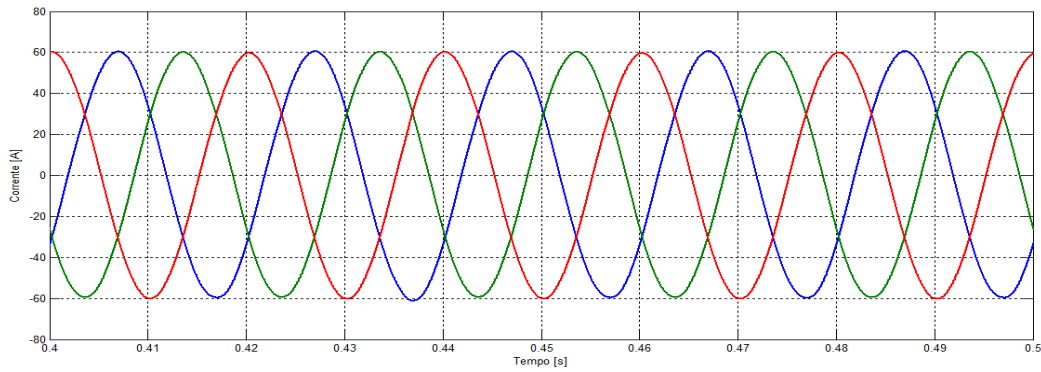


Figura 4.16 – Correntes trifásicas na saída da UPS híbrida multinível (carga)

A Figura 4.17 mostra a forma de onda de tensão nos terminais do primário do transformador (fase a) quando ambos os conversores estão operando. A partir desta figura é possível verificar o funcionamento multinível dos conversores de saída.

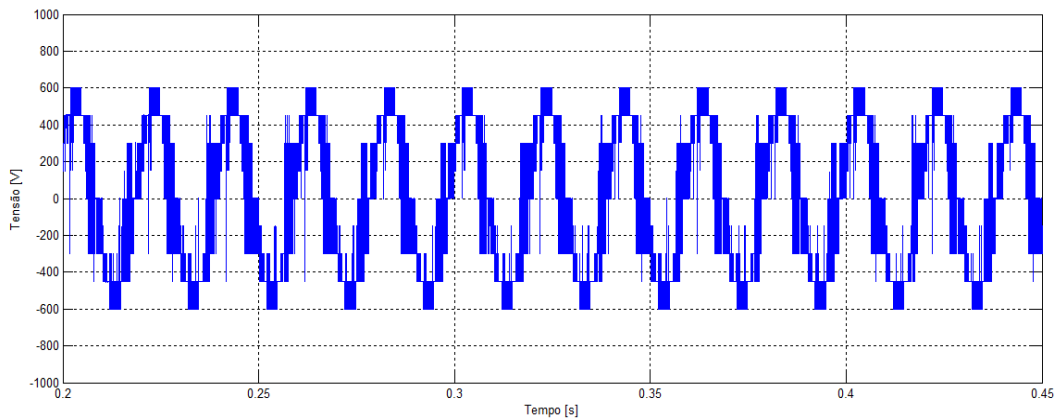


Figura 4.17 – Forma de onda no primário do transformador de saída (fase a)

Na Figura 4.18 apresenta a forma de onda de tensão aos terminais do primário do transformador quando há uma falha no inversor conectado ao sistema fotovoltaico. Tal como esperado, e como se pode ver por esta figura, o número de níveis de tensão é reduzido.

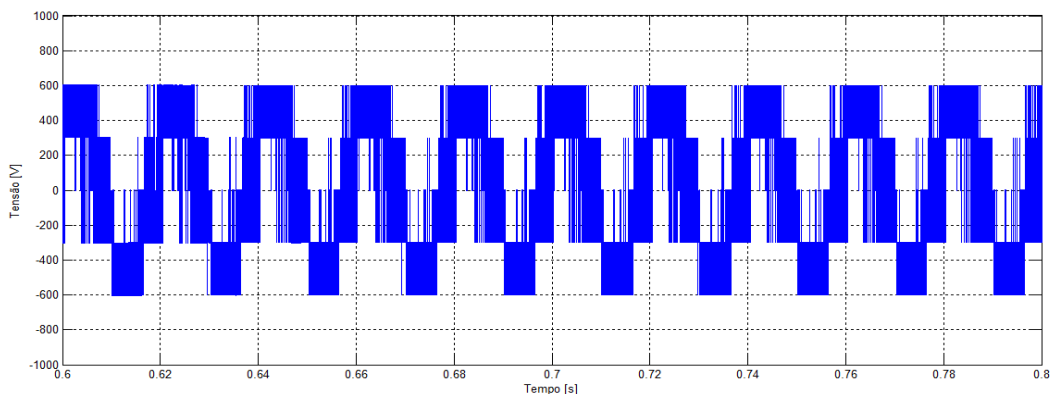


Figura 4.18 – Forma de onda com falha de um inversor.

A Figura 4.19 mostra a variação de tensão nos barramentos DC no isolamento de um dos inversores com falha. A linha azul é do inversor que entra em falha pelo que a sua tensão DC cai a zero (conversor desativado). Deste modo, para manter o mesmo valor eficaz da tensão de saída o controlador eleva a tensão do barramento DC (linha vermelha) do inversor saudável que liga à carga. A totalidade da tensão DC que antes estava em dois níveis de 450V passa agora para 900V em um só nível de conversão. Este desvio de tensão acontece para que apenas um inversor possa entregar toda a potência à carga.

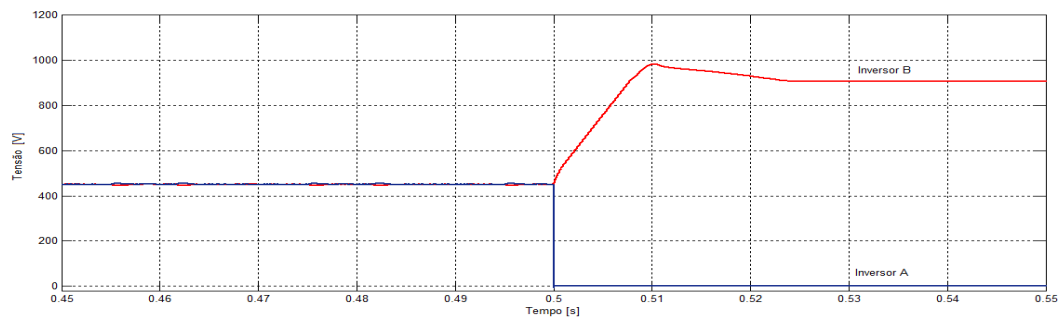


Figura 4.19 – Variação de tensão nos barramentos DC dos inversores

Conforme é possível verificar pela Figura 4.20, existe um reflexo desta variação na tensão de saída, onde só se estabiliza quando o inversor saudável atinge um nível de tensão DC aceitável de controlo.

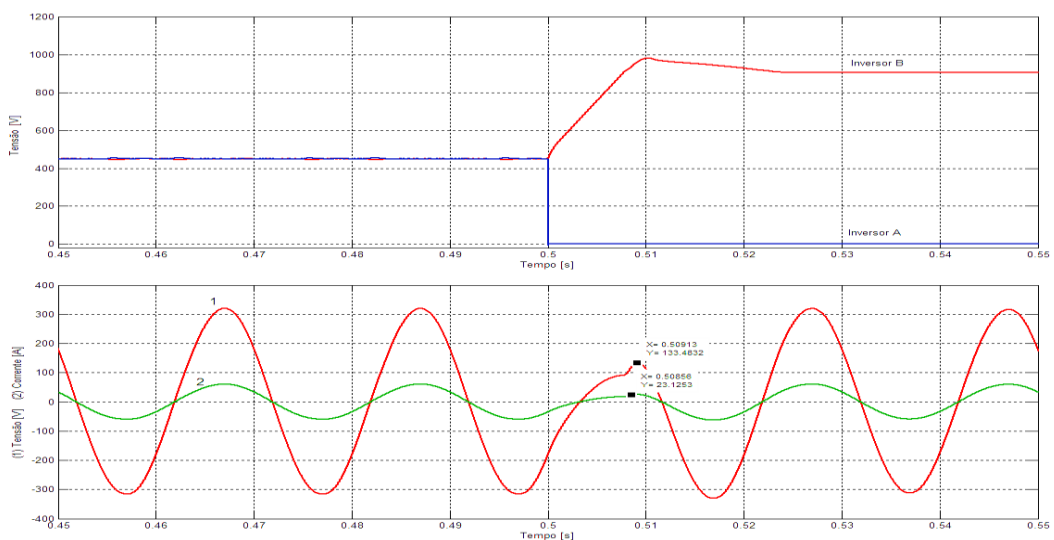


Figura 4.20 – Variação da tensão na carga no momento da falha no inversor.

Este período que aparece em rampa está diretamente relacionado ao tempo de carregamento do condensador instalado no barramento DC. A observação do fenómeno de refletir na forma de onda da tensão na saída é relevante pelo facto de isso vir a comprometer a estabilidade da carga por uma eventual variação da forma da tensão no momento da falha de um inversor.

Capítulo 5

Conclusão e Trabalhos Futuros

5.1. Considerações Finais

O desenvolvimento de sistemas híbridos de energia, aliado aos avanços tecnológicos na área da eletrônica de potência, propiciou uma maior eficiência e fiabilidade na interconexão de sistemas de produção. Com a necessidade progressiva de uso das energias renováveis nas últimas décadas, aumentou ainda mais o interesse neste tipo de topologia.

O presente trabalho apresentou formas do uso da topologia híbrida, ao associar um sistema de geração fotovoltaico a uma UPS. Os sistemas propostos apontaram ser soluções interessantes para os novos edifícios públicos e comerciais em atender as novas exigências de eficiência energética da União Europeia. As diretivas regulatórias apontam para a necessidade de instalação de sistemas de geração de energia renovável nestes edifícios, em que, os consumidores que possuam cargas críticas possam utilizar esta tecnologia para receber a energia de forma mais eficiente e fiável.

Neste sentido, os objetivos desta dissertação foi o de propor soluções tecnológicas para o fornecimento de energia “verde”, mais propriamente para as cargas críticas, no intuito de eliminar múltiplas etapas de conversão entre a fonte e a carga, além de manter a funcionalidade do PV no retorno de excedente de energia à rede. Desta forma, propôs-se sistemas híbridos que devem possuir fluxo bidirecional de potência na entrada, boa resposta as interrupções de energia e de falhas. Os sistemas devem também suportar degraus de carga e de tipo (linear e não-linear) na saída, isso sem perder as funções primárias dos sistemas agregados. Foram aqui apresentadas dois tipos de topologias, onde a primeira trata de uma topologia convencional de UPS de dupla conversão e a segunda apresenta uma solução inovadora com uma topologia dual multinível e com possibilidade de operar mesmo com falha em um dos conversores de potência principais. Os circuitos foram desenvolvidos com um sistema de controlo associado aos conversores de elevada rapidez e robustez. De forma a verificar as características dos sistemas propostos, foram apresentadas diversas as simulações realizadas a partir de modelos computacionais utilizando o *software* MATLAB/Simulink. Os resultados obtidos permitiram analisar o funcionamento dos sistemas propostos e comprovar o seu desempenho.

5.2. Trabalhos Futuros

Apesar do estudo ter sido bem elaborado e conclusivo nos seus efeitos, os testes aqui apresentados não esgotam a totalidade de recursos e de ajustes em que o modelo desenvolvido venha precisar para corroborar no enriquecimento de todo o projeto, principalmente a topologia híbrida em multinível que exigiria mais na elaboração de detalhes e de ajustes no modelo idealizado.

Outra possibilidade é em desenvolver um protótipo com características semelhantes ao projeto em análise e aplicar testes em bancada para confirmar e até mesmo melhorar o desempenho apresentado nas simulações.

A utilização de sistemas de controlo alternativos, também será uma abordagem que se prevê como de grande interesse de modo a tornar o sistema ainda mais robusto.

No contexto das falhas dos conversores, também se propõe como trabalho futuro o desenvolvimento de sistemas automáticos de detecção de falhas.

Referências Bibliográficas

- [1] G. Chukka and P. G. Naidu, "Modeling and Simulation of Microgrid Connected Renewable Energy Resources with Svpwm Technique," *J. Eng. Res. Appl.*, vol. 4, no. 1, pp. 82–87, 2014.
- [2] "SANYO Solar guidebook for house owners," *ASTROMAN Magazine*, 2010. [Online]. Acesso: <http://www.astroman.com.pl/?mod=magazine&a=read&id=811>. [Acedido: 03-Aug-2016].
- [3] K. Fehrenbacher, "Facebook is building a big wind - powered data center in Texas," *FORTUNE News*, 2015. [Online]. Acesso: <http://fortune.com/2015/07/07/facebook-data-center-texas/>. [Acedido: 13-Aug-2016].
- [4] J. S. Hill, "Global Solar Market To Install 73 GW In 2016 Before 2017 Slowdown," *CleanTechnica*, 2016. [Online]. Acesso: <http://cleantechnica.com/2016/08/03/global-solar-market-install-73-gw-2016-2017-slowdown/>. [Acedido: 03-Aug-2016].
- [5] L. Diogo, "Controlo de conversores de eletrónica de potência para integração com SMES na melhoria da qualidade de energia eléctrica," Tese de Mestrado, Universidade Nova de Lisboa.
- [6] E. Benedict, T. Collins, D. Gotham, S. Hoffman, D. Karipides, S. Pekarek, and R. Ramabhadran, "Losses in Electric Power Systems," *Electr. Comput. Eng. Tech. Rep. - Purdue Univ.*, pp. 1–91, 1992.
- [7] "World's First Large-Capacity Static Uninterruptible Power Supply (UPS)," *Toshiba Science Museum*. [Online]. Acesso: http://toshiba-mirai-kagakukan.jp/en/learn/history/ichigoki/1967power_source/index.htm. [Acedido: 14-Sep-2016].
- [8] M. Aamir, K. Ahmed Kalwar, and S. Mekhilef, "Review: Uninterruptible Power Supply (UPS) system," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 58, pp. 1395–1410, 2016.
- [9] L. Oliveira, "Qualidade da Energia Eléctrica : Perturbações e Soluções Reparadoras," pp. 1–56, 2012.
- [10] F. D. Gonçalves, "Resposta de Sistemas Ininterruptos de Energia Frente a Fenômenos de Qualidade da Energia," Universidade de Brasília, 2008.
- [11] M. Raynor, "CABLE talk, The shocking truth about 'DIRTY POWER,'" no. April, 2002.
- [12] "Online UPS (VFI/Double Conversion) UPS TOPOLOGIES," *AEG Power Solutions*. [Online]. Acesso: <https://www.aegps.com/en/technology/uninterruptible-power-supply-ups/online-ups/>. [Acedido: 15-Sep-2016].
- [13] R. A. Modesto, "Estudo , Projeto e Implementação de Sistemas UPQC / UPS Trifásicos

- Aplicados no Condicionamento Ativo de Energia Elétrica,” Universidade de São Paulo - USP, 2015.
- [14] “Understanding UPS Overload Capabilities in Data Centers,” *Eaton*, vol. WP10-13, 2010.
- [15] J. Samstad and M. Hoff, “Technical Comparison of On-line vs . Line interactive UPS designs,” *APC White Pap. #79*, pp. 1–12, 2004.
- [16] E. K. Sato, M. Kinoshita, and K. Sanada, “Double DC-DC converter for uninterruptible power supply applications,” *2010 Int. Power Electron. Conf. - ECCE Asia -, IPEC 2010*, pp. 635–642, 2010.
- [17] E. Solar, “Principais tipos de células fotovoltaicas constituintes de painéis solares,” *Portal da energia renováveis*, 2011. [Online]. Acesso: <http://www.portal-energia.com/principais-tipos-de-celulas-fotovoltaicas-constituintes-de-paineis-solares/>. [Acedido: 07-Sep-2016].
- [18] J. T. Pinho, C. F. O. Barbosa, E. J. D. S. Pereira, H. M. S. Souza, L. C. M. Blasques, M. A. B. Galhardo, and W. N. Macêdo, *Sistemas Híbridos: Soluções Energéticas para a Amazônia*. 2008.
- [19] M. Brunisholz, “2014 Snapshot of Global PV Markets,” *IEA PVPS*, vol. T1-26, 2015.
- [20] IEA, “Trends 2015 - IN PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS,” 2015.
- [21] “Energía Solar,” *Enersave*. [Online]. Acesso: <http://enersave.es/medicion-neta/energia-solar>. [Acedido: 08-Sep-2016].
- [22] F. R. de B. Baptista, “Conversor Boost / Cuk de Único Semicondutor Totalmente Comandado para Aplicação em Sistemas Fotovoltaicos Júri,” Universidade de Lisboa, 2013.
- [23] J. T. Pinho and M. A. Galdino, “Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos,” Rio de Janeiro, 2014.
- [24] “Painel Solar Fotovoltaico,” *Electrónica*. [Online]. Acesso: <http://www.electronica-pt.com/painel-solar-fotovoltaico>. [Acedido: 08-Sep-2016].
- [25] L. A. Hecktheuer, “Análise de associações de módulos fotovoltaicos,” UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL, 2001.
- [26] G. Walker, “Evaluating MPPT converter topologies using a Matlab PV Model,” *J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 21, no. 1, pp. 49–56, 2001.
- [27] M. G. Richard, “Tesla’s Gigafactory will produce as much renewable energy as it uses (net zero energy),” 2015. [Online]. Acesso: <http://www.treehugger.com/renewable-energy/teslas-gigafactory-will-produce-much-renewable-energy-it-uses-net-zero-energy.html>. [Acedido: 11-Sep-2016].
- [28] “Best Practice Guide Photovoltaics (PV).”
- [29] Bioenergy Solar, “Bioenergy Solar - PV Model: BIO250.” .

- [30] J. T. de C. Neto, "Controle Robusto Aplicado a Conversor Buck-Boost em Sistemas Fotovoltaicos," UFRN - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2012.
- [31] J. Marques, "Modelação e Controlo de Conversor DC/AC para interligação de painéis fotovoltaicos à Rede," 2009.
- [32] A. Chermitti, O. B. Hacene, and B. Mohamed, "Improvement of the 'perturb and observe' MPPT algorithm in a photovoltaic system under rapidly changing climatic conditions," *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 56, no. 12, pp. 5–10, 2012.
- [33] P. G. Barbosa, L. G. B. Rolim, V. V. Tavares, E. H. Watanabe, and R. Hanitsch, "NOVEL CONTROL STRATEGY FOR GRID - CONNECTED DC - AC CONVERTERS WITH LOAD POWER FACTOR AND," pp. 1–16, 1998.
- [34] M. K. Deshmukh and S. S. Deshmukh, "Modeling of hybrid renewable energy systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 12, no. 1, pp. 235–249, 2008.
- [35] P. J. S. Ribeiro, "Optimização de Estratégias de Operação de Sistemas Híbridos," FEUP - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2009.
- [36] X. Liu, P. Wang, and P. C. Loh, "A hybrid AC/DC microgrid and its coordination control," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 2, pp. 278–286, 2011.
- [37] J. C. da Cruz, "Sistemas Híbridos," *Ebah*. [Online]. Acesso: <http://www.ebah.com.br/content/ABAAAfSfIAH/sistemas-hibridos>. [Acedido: 06-Sep-2016].
- [38] J. A. L. F. Jacinto, "Análise de duas Tecnologias de Produção de Energia Elétrica para Zonas Remotas: Geradores a Gasóleo e Fotovoltaicos," IPC – Instituto Politécnico de Coimbra, 2012.
- [39] P. C. Loh, D. Li, Y. K. Chai, and F. Blaabjerg, "Autonomous control of interlinking converter with energy storage in hybrid AC-DC microgrid," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 3, pp. 1374–1382, 2013.
- [40] R. B. P. U. S. B. K. Ram and M. V. G. Rao, "Performance of A Hybrid AC / DC Microgrid using RES and Super Capacitor in Grid Connected and Islanded mode," *Int. Conf. Smart Electr. Grid*, pp. 1–6, 2014.
- [41] J. Yang, K. Jeong, and J. Kwon, "Energy Storage System with PV Generation and On-line UPS functions," *Intelec 2014*, no. 2, pp. 14–17, 2014.
- [42] J. S. P. Abella, J. S. T. Reyes, and J. A. H. Mora, "Diseño e implementación de un sistema fotovoltaico híbrido y desarrollo de su regulador de carga aplicando instrumentación virtual," *Rev. Elem.*, vol. 2, pp. 1–17, 2012.
- [43] L. Liu, H. Sun, Y. Hu, J. Xin, N. Zheng, and T. Li, "Leveraging distributed UPS energy for managing solar energy powered data centers," *2014 Int. Green Comput. Conf. IGCC 2014*, 2015.

- [44] A. Burgio, D. Menniti, A. Pinnarelli, and N. Sorrentino, "The reliability evaluation of a power system in presence of photovoltaic and wind power generation plants and UPS," *9th Int. Conf. Electr. Power Qual. Util.*, pp. 1–6, 2007.
- [45] N. A. V. M. Silva, "Controlo das Potências Activa e Reactiva Fornecidas à Rede Eléctrica por Conversores CC/CA Fontes de Tensão," FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO, 2004.
- [46] L. R. S. Andrade, "Estudo Sobre Controladores de Corrente Implementados Digitalmente," ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, 2009.
- [47] R. F. de Camargo, F. Botterón, H. Pinheiro, J. R. Pinheiro, H. Gründling, and H. Hey, "Novos algoritmos de limitação para inversores de tensão PWM a quatro braços utilizando modulação space vector," *Sba Control. Automação Soc. Bras. Autom.*, vol. 15, no. 3, pp. 351–365, Sep. 2004.
- [48] "Analysis of Four DC-DC Converters in Equilibrium," *All About Circuits*, 2015. [Online]. Acesso: <http://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/analysis-of-four-dc-dc-converters-in-equilibrium/>. [Acedido: 13-Oct-2016].
- [49] C. Vieira and V. F. Pires, "Hybrid PV-UPS System with Multilevel Structure of Power Converters and Reliability Improvement," *ICRERA2016 - IEEE Conf.*
- [50] J. M. P. Fialho, "SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM HVDC UTILIZANDO CONVERSORES DE POTÊNCIA MULTINÍVEL BASEADOS EM INVERSORES TRIFÁSICOS DUPLOS DE DOIS NÍVEIS," IPS - Instituto Politécnico de Setubal, 2014.
- [51] M. H. Rashid, *POWER ELECTRONICS HANDBOOK*, 3ª. Elsevier Inc., 2011.
- [52] N. M. R. Santos, V. F. Pires, and J. F. Silva, "Study of the HVDC Dual Transmission System Under Faults in the Power Converters," *Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*, pp. 1304–1309, 2016.
- [53] C. S. Bhd, "UPS (Uninterrupted Power Supply) - SECURED POWER PROTECTION," *Slide*, 2011. [Online]. Acesso: <http://www.slideshare.net/shamsulb/ups-uninterrupted-power-supply-power-protection-solution/1>. [Acedido: 03-Aug-2016].