

CONTROLADOR MULTIMALHAS PARA INVERSOR MONOFÁSICO E CONTROLE DE CHAVE ESTÁTICA DE TRANSFERÊNCIA APLICADOS EM FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

Marcus Vinícius Maia Rodrigues¹, Newton da Silva²

Universidade Estadual de Londrina, Londrina – PR, Brasil

e-mail: vinicius.maia@hotmail.com, newton.silva@uel.br

Resumo – Este trabalho apresenta o projeto de um controlador multimalhas para utilização em um inversor monofásico e também o controle do acionamento de uma chave estática de transferência (STS - *Static Transfer Switch*), ambos aplicáveis em UPS (*Uninterruptible Power Supplies*). Duas malhas de realimentação são utilizadas no controle do inversor, uma malha interna de corrente e outra externa de tensão. Controladores do tipo proporcional-ressonante atuam como compensadores em ambas as malhas. O atraso da resposta dinâmica do modulador PWM (*Pulse Width Modulation*) digital é considerado no projeto dos controladores, uma vez que é um fator que limita os ganhos dos compensadores. Uma topologia da STS é proposta, composta de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e diodos em substituição a convencional, de tiristores, obtendo-se uma redução significativa no tempo de transferência da alimentação de uma carga crítica da rede elétrica para uma fonte auxiliar (inversor monofásico). A estratégia de controle para o acionamento da STS é baseada no método de detecção do valor de pico do sinal de tensão utilizando um algoritmo de PLL (*Phased Locked Loop*). Resultados experimentais comprovam o bom desempenho do controlador multimalhas e também do rápido tempo de transferência da chave estática.

Palavras-Chave – Chave Estática de Transferência, Controlador Proporcional-Ressonante, Fonte Ininterrupta de Energia, Qualidade de Energia.

MULTILOOP CONTROLLER FOR SINGLE PHASE INVERTER AND STATIC TRANSFER SWITCH CONTROL APPLIED TO UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES

Abstract – This paper presents the design of a multiloop controller for use in a single-phase inverter and also the static transfer switch (STS) control, both applicable in UPS (*Uninterruptible Power Supplies*). Two feedback loops are used in the inverter control, an inner current loop and an outer voltage loop. Proportional-resonant controllers act as compensators in both loops. The delay of the dynamic response of the digital PWM (*Pulse Width Modulation*) modulator is considered in the controllers design as it is a factor which limits the gains of

the compensators. An STS topology, composed of IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) and diodes in substitution to conventional, composed of thyristors, is presented obtaining a significant reduction in the transfer time of the main power source of the critical load to the auxiliary power source (single phase inverter). The control strategy to activate the STS is based in the voltage signal peak value using a PLL (*Phased Locked Loop*) algorithm. Experimental results confirm the good performance of the multiloop controller and also the fast static switch transfer time.

Keywords – Power Quality, Proportional-Resonant Controller, Static Transfer Switch, Uninterruptible Power Supply.

I. INTRODUÇÃO

A rede elétrica em geral está constantemente sujeita a sofrer oscilações e interrupções, ou seja, distúrbios, palavra usada para englobar todos os fenômenos que afetam a qualidade da energia elétrica. Os distúrbios geralmente encontrados em um sistema de distribuição de energia elétrica são sobretensões, subtensões, impulsos de tensão, transitórios de comutação de disjuntores ou fusíveis de alta potência, entre outros [1] e podem ocasionar o desligamento de equipamentos, além de danos, principalmente a aqueles que possuem circuitos eletrônicos mais sensíveis.

Uma forma de alimentação de cargas críticas, sem interrupção de energia provocada pela falta de fornecimento da concessionária é a utilização de fontes ininterruptas de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supplies*) que, além disso, protege a carga contra distúrbios da rede elétrica, fornecendo energia com qualidade e confiança.

De acordo com a IEC 62040-3/1999, existem três tipos de topologias de UPS, entre as quais está a *Passive Standby*, como mostra a Figura 1 [2].

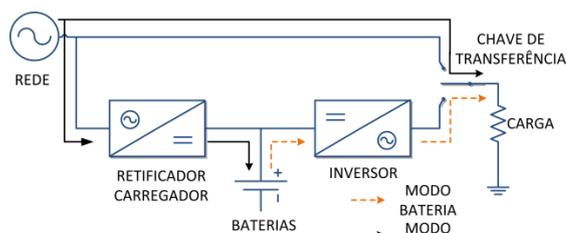


Fig. 1. Diagrama de blocos de uma UPS *Passive Standby*.

Basicamente uma UPS é composta por um retificador, um banco de baterias, um inversor de tensão e uma chave de

Artigo submetido em 10/11/2015. Primeira revisão em 09/12/2015. Segunda revisão em 03/02/2016. Aceito para publicação em 03/02/2016, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

transferência que comuta a alimentação da carga do modo bateria para o modo rede ou vice-versa [1]. O inversor é responsável por sintetizar uma tensão alternada para a alimentação da carga, que deve possuir frequência, forma e amplitude invariantes no tempo, independentemente das eventuais alterações de tensão na bateria e/ou variações de carga. É desejável que a tensão de saída da UPS seja senoidal e estabilizada, principalmente para a alimentação de equipamentos sensíveis a má qualidade de energia, tais como os de comunicação e processamento de dados.

O inversor é responsável pela qualidade do fornecimento de energia para a carga e para isso, necessita de um bom sistema de controle. Existem diferentes implementações de controle para inversores, de forma simplificada pode-se dividir em sistemas de uma única malha de realimentação e multimalhas.

No sistema de uma única malha, há somente um sinal de realimentação, que, em geral, é o sinal da tensão de saída do inversor. A implementação desta técnica é mais simples, porém, não oferece qualquer limitação em relação ao valor da corrente de saída do inversor como no caso da ocorrência de um curto-circuito ou transitórios em alterações de carga.

No sistema multimalhas utilizam-se dois ou mais sinais para a realimentação, que neste trabalho correspondem aos sinais de tensão de saída e corrente no indutor do filtro de saída do inversor. Embora esta técnica seja mais complexa, o controle do inversor torna-se mais eficaz, além de oferecer proteção ao inversor no caso de ocorrer uma sobrecorrente.

Em relação ao controle utilizado em inversores, pode-se observar que existem trabalhos que não apresentam regulação da tensão de saída como o caso de [3] e [4], embora em [4] o sinal seja senoidal, o que não ocorre em [3]. Outros trabalhos como os casos de [5] e [6] possuem controladores para a tensão, apresentando resultados experimentais para diversos tipos de carga, porém, não desenvolvem nenhum tipo de controle ou proteção para a corrente no estágio de saída da UPS. Nota-se que quando há o controle da tensão de saída no inversor, o sistema é de uma única malha.

Neste sentido, este trabalho visa contribuir ao controle de inversores monofásicos utilizados em UPS, apresentando um controle multimalhas, com controladores ressonantes. O projeto dos controladores é detalhado e considera o atraso da resposta dinâmica do modulador PWM digital no sistema em malha fechada, já que este é um fator que limita os ganhos dos compensadores e influencia no rastreamento do sinal de referência. Resultados experimentais e de simulação do controle do inversor são apresentados.

Em relação à chave estática de transferência (STS - *Static Transfer Switch*), a Figura 2 ilustra uma topologia composta por tiristores, onde cada par corresponde a uma chave bidirecional em corrente. A STS permite a transferência da alimentação da carga de uma fonte preferencial para uma fonte alternativa. No caso da UPS ela é utilizada para realizar a transferência do modo rede para o modo bateria e vice-versa.

O desempenho da STS é avaliado com base no tempo de transferência total t_t , que, de acordo com as normas IEEE [7] corresponde à soma do tempo de detecção t_d (tempo decorrido entre a detecção e a ocorrência do distúrbio) com o tempo de transferência t_f (tempo decorrido entre a transferência da alimentação da fonte e a detecção do distúrbio).

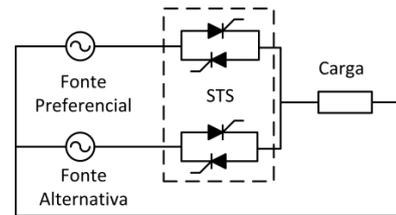


Fig. 2. Esquema elétrico de uma chave estática de transferência.

A STS utilizada nesse trabalho é composta por uma topologia formada pela associação de IGBTs e diodos, apresentando uma redução significativa no tempo de transferência em relação à comparação com outros trabalhos que utilizam a topologia convencional com tiristores [7]-[9].

Nesse trabalho, é apresentado um algoritmo de detecção do valor de pico do sinal de tensão da rede elétrica. Este valor é monitorado e, através dele, toma-se a decisão da transferência da alimentação da carga da rede elétrica para a fonte auxiliar através da STS. Resultados experimentais e de simulação da atuação da STS na ocorrência de um distúrbio são apresentados.

II. CONTROLADOR MULTIMALHAS PARA INVERSOR MONOFÁSICO DO TIPO FONTE DE TENSÃO

O VSI (*Voltage Source Inverter*) mostrado na Figura 3 é responsável por realizar a conversão de energia de corrente contínua para corrente alternada. A tensão alternada produzida na saída do inversor, V_{oc} , é obtida a partir da comutação dos transistores T1, T2, T3 e T4.

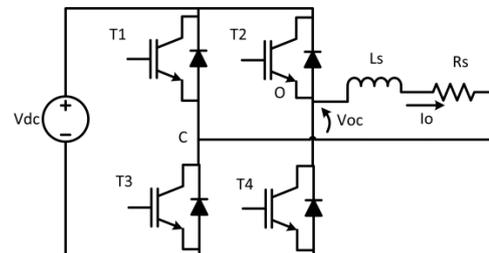


Fig. 3. Inversor monofásico do tipo fonte de tensão (VSI).

Existem diferentes técnicas de acionamento dos transistores, porém a mais indicada para obtenção de um sinal senoidal de tensão na carga é a PWM [10].

A Figura 4 apresenta o esquema elétrico simplificado da topologia e o diagrama de controle do inversor, onde se observam duas malhas de realimentação. O sinal da tensão da carga V_o é comparado com o sinal de referência de tensão V_{oref} , resultando um sinal de erro que serve de entrada para o controlador de tensão. O sinal de saída desse controlador I_{oref} , corresponde ao sinal de referência de corrente que é comparado com o sinal da corrente do indutor I_o multiplicado por G_{ti} . O erro resultante da comparação dos sinais de corrente é o sinal de entrada para o controlador de corrente que produz o sinal modulante para o gerador PWM, e este, por fim, produz os sinais de comando para o acionamento dos transistores do inversor [11].

Em ambas as malhas de realimentação foram utilizados controladores do tipo proporcional-ressonante que inserem um alto ganho na frequência de ressonância selecionada, de forma a eliminar o erro de regime permanente nesta frequência. O

desempenho deste tipo de controlador é similar ao do controlador proporcional-integral (PI) no modo síncrono. Logo, o uso deste controlador traz a vantagem de operar no sistema de coordenada fixa e de requerer muito menos processamento digital do que um controlador operando no sistema síncrono, por não necessitar da transformação de coordenadas [10].

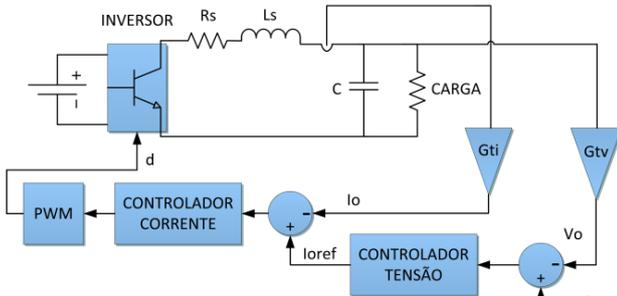


Fig. 4. Esquema elétrico simplificado da topologia e diagrama do controlador multimalhas.

A seguir, serão apresentados os modelos matemáticos das malhas de corrente (interna) e tensão (externa), com detalhamento de cada uma delas. A influência do atraso da modulação PWM digital será considerada no modelo da malha de corrente, como uma função matemática que representa o modelo PWM.

A. Relação entre a Corrente de Saída no Inversor e a Razão Cíclica para Pequenas Perturbações

Para realizar a modelagem dinâmica do inversor, o esquema apresentado na Figura 4 pode ser simplificado através da ausência do capacitor C. Porém, essa consideração, demonstrada e discutida em outros trabalhos [11], [12], somente pode ser realizada sob o pressuposto de que a frequência de amostragem $f_s = 1/T_s$ é muito maior do que a frequência de ressonância do filtro LC, isto é, $f_{LC} \cdot T_s \ll 1$ (f_s deve ser no mínimo 20 vezes maior que f_{LC}). Com isso, é possível negligenciar a dinâmica do filtro de saída de segunda ordem e considerar apenas a componente indutiva, resultando em uma função de transferência reduzida.

A Figura 3 ilustra a topologia utilizada para o equacionamento do modelo matemático que estabelece a relação entre a corrente de saída I_o em função da tensão V_{oc} .

O indutor L_s atua como uma fonte de corrente alternada, sendo que R_s representa a sua resistência série. Da Figura 3 pode-se afirmar que:

$$V_{oc} = (sL_s + R_s)I_o. \quad (1)$$

Resultando em:

$$G(s)_{I_oV_{oc}} = \frac{I_o}{V_{oc}}(s) = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + s \frac{L_s}{R_s}}. \quad (2)$$

Assumindo-se que o sinal modulante (sinal senoidal) varia lentamente no tempo em relação ao sinal da portadora (sinal triangular), é possível relacionar a tensão média no inversor em função da razão cíclica:

$$V_{oc_{médio}}(t) = V_{dc}(2d(t) - 1). \quad (3)$$

Derivando-se (3), determina-se a relação entre as variações de $V_{oc_{médio}}$ em função de d para pequenas perturbações da razão cíclica, dada por:

$$\frac{\partial V_{oc_{médio}}}{\partial d} = 2V_{dc} \quad (4)$$

onde V_{dc} é assumido como constante. Considerando pequenas perturbações em torno de um ponto de operação, a função de transferência que relaciona a corrente de carga em função da razão cíclica é expressa por [11]:

$$G(s) = \frac{\tilde{I}_o}{\tilde{d}}(s) = \frac{2V_{dc}}{R_s} \frac{1}{1 + s \frac{L_s}{R_s}} \quad (5)$$

onde \tilde{I}_o e \tilde{d} representam pequenas perturbações das variáveis I_o e d em torno de um ponto de operação.

A validação do modelo, apresentado em (5), é realizada via simulação numérica em *software* utilizando a ferramenta ac Sweep, da qual é possível se obter o diagrama de Bode do comportamento dinâmico do conversor para perturbações de pequenos sinais.

A Figura 5 ilustra a comparação utilizando ac Sweep no circuito simulado com o modelo matemático apresentado. Observa-se que a planta que relaciona corrente por razão cíclica apresenta o comportamento esperado de um sistema de primeira ordem.

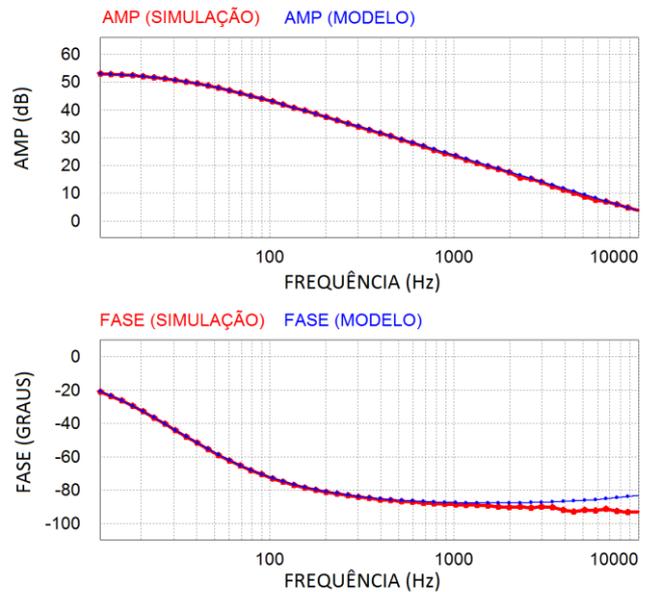


Fig. 5. Diagrama de Bode de $\tilde{I}_o(s)/\tilde{d}(s)$ com $V_{dc} = 240$ V, $R_s = 1 \Omega$ e $L_s = 0,005$ H.

B. Controlador para a Malha de Corrente

O controlador é responsável por gerar o sinal modulante, $m(t)$, a ser comparado com a portadora para a geração do sinal PWM de comando dos transistores. O sinal de entrada do controlador é o sinal de erro ou diferença entre o valor de referência de corrente I_{oref} e a corrente de saída I_o multiplicado por G_{ti} , que representa o ganho do sensor de corrente. A Figura 6 ilustra o diagrama de blocos do controle da malha de corrente.

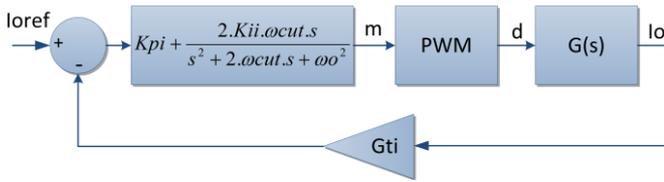


Fig. 6. Diagrama de blocos do controle da malha de corrente.

O controlador utilizado é do tipo proporcional-ressonante, cuja função de transferência é dada por:

$$G_{ctr}(s) = Kp_i + \frac{2Ki_i\omega_{cut}s}{s^2 + 2\omega_{cut}s + \omega_o^2} \quad (6)$$

onde Kp_i e Ki_i representam os ganhos proporcional e ressonante, ω_o o valor da frequência fundamental de sintonia do controlador ressonante e ω_{cut} é definido como a faixa de variação da frequência em torno de ω_o ou largura de banda.

A presença de ω_{cut} torna o controlador ressonante com uma menor sensibilidade às pequenas variações de ω_o , bem como limita o seu ganho a um alto e finito valor.

C. Modelo PWM para Implementação da Modulação Digital

Em implementações digitais do sinal PWM, há a introdução de efeitos de *sample-and-hold* e um atraso na modulação.

Um modelo equivalente de implementação do PWM digital está representado na Figura 7, onde se pode observar o sinal modulante $m(t)$ em tempo contínuo e o sinal $M_s(t)$ amostrado. A chave corresponde ao circuito de *sample-and-hold* (amostrador ideal) e ZOH, um retentor de ordem zero (*zero-order hold*) com período de amostragem igual a T_s .

O sinal $M_s(t)$ é comparado com o sinal triangular $c(t)$ resultando o sinal PWM $V_{mo}(t)$, como ilustra a Figura 7 (a).

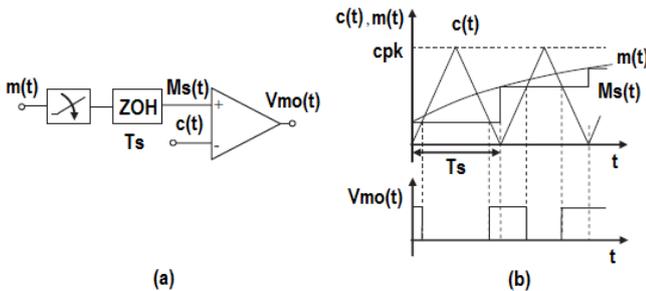


Fig. 7. (a) Modelo equivalente do PWM digital e (b) formas de onda.

De acordo com [13], para um sinal triangular de portadora $c(t)$, a função de transferência que relaciona os sinais $V_{mo}(t)$ e $m(t)$ no domínio da frequência é dada por:

$$PWM(s) = \frac{V_{mo}(s)}{M(s)} = \frac{1}{2cpk} \left(e^{-s(1-d)\frac{T_s}{2}} + e^{-s(1+d)\frac{T_s}{2}} \right) \quad (7)$$

onde $V_{mo}(s)$ e $M(s)$ representam a transformada de Laplace de $V_{mo}(t)$ e $m(t)$, respectivamente. É possível simplificar (7) e obter:

$$PWM(s) = \frac{1}{2cpk} \left(e^{-s(1-d)\frac{T_s}{2}} + e^{-s(1+d)\frac{T_s}{2}} \right) \cong \frac{1}{cpk} e^{-s\frac{T_s}{2}}. \quad (8)$$

Utilizando-se a aproximação de Padé [11], dada por:

$$e^{-s\frac{T_s}{2}} \cong \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \quad (9)$$

Então, substituindo (9) em (8), resulta:

$$PWM(s) = \frac{1}{cpk} e^{-s\frac{T_s}{2}} \cong \left(\frac{1}{cpk} \right) \left(\frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \right). \quad (10)$$

A utilização de (10), que é uma função de transferência racional, é claramente mais fácil para manipulações matemáticas do que funções exponenciais, representando o modelo matemático do bloco PWM da Figura 6.

D. Determinação dos Ganhos do Controlador para a Malha de Corrente

Para determinação dos valores dos ganhos Kp_i e Ki_i de (6) são necessárias duas condições: o módulo da função de transferência em malha aberta do diagrama de blocos da Figura 6 deve ser igual a 1 e a margem de fase igual a 60° , de acordo com [11]. A largura de banda f_{cli} será um sexto da frequência de comutação f_s .

A função de transferência em malha aberta para o diagrama de blocos da Figura 6 é dada pela associação em cascata de todos os blocos:

$$GoI_i(s) = G_{ctr}(s)PWM(s)G(s)Gti. \quad (11)$$

De (11), substituindo-se as equações correspondentes a cada bloco, encontra-se a equação $GoI_i(s)$.

Substituindo-se o termo s da expressão $GoI_i(s)$ por $j\omega$, determinam-se as expressões de módulo e fase, onde o módulo deverá ser igual a 1 para a frequência desejada de cruzamento $\omega = \omega_{cli} = 2\pi f_{cli}$ (sabendo que $\omega_{cli} \gg \omega_o \gg \omega_{cut}$) e a fase igual a 60° . A partir das duas equações, basta isolar os termos Kp_i e Ki_i . A equação obtida para módulo é dada por:

$$\frac{VdcGti \sqrt{(4Ki_i\omega_{cut}^2 + Kp_i\omega_{cli}^2)^2 + (2Ki_i\omega_{cut}\omega_{cli})^2}}{0,5(\omega_{cli})^2 cpkRs \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{cli}Ls}{Rs}\right)^2}} = 1. \quad (12)$$

A equação encontrada para uma margem phm_i mínima é:

$$phm_i = \left\{ \begin{array}{l} \tan^{-1} \left(\frac{2Ki_i\omega_{cut}\omega_{cli}}{4Ki_i\omega_{cut}^2 + Kp_i\omega_{cli}^2} \right) \\ -2\tan^{-1} \left(\frac{\omega_{cli}Ts}{4} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{cli}Ls}{Rs} \right) + \pi \end{array} \right\}. \quad (13)$$

E. Modelo Matemático da Malha de Tensão e Determinação dos Ganhos do Controlador

A malha de tensão é responsável por gerar o sinal de corrente de referência para a malha de corrente, como ilustrado na Figura 4. O valor da corrente de referência depende da impedância da carga, e deve ser determinado de modo que o produto dos valores de corrente e impedância resulte no valor de tensão desejada. Se a

carga variar, um novo valor de corrente de referência deve ser determinado para que a tensão na carga se mantenha constante.

A partir do valor da corrente de referência, a malha de corrente controla o valor da corrente injetada na carga. O inversor pode funcionar somente com a malha de corrente, mas, neste caso, não ocorrerá a regulação da tensão na carga já que o valor da corrente de referência será fixo. Se a carga variar, o valor da tensão também irá variar, de acordo com o resultado do produto do valor fixo da corrente pela impedância da carga. Por isso a necessidade de se corrigir o valor da corrente de referência e assim, a existência de duas malhas de realimentação no controle do inversor [14], [15].

O efeito do atraso do modulador PWM digital não será considerado na malha de tensão já que está incluído na malha de corrente.

Para a malha de tensão, é necessário um modelo simplificado da malha de corrente que, de acordo com [11] pode ser obtido de forma relativamente simples, porém exato ou suficiente para reproduzir a dinâmica do sistema de uma forma razoavelmente fiel e permitir uma boa modelagem do sistema em malha fechada. Um exemplo de modelo matemático para a malha de corrente é expresso por:

$$G_c(s) = \frac{I_o}{I_{oref}}(s) = G_o \left(\frac{1}{1 + s\tau_{cc}} \right) \left(\frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \right) \quad (14)$$

onde $\tau_{cc} = (2\pi f_{cl_i})^{-1}$ e G_o corresponde ao inverso do ganho G_{ti} .

A Figura 8 ilustra o diagrama de blocos da malha de tensão. O sinal de referência V_{oref} é comparado com o sinal da tensão de saída V_o multiplicado pelo ganho G_{tv} do sensor de tensão, resultando um sinal de erro que serve de entrada para o controlador, que produz o sinal da corrente de referência, I_{oref} para o bloco $G_c(s)$.

Na Figura 8, entre o bloco $G_c(s)$ e o do controlador, há um bloco denominado I_{max} , cuja função é limitar a amplitude da corrente de referência, caso a mesma ultrapasse determinado valor estipulado, protegendo dessa forma o circuito contra sobrecorrente. A obtenção do modelo $1/sC$ é apresentada e discutida em [11].

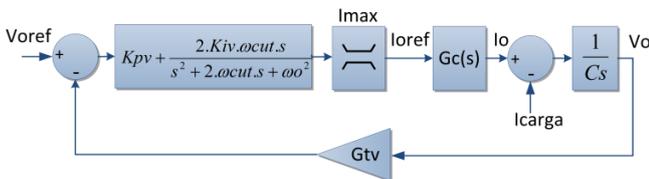


Fig. 8. Diagrama de blocos do controle de tensão em malha fechada.

Considerando o sinal de referência de tensão V_{oref} com frequência de 60 Hz, a largura de banda da malha de tensão, f_{cl_v} , deve ser pelo menos 15 a 20 vezes maior que a frequência do sinal de referência, isto é, entre 900 a 1200 Hz. Este valor é indicado para o projeto do controlador, a fim de se obter um controle satisfatório da forma de onda do sinal de tensão na carga, mesmo com a presença de cargas não lineares [11].

A função de transferência em malha aberta para o diagrama de blocos da Figura 8 é dada por:

$$G_{ol_v}(s) = G_{tv} \left(Kp_v + \frac{2Ki_v\omega_{cut}s}{s^2 + 2\omega_{cut}s + \omega^2} \right) \left(\frac{1}{sC} \right) G_c(s). \quad (15)$$

De (15), são necessárias duas condições para determinar o ganho proporcional Kp_v e ressonante Ki_v do controlador de tensão.

Considerando que $\omega_{cl_v} \gg \omega \gg \omega_{cut}$, a primeira condição é dada por (16), onde $\omega_{cl_v} = 2\pi f_{cl_v}$.

$$\frac{G_{tv}}{G_{ti}} \left(\frac{\sqrt{(4Ki_v\omega_{cut}^2 + Kp_v\omega_{cl_v}^2)^2 + (2Ki_v\omega_{cut}\omega_{cl_v})^2}}{\omega_{cl_v}^3 C \sqrt{1 + (\omega_{cl_v}\tau_{cc})^2}} \right) = 1 \quad (16)$$

A segunda condição é impor uma margem de fase mínima, phm_v , para a função de transferência de malha aberta na frequência de cruzamento. Consequentemente encontra-se:

$$phm_v = \left\{ \begin{array}{l} \tan^{-1} \frac{2Ki_v\omega_{cut}\omega_{cl_v}}{4Ki_v\omega_{cut} + Kp_v\omega_{cl_v}^2} \\ - \tan^{-1}(\omega_{cl_v}\tau_{cc}) - 2\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{cl_v}T_s}{4}\right) + \frac{\pi}{2} \end{array} \right\}. \quad (17)$$

A fim de se obter um amortecimento razoável na resposta dinâmica, pode-se adotar phm_v igual a 60° [11].

III. CHAVE ESTÁTICA DE TRANSFERÊNCIA

É muito comum na literatura [7]-[9] a utilização de tiristores, principalmente o SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) na implementação da STS, como mostrado na Figura 2. O SCR é uma chave de retenção e, uma vez disparado e em condução, não poderá ser bloqueado, a menos que a corrente que circula pelo mesmo seja reduzida a um valor abaixo do valor da corrente de manutenção. Esta característica torna o SCR um dispositivo lento no bloqueio, que só ocorre quando o valor da corrente torna-se muito baixo, não havendo qualquer controle sobre isso, apenas o tempo de espera para que o SCR bloqueie.

É possível construir uma chave bidirecional em corrente, controlada em ambas as situações, transição de bloqueio para condução e vice-versa, utilizando-se IGBTs e diodos [16].

A Figura 9 ilustra a topologia utilizada na implementação da STS e suas quatro etapas de funcionamento para a transferência da alimentação da carga entre as fontes preferencial e alternativa.

Cada conjunto de dois transistores e dois diodos forma uma chave bidirecional em corrente.

Inicialmente a carga está sendo alimentada pela fonte preferencial, com o sentido da corrente da esquerda para a direita, considerado como positivo, $I > 0$. Caso o sentido seja invertido, $I < 0$, o processo é análogo, com a mesma lógica de comutação.

As quatro etapas de funcionamento são as que seguem:

1ª Etapa: O transistor da fonte preferencial que conduz corrente em sentido contrário a I é bloqueado (o que não está conduzindo). Dessa forma, o sentido da corrente não pode ser invertido.

2ª Etapa: Nesse momento aciona-se o transistor da fonte alternativa que conduz corrente no mesmo sentido da corrente da fonte preferencial. A Figura 9 (c) ilustra a corrente de alimentação da carga fluindo tanto da fonte preferencial quanto da fonte alternativa, porém essa situação dependerá do valor instantâneo de tensão de ambas as fontes.

Se, por exemplo, no momento da comutação, a tensão da fonte preferencial for superior ao da fonte alternativa, o diodo da fonte alternativa (que deveria conduzir) estará polarizado inversamente, e com isso a corrente da carga fluirá apenas da fonte preferencial.

Por outro lado, se o valor instantâneo da fonte preferencial for inferior ao da fonte alternativa é o diodo da fonte preferencial (que estava em condução) que é bloqueado e a chave da fonte alternativa assume instantaneamente a corrente de carga.

É importante ressaltar que nessa etapa a corrente flui de maneira unidirecional, ou seja, não há possibilidade da corrente fluir entre as fontes entre si, ocasionando um curto-circuito.

3ª Etapa: O segundo transistor da fonte preferencial que está conduzindo, é bloqueado. Neste momento a corrente de alimentação da carga é somente da fonte alternativa.

4ª Etapa: Aciona-se o segundo transistor da fonte alternativa. Com isto, é possível re-estabelecer a característica da chave bidirecional, para que a corrente possa circular em ambos os sentidos.

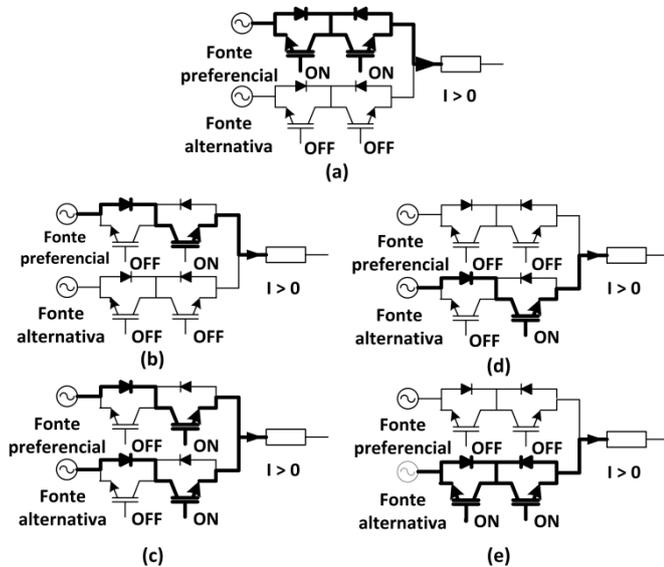


Fig. 9. Ilustração da topologia da STS e suas quatro etapas de funcionamento. (a) Carga alimentada pela fonte preferencial, (b) 1ª Etapa, (c) 2ª Etapa, (d) 3ª Etapa e (e) 4ª Etapa.

A. Método de Detecção de Valor de Pico do Sinal de Tensão e Sinais de Entrada para Lógica de Acionamento da STS

O acionamento da STS é realizado sempre que ocorrer um distúrbio na rede elétrica. O valor de pico do sinal da tensão da rede é constantemente monitorado e, sempre que este apresentar um valor acima ou abaixo do seu valor nominal, a STS será acionada.

A detecção do valor de pico é obtida através de um algoritmo de detecção de sequência positiva utilizando um PLL (*Phase Locked Loop*) proposto por [17]. O PLL é o algoritmo em malha fechada para detecção do ângulo de fase e da frequência do sinal fundamental (60 Hz) da tensão da rede [14]. Através dele é possível detectar o valor de pico de um sinal.

A Figura 10 ilustra a elevação (*swell*) e o abaixamento (*sag*) do valor de pico da tensão, onde se pode observar o rastreamento deste valor pelo algoritmo implementado.

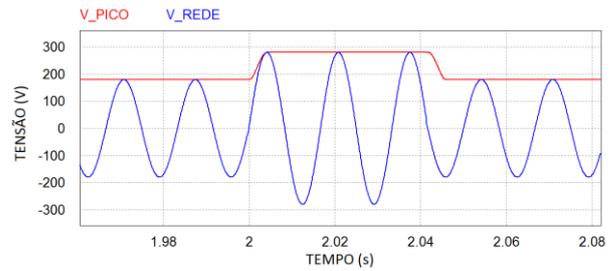


Fig. 10. Rastreamento do valor de pico do sinal de tensão da rede elétrica.

A Figura 11 apresenta o diagrama de blocos do método de detecção do valor de pico, bem como os sinais de entrada para a lógica de acionamento da STS. A detecção do valor de pico é realizada para ambos os sinais das fontes, preferencial e alternativa, utilizando-se o mesmo modelo matemático.

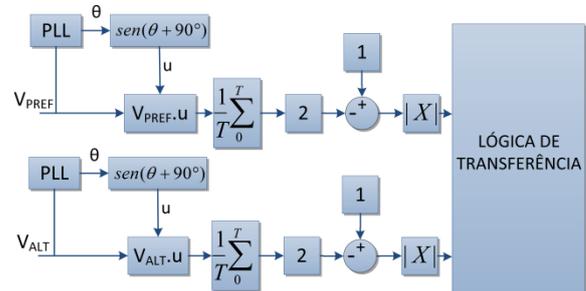


Fig. 11. Diagrama de blocos do método de detecção do valor de pico dos sinais de entrada para a lógica de acionamento da STS.

IV. RESULTADOS

A. Inversor Monofásico com Controle Multimalthas

A Tabela I apresenta as especificações utilizadas para a obtenção dos resultados do inversor. A topologia apresentada na Figura 4 foi simulada e implementada com as devidas considerações dadas na Tabela II.

TABELA I
Especificações do Inversor

Potência de saída	450 VA
Tensão do barramento CC, Vdc	240 V
Tensão eficaz de saída, Vo	127 V
Frequência de saída, fo	60 Hz

TABELA II
Considerações de Projeto

Indutância, Ls	5 mH
Resistência, Rs	1 Ω
Capacitância, C	11,66 μF
Frequência de comutação dos transistores, fs	15 kHz
Tensão de pico da onda portadora, cpk	1 V
Frequência controlador ressonante, ωcut	10 rad/s
Ganho do transdutor de corrente, Gti	0,3 V/A
Ganho do transdutor de tensão, Gtv	7,575.10 ⁻³ V/V

A Tabela III apresenta os valores encontrados para os ganhos dos controladores, determinados através de (12), (13), (16) e (17).

TABELA III
Ganhos dos Controladores de Corrente e Tensão

Ganhos	Valores
Kp_i	0,54
Ki_i	10,23
Kp_v	3,88
Ki_v	10,11

A Figura 12 mostra o diagrama de Bode da malha de corrente, onde a frequência de cruzamento e a margem de fase são exatamente iguais às desejadas no projeto.

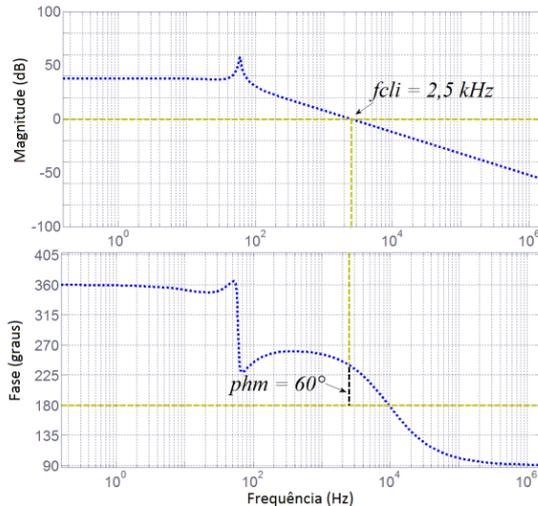


Fig. 12. Diagrama de Bode da malha de corrente do inversor.

A Figura 13 mostra a resposta em frequência do modelo simplificado da malha de corrente e a função de transferência exata de malha fechada da mesma. É possível observar, através da semelhança entre os gráficos de módulo e fase, que modelar a malha de corrente através de (14) é uma simplificação que não afeta a dinâmica das malhas de controle.

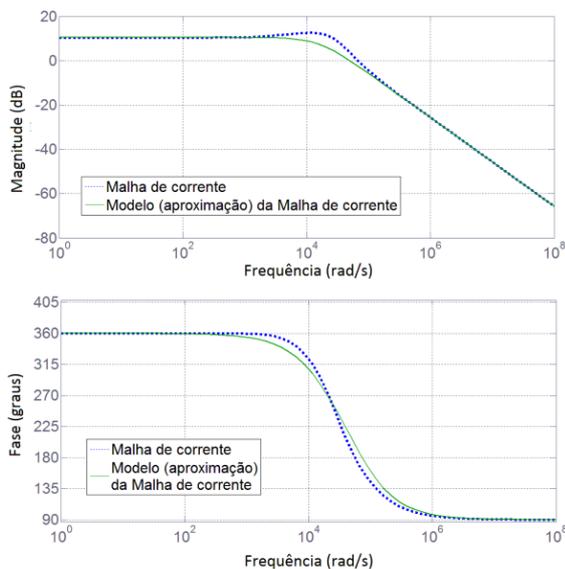


Fig. 13. Diagrama de Bode do modelo simplificado da malha de corrente e da função de transferência exata de malha fechada da mesma.

A Figura 14 mostra o diagrama de Bode da malha de tensão, onde a frequência de cruzamento é igual a do projeto e a margem de fase é próxima da esperada (60°). Essa diferença de 5° entre a margem fase pretendida no projeto e a real é devida às aproximações utilizadas no cálculo dos ganhos do controlador ($\omega_{cli} \gg \omega_o \gg \omega_{cut}$).

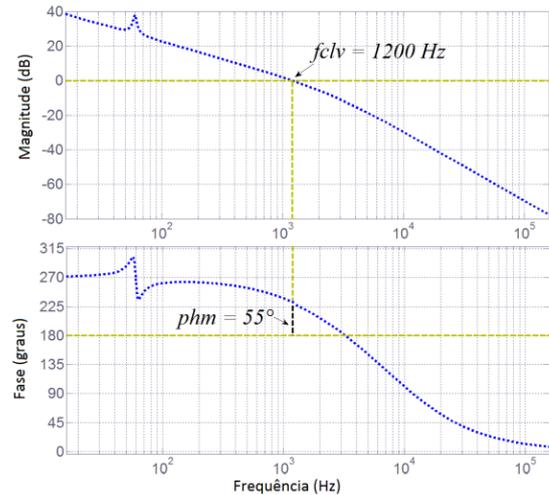


Fig. 14. Diagrama de Bode da malha de tensão do inversor.

Para a implementação do controlador P+Res no DSC (*Digital Signal Controller*) é necessário discretizar a função de transferência do mesmo. Com o auxílio do software MATLAB, foram obtidos os coeficientes da função de transferência no domínio z dos controladores de ambas as malhas.

Utilizando a transformação Bilinear (método de Tustin) com frequência de amostragem de 15 kHz, foi obtida a função de transferência em z do controlador da malha de corrente:

$$\frac{Y_I(z)}{E_I(z)} = \frac{0.55196097 - 1.0895294z^{-1} + 0.53791256z^{-2}}{1 - 1.9980366z^{-1} + 0.99866777z^{-2}} \quad (18)$$

E do controlador da malha de tensão:

$$\frac{Y_V(z)}{E_V(z)} = \frac{3.8866612 - 7.752382z^{-1} + 3.8681698z^{-2}}{1 - 1.9980366z^{-1} + 0.99866777z^{-2}} \quad (19)$$

Aplicando a transformada Z inversa em (18) e (19) são obtidas (20) e (21) que são, respectivamente, as equações de diferença do controlador da malha de corrente e da malha de tensão que foram aplicadas no DSC.

$$y_I(k) = \left\{ \begin{array}{l} 0.55196097e_I(k) - 1.0895294e_I(k-1) \\ +0.53791256e_I(k-2) + 1.9980366y_I(k-1) \\ -0.99866777y_I(k-2) \end{array} \right\} \quad (20)$$

$$y_V(k) = \left\{ \begin{array}{l} 3.8866612e_V(k) - 7.752382e_V(k-1) \\ +3.8681698e_V(k-2) + 1.9980366y_V(k-1) \\ -0.99866777y_V(k-2) \end{array} \right\} \quad (21)$$

Nessas equações, k é o índice da amostra em um dado instante, $e_I(k)$ e $e_V(k)$ são os erros da k -ésima amostra do controlador de corrente e do controlador de tensão respectivamente.

Um conversor digital-analógico (DA) MCP4922 foi utilizado para permitir a visualização de duas variáveis

internas do processador na forma de sinais em um osciloscópio. Os sinais de referência de corrente e tensão (gerados internamente no processador) fazem parte dos sinais de saída do conversor DA, que possui uma escala de amplitude de sinal de saída de 0 a 3 V.

A Figura 15 apresenta o resultado do controle do inversor durante um aumento de carga linear formada por resistores. Na parte superior da mesma figura é ilustrado o sinal de referência de corrente juntamente com o sinal da corrente no indutor e na parte inferior estão os sinais de tensão de referência e de saída do inversor. A resistência, durante o teste, varia de $R = 200 \Omega$ para $R = 50 \Omega$.

Na Figura 16 o algoritmo de controle é testado para uma carga não linear composta por uma ponte de diodos com filtro capacitivo na saída ($C = 100 \mu F$), onde ocorre a variação de carga de $R_{cc} = 600 \Omega$ para $R_{cc} = 300 \Omega$.

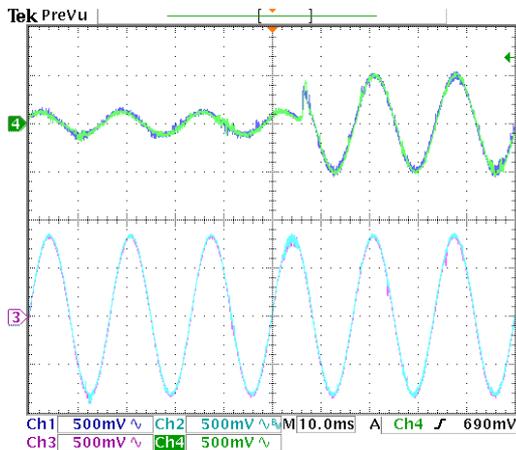


Fig. 15. Sinais de corrente de referência e no indutor (parte superior) e sinais de tensão de referência e de saída do inversor (inferior) durante o aumento de carga linear. A escala real dos sinais de corrente é de 4 A/div e a dos sinais de tensão é de 100 V/div.

Na parte superior da Figura 16 é ilustrado o sinal de referência de corrente juntamente com o sinal da corrente no indutor e na parte inferior estão os sinais de tensão de referência e de saída do inversor.

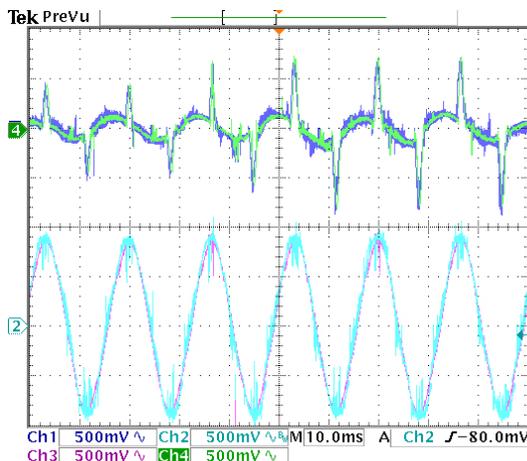


Fig. 16. Sinais de corrente de referência e no indutor (parte superior) e sinais de tensão de referência e de saída do inversor (inferior) durante o aumento de carga não linear. A escala real dos sinais de corrente é de 3 A/div e a dos sinais de tensão é de 100 V/div.

As Figuras 17 (carga linear) e 18 (carga não linear) ilustram os resultados de simulação para a mesma situação de degrau de carga experimental, além de apresentarem os sinais de erros entre as referências e as variáveis controladas.

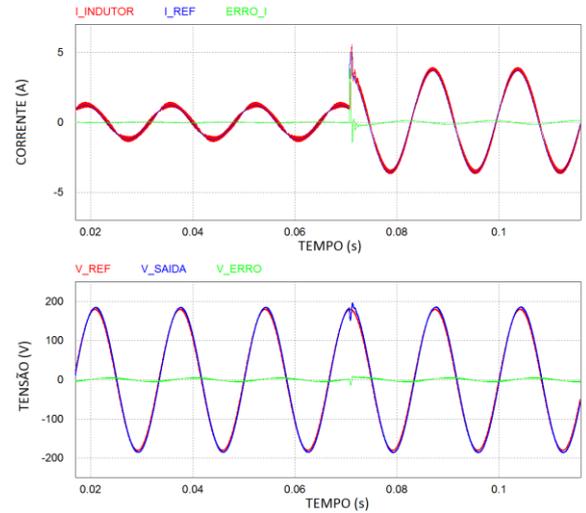


Fig. 17. Simulação da corrente no indutor e da tensão de saída do inversor durante o aumento de carga linear.

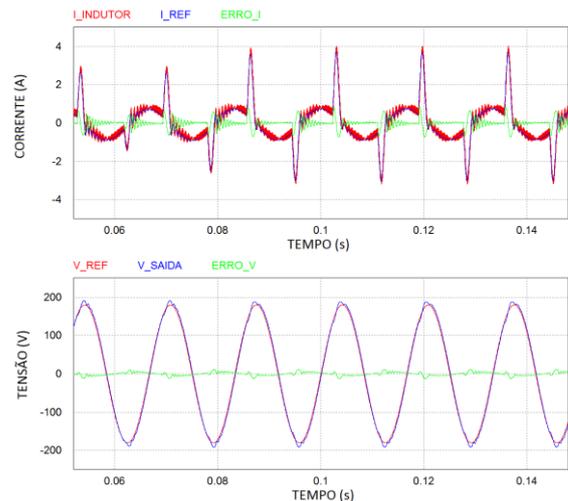


Fig. 18. Simulação da corrente no indutor e da tensão de saída do inversor durante o aumento de carga não linear.

Semelhanças entre os sinais experimentais e teóricos podem ser observadas através das Figuras 15 a 18. Em relação aos sinais de tensão mostrados nas Figuras 15 e 17 (carga linear), verifica-se que os mesmos não se alteram em função da variação da corrente na carga, mantendo-se constante com 180 V de valor de pico. A perturbação do sinal da corrente é compensada de acordo com o esperado e a tensão de saída se mantém estabilizada. É possível constatar o rastreamento dos sinais de referência, tanto na simulação quanto no resultado experimental. A taxa de distorção harmônica (THD - *Total Harmonic Distortion*) da tensão de saída para carga linear é de aproximadamente 2%.

Em relação aos resultados obtidos com a carga não linear, as Figuras 16 e 18 mostram que ocorre o rastreamento dos sinais de referência de tensão e corrente nas malhas mesmo com o aumento de carga, sem defasagem angular; porém a

tensão senoidal na saída apresenta uma distorção, principalmente nos picos da forma de onda. A THD da tensão de saída para carga não linear é de aproximadamente 10%.

Quando a corrente de carga atinge o valor máximo admitido (5 A), a potência de saída do inversor é limitada de modo que a tensão não irá atingir o valor da tensão de referência. É o caso, por exemplo, de partida de motores de indução, nos quais a corrente excede a escala do sensor.

A Figura 19 apresenta o resultado de simulação em uma situação de sobrecorrente, onde podem ser vistos os sinais da tensão de saída e corrente no indutor, considerando a alimentação de uma carga resistiva. Ocorre o aumento de carga de $R = 100 \Omega$ para $R = 20 \Omega$ no instante 0,08 segundos. Como é possível notar, a corrente é limitada em 5 A e conseqüentemente a tensão não atinge seu valor de pico, limitando a potência.

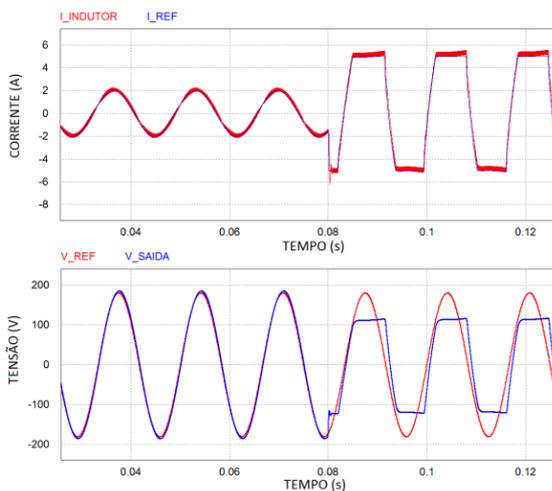


Fig. 19. Simulação da tensão de saída do inversor e corrente no indutor na situação de sobrecorrente.

B. Chave Estática de Transferência

Em operação normal a carga é alimentada pela rede elétrica, representada pela fonte preferencial da Figura 20. Na ocorrência de um distúrbio, a alimentação da carga é transferida para a fonte alternativa, o inversor. Após a sua extinção, a alimentação da carga retorna para a rede novamente.

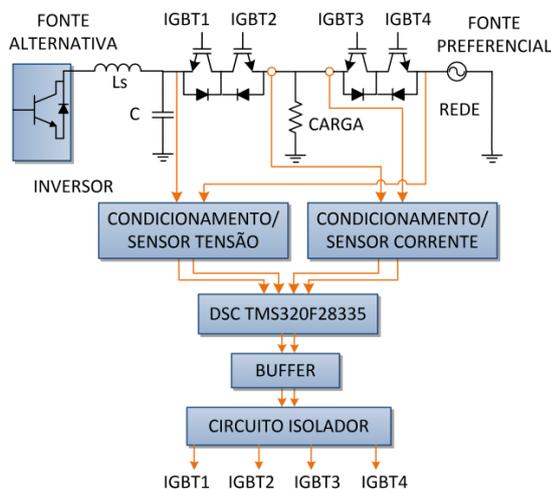


Fig. 20. Esquema elétrico da chave estática de transferência com as duas fontes de alimentação.

Os sinais de tensão e corrente são adquiridos pelo conversor AD do controlador digital de sinais, TMS320F28335 através de sensores, juntamente com circuitos de condicionamento de sinais. Os sinais de saída do controlador de sinais recebem um ganho de corrente através do buffer que os reenvia para o circuito isolador que por sua vez aciona os IGBTs que compõem a chave estática.

O tempo total para a transferência da alimentação da carga de uma fonte para a outra depende da topologia da chave estática utilizada, do algoritmo de detecção de distúrbio e do instante e magnitude do distúrbio (quanto maior a magnitude do distúrbio, mais rápido o algoritmo acusará a detecção).

A atuação da STS foi verificada experimentalmente para os casos de elevação e redução da tensão da rede elétrica com magnitude de 20% do valor de pico de tensão da fonte. Essa escolha foi feita por não gerar uma mudança grande na amplitude do sinal de tensão da fonte. O sistema também foi submetido ao teste de ausência da alimentação da fonte, que é a situação mais comum de distúrbio enfrentada pelos consumidores das distribuidoras de energia.

Na parte superior das Figuras 21 e 22 se observam os sinais da tensão da rede elétrica (elevação e redução de tensão respectivamente) e na parte inferior os sinais de tensão na carga, que se mantêm constantes.

A Figura 23 ilustra o sinal da tensão de saída na carga, quando ocorre a ausência da rede elétrica.

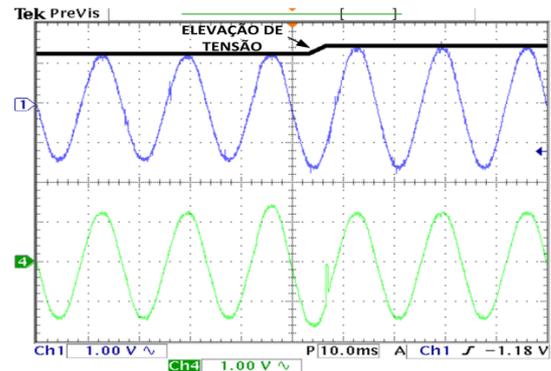


Fig. 21. Sinal de tensão da fonte preferencial (parte superior) e sinal de tensão na carga (inferior) durante elevação de tensão. A escala real dos sinais de tensão é de 150 V/div.

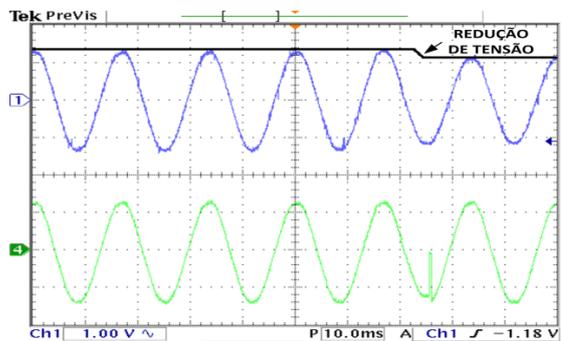


Fig. 22. Sinal de tensão da fonte preferencial (parte superior) e sinal de tensão na carga (inferior) durante redução de tensão. A escala real dos sinais de tensão é de 150 V/div.

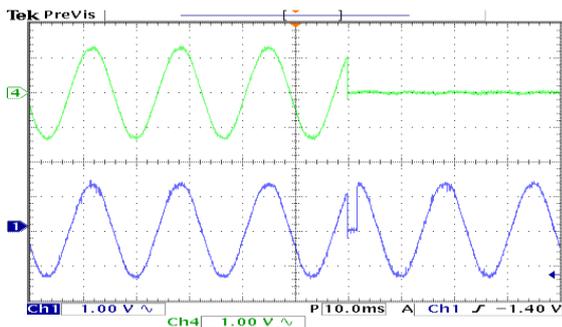


Fig. 23. Sinal de tensão da fonte preferencial (parte superior) e sinal de tensão na carga (inferior) durante a ausência da rede elétrica. A escala real dos sinais de tensão é de 150 V/div.

Comprova-se que a STS evita que a carga fique sem alimentação, desde que uma entre as duas fontes possa fornecer energia.

Os casos experimentais da atuação da chave estática foram simulados e podem ser vistos nas Figuras 24 (elevação da tensão), 25 (redução de tensão) e 26 (ausência da rede elétrica).

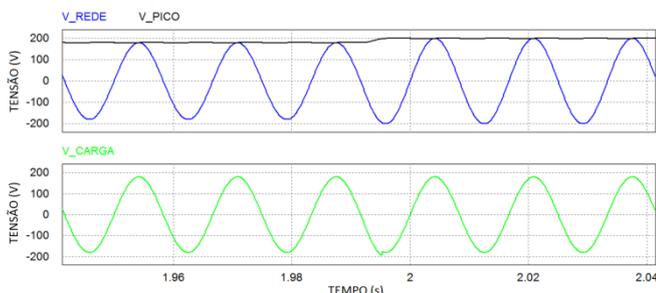


Fig. 24. Resultados de simulação durante elevação de tensão da fonte preferencial (parte superior). Sinal de tensão na carga (inferior).

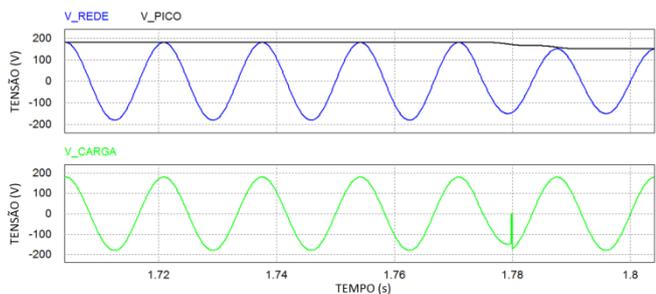


Fig. 25. Resultados de simulação durante redução de tensão da fonte preferencial (parte superior). Sinal de tensão na carga (inferior).

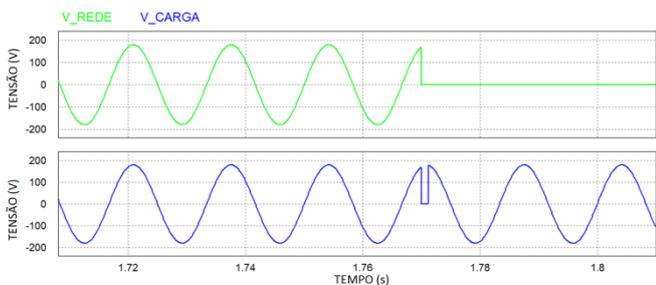


Fig. 26. Resultado de simulação durante ausência da rede elétrica. Sinal de tensão da rede (parte superior) e sinal de tensão na carga (inferior).

O desempenho da atuação da chave estática foi avaliado através das medições dos seus tempos de detecção,

transferência e tempo total de transferência. A Tabela IV apresenta os valores encontrados para as situações de elevação e redução de tensão e na ausência da rede elétrica.

TABELA IV
Desempenho da Chave Estática de Transferência

	t_d	t_f	t_t
Sobretensão	5,632 ms	0,266 ms	5,866 ms
Redução de Tensão	5,433 ms	0,266 ms	5,699 ms
Ausência da rede elétrica	1,139 ms	0,266 ms	1,366 ms

O tempo de transferência t_f em ambas as situações foi de 0,266 ms. Este valor se deve às 4 etapas de operação da STS multiplicado pelo intervalo de tempo ($1/15 \text{ kHz} = 66,66 \mu\text{s}$) que o processador executa seu conjunto de instruções. Fazendo-se a operação: $66,66 \mu\text{s} \times 4 \text{ etapas} = 0,266 \text{ ms}$.

Os tempos de transferência total obtidos foram menores que os encontrados em [7], onde o valor do tempo de transferência médio é de 6,7 ms.

V. CONCLUSÕES

O controlador multimalhas apresentou um bom desempenho como técnica de controle utilizada no inversor monofásico, aplicado em um sistema de alimentação ininterrupta de energia. As duas malhas de realimentação oferecem alimentação da carga com sinal senoidal, estável e de valor constante, mesmo durante a ocorrência de transitórios de degrau de carga.

Os controladores ressonantes apresentaram uma boa resposta no rastreamento dos sinais com a utilização da carga linear, o que contribuiu para que o sinal de saída ficasse em fase e com o mesmo aspecto do sinal de referência. Em relação aos resultados com carga não linear, a tensão senoidal na saída apresentou distorção, principalmente nos picos da forma de onda.

A determinação dos valores de ganho dos controladores, levando em conta nas expressões matemáticas o atraso da resposta dinâmica do modulador PWM digital, permitiu encontrar valores de ganho que consideram fenômenos de ordem prática de implementação digital.

A topologia da STS, composta de IGBTs e diodos, apresentou um menor valor de tempo de transferência em relação à tradicional, composta de tiristores. A redução do tempo foi bastante significativa, contribuindo para que a carga, durante a transferência da sua alimentação, não sofresse interrupções de energia por um longo tempo.

O algoritmo para detecção de valor de pico da tensão da rede, utilizando um PLL foi satisfatório, dentro das limitações do modelo de PLL utilizado que considera um sinal de tensão de rede elétrica senoidal.

Durante a transferência de alimentação da carga, observou-se a presença de *notch* no sinal de tensão o que mostra que a transição da alimentação não é suave. Isso ficou mais evidente quando há a ausência ou falta da tensão na rede elétrica. Por um pequeno instante, a carga, fica sem alimentação. Para cargas como computadores isto pode não ser um problema, porém, em outros tipos de carga, é necessária uma melhor avaliação.

REFERÊNCIAS

- [1] G. Schiavons Jr, C. H. G. Treviso, “Complete design for a 1,2 kVA UPS, with sinusoidal output stabilized, operating with digital control for DSC (digital signal controller)”, in *Proc. of COBEP*, vol. único, pp. 682 – 688, 2011.
- [2] W. Solter, “A new international UPS classification by IEC 62040-3”, in *International Telecommunications Energy Conference*, vol. único, pp. 541 – 545, 2002.
- [3] A. L. B. Ferreira, *UPS de 5KVA tipo Passive Stand-by com integração de painéis solares*. Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Londrina, Londrina, Brasil, 2009.
- [4] M. Aamir, H.-J. Kim, “Non-isolated Single Phase Uninterruptible Power Supply (UPS) System”, *IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, vol. único, pp. 2282 – 2289, 2011.
- [5] C. L. Gnoatto, *Estratégias de controle repetitivo para aplicação em sistemas de alimentação ininterrupta de energia*. Dissertação de Mestrado, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, Brasil, 2011.
- [6] L. M. Menezes, *Desenvolvimento de uma fonte ininterrupta de energia com possibilidade de uso em sistema fotovoltaico*. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2007.
- [7] M. N. Moschakis, N. D. Hatziaargyriou, “A detailed model for a thyristor-based static transfer switch”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, nº 4, pp. 1442 – 1449, Outubro 2003.
- [8] M. U. Cuma, *Digital signal processor based implementation of custom power device controllers*. Tese de Doutorado, Çukurova University, Adana, Turquia, 2010.
- [9] M. H. A. Deus, *Chave estática de transferência, estudo e soluções de casos, focados na continuidade do fornecimento e aumento da confiabilidade do sistema*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil, 2011.
- [10] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. Mcgrath, W. Y. Kong, “Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, nº 11, pp. 2417 – 2426, Novembro 2009.
- [11] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan&Claypool Publishers, 1ª Edição, Itália, 2006.
- [12] S. Buso, S.Fasolo, P. Mattavelli, “Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1846 – 1854. vol. 37, Novembro/Dezembro 2001.
- [13] D. M. V. Syde, K. Degusseme, A. P. V. Bossche, J. A. Melkebeek. “Small signal Laplace-domain analysis of uniformly-sampled pulse-width modulators”, in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol 6, pp. 4292–4298, 2004.
- [14] E. A. Vendrusculo, F. P. Marafão, J. A. Pomilio, R. Q. Machado. “Digital Control of Single-Phase VSI for transformer-based UPS”, in *Proc. of COBEP*, vol. único, pp. 463 – 468, 2005.
- [15] T. B. Lazarin, “A Control Strategy for Parallel Operation of Single-Phase Voltage Source Inverters: Analysis, Design and Experimental Results”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 6, pp. 2194 - 2204, Junho 2013.
- [16] M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, R. Krishnan, *Control in power electronics*, Academic Press, 1ª Edição, 2002.
- [17] M. S. Pádua, S. M. Deckmann, F. P. Marafão, “Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications”, in *Power Electronics Specialists Conference*, vol. único, pp. 1928-1934, 2005.

DADOS BIOGRÁFICOS

Marcus Vinícius Maia Rodrigues, nascido em 09/02/1990 em Bernardino de Campos-SP, é engenheiro eletricitista (2012) e mestre em engenharia elétrica (2016) pela Universidade Estadual de Londrina. Atualmente é professor titular do Instituto Federal de São Paulo do campus de Avaré-SP. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, controle digital de conversores estáticos, qualidade de energia.

Newton da Silva, nascido em 10/08/1968 em Santo Angelo-RS, é engenheiro eletricitista (1991) pela Universidade Federal de Santa Maria, mestre em engenharia elétrica (1994) pela Universidade Federal de Santa Catarina e doutor em engenharia elétrica (2012) pela Unicamp. Atualmente é professor no curso de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina. Suas áreas de interesse são de eletrônica de potência, filtros para compensação de harmônicos, controle digital de conversores estáticos, qualidade de energia.