

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RAMON MARQUIOLI DOMINGOS

**INVERSORES TRIFÁSICOS MULTIFUNCIONAIS: ESTRATÉGIA DE
CONTROLE DE CORRENTE PARA COMPENSAÇÃO REATIVA E
HARMÔNICA COM SATURAÇÃO DINÂMICA**

VIÇOSA
2015

RAMON MARQUIOLI DOMINGOS

**INVERSORES TRIFÁSICOS MULTIFUNCIONAIS: ESTRATÉGIA DE
CONTROLE DE CORRENTE EM INVERSORES MULTIFUNCIONAIS
PARA COMPENSAÇÃO REATIVA E HARMÔNICA COM
SATURAÇÃO DINÂMICA**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: André Gomes Tôrres

Co-orientador: Heverton Augusto Pereira

VIÇOSA
2015

Nesta página será inserida a ficha catalográfica correspondente à sua Monografia. Ela será elaborada pelo pessoal da Biblioteca Central da UFV.

A priori deixa a página em branco.

RAMON MARQUIOLI DOMINGOS

**INVERSORES TRIFÁSICOS MULTIFUNCIONAIS: ESTRATÉGIA DE
CONTROLE DE CORRENTE PARA COMPENSAÇÃO REATIVA E
HARMÔNICA COM SATURAÇÃO DINÂMICA**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 03 de Julho de 2015.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Prof. André Gomes Tôrres
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. José Tarcísio de Resende - Membro
Universidade Federal de Viçosa

Mestre Adriano da Silva Antônio- Membro
Universidade Federal de Viçosa

Conhecimento auxilia por fora, mas só o amor socorre por dentro.

Albert Einstein

Aos meus Pais, Nílson e Creuza, e minhas irmãs, Lívia e Thalia!

Agradecimentos

Aos meus pais, Nílson e Creuza, que sempre se esforçaram e me estimularam nessa caminhada, ajudando a vencer todas as dificuldades, a Livia e Thalia, minhas irmãs, que sempre foram fonte de inspiração para mim e me apoiaram em todos os momentos.

Aos meus amigos, George, Diego, Rodrigo, Vítor Minhaneli, Fernando, Lucas Rodrigues, Vítor Loures, Lucas Santana e aos não citados aqui, que sempre estiveram presentes nas dificuldades e me ajudaram na adaptação das novas mudanças.

Aos GESEP, que me proporcionou as melhores conquistas acadêmicas e me ensinou a ser um profissional melhor. Agradeço ao Heverton Augusto e Allan Cupertino, que são exemplos de profissionais e me ajudaram em todos os projetos que fiz no GESEP.

Aos amigos das repúblicas, Gabriel, Thiago, Cássio, Fabrício, que foram quase que irmãos durante essa caminhada.

A todos os meus parentes, que sempre acreditaram em mim e me fizeram ter ainda mais esperança na busca pelo sucesso.

Resumo

A energia solar tem atraído cada vez mais investimentos, uma vez que não gera poluente e é uma fonte renovável de energia. Um dos principais encaixos em um maior investimento neste tipo de energia é o alto preço dos painéis solares e baixo rendimento dos mesmos. Procurando melhorar a eficiência e buscando mais aplicações para energia solar, inversores de frequência vêm sendo desenvolvidos buscando atender o maior número de funções possíveis. Neste contexto, surge inversor multifuncionais de frequência, que ligam os painéis solares à rede elétrica, podendo ou não ter uma carga conectada no ponto de acoplamento comum. Assim sendo, este trabalho desenvolve o controle de um inversor de frequência de modo que ele, além de fornecer energia para a rede com ou sem carga conectada, ele também possa compensar harmônicos e potência reativa gerados pela carga se necessário e possível, melhorando consideravelmente a qualidade de energia da rede. Além disso, no controle também será incluso um esquema de saturação dinâmico, para que o inversor não trabalhe em sobre-tensão, sendo este um tópico importante no funcionamento de tais instrumentos porém pouco explorado na literatura. Por fim, os resultados mostrarão a eficiência do esquema de compensação harmônico proposto, chegando a melhorar o espectro harmônico da corrente da rede de 46,23% para 23,1%. Além disso, também será mostrada que o esquema de saturação dinâmica desenvolvido garantiu que o sistema trabalhasse dentro de seus limites de funcionamento, não extrapolando os valores nominais.

Abstract

The solar energy has increasingly attracted investments, since it does not generate pollutant, and is a renewable energy source. One of the main Thralls in greater investment in this type of energy is the high price of solar panels and low quality of the broadcasts. Seeking to improve the efficiency and seeking more applications for solar power, frequency inverters have been developed trying to meet as many possible functions. In this context, multifunctional frequency inverter surge, connecting solar panels to the grid, which may or may not have a connected load at the point of common coupling. Therefore, this paper develops the control of a frequency inverter so that it, in addition to providing power to the grid with or without connected load, it can also compensate harmonics and reactive power generated by the load if necessary and possible, greatly improving the network power quality. In addition, the control is also included a dynamic saturation scheme, so that the inverter does not work on over-voltage, which is an important topic in the operation of such instruments but little explored in the literature. . Finally, the results show the effectiveness of the proposed harmonic compensation scheme, coming to improve harmonic spectrum of current network from 46.23% to 23.1%. Also, it will also be shown that the dynamic saturation scheme developed ensured that the system worked within its limits of operation, not extrapolating the setpoints.

Sumário

Lista de Tabelas.....	13
1 Introdução.....	14
1.1 A Energia Fotovoltaica no Brasil	15
1.2 <i>Objetivos e Motivação</i>	16
2 Revisão Bibliográfica.....	16
2.1 Painel Fotovoltaico	16
2.1.1 Princípio de Funcionamento	16
2.1.2 Modelo Equivalente de um Painel Fotovoltaico.....	17
2.1.2 Seguidor de Máxima Potência	19
2.2 Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea	20
2.2.1 Potência Ativa, Reativa e Instantânea nas Coordenadas α - β -0	20
2.2.2 Significado físico das potências real, imaginária e de sequência zero	21
2.2.3 Filtros Ativos Paralelo	22
2.2.3.1 Caso de tensão trifásica balanceada.....	23
2.2.3.2 Caso de tensão trifásica desbalanceada	24
2.3 Circuito de Sincronismo	24
2.3.1 Circuito de sincronismo com duplo integrador generalizado de segunda ordem – DSOGI-PLL	25
2.4 Controle linear do inversor PWM (CLR).....	28
2.4.1 Projeto das malhas internas: Controle da malha interna (correntes injetadas no sistema).....	29
2.4.2 Projeto das malhas externas: Controle do barramento CC e potência reativa	30
2.5 Saturação Dinâmica.....	33
2.5.1 Saturação de potência reativa	34
2.5.2 Saturação harmônica.....	35
3 Metodologia.....	36
3.1 Controle do Inversor.....	37
3.1.1 Alterações no controle	38
4 Resultados	39
4 Conclusões.....	48
Referências Bibliográficas	48

Lista de Figuras

Figura 1 - Evolução da capacidade global instalada acumulada 2000-20013 [3].	14
Figura 2 - Radiação solar média global [10].	15
Figura 3 - Estrutura física de uma célula solar.	17
Figura 4 - Circuito equivalente de painel fotovoltaico [8].	18
Figura 5 - Curva características de um painel solar [8].	19
Figura 6 - Fluxo das Potências instantâneas definidas nas coordenadas α - β -0. [19]	22
Figura 7 - Diagrama de algoritmo de cálculo de p e q .	23
Figura 8 - Diagrama de blocos de um SOGI [25].	27
Figura 9 - Diagrama esquemático da DSOGI-PLL.	27
Figura 10 - Inversor conectado a rede elétrica [23].	28
Figura 11 - Diagrama de blocos da malha de controle das correntes do inversor [23].	30
Figura 12 - Diagrama de blocos da malha de controle de potência reativa [23].	31
Figura 13 - Modelo simplificado de controle da potência reativa [23].	31
Figura 14 - Diagrama de blocos da malha de controle do barramento CC [23].	32
Figura 15 - Modelo simplificado da malha de controle do barramento CC [23].	32
Figura 16 - Estrutura de controle linear do CLR.	33
Figura 17 - Saturação dinâmica reativa [34]. (a) Diagrama de blocos da saturação. (b) Círculo de raio I_{max} proposto para determinar o limite da saturação.	34
Figura 18 - Malha de saturação da corrente harmônica [34].	35
Figura 19 - Modelo do sistema simulado.	37
Figura 20 - Compensação Harmônica e Saturação dinâmica adicionadas ao controle do inversor [34].	38
Figura 21 - Dinâmica da corrente. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga	39
Figura 22 - Comportamento dinâmico da potência ativa e reativa. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.	40
Figura 23 - Detalhe da resposta dinâmica no início da compensação harmônica. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.	41
Figura 24 - Espectro harmônico da corrente antes e depois do início da compensação harmônica. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.	41
Figura 25 - Detalhe da resposta dinâmica da corrente durante a variação da carga(a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.	42
Figura 26 - Resposta dinâmica da tensão de barramento CC (a) Dinâmica completa. (b) Detalhe nem 7,0 segundos, no instante da queda de radiação.	43

Figura 27 - Detalhe da resposta dinâmica da corrente durante a queda na radiação. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.	44
Figura 28 - Resposta dinâmica da corrente de eixo (a) direto e (b) quadratura no início da compensação harmônica.	45
Figura 29 - Variação do Fator K.....	46
Figura 30 - Saturação dinâmica harmônica. (a) Antes da saturação. (b) Depois da saturação.	47

Lista de Tabelas

Tabela 1- Especificações Elétricas do Pannel Solar Para Condição de Radiação de 1000 W/m ² e Temperatura de 25 °C.....	36
Tabela 2 - Parâmetros do Sistema.	36
Tabela 3 - Distorção Harmônica Total.	44

1 Introdução

Com o desenvolvimento da economia e a industrialização de diversos países, o consumo de energia elétrica teve um aumento considerável nos últimos anos. A grande fonte de geração de energia no mundo é proveniente de derivados fósseis, que além de não serem renováveis, geram poluentes que estão afetando o clima do planeta, que vem ocasionando muita crítica. Assim sendo, a busca por novas fontes de energia vem sendo alvo de intensas pesquisas, uma vez que geram energia limpa e renovável, sendo uma forte opção a substituição de fontes fósseis [1]. Dentre essas energias renováveis, a energia solar tem sido alvo de intensas pesquisas, devido a sua acessibilidade e grande incidência em quase todos os países.

Porém, os altos custos dos módulos fotovoltaicos sempre foram o principal problema desta tecnologia. Até a década de 70, sua utilização era restrita a aplicações bem específicas, como as espaciais, onde altos orçamentos eram empregados. Devido à crise gerada pelo petróleo na década de 70, a energia fotovoltaica começou a receber importantes investimentos [2], tanto do setor público quanto por empresas privadas, que vislumbram na energia solar fotovoltaica uma boa oportunidade para investimentos [1]. Como consequência, a produção mundial cresceu consideravelmente, como pode ser visto na Figura 1.

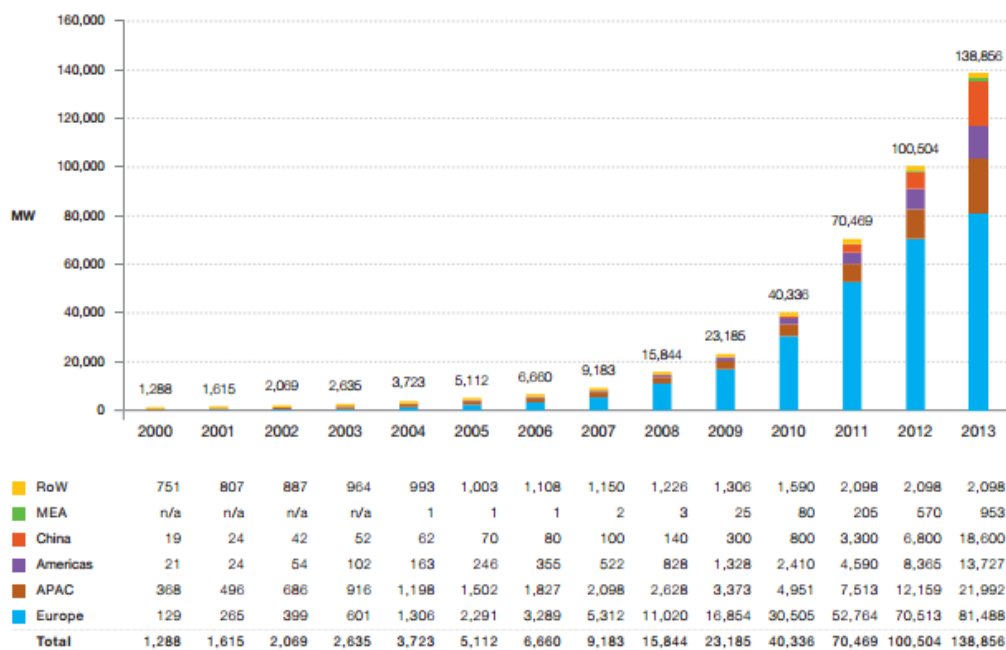


Figura 1 - Evolução da capacidade global instalada acumulada 2000-2013 [3].

1.1 A Energia Fotovoltaica no Brasil

Privilegiado pela alta incidência de raios solares em seu território, o Brasil tem condições claras de figurar em situação bastante confortável quanto a geração energética fotovoltaica. Apesar disso, o país possui poucos equipamentos de conversão de energia solar em outros tipos de energia. Como exemplo, no Brasil, segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica, existem apenas 83 pequenas usinas solares conectadas à rede instaladas no Brasil, enquanto na Alemanha, maior produtora mundial na área, existem cerca 1,5 milhão de instalações desse tipo. Outro fator que desestimula a utilização de energia solar no Brasil são os impostos, onde apenas Minas Gerais não recolhe impostos de equipamentos solares [4] [5] [6].

A energia solar é responsável por 9719 kW de potência fiscalizada pela ANEEL, o que corresponde a somente 0,01% da capacidade de geração no Brasil [7]. A maior parte da energia elétrica brasileira vem das usinas Hidrelétricas, que produzem 63,66% da energia elétrica do país, seguido das usinas Termelétricas que produzem 28,58% do total. Mesmo pouco utilizada, o Brasil possui enorme potência para geração de energia solar. A Figura 2 mostra a radiação solar média no mundo. Observa-se que nas regiões a qual a radiação média é mínima no Brasil, são encontrados valores maiores que os valores máximos da Alemanha, o maior produtor mundial desse tipo de energia [8]. É importante ressaltar também que mesmo as regiões com menores índices de radiação apresentam grande potencial de aproveitamento energético [9].

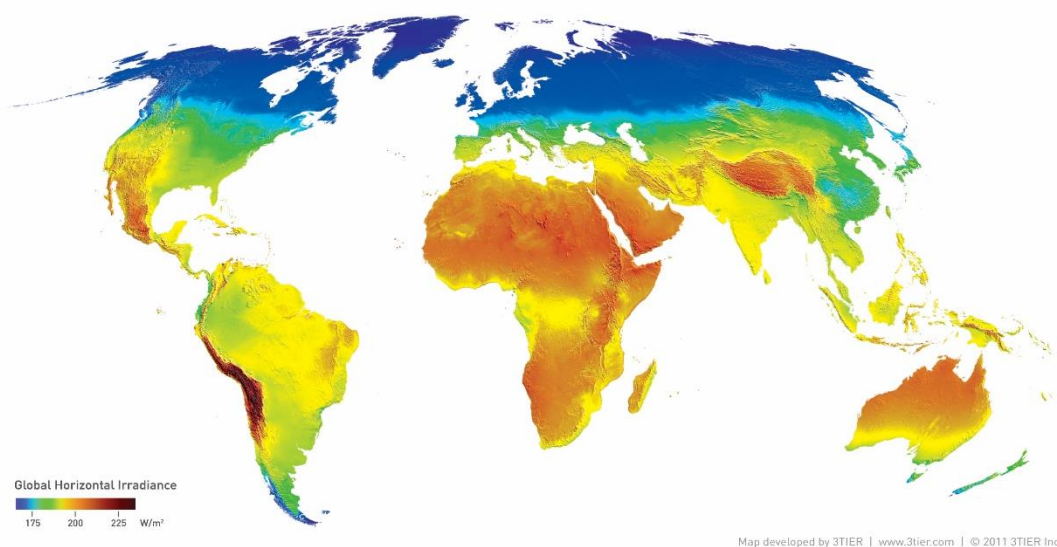


Figura 2 - Radiação solar média global [10].

1.2 Objetivos e Motivação

O principal objetivo desta monografia é o desenvolvimento do controle de um inversor multifuncional para ligar uma matriz solar à rede elétrica. O controle deste inverso deverá fazer a compensação de potência reativa e de harmônicos, que visa melhorar consideravelmente a qualidade de energia. Também neste controle será desenvolvida a saturação dinâmica da corrente no mesmo, para que ele não trabalhe com sobre-corrente e possa vir ocorrer degradação precoce do instrumento.

A motivação vem do grande potencial elétrico que o Brasil apresenta, ainda pouco explorado. Através do estudo de um meio de melhor aproveitamento da energia solar, esta pode vir a ser mais atrativa, atraindo mais investimentos e reduzindo os custos de produção.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Painel Fotovoltaico

O efeito fotovoltaico foi observado pela primeira vez em 1830 por Edmond Becquerel, que verificou que eletrodos metálicos, mergulhados num eletrólito, produziam uma pequena diferença de potencial quando expostos à luz [11].

Um sistema fotovoltaico converte energia solar diretamente para energia elétrica. O dispositivo básico de um sistema fotovoltaico são as células fotovoltaicas, que devem ser agrupadas para formarem painéis. A tensão e a corrente disponíveis nos terminais do painel devem alimentar pequenas cargas ou até mesmo gerar energia elétrica em usinas solares, em aplicações mais sofisticadas, onde se utiliza os inversores.

2.1.1 Princípio de Funcionamento

Uma célula fotovoltaica é basicamente um diodo semicondutor cuja junção $p-n$ é exposta a luz [12] [13]. Células fotovoltaicas são feitas de inúmeros tipos de semicondutores usando diferentes processos de produção. As células de silício mono e poli cristalino são as encontradas em larga escala no mercado atualmente. Células fotovoltaicas de silício são compostas de uma fina camada de massa ou filme de silício conectado a terminais elétricos. Um dos lados do silício é dopado para formar a junção $p-n$. Uma grade metálica fina é

colocada na face que recebe a luz solar do semiconductor. A Figura 3 ilustra aproximadamente a estrutura física de uma célula solar [14].

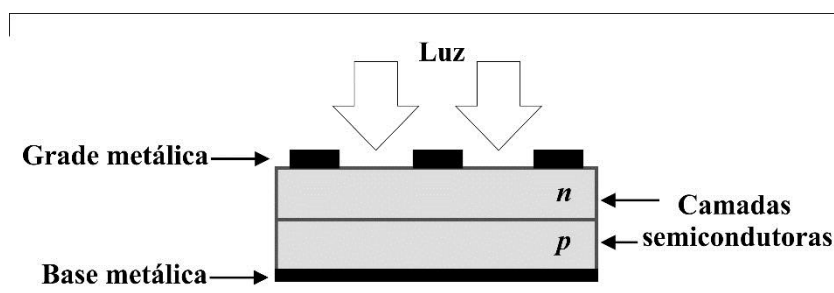


Figura 3 - Estrutura física de uma célula solar.

A incidência de luz na célula gera portadores de carga, que origina corrente elétrica se a célula for curto-circuitada [13]. A carga é gerada quando a energia do fóton incidente é suficiente para separar os elétrons covalentes do semiconductor – este fenômeno depende do material do semiconductor e do comprimento de onda da luz. Basicamente, o fenômeno fotovoltaico deve ser descrito como a absorção da radiação solar, a geração e transporte de portadores livre na junção $p-n$ e a coleção das cargas elétricas nos terminais do dispositivo fotoelétrico [15] [16].

A taxa de geração de portadores elétricos depende do fluxo da incidência de luz e a capacidade de absorção do semiconductor. A capacidade de absorção depende principalmente da faixa flexível do semiconductor, da refletância sobre a superfície da célula (que depende da forma e do tratamento da superfície), da concentração de cargas do semiconductor, da temperatura e inúmeros outros fatores [14].

Cada célula produz pouca potência, ficando geralmente entre 1 a 2 W, portanto, em aplicações práticas e comerciais, costuma-se conectar várias células em série, para aumentar a tensão produzida, e/ou paralelo, para que a corrente produzida aumente. Formando assim um módulo ou painel fotovoltaico, que também pode ser exposto em série ou paralelo para aumentar ainda mais a potência produzida [17].

2.1.2 Modelo Equivalente de um Painel Fotovoltaico

Uma célula solar pode ser representada em um modelo equivalente na forma de circuito, conforme mostrado na Figura 4. As resistências apresentadas representam as perdas que acontecem num painel real. As resistências em série (R_{sm}) e em paralelo (R_{pm}) representam, respectivamente, as quedas de tensão quando a carga migra a partir dos contatos

elétricos e a queda de tensão devida à corrente de fuga reversa do diodo. I_{pv} é uma fonte de corrente contínua cujo valor será calculado posteriormente [14].

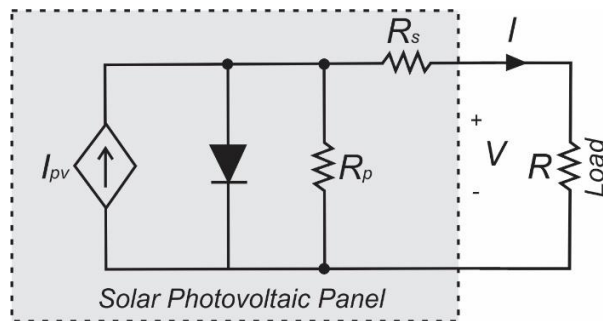


Figura 4 - Circuito equivalente de painel fotovoltaico [8].

Os parâmetros R_s e R_p podem ser calculados através de 1 e 2. Sabendo que V_{mp} é a tensão na máxima potência, I_{mp} é a corrente na máxima potência, V_{oc} é a tensão de circuito aberto e I_{sc} é a corrente de curto-circuito:

$$R_s = \frac{V_{oc} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad (1)$$

$$R_p = \frac{V_{oc}}{I_{sc} - I_{mp}} \quad (2)$$

Já a corrente do painel é dada por (3), sendo que I_{pv} é dado por (4). Em (4), I_{pv_n} é a corrente em condições nominais, dada por (5), $\Delta T = T - T_n$, sendo T é a temperatura do painel solar e T_n é a temperatura do painel solar nas condições nominais, G e G_{ref} são os valores de radiação solar incidente e a radiação de referência (W/m^2), respectivamente. K_i é o coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito (A/K).

$$I = I_{pv} - I_0 \left(e^{\frac{V + I R_s}{a V_t}} - 1 \right) - \frac{V + I R_s}{R_p} \quad (3)$$

$$I_{pv} = (I_{pv_n} + K_i \Delta T) \frac{G}{G_{ref}} \quad (4)$$

$$I_{pv_n} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{sc_n} \quad (5)$$

A corrente de fuga reversa do diodo, I_0 é:

$$I_0 = \frac{I_{sc_n} + K_i \Delta T}{e^{\left(\frac{(V_{oc_n} + K_v \Delta T)}{a V_t} \right) - 1}} \quad (6)$$

Em (6), I_{scn} é a corrente de curto-circuito nominal, V_{ocn} é a tensão de circuito aberto nominal e K_v é o coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto (V/K). A variável a é a constante de idealidade do diodo, que varia de $1 \leq \alpha \leq 1.5$. Finalmente V_t é calculado por (7).

$$V_t = \frac{k T}{e} \quad (7)$$

Onde k é a constante de Boltzman, T é a temperatura do painel (K), e é a carga de um elétron [14].

2.1.2 Seguidor de Máxima Potência

A Figura 5 apresenta as curvas típicas de painéis fotovoltaicos. Através da análise dessas curvas, pode-se perceber que a corrente máxima que pode ser fornecida pelo painel solar é a corrente do curto-circuito (I_{sc}), caracterizado pela tensão de zero Volt. Assim como a maior tensão possível é a do circuito aberto (V_{oc}), onde a corrente é zero. Além disso, está marcado o ponto de máxima potência da curva P_{max} , sendo possível então encontrar a tensão e corrente na máxima potência (V_{mp} , I_{mp}).

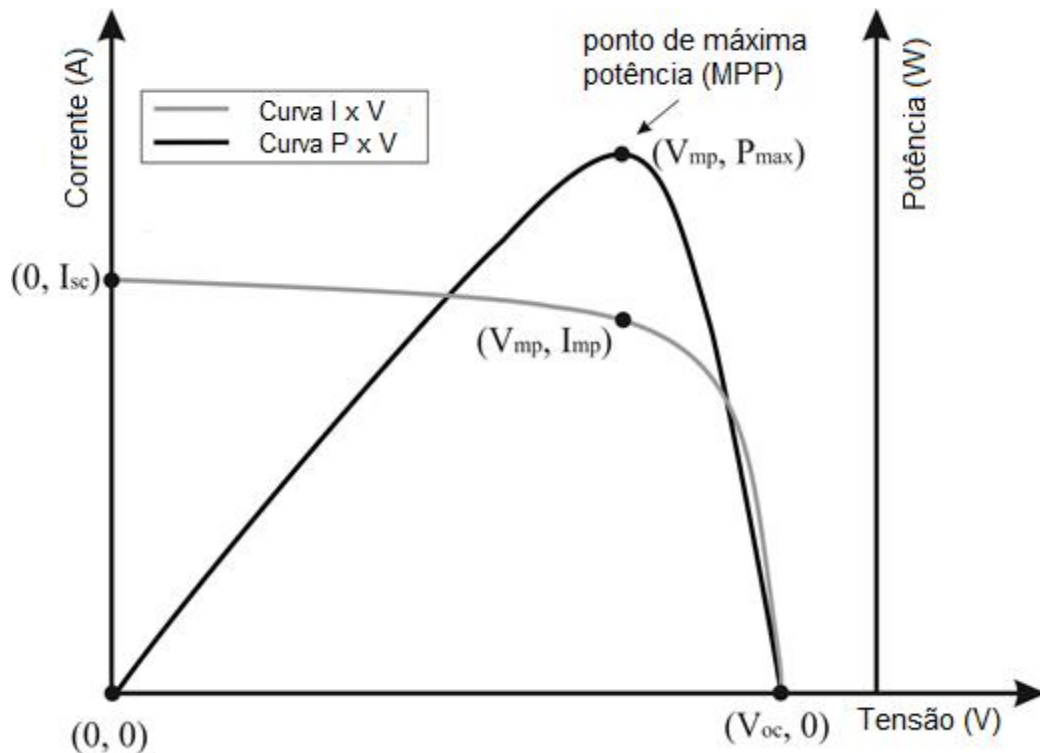


Figura 5 - Curva características de um painel solar [8].

Mesmo com as características favoráveis, a geração de energia solar é sazonal e tem grande interferência das condições climáticas (radiação solar, temperatura, velocidade do vento, entre outros fatores). Assim, deve sempre procurar extrair o máximo de potência que o painel tem a oferecer. Para um dado valor de radiação e temperatura, existe um ponto onde a máxima potência é obtida. Por essa razão, em sistemas fotovoltaicos é importante a existência um seguidor de máxima potência, que controla a tensão do painel mantendo-o sempre no ponto de máxima potência.

Diversos algoritmos já foram criados na literatura para Buscar o Ponto de Máxima Potência ou, em inglês, *Maximum Power Point Trackers*. Dentre eles, dois se destacam e acabam sendo os mais utilizados: a Condutância Incremental e o Perturba & Observa. Para uma melhor performance do sistema, é importante utilizar o método mais eficiente pela busca do ponto de máxima pontência [18]., o que, nesse caso, é o nmétodo da Condutância Incremental.

2.2 Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea

A teoria de potência ativa e reativa convencional tem sido aplicada na análise, estudos e projetos em sistemas de potência a praticamente um século, e é válida para na grande maioria dos casos. Desta forma, existe um consenso entre a maioria dos engenheiros eletricitas de que esta é realmente uma teoria correta e válida em todos os casos. Porém, uma análise mais detalhada, mostra que esta teoria tem sua validade fisicamente comprovada apenas para sistemas operando em regima permanente e sem distorção, no caso, monofásico. No caso trifásico, o sistema deve ainda ser balanceado [19].

Com o objetivo de se desenvolver uma teoria básica para o controle de filtros ativos de potência, [20] propôs a Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea. Foi mostrado posteriormente que esta teoria é mais geral que a teoria convencional e não só permite o controle correto de filtros mas também permite o correto entendimento físico dos problemas encontrados em sistemas balanceados ou não, com ou sem distorção.

2.2.1 Potência Ativa, Reativa e Instantânea nas Coordenadas α - β -0

Akagi et al. (1983) e (1984) propuseram os novos conceitos de potência ativa e reativa instantânea, válido para regime permanente e transitório, assim como para formas de ondas genéricas de tensão e corrente [20].

A transformação de coordenadas de $a-b-c$ para $\alpha - \beta - 0$ é, na realidade, uma transformação algébrica de um sistema de tensões e correntes trifásicas em um sistema de referência estacionário, como o sistema $a-b-c$, porém com as coordenadas ortogonais entre si (e não a 120° como no caso do sistema $a-b-c$). esta transformação também é conhecida como Transformação de Clarke.

A transformação direta das tensões v_a, v_b, v_c para v_α, v_β, v_0 são dadas por (8).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

Expressões similares podem ser escritas para as correntes i_α, i_β, i_0 . uma das vantagens desta transformação é a separação de sua componente de sequência zero (v_0 e i_0).

A potência real p , imaginária q e de sequência zero p_0 são dadas por (9).

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

A potência trifásica instantânea em termos das variáveis nas coordenadas $a - b - c$ e $\alpha - \beta - 0$ é dada por (10).

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \quad (10)$$

As correntes e tensões em (10) são instantâneas e genéricas, podendo conter desequilíbrios e harmônicos. Assim, no caso mais geral em que estas imperfeições estão presentes pode-se dizer que as potências instantâneas real, imaginária e de sequência zero terão componentes médias e oscilantes. Isto é:

$$\begin{aligned} p_0 &= \overline{p_0} + \widetilde{p_0} \\ p &= \overline{p} + \widetilde{p} \\ q &= \overline{q} + \widetilde{q} \end{aligned} \quad (11)$$

Onde, a “barra” indica valor médio e o “til” indica a parte oscilante.

2.2.2 Significado físico das potências real, imaginária e de sequência zero

Para o uso correto e eficiente da teoria de potência ativa e reativa instantâneas é importante entender o significado físico de cada uma das potências e seus termos. A Figura 6 será utilizada para resumir os principais pontos dos novos conceitos. Nesta figura, $p + p_0$ representa a energia total por unidade de tempo fluindo pelo circuito e q representa a energia trocada entre as fases sem que haja transporte de energia. Os seguintes pontos [19].

- As componentes de sequência zero de tensão ou corrente não contribuem para as potências instantâneas p e q ;
- A potência ativa instantânea, que corresponde ao fluxo instantâneo de energia por unidade de tempo é sempre igual à soma da potência real p e a potência de sequência zero ($p_{3\phi} = p + p_0$);
- A potência imaginária q representa a energia que pode ser constante ou não e é trocada entre as fases do sistema. Isto significa que q não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga em nenhum instante. Além disso, esta potência só existe em sistemas com mais de uma fase.

Apesar desta teoria de potência instantânea ser um tanto quanto mais complicada, ela não é contraditória com a teoria convencional. Na realidade, a teoria convencional é um caso particular da teoria aqui apresentada [19].

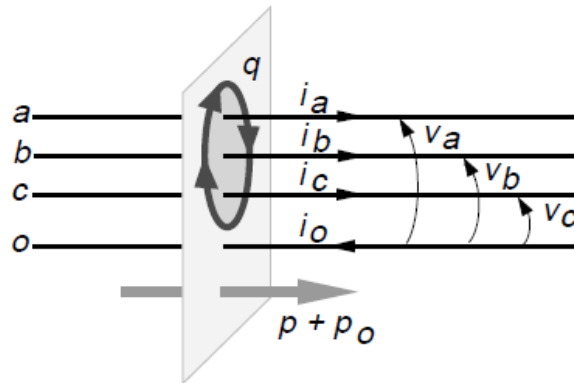


Figura 6 - Fluxo das Potências instantâneas definidas nas coordenadas α - β -0. [19]

2.2.3 Filtros Ativos Paralelo

O filtro ativo paralelo é representado pelo inversor fonte de tensão e seu controle. Este inversor funciona com malha de controle de corrente e tem a função básica de “curto-circuitar” as correntes indesejadas, geradas pela carga. Aqui vale dizer que correntes não desejadas, na maioria dos casos, são harmônicas, mas podem, em alguns casos, serem

correntes na frequência fundamental. Assim, o grande desafio no projeto de um filtro ativo paralelo baseado em conversores deste tipo, está na determinação instantânea da referência de corrente a ser sintetizada, que será mostrada no sub-tópico seguinte.

2.2.3.1 Caso de tensão trifásica balanceada

Subentende-se aqui que tensão trifásica balanceada é composta apenas da componente fundamental de sequência positiva. A Figura 7 mostra o diagrama de blocos básico do sistema de geração de referência de corrente. Aqui, assume-se que este cálculo instantâneo será baseado na teoria de potência instantânea. Neste caso, as tensões trifásicas e as correntes de carga são medidas e transformadas para as coordenadas α - β -0. A partir destas correntes e usando (9) calcula-se as potências p_0 , p e q , sendo que p_0 é nulo porque a tensão é balanceada. Supondo que na corrente da carga existam apenas a componente fundamental de sequência positiva e harmônicos, a potência real ($p = p + \tilde{p}$) e imaginária ($q = q + \tilde{q}$) terão componentes médias e oscilantes. Se pensarmos num filtro com seu significado original, este deverá curto-circuitar as correntes harmônicas da carga, que são as responsáveis pelas potências oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} . A separação das partes oscilantes $p \sim$ e $q \sim$ de p e q é feita através de um filtro de sinal passa alta devidamente calculado para este fim. É importante notar que a resposta deste filtro altera a dinâmica do filtro ativo como um todo [21]. Este aspecto não será discutido neste trabalho, mas deve ser lembrado como um ponto importante para aplicações reais.

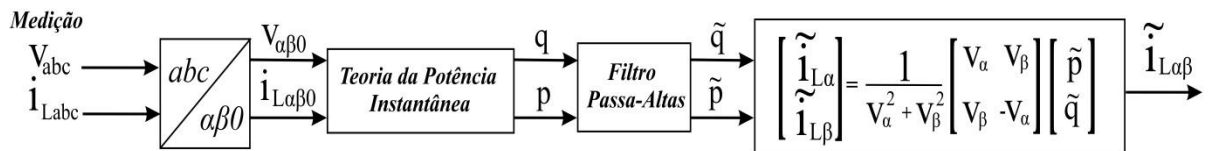


Figura 7 - Diagrama de algoritmo de cálculo de \tilde{p} e \tilde{q} .

Por fim, através da (12), podemos extrair as correntes α e β oscilantes, representadas por i_{α} e i_{β} respectivamente, que contemplam as informações do conteúdo harmônico da carga.

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Estas correntes devem servir de referência para o controle PWM de corrente do inversor e, assim, compensar as correntes harmônicas da carga. Em sistemas trifásicos onde não existam harmônicos e o objetivo maior é a compensação de reativos, basta utilizar, em

(12), \tilde{p} igual a zero e \bar{q} no lugar de \tilde{q} . Com isso o “filtro” se transforma em um compensador de reativos que pode ser utilizado dentro dos conceitos de FACTS [21].

2.2.3.2 Caso de tensão trifásica desbalanceada

Considerando uma fonte de tensão contém componentes de sequência positiva, negativa e zero. Sendo a carga conectada a ela considerada não linear e a sua corrente contém componentes de sequência positiva, negativa e zero. Assim sendo, existe potência de sequência zero. Um filtro ativo paralelo tem a função de não permitir que os harmônicos e a corrente de sequência zero da carga fluam pela fonte. O controle deste filtro para eliminar os harmônicos de corrente é igual ao apresentado na seção anterior. A compensação da corrente de sequência zero é feita medindo-se esta corrente e fazendo com que o filtro injete esta corrente no neutro. Esta compensação é muito simples, no entanto, pelo fato de existir tensão de sequência zero, existirá também potência de sequência zero (\tilde{p}) nos terminais do inversor do filtro [19].

Como já citado, quando existir p_0 existirá também o seu valor médio e sua parte oscilante, \bar{p}_0 e \tilde{p}_0 . O problema da existência da parte média é que, se não houver uma fonte no lado CC do inversor, o capacitor se descarregará e o filtro não operará corretamente. Aqui um artifício interessante implementado no controlador do filtro ativo pode ser usado, que dispensa o emprego de uma fonte no lado CC do inversor. Para isso, basta que o controlador force o inversor a drenar uma potência *real* média $\Delta\bar{p}$ da rede CA. O detalhe importante aqui é que esta potência deve ser absorvida apenas da componente de sequência positiva. Se esta potência $\Delta\bar{p}$ for igual a \tilde{p}_0 , conforme mostrado na Figura 8, o balanço de potências entrando/saindo no inversor será nulo e o capacitor não se descarregará. Com este filtro paralelo, mesmo existindo componentes de tensão de sequência zero na fonte não haverá corrente de sequência zero fluindo por esta [19]. Desta forma., é importante o correto dimensionamento do capacitor do lado CC, para que essas potências não provoquem oscilações de tensão que prejudiquem o funcionamento do conversor [21].

2.3 Circuito de Sincronismo

A principal função de circuitos de sincronismo utilizados em aplicações na rede elétrica é encontrar o ângulo do vetor tensão gerado pela fonte de tensão. Estes circuitos tem uma ampla variedade de aplicações bem como em sistemas de distribuição, cicloconversores, filtros de potência ativa, e outros circuitos a que estejam conectados para esta finalidade de

sincronização. A performance destes sistemas em aplicações conectadas à rede é fortemente influenciada pela PLL (do inglês “*Phase-Locked Loop*”) adotada [22].

Após se ter a modelagem do conversor, o passo seguinte é definir a estrutura de malhas a serem utilizadas. Existem 3 formas principais de controle, sendo elas:

- Controle no sistema de coordenadas natural;
- Controle no sistema de coordenadas estacionárias;
- Controle no sistema de coordenadas síncrono;

O controle no sistema de coordenadas naturais ou *abc* utiliza controladores individuais para cada fase e dispensam transformações de coordenadas, porém os tipos de ligações delta, estrela com e sem neutro interferem no projeto dos controladores, além destes ainda terem de ser controladores não lineares, já que os sinais de referência são senoidais. No controle no sistema de coordenadas estacionárias utiliza-se variáveis em coordenadas $\alpha\beta 0$, onde ocorre uma redução no número de variáveis a serem controladas mas os sinais de referência ainda são senoidais [23]. Por fim, temos o sistema de coordenadas síncronos, em *dq0*. A vantagem desse sistema consiste no fato das referências serem sinais contínuos, proporcionando a utilização de controladores proporcional-integral (PI) convencionais [14] [24], mas também necessita da implementação de um PLL que fornece o ângulo do sistema de coordenadas com precisão [23].

2.3.1 Circuito de sincronismo com duplo integrador generalizado de segunda ordem – DSOGI-PLL

A estrutura do circuito de sincronismo utilizada neste trabalho é a denominada DSOGI-PLL (do inglês *Double Second Order Generalized Integrator Phase-locked*), proposta em [25]. Esta estrutura, se comparada com outras como SRF-PLL [26], DDSRF-PLL [27], PSF-PLL [28], SSI-PLL [29], se mostrou com um comportamento superior no cálculo do ângulo de tensão da rede [30], fato este que justifica sua utilização neste trabalho.

A componente instantânea de sequência positiva v_{abc}^+ um vetor genérico de tensões desequilibradas pode ser representada pela transformação de Fortescue, conforme mostrado em (13). A equação para componente negativa é a mesma, porém com o índice com sinal negativo. Nesta equação, o valor de T^+ e T^- são dados por (14) e (15), sendo que, nestas duas últimas, “*a*” é conhecido como operador de deslocamento de fase e tem seu valor sendo $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

$$v_{abc}^+ = [v_a^+ \quad v_b^+ \quad v_c^+]^T = [T^+] v_{abc} \quad (13)$$

$$T^+ = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$T^- = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Dado o fato de o conversor não apresentar neutro, a componente de sequência zero não é considerada.

O vetor de tensões desequilibradas pode também ser reescrito num sistema de coordenadas $\alpha\beta$ utilizando a transformação de Clarke como mostrado a seguir:

$$v_{\alpha\beta} = [v_\alpha \quad v_\beta]^T = [T_{\alpha\beta}] v_{abc} \quad (16)$$

Sendo que:

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$[T_{\alpha\beta}]^t = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

De posse desses valores, fica possível o cálculo das componentes de sequência positiva e negativa nas coordenadas $\alpha\beta$, conforme mostrado em (19) e (20).

$$v_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T^+] [T_{\alpha\beta}]^t v_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (19)$$

$$v_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}] [T^-] [T_{\alpha\beta}]^t v_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (20)$$

Onde $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo. Através desse operador é obtido uma forma de onda em quadratura (90° atrasada) em relação ao sinal original.

A DSOGI-PLL utiliza um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) para gerar sinais em quadratura. O esquema do SOGI é apresentado na Figura 8.

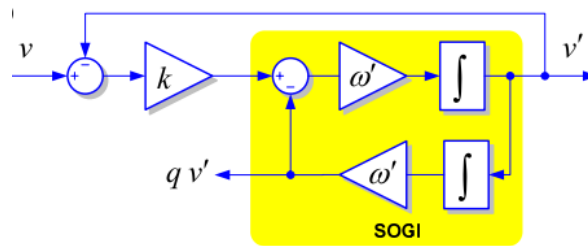


Figura 8 - Diagrama de blocos de um SOGI [25].

O valor do ganho k influencia diretamente o fator de amortecimento. De acordo com [25], uma resposta criticamente amortecida pode ser obtida quando $k = \sqrt{2}$. Esta escolha resulta em resultados interessantes para o tempo de estabilização e limitação de sobre sinal. Dentre as principais características importantes do SOGI, destacam-se [25].

- Se ω' e k forem apropriadamente escolhidos, v' será praticamente senoidal e igual a componente fundamental de v ;
- O sinal qv' será a versão de fase em quadratura do sinal v (90° atrasado), que é muito útil na detecção das componentes simétricas de sistemas trifásicas;
- A utilização do SOGI atenua os harmônicos.

Após os sinais terem sido filtrados pelos SOGI, os mesmos podem ser utilizados na detecção das componentes de sequência positiva e negativa da tensão medida. De posse das componentes de sequência nas coordenadas $\alpha\beta$, as mesmas são referenciadas nas coordenadas dq e uma SRF-PLL fornece o ângulo $\rho(t)$ da transformação. O diagrama de blocos da estrutura completa é apresentado na Figura 9.

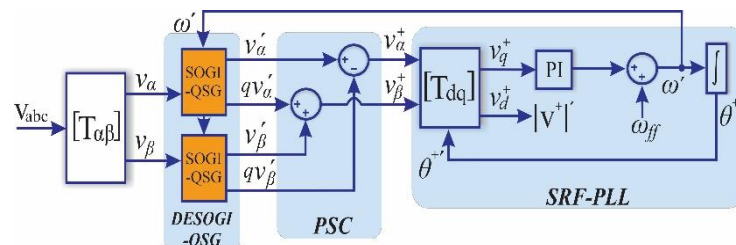


Figura 9 - Diagrama esquemático da DSOGI-PLL.

2.4 Controle linear do inversor PWM (CLR)

A Figura 10 representa a topologia do inversor que foi desenvolvido no presente trabalho. Nela é apresentado um inversor de três níveis em ponte completa conectado a um filtro LCL com amortecimento resistivo. Os parâmetros deste filtro foram calculados conforme proposto em [31]. A modelagem do inversor do lado da rede foi feita obedecendo algumas considerações [23]:

- O sistema é trifásico e equilibrado;
- É considerada apenas a dinâmica da componente fundamental;
- O capacitor do filtro LCL é considerado um circuito aberto na frequência fundamental (60 Hz).

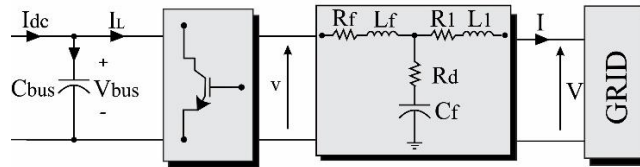


Figura 10 - Inversor conectado a rede elétrica [23].

De acordo com a Figura 10, as seguintes equações são obtidas:

$$\begin{cases} v_a(t) - (R_f + R_1) i_a(t) - (L_f + L_1) \frac{di_a(t)}{dt} - V_a(t) = 0 \\ v_b(t) - (R_f + R_1) i_b(t) - (L_f + L_1) \frac{di_b(t)}{dt} - V_b(t) = 0 \\ v_c(t) - (R_f + R_1) i_c(t) - (L_f + L_1) \frac{di_c(t)}{dt} - V_c(t) = 0 \end{cases} \quad (21)$$

Somando-se as equações de (21) multiplicadas por $\frac{2}{3} e^{j0}$, $\frac{2}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\frac{2}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$ respectivamente, pode-se reescrever a dinâmica do inversor em função dos fasores espaciais das tensões e correntes do sistema trifásico conforme (22).

$$\vec{v} - R \vec{i} - L \frac{d\vec{i}}{dt} - \vec{V} = 0 \quad (22)$$

Onde $L = L_f + L_1$ e $R = R_f + R_1$.

A equação (22) pode ser escrita em coordenadas síncronas dq , obtendo-se (23).

$$\begin{cases} v_d - R i_d - L \frac{di_d}{dt} + L i_q \omega_n - V_d = 0 \\ v_q - R i_q - L \frac{di_q}{dt} - L i_d \omega_n = 0 \end{cases} \quad (23)$$

O sistema de equações (23) representa a dinâmica das componentes d e q das tensões e correntes do inversor. Observa-se um acoplamento cruzado entre as equações de eixo direto e quadratura [23].

2.4.1 Projeto das malhas internas: Controle da malha interna (correntes injetadas no sistema)

A dinâmica do subsistema de eixo direto pode ser escrita conforme (24).

$$R i_d + L \frac{di_d}{dt} = v_d + L i_q \omega_n - V_d \quad (24)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace, obtém-se (25).

$$(R + L s) i_d(s) = v_d(s) + L \omega_n i_q(s) - V_d(s) \quad (25)$$

Utilizando uma ação de *feed-forward*, pode-se anular o termo $L \omega_n i_q(s) - V_d(s)$. Fazendo-se isso, encontra-se a função de transferência para o subsistema de eixo direto, conforme visto em (26) [32].

$$\frac{i_d(s)}{v_d(s)} = \frac{1}{R + L s} \quad (26)$$

Através dessa mesma metodologia, pode-se chegar a função que define o subsistema do eixo de quadratura. Esta função é definida em (27).

$$\frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{R + L s} \quad (27)$$

Assim sendo, pode-se chegar a conclusão de que os dois subsistemas de controle da malha interna têm a mesma função de transferência, de modo que os controladores de cada um apresentem os mesmos ganhos. Representando esta equação em diagrama de blocos, obtém-se a Figura 11 [23].

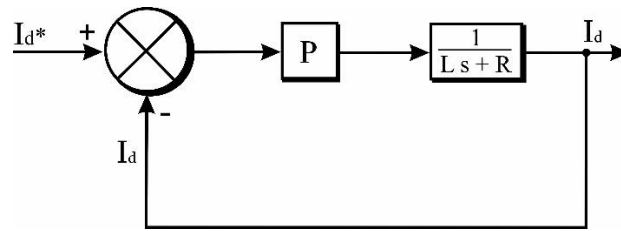


Figura 11 - Diagrama de blocos da malha de controle das correntes do inversor [23].

Um controlador proporcional é utilizado para as malhas de corrente. O valor desse ganho é $K_{p,dq}$. Assim, a função de transferência em malha fechada é dada por (28)

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{K_{p,dq}}{Ls + R + K_{p,dq}} \quad (28)$$

Seja f_c a frequência do polo em malha fechada desejado. O ganho do controlador é calculado por (29) [32].

$$K_{p,dq} = 2\pi f_c L - R \quad (29)$$

O valor do polo deve ser escolhido para garantir duas condições:

- uma faixa de passagem elevada que garante uma resposta dinâmica rápida;
- boa filtragem dos harmônicos de alta frequência.

Aconselha-se que o polo da malha de corrente seja limitado a um décimo da frequência de chaveamento [32].

2.4.2 Projeto das malhas externas: Controle do barramento CC e potência reativa

O controle do barramento CC e potência reativa é feito pelas variáveis da malha externa do controle do inversor.

Considerando-se um sistema trifásico e equilibrado e $V_q = 0$, devido a ação da PLL, as potências ativa e reativa podem ser escritas conforme (30) [23].

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} V_d I_d \\ Q = -\frac{3}{2} V_d I_q \end{cases} \quad (30)$$

Através desta equação e utilizando-se da Figura 12, pode-se controlar a potência reativa injetada na rede elétrica.

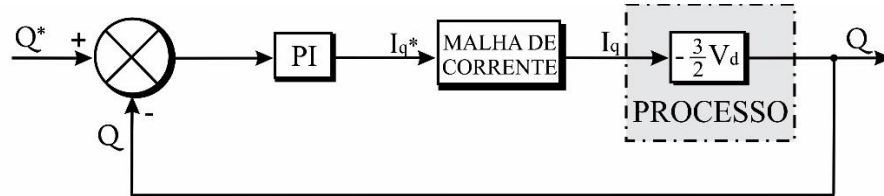


Figura 12 - Diagrama de blocos da malha de controle de potência reativa [23].

Para o projeto destas malhas de controle, considera-se que a dinâmica das malhas de corrente são rápidas o suficiente a ponto de serem desprezadas ($I_d \approx I_d^*$ e $I_q \approx I_q^*$). Portanto, a malha de potência reativa pode ser simplificada, como mostrado na Figura 13.

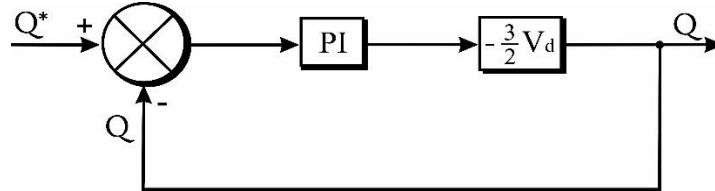


Figura 13 - Modelo simplificado de controle da potência reativa [23].

Sabendo-se que a função de transferência de um controlador PI é representada por $K_{p,q} + \frac{K_{i,q}}{s}$, (31) pode ser obtido da Figura 13.

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{H (K_{p,q} s + K_{i,q})}{(1 + H K_{p,q})s + H K_{i,q}} \quad (31)$$

Onde $H = -\frac{3}{2} V_d$.

Trabalhando-se a expressão, obtém-se (32)

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \quad (32)$$

Onde $T_1 = \frac{K_{p,q}}{K_{i,q}}$ e $T_2 = \frac{1 + H K_{p,q}}{H K_{i,q}}$.

Através da técnica de alocação de polos, os ganhos para o controlador da malha de potência conforme (33) e (34).

$$K_{p,q} = \frac{2 \pi f_{c2}}{2 \pi H(f_{c1} - f_{c2})} \quad (33)$$

$$K_{i,q} = 2 \pi f_{c1} K_{p,p} \quad (34)$$

Para o controle do barramento CC, a equação dinâmica da tensão é dada por (35) e, aplicando-se Laplace, obtém-se (36).

$$\frac{dV_{bus}}{dt} = i_{dc} - i_L \quad (35)$$

$$CsV_{bus}(s) = i_{dc}(s) - i_L(s) \quad (36)$$

Considerando-se que as perdas no conversor são pequenas, em regime permanente encontra-se (37).

$$V_{bus}^* i_L = \frac{3}{2} V_d I_d \quad (37)$$

Assim sendo, pode-se representar o controle do barramento CC pelo diagrama de blocos da Figura 14.

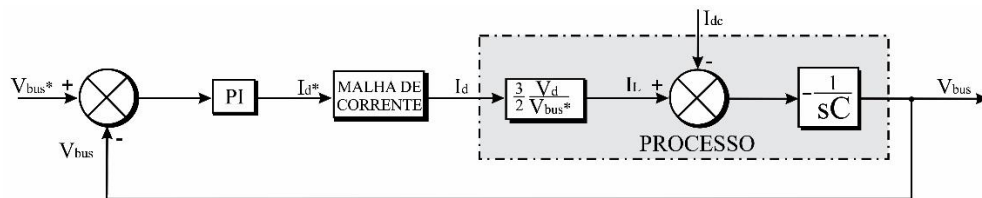


Figura 14 - Diagrama de blocos da malha de controle do barramento CC [23].

Considerando-se a malha de corrente rápida o suficiente e desprezando-se a perturbação i_{dc} , a dinâmica do barramento CC pode ser simplificada conforme mostrado na Figura 15

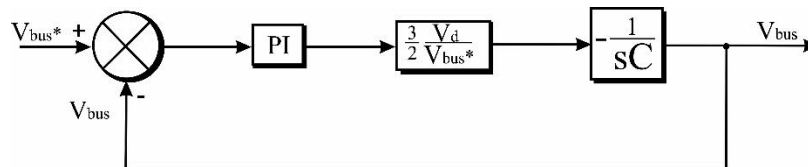


Figura 15 - Modelo simplificado da malha de controle do barramento CC [23].

Como a função de transferência de um controlador PI é representada por $-(K_{p,dc} + \frac{K_{i,dc}}{s})$, (38) pode ser obtido da Figura 15.

$$\frac{V_{bus}(s)}{V_{bus}^*(s)} = \frac{(K_{p,dc} s + K_{i,dc}) G}{C s^2 + K_{p,dc} G s + K_{i,dc} G} \quad (38)$$

Utilizando-se a técnica de alocação de polos, serão obtidos os ganhos $K_{p,dc}$ e $K_{i,dc}$, mostrados em (39) e (40), onde f_{c1} e f_{c2} são as frequências de polo [32].

$$K_{p,dc} = \frac{2\pi}{G} (f_{c1} + f_{c2}) C \quad (39)$$

$$K_{i,dc} = \frac{4\pi^2}{G} f_{c1} f_{c2} C \quad (40)$$

Através da Figura 16, pode ser vista a estrutura completa do controle do inversor. Deve ser ressaltado que foi utilizada a estratégia de modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) [33] Foi também acrescentada uma malha para controle de corrente sequência zero, como proposto por [32], a fim de compensar esta componente que pode aparecer se houver um transformador de conexão do tipo Y aterrado.

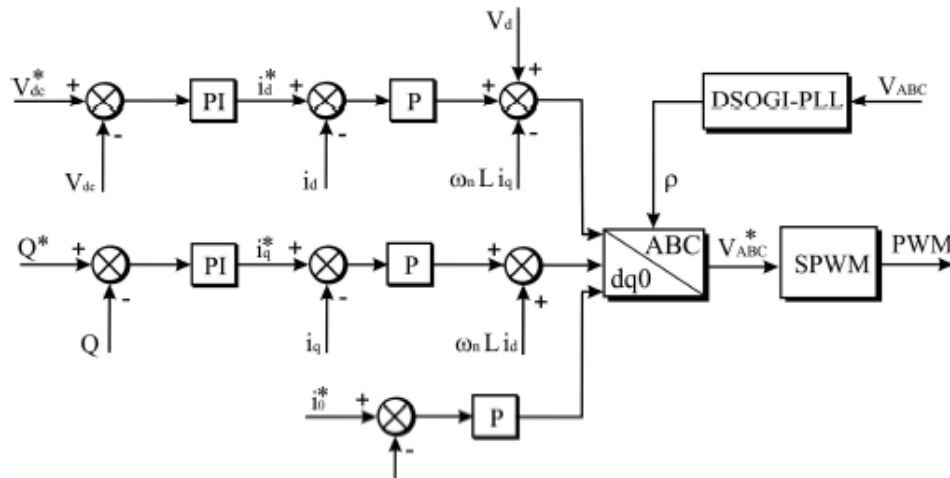


Figura 16 - Estrutura de controle linear do CLR.

2.5 Saturação Dinâmica

A fim de garantir que a corrente do inversor não exceda a corrente nominal, um esquema de saturação dinâmica de potência reativa e harmônica é proposto. Além disso, esta estratégia fornece compensação parcial ou total da potência reativa e harmônicos da carga, dependendo da margem de corrente do inversor, a operação dinâmica do inversor funciona de modo que, se o inversor compensar toda potência reativa e ainda existir uma margem de corrente, a estratégia de controle irá compensar os harmônicos da carga, portanto, a prioridade deste trabalho é injeção de potência ativa no sistema, seguido por compensação de potência

reativa e, conseqüentemente compensação harmônica da carga, caso haja margem. Assim sendo, a saturação dinâmica consiste em duas partes na seguinte ordem:

1. saturação da corrente harmônica e
2. saturação da potência reativa.

2.5.1 Saturação de potência reativa

A saturação de corrente reativa é realizada conforme mostrado na Figura 17.a. Inicialmente, a componente I_d^* é saturada pelo saturador 1, limitado pela I_{max} e , conseqüentemente, a componente I_q^* é saturada pelo saturador 2. Como a saturação ocorre somente na componente com uma frequência definida, o limite do saturador 2 pode ser encontrado através de um cálculo fasorial. Assim, a amplitude da corrente resultante é composta por duas componentes ortogonais, \vec{i}_d^* e \vec{i}_q^* . De acordo com a Figura 17.b, a soma do vetor \vec{i}_d^* e \vec{i}_q^* deveriam estar contidas na circunferência de raio I_{max} . Caso contrário, a compensação reativa será parcial para garantir a operação abaixo da corrente nominal. Isto é descrito por (41).

$$I_{max}^2 < i_d^{*2} + i_q^{*2} \quad (41)$$

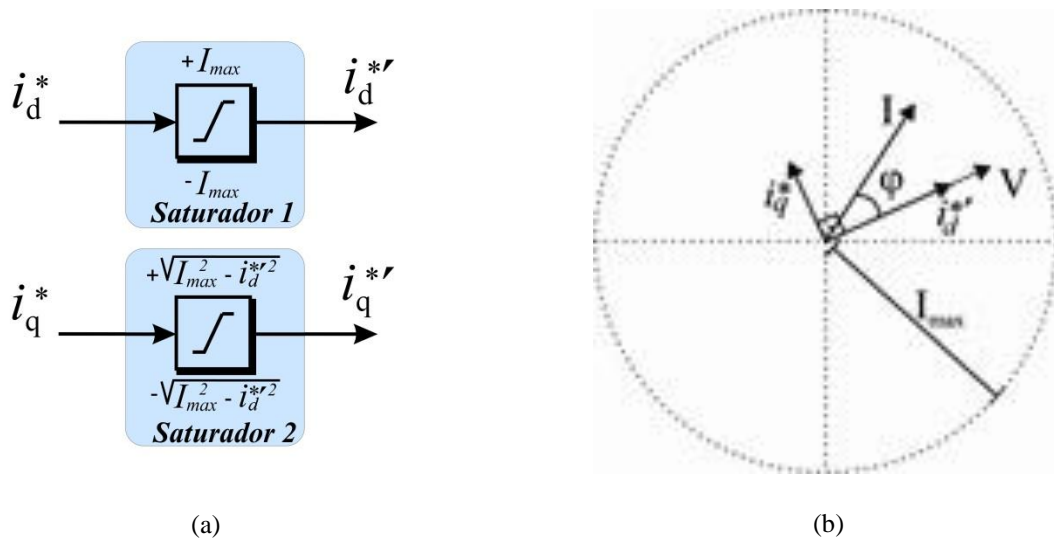


Figura 17 - Saturação dinâmica reativa [34]. (a) Diagrama de blocos da saturação. (b) Círculo de raio I_{max} proposto para determinar o limite da saturação.

2.5.2 Saturação harmônica

Na saturação harmônica, as componentes i_d^* e i_q^* da referência de controle são transformadas para coordenadas naturais abc e, então, adicionada-se as componentes oscilantes da carga (\tilde{i}_{abc}). Devido a existência de várias frequências no sinal da corrente, expressões analíticas do sinal de corrente é complexa. Assim, o presente trabalho propõe um método para ponderar a componente harmônica da corrente de acordo com o valor de pico, garantindo que a corrente do inversor não ultrapasse seu limite máximo.

O esquema de saturação dinâmica está representando na Figura 18. Basicamente, um algoritmo de detecção de pico é usado para obter o valor máximo somente de uma fase da referência da corrente do inversor, formado pela média entre a componente média e oscilante. Este algoritmo compara amostras do período fundamental e determina o valor máximo. Este valor máximo é comparado com a corrente máxima do inversor.

Um controlador anti-*windup* gera o fator K, limitado entre 0 e 1, e determina se a compensação será parcial ou total. Este método garante que o inversor trabalhe abaixo da sua corrente nominal. A malha de controle, mostrada na Figura 18, tem um saturador com limite I_{max} , para garantir que a corrente instantânea do inversor não exceda a corrente nominal do mesmo enquanto o fator K não atinja o estado estacionário.

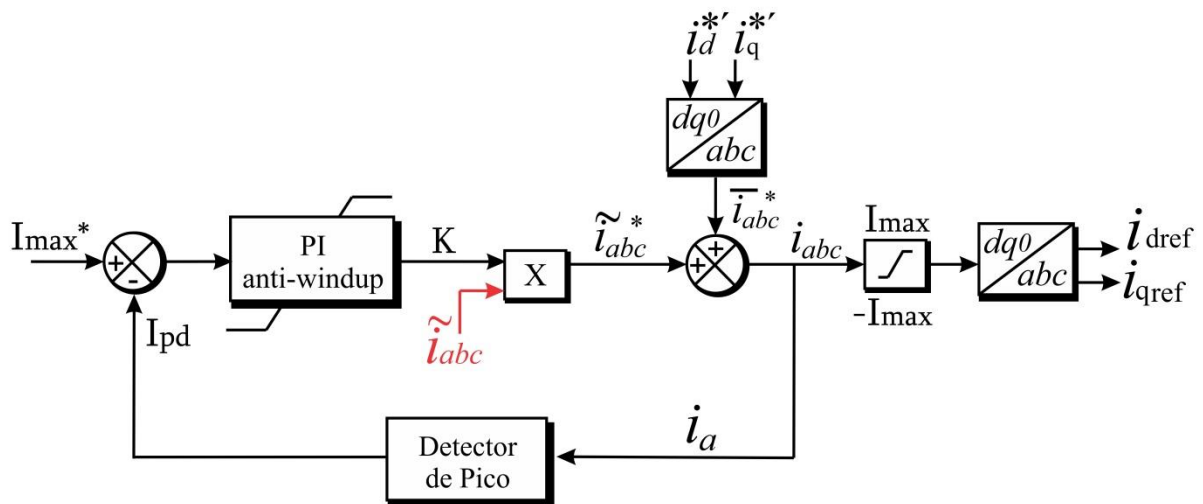


Figura 18 - Malha de saturação da corrente harmônica [34].

3 Metodologia

Nesta seção, será mostrada a modelagem do sistema, bem como os parâmetros utilizados. Serão utilizadas equações á citadas no trabalho.

O modelo do painel utilizado neste trabalho é proposto por [14]. Na Tabela 1 são representados todos os parâmetros usados no painel solar. Neste trabalho, são utilizados 80 painéis solares, em arranjos de 5 blocos paralelos cada um com 15 painéis série. As resistências R_s e R_p não são fornecidas pelo fabricante. Assim, a estimação dos mesmos é realizada através de um algoritmo presente em detalhes em [14].

Tabela 1- Especificações Elétricas do Painel Solar Para Condição de Radiação de 1000 W/m² e Temperatura de 25 °C.

PARÂMETROS	VALOR
Potência Máxima	250 W
Tensão na Potência Máxima	31,29V
Corrente na Potência Máxima	7,99 A
Tensão de Circuito Aberto	37,5 V
Corrente de Curto-Circuito	8,5 A
Coefficiente K_i	4,3 mA/°C
Coefficiente K_v	-313 mV/°C
Resistência Série R_s	0.1739 Ω
Resistência Paralela R_p	379.0234 Ω

Os parâmetros do sistema estão mostrados na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros do Sistema.

Sistema Considerado	Parâmetros	Valor
Inversor	Power	20 kW
	Frequência de Chaveamento	9 kHz
	Tensão de saída – RMS	220 V
	Frequência da rede	60 Hz
Filtro LCL	Capacitância	54.805 μ F
	Primeira indutância	3.9 mH
	Resistor de amortecimento	3.2 Ω
Transformador	Potência	30 kVA

Sistema Considerado	Parâmetros	Valor
	Impedância	3.5 %
	Razão X/R	8
	Tensão primária	13,8 k V
	Tensão secundária	220 V
Rede	Tensão	13.8 kV
	Potência de Curto-circuito	1892 MVar
	Razão X/R	14.2
	Frequência	60 Hz

Todo controle está discretizado usando uma frequência de amostragem de 18 kHz (duas vezes a frequência de chaveamento). Todos os filtros foram discretizados através do método trapezoidal. A carga utilizada é uma carga não-linear com potência resistiva igual a 20 kW e potência reativa igual a 4,4 kVA. Nesta carga é injetada correntes harmônicas de 5° e 7° harmônicos, que tem seu valor dobrado durante a simulação. A Figura 19 mostra o sistema que foi simulado.

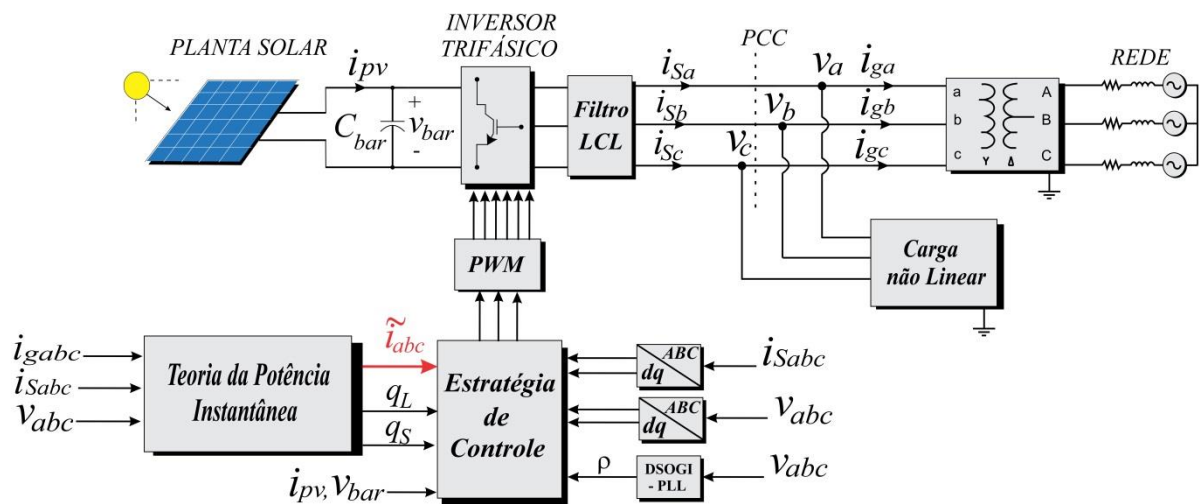


Figura 19 - Modelo do sistema simulado.

3.1 Controle do Inversor

O diferencial deste trabalho é a inclusão da compensação harmônica e saturação dinâmica no controle do inversor. A modelagem matemática do sistema permanece praticamente a mesma conforme visto no item 2.4, porém com algumas alterações, conforme será visto nesta seção.

3.1.1 Alterações no controle

O controle do inversor continua basicamente o mesmo mostrado em (23), porém agora acontecerá a inclusão do conteúdo harmônico. As correntes de referência i_d^* e i_q^* serão transformadas para coordenadas naturais abc . Neste momento, a corrente harmônica da carga, calculada em coordenadas síncronas dq utilizando-se a Teoria da Potência Instantânea, também serão transformadas para coordenadas naturais (\tilde{i}_{abc}). A compensação ocorre quando a soma das correntes de referência e oscilantes passam através de um controlador proporcional integral ressonante. O controle do inversor é composto pela saturação dinâmica, o que garante que sua corrente não exceda a corrente máxima que ele suporta. Este sistema pode ser visto bem representado na Figura 20, onde a compensação harmônica e saturação dinâmica estão destacadas em azul.

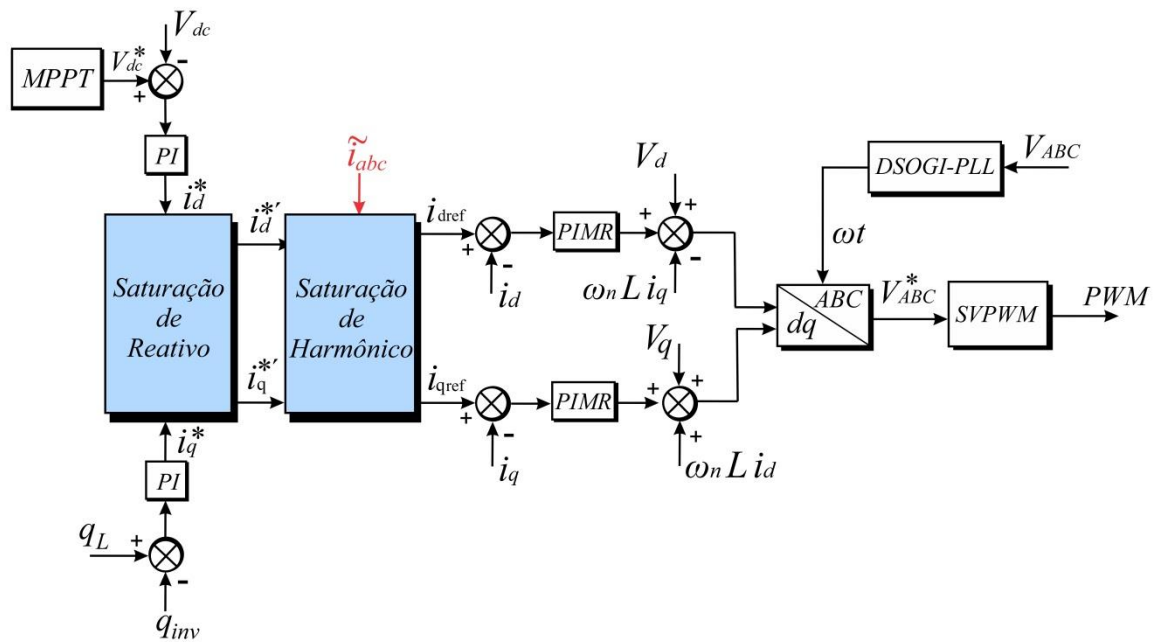


Figura 20 - Compensação Harmônica e Saturação dinâmica adicionadas ao controle do inversor [34].

Um controlador proporcional-integral-ressonante foi utilizado para se compensar as correntes harmônicas. O controlador ressonante utilizado é ideal e da forme mostrada em (42), e não projetado para as frequências consideradas no sistema.

$$G_{PIR}(s) = K_P + \frac{K_i}{s} + K_{Ih} \frac{s}{s^2 + h^2 \omega_1^2} \quad (42)$$

4 Resultados

Na Figura 18, pode-se ver o comportamento da corrente na rede (I_g), no inversor (I_S) e na carga (I_L). Estas correntes serão analisadas detalhadamente a seguir. Nesta figura já se pode perceber a atuação da saturação dinâmica, conforme mostra a Figura 21.(b), onde a corrente do inversor, I_S , não ultrapassa a corrente máxima do sistema, I_{max} .

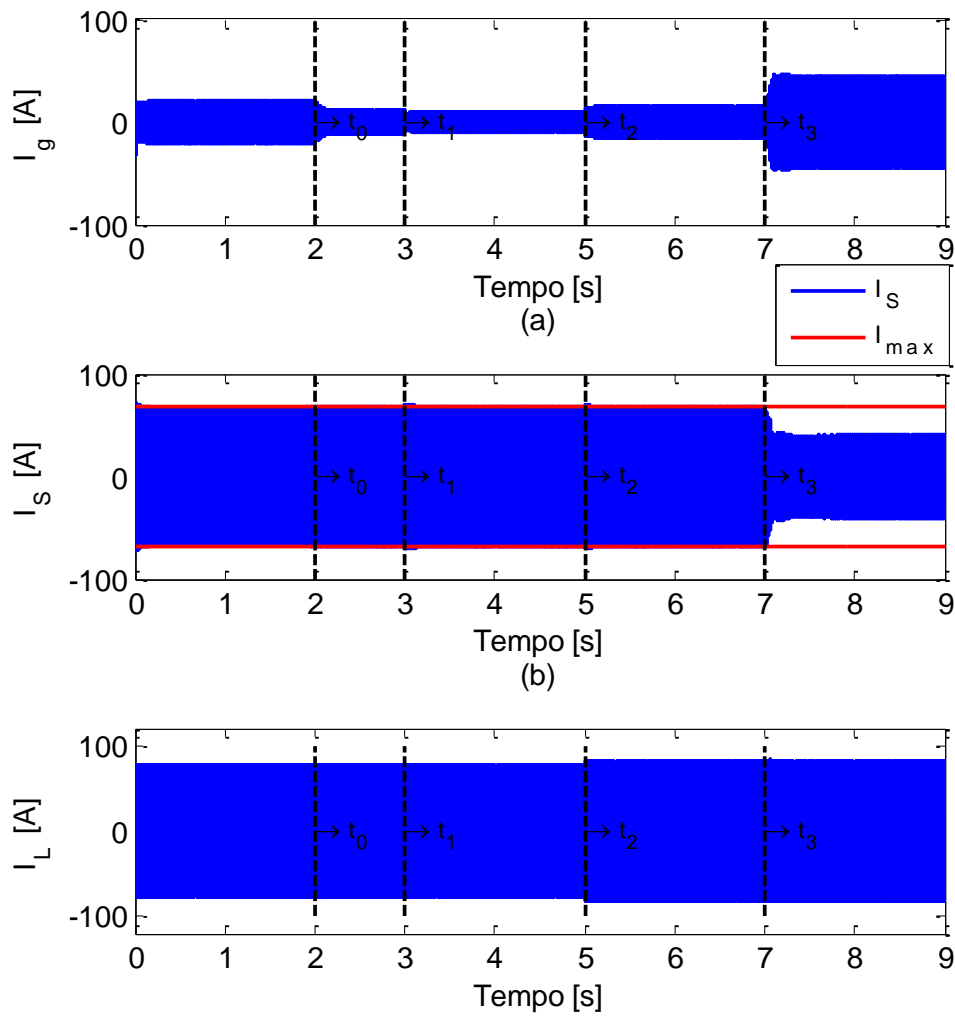


Figura 21 - Dinâmica da corrente. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga

No instante $t_0 = 2,0$ segundos, inicia-se a compensação de potência reativa, com compensação quase que total da potência reativa da carga. Isso observado uma vez que na Figura 19.(a) a potência reativa quase zero e a do inversor aumenta o mesmo valor em módulo, visto na Figura 22.(b). Como a carga não tem variação neste instante, sua potência permanece a mesma, conforme Figura 22.(c). com a compensação de reativos na rede, o fator

de potência do sistema melhora, melhorando a qualidade de energia do sistema. Ainda de acordo com a Figura 19, observa-se que o sistema fotovoltaico supre toda a potência ativa da carga e ainda fornece uma parcela para a rede. Até o instante t_0 a potência reativa da carga é suprida pela rede.

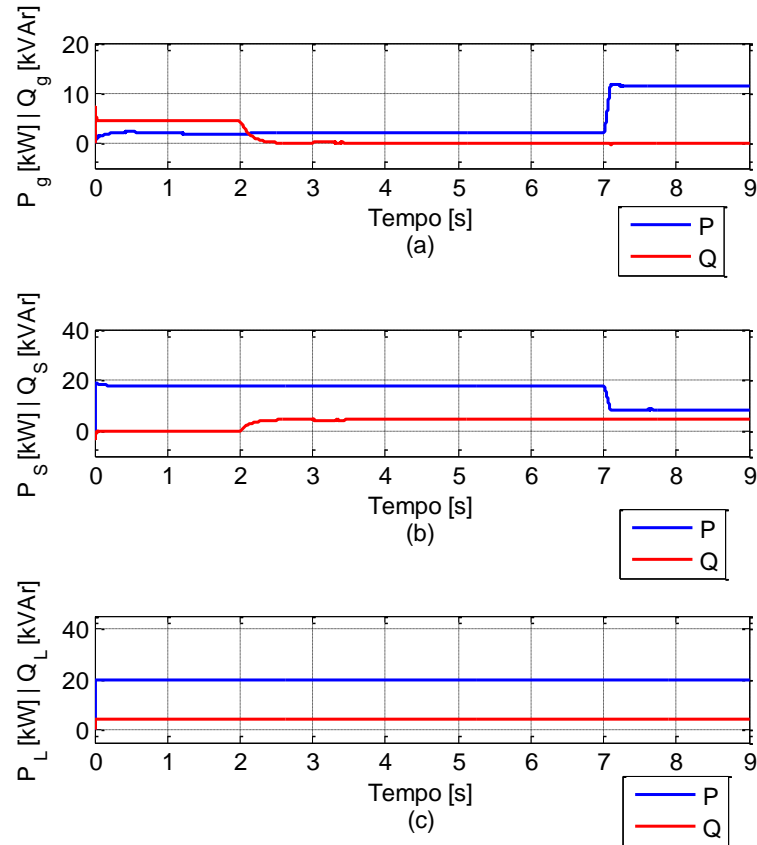


Figura 22 - Comportamento dinâmico da potência ativa e reativa. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.

No início da compensação harmônica, em $t_1 = 3,0$ segundos, inicia-se a compensação de harmônica da carga. Analisando a Figura 23, que mostra o detalhe deste instante, percebe-se que a forma de onda da rede é bastante distorcida até o tempo t_1 . A partir deste momento, esta forma de onda melhora consideravelmente, consequência da compensação harmônica. Como o inversor fornece esta corrente harmônica, sua forma de onda da corrente sofre distorção. Já a carga não tem variação alguma e sua forma de onda permanece a mesma. Uma melhor análise da compensação harmônica deve ser feita observando-se o espectro harmônico das correntes antes e depois do início da compensação. A Figura 24 mostra o gráfico de barras desse espectro e a Tabela 3 mostra os valores mais exatos. A distorção harmônica da rede melhora de 43,89% para 23,12% após o início da compensação. Isso ocorre porque os

harmônicos gerados pela carga são compensados pelo inversor, que tem seu espectro alterado de 0,1% para 2,15%.

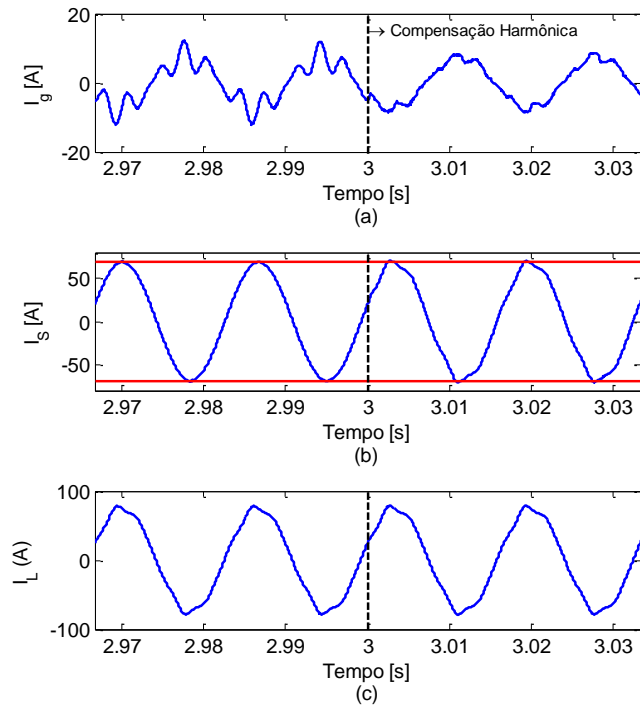


Figura 23 - Detalhe da resposta dinâmica no início da compensação harmônica. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.

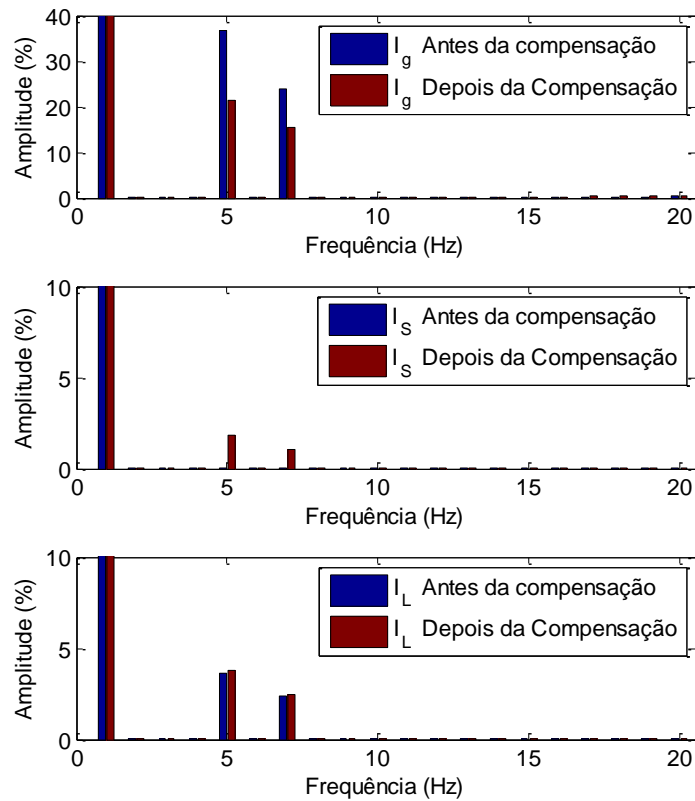


Figura 24 -Espectro harmônico da corrente antes e depois do início da compensação harmônica. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.

O conteúdo harmônico da carga é dobrado no instante $t_2 = 5,0$ segundos. De acordo com a Figura 25 e a Tabela 3, no instante $t_2 < t \leq t_3$, o espectro harmônico da rede piora

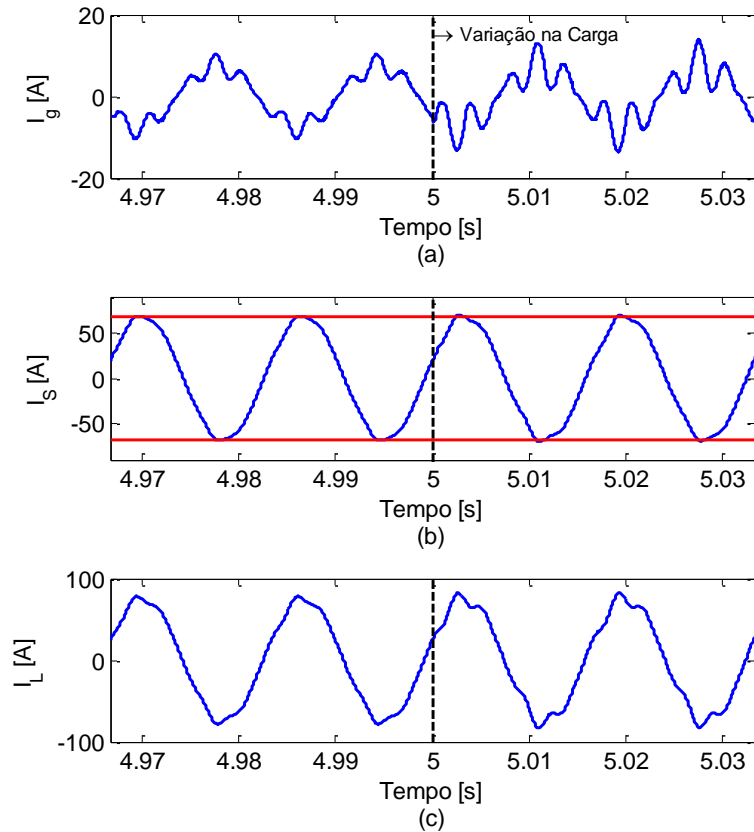


Figura 25 - Detalhe da resposta dinâmica da corrente durante a variação da carga (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.

consideravelmente, uma vez que a sua corrente fundamental é menor neste momento.

Em $t_3 = 7,0$ segundos, a radiação sobre o painel cai de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 . Consequentemente, a corrente no inversor diminui consideravelmente e o algoritmo de MPPT mantém o inversor no ponto de máxima potência. A atuação do MPPT e a dinâmica da tensão de barramento CC são mostradas na Figura 26, podendo-se observar que, mesmo com a queda na radiação, o inversor continua trabalhando quase que com tensão máxima. Com a queda da radiação, a distorção do inversor aumenta, uma vez que ele injeta menos corrente fundamental na rede. Consequentemente, com o inversor injetando menos componente fundamental de corrente, ocorre um aumento também na distorção do espectro harmônico da rede. Este fato

é observado na Figura 27 e com mais precisão na Tabela 3 comparando-se o valor do espectro antes e depois do instante t_3 .

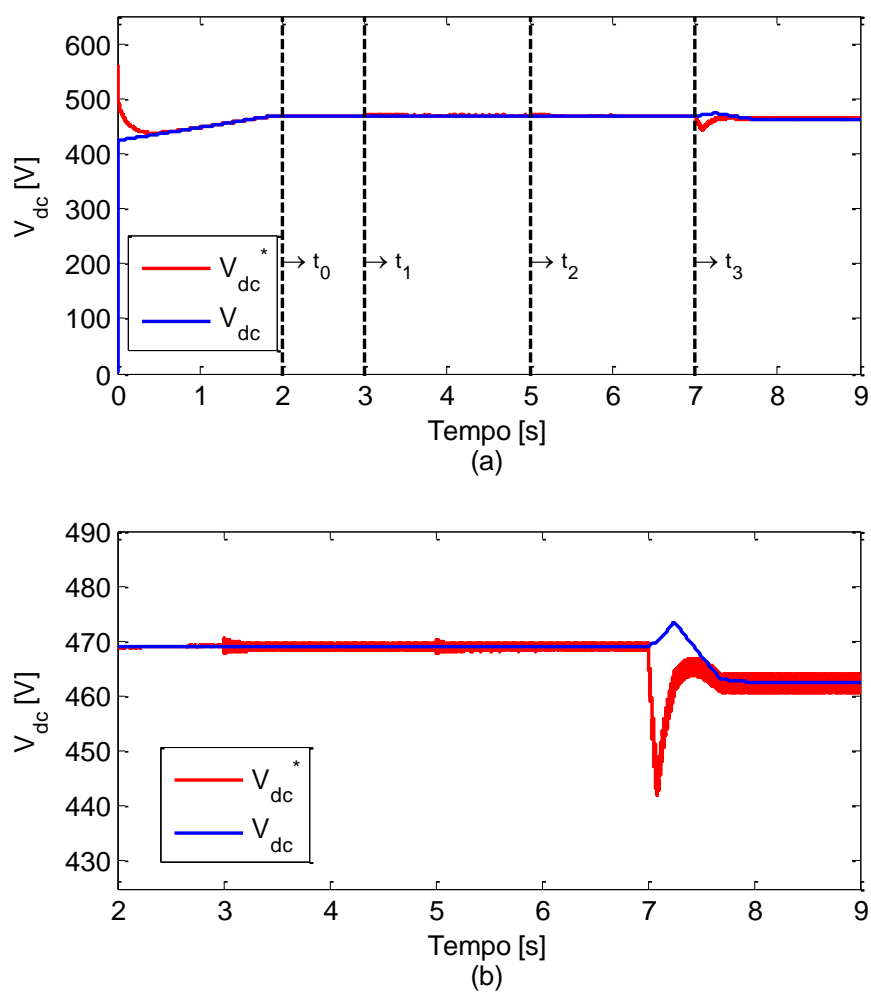


Figura 26 - Resposta dinâmica da tensão de barramento CC (a) Dinâmica completa. (b) Detalhe nem 7,0 segundos, no instante da queda de radiação.

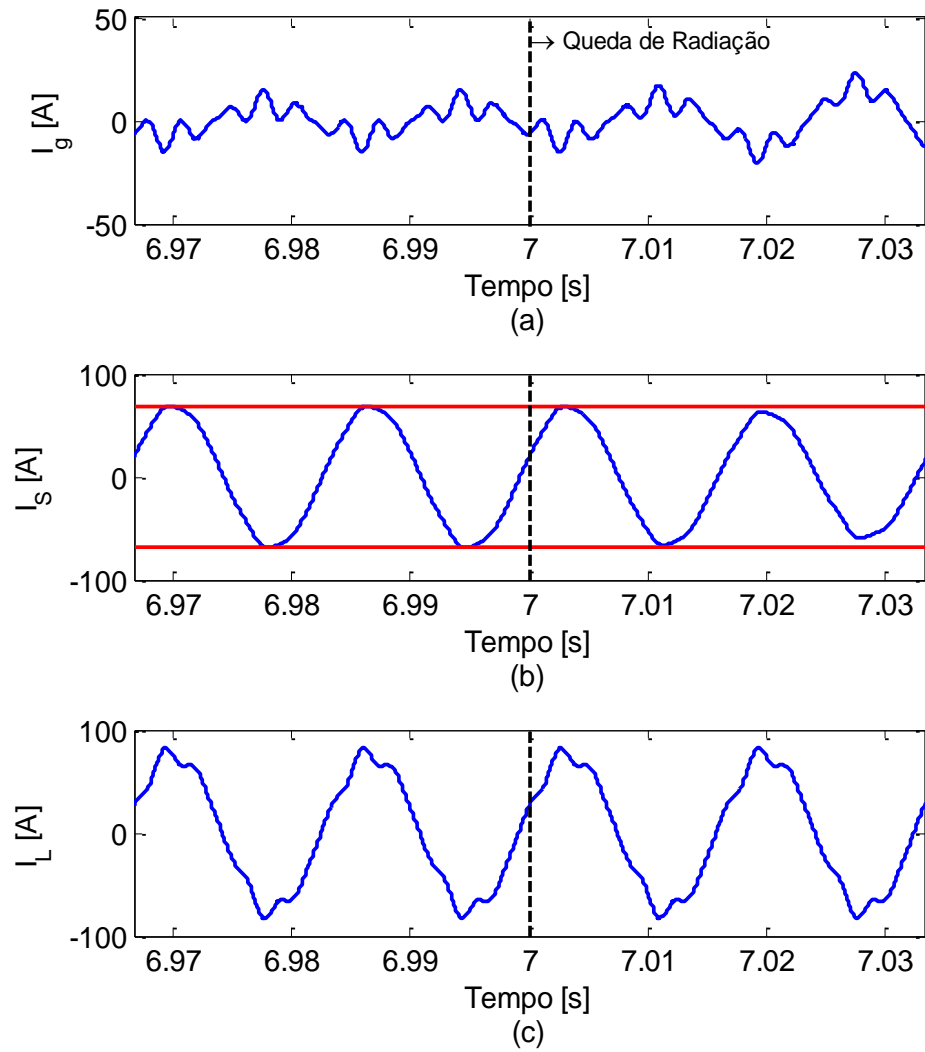


Figura 27 - Detalhe da resposta dinâmica da corrente durante a queda na radiação. (a) Corrente da rede. (b) Corrente do inversor. (c) corrente da carga.

Tabela 3 - Distorção Harmônica Total.

Intervalo	THD i_g (%)	THD i_s (%)	THD i_L (%)
$0 \leq t \leq t_0$	18.25	0.17	4.38
$t_0 < t \leq t_1$	43.89	0.10	4.38
$t_1 < t \leq t_2$	26.1	2.15	4.38
$t_2 < t \leq t_3$	70.89	2.03	8.84
$t_3 < t \leq 9$	2.89	18.63	9.37

Apesar da considerável redução do espectro da corrente, conforme visto na Tabela 3, da corrente da rede, é observado que o inversor não consegue reduzir o valor desse espectro

para zero ou próximo disso. Isso se deve ao fato das correntes de do sistema i_d e i_q não seguirem exatamente a referência, conforme mostrado na Figura 28, mesmo que se usando um controlador ressonante. Isso ocorre porque, além de o controlador ressonante utilizado ser ideal e não para as frequência dos harmônicos do sistema, este controlador é mais indicado para sistemas com coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Neste trabalho, a frequência de corte do controlador PI utilizado foi 900 Hz, correspondete a 1/10 da frequência de chaveamento do inversor, limite máximo aconselhável em projetos desse tipo.

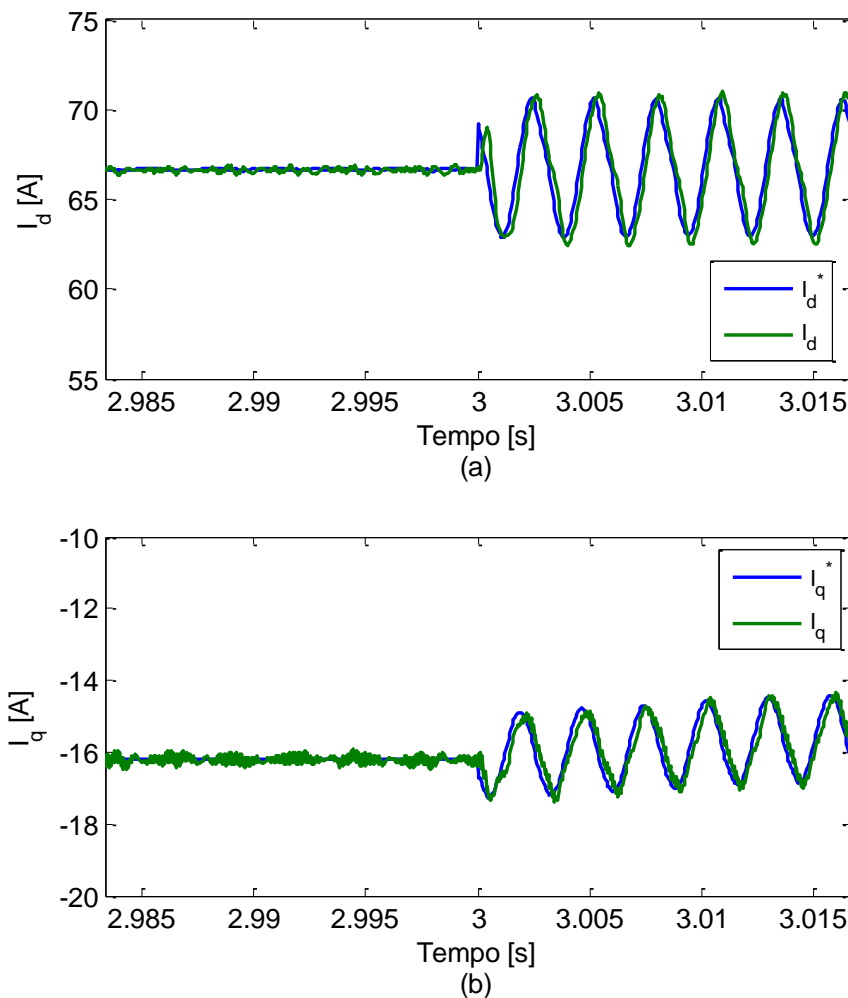


Figura 28 - Resposta dinâmica da corrente de eixo (a) direto e (b) quadratura no início da compensação harmônica.

A Figura 29 mostra o comportamento do fator K no decorrer do tempo. Após t_1 , K diminui, devido ao fato de o inversor estar compensando toda a potência reativa e não ter margem suficiente para compensar todo o harmônico. Em $t_2 = 3,0$, há uma nova queda de K, considerando o fato de que o conteúdo harmônico da carga dobra. Porém, quando a radiação no painel cai pela metade, em $t_3 = 5,0$, o inversor tem margem suficiente para

compensar toda a potência reativa e conteúdo harmônico do sistema ao mesmo tempo, levando o fator K para seu valor máximo, igual a 1. Devido a saturação no controle, a corrente terá sua amplitude cortada, conforme visto na Figura 30.(a), e esta saturação resulta em harmônicos de baixa ordem na forma de onda da corrente do inversor. Neste momento, a saturação dinâmica atua através do fator K, mantendo a corrente senoidal conforme mostrado na Figura 30.b) após K estabilizar. A eficácia desta saturação pode ser vista através das Figuras Figura 21.(b), Figura 23.(b), Figura 25.(b), Figura 27.(b), Figura 30.(b), onde a corrente do inversor I_s , não ultrapassa a corrente nominal máxima do inversor, esta última representada pela linha vermelha nos respectivos gráficos.

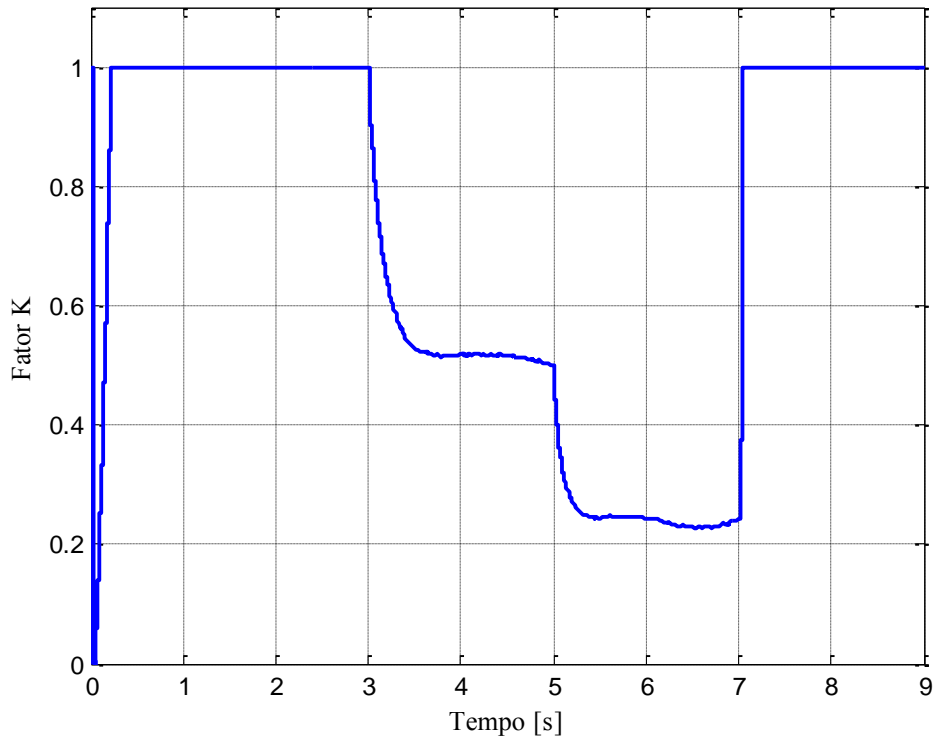


Figura 29 - Variação do Fator K.

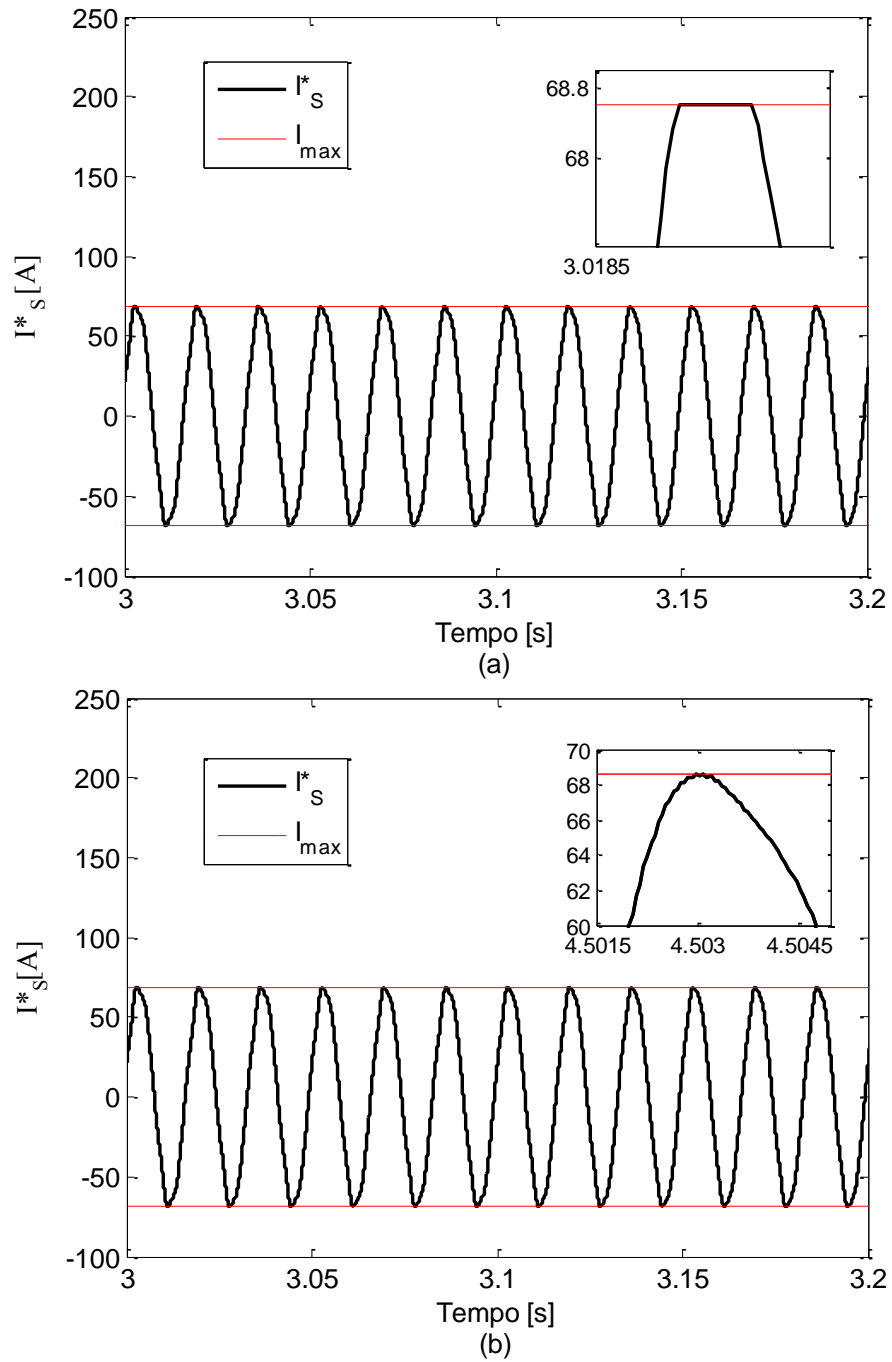


Figura 30 - Saturação dinâmica harmônica. (a) Antes da saturação. (b) Depois da saturação

4 Conclusões

A presente monografia apresentou um esquema de saturação dinâmica aplicada à inversores multifuncionais trifásicos. Esta estratégia é bastante eficaz, uma vez que não deixa o inversor ultrapassar sua corrente nominal, mesmo com compensação total ou parcial de potência ativa e corrente harmônica. A saturação melhora a vida útil do dispositivo, já que garante que o mesmo trabalhe dentro de suas condições nominais.

Além disso, a operação multifuncional não influenciou o ponto de máxima potência do inversor. Assim, empresas de energia elétrica poderiam exigir de seus clientes a utilização de inversores com as funcionalidades apresentadas, uma vez que a qualidade da energia será melhorada significativamente.

Referências Bibliográficas

- [1] J. I. L. Seguel, Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital, Tese de Mestrado. Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.
- [2] D. C. Martin, “Conversores estáticos de potência utilizados no processamento da energia solar fotovoltaica, in Conferência Internacional de Aplicações Industriais,,” vol. 2, pp. 77-77, 2000.
- [3] [S.I.], Global Market Outlook For Photovoltaics. European Photovoltaic Industry Association, EPIA, 2014-2018.
- [4] Ministério do Meio Ambiente “<http://www.mma.gov.br/clima/energia/energias-renovaveis/energia-solar>,” [Online]. [Acesso em 05 Junho 2014].
- [5] GLOBO., “g1.globo.com/jornal-nacional/noticia/2014/03/brasil-possui- apenas-83-microgeradores-de-energia-solar.htm,” 05 Junho 2014. [Online].
- [6] CIVILIS.,V. “<<http://www.vitaecivilis.org.br/index.php/programas/2011-11-25-10-25-50/uso-domestico-de-energia/um-banho-de-sol-para-o-brasil>>.” 05 Junho 2014. [Online].
- [7] ANEEL, “<http://www.aneel.gov.br/APLICACOES/CAPACIDADEBRASIL/CAPACIDADEBRASIL.CFM>,” 05 Junho 2014. [Online].
- [8] Oliveira, J. H. Projeto e desenvolvimento de um carregador de baterias através do controle de um conversor Buck., Universidade Federal de Viçosa, 2014.

- [9] ANEEL, “http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/energia_solar/energia_solar.htm,” 05 Junho 2014. [Online].
- [10] 3TIER., “http://www.3tier.com/static/ttcms/us/images/support/maps/3tier_solar_irradiance.pdf,” 05 Junho 2014. [Online].
- [11] Cavalcanti, M. “Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems,” *Eletrônica de Potência*, pp. 163-171, 2007.
- [12] Möller, H. J. *Semiconductors for Solar Cells*, Artech House, 1993.
- [13] Lasnier, T. G. A. France, *Photovoltaic Engineering Handbook*, Adam Hilger, 1990.
- [14] Villalva, M. G. *Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica*, Tese de Doutorado - UNICAMP, 2010.
- [15] Brasil, “Atlas da energia elétrica no Brasil,” 2009. [Online]. Available: http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/atlas_par2_cap5.pdf. [Acesso em 05 Junho 2009].
- [16] ANEEL, “Atlas da energia elétrica no Brasil - 2ª ed.,” 2005. [Online]. Available: [http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar\(3\).pdf](http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar(3).pdf). [Acesso em 05 Junho 2005].
- [17] Seguel, J. I. L. *Projeto de um Sistema Fotovoltaico Autônomo de Suprimento de Energia usando Técnica MPPT e Controle Digital*, Belo Horizonte - UFMG, 2009.
- [18] Esram, P. C. T., “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques,” *Energy Conversion - IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 439-449, Junho 2007.
- [19] *Teoria da Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações*, Watanabe E.H., Aredes M..
- [20] Watanabe E., Akagi, M.H.W. “Instantaneous Power Theory and Applications to Power,” *Wiley-IEEE Press*, vol. 1, pp. 109 - 220., 2007.
- [21] Barbosa, W. E., P. M. I. e.. “Shunt- PWM advanced var compensators based on voltage source inverters for FACTS applications,” em V Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão Elétrica (SEPOPE), Foz do Iguaçu, 1994.
- [22] A. Limongi, et al. “Analysis and Comparison of Phased Locked Techniques for Grid Utility Applications,” *Power Conversion Conference*, pp. 674-681, 2007.
- [23] Cupertino, A. *Uma contribuição ao estudo do aerogerador síncrono a ímãs permanentes conectados a rede elétrica*, Universidade Federal de Viçosa., 2013.
- [24] Almeida, P. M. D. *Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão utilizados em, Juiz de Fora - UFJF*, 2011.
- [25] Rodriguez, P. E. A. “New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power,” *Proceedings of Power Electronics*, pp. 1-7, Junho 2006.
- [26] Kaura, V. e Blasko, V. “Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, pp. 58-63, Janeiro/Fevereiro 1997.
- [27] Rodriguez, P. e. a. “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters,” *Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters*, pp. 584-592, Março 2007.
- [28] Yuan, X. e. a. “Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters With Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,” *IEEE Transactions On Industry*

- Applications, pp. 523-532, Março/Abril 2002.
- [29] Bojoi, R. I. “Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in,” IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1402-1412, Novembro 2005.
 - [30] Limongi L. R, “Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications,” em Power Conversion Conference, Nagoya, 2007.
 - [31] Liserre, M., BLAABJERG L.e HANSEN, S. “Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier.,” IEEE Transactions on Industry Applications., pp. 1281-1291, Setembro 2001.
 - [32] Souza,C. V. D. Projeto e Desenvolvimento de Fonte Regenerativa para Testes de Transformadores de Potência., Belo Horizonte, UFMG, 2011.
 - [33] Schrnung A. e STEMMLER,H. “Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed a. c. drives.,” Brown Boweri Rev, pp. 555-577, 1964.
 - [34] Domingos, R. M. Xavier, L.S. Cupertino, A. F. Pereira, H.P., “Current control strategy for reactive and harmonic compensation with dynamic saturation.,” IEEE Transactions - To be published, Julho 2015.