

Modelagem de um Conversor CC-CC Ponte-Completa Aplicado a Processos de Soldagem a Arco Elétrico

Vitor de Souza Guedes
Grupo de Eletrônica de
Potência e Controle – GEPOC
Universidade Federal de Santa
Maria – UFSM
Santa Maria, Brasil
vitor.guedes@acad.ufsm.br

Fábio Ecke Bisogno
Ingenieurwesen Elektrotechnik
und Informationstechnik
Hochschule Koblenz
Koblenz, Germany
bisogno@hs-koblenz.de

Lucas Vizzotto Bellinaso
Grupo de Eletrônica de
Potência e Controle – GEPOC
Universidade Federal de Santa
Maria – UFSM
Santa Maria, Brasil
lucas@gepoc.ufsm.br

Rafael Concatto Beltrame
Grupo de Eletrônica de
Potência e Controle – GEPOC
Universidade Federal de Santa
Maria – UFSM
Santa Maria, Brasil
beltrame@gepoc.ufsm.br

Christian Griesang Barbosa
Fricke-Balmer Soldas Ltda
Ijuí, Brasil
christian@fricke.com.br

Ezequiel Andrei Mallmann
Fricke-Balmer Soldas Ltda
Ijuí, Brasil
mallmann@fricke.com.br

Luciano Anderson Fricke
Fricke-Balmer Soldas Ltda
Ijuí, Brasil
luciano@fricke.com.br

Resumo—O conversor CC-CC ponte completa empregando modulação *phase-shift* PWM (modulação por largura de pulso com deslocamento de fase) é usualmente empregado em fontes para soldagem multiprocessos. De modo a realizar o correto dimensionamento dos controladores de corrente e tensão responsáveis por garantir a qualidade final da solda, tanto o modelo do conversor quanto o do processo precisam ser conhecidos. Desse modo, este trabalho apresenta a modelagem matemática, empregando o modelo médio em espaço de estados, do referido conversor e do processo de soldagem. Assim, obtêm-se as funções de transferência que serão empregadas no projeto dos controladores das malhas de corrente e tensão para diferentes processos de soldagem, como eletrodo revestido (*Shielded Metal Arc Welding* – SMAW), MIG/MAG (*Metal Inert Gas/Metal Active Gas*) e TIG (*Tungsten Inert Gas*). Resultados de simulação são apresentados para validar os modelos.

Palavras-chave—Soldagem a Arco Elétrico, Conversor CC-CC Ponte Completa, PWM Phase-Shift, Modelo CA de Pequenos Sinais.

I. INTRODUÇÃO

A soldagem é um dos mais importantes processos industriais, presente desde a indústria serralheira até as indústrias nuclear e aeroespacial [1]. O processo de soldagem pode ser definido como o método de união entre materiais em que se mantém a continuidade de suas características químicas e físicas [2].

Salienta-se que existem mais de 70 processos de soldagem. Atualmente, os mais utilizados são aqueles baseados na soldagem por arco elétrico. Estes podem ser subdivididos de acordo com a aplicação, sendo os processos de eletrodo revestido (*Shielded Metal Arc Welding* – SMAW), MIG/MAG (*Metal Inert Gas/Metal Active Gas*) e TIG (*Tungsten Inert Gas*) os mais difundidos na indústria.

Em todos estes processos, o arco elétrico é a fonte de calor utilizada para a fusão do metal base [1]. A energia fornecida pela fonte deve ser suficiente para a fusão do material e o processo de soldagem deve ocorrer de forma rápida para que o calor não seja dissipado para o restante da peça. Cada processo possui uma extensa lista de variáveis que devem ser

levadas em consideração para se determinar as condições ideais de soldagem.

A tecnologia relacionada aos processos de soldagem passou por grandes avanços nos anos recentes, principalmente na qualidade final da solda e na concepção dos equipamentos de soldagem. Por exemplo, há pouco tempo, dificilmente se encontravam fontes para soldagem capazes de atender a mais de um processo. Atualmente, as fontes de soldagem conseguem alterar suas características de operação de acordo com o processo, mudando os parâmetros do controle e a dinâmica de operação [3-4].

Com o desenvolvimento da Eletrônica de Potência, iniciou-se uma nova fase na produção de equipamentos de soldagem, onde o processamento da energia passou a ser realizado por conversores estáticos baseados em dispositivos semicondutores. O emprego destes conversores operando em médias ou altas frequências de comutação (dezenas ou mesmo centenas de quilohertz), possibilitou a redução significativa do volume e do peso dos equipamentos de soldagem. Os conversores estáticos também possibilitaram a maximização do rendimento dos equipamentos, em especial com o emprego de novas tecnologias de semicondutores de potência. Somado a isso, o estudo de novas técnicas de controle do processo de soldagem tem tornado estes conversores cada vez mais compactos, eficientes e, principalmente, versáteis, pois podem atender aos diferentes processos de soldagem.

A escolha do conversor estático empregado nos equipamentos de soldagem deve considerar algumas características, como alto rendimento e reduzido número de chaves semicondutoras ativas e de elementos passivos. Além disso, devido ao elevado ganho de tensão e aos requisitos de segurança ao operador, algum tipo de isolamento galvânica deve ser provida. Nesse contexto, o conversor CC-CC ponte completa torna-se atrativo, pois tanto o elevado ganho de tensão quanto o isolamento galvânico podem ser obtidos por meio de um transformador de alta frequência. Além disso, comutação sob zero de tensão (*Zero-Voltage Switching* – ZVS) pode ser obtida a partir do emprego de *phase-shift* PWM (modulação por largura de pulso com deslocamento de fase),

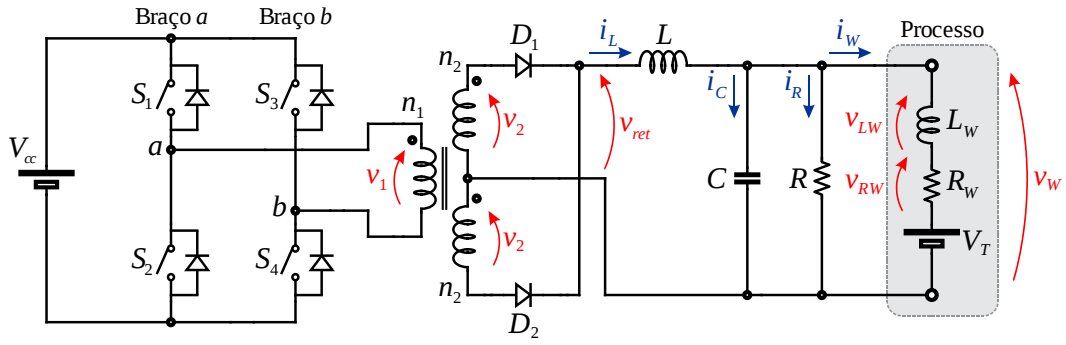


Fig. 1. Circuito do conversor CC-CC ponte-completa e modelo da carga (processo de soldagem).

permitindo a redução das perdas de comutação [5] e a maximização da eficiência.

O conhecimento do modelo dinâmico do conversor é de extrema importância para o correto dimensionamento dos controladores. Um dos primeiros trabalhos que trazem o modelo CA de pequenos sinais deste conversor, relacionando o nível de tensão de saída com a razão-cíclica efetiva da modulação, foi apresentado por [6]. Esse modelo foi então aprimorado por [7], onde não-idealidades do transformador, indutor de filtro e capacitores foram consideradas. Finalmente, um modelo CA de pequenos sinais relacionando o nível da tensão de entrada com a tensão de saída, e a tensão de saída com a razão-cíclica efetiva foi apresentado por [8]. É importante destacar que nenhum destes trabalhos considera o conversor alimentando uma carga que represente um processo de soldagem, sendo este o foco deste estudo.

II. CONVERSOR CC-CC PONTE-COMPLETA

A topologia do conversor CC-CC ponte-completa empregado nesta aplicação é apresentada Fig. 1. Devido aos elevados níveis de corrente da aplicação, emprega-se uma configuração em *tap-central* com dois diodos no estágio retificador para reduzir o número de semicondutores em série no caminho da corrente. Cabe destacar que não foram representadas no circuito da Fig. 1 a indutância de dispersão do transformador nem as capacitâncias intrínsecas das chaves semicondutoras S_1 a S_4 .

Adicionalmente, os elementos que compõem o modelo do processo de soldagem [9] também são representados na Fig. 1, conforme descrito a seguir:

- L_W – Indutância associada ao cabo que conecta a saída da máquina ao eletrodo;
- R_W – Soma das resistências do cabo, do eletrodo e do arco elétrico (plasma). O valor desta resistência sofre alteração na medida em que o eletrodo vai sendo consumido e ciclos de curto-circuito e arco elétrico ocorrem no processo;
- V_T – Queda de tensão associada ao arco elétrico (plasma). Da mesma forma, o valor desta queda de tensão sofre alteração com a dinâmica do processo.

Para o comando das chaves semicondutoras S_1 a S_4 do conversor utiliza-se a estratégia de modulação *phase-shift* PWM. Essa estratégia possui como vantagens a aplicação de uma tensão média nula sobre o transformador (evitando, assim, a saturação do núcleo magnético) e operação com ZVS às chaves semicondutoras S_1 a S_4 ao permitir que a indutância

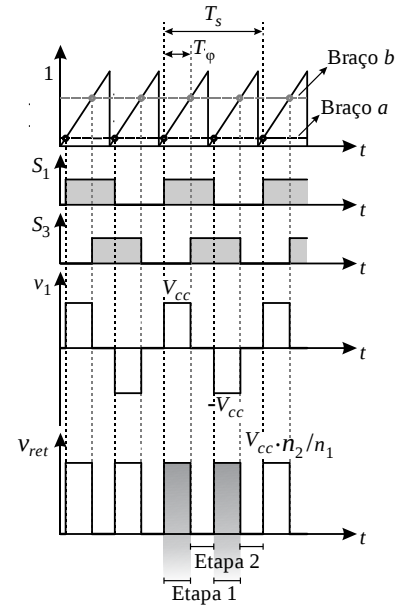


Fig. 2. Principais formas de onda da estratégia de modulação *phase-shift* PWM.

de dispersão do transformador (L_R) ressona com as capacitâncias intrínsecas das chaves (C_1 a C_4).

Nesta implementação usual desta estratégia, as chaves semicondutoras de ambos os braços a e b do conversor operam com razão-cíclica de 0,5, porém com suas portadoras defasadas entre si de um ângulo ϕ . Ou seja, S_1 e S_2 do braço a operam idealmente de modo complementar, cada uma conduzindo pela metade do período de chaveamento T_s . O mesmo se aplica à S_3 e S_4 do braço b . A tensão eficaz aplicada ao primário do transformador (v_1) é máxima quando as portadoras estão defasadas de 180° e sofre uma redução na medida em que ϕ diminui.

Cabe destacar que a relação entre ϕ e v_1 (e, por consequência, sobre as variáveis do processo de solda) pode ser diferente dependendo do modo como a modulação *phase-shift* PWM é implementada no modelo de microcontrolador selecionado para a aplicação. Por exemplo, a forma representada na Fig. 2, que faz uso de apenas uma portadora dente-de-serra com o dobro da frequência de chaveamento, é compatível com o microcontrolador STM32F446RE [10]. Os sinais de comando das chaves S_1 (braço a) e S_3 (braço b) sofrem uma inversão de nível lógico (*toggle*) toda vez que a borda de subida da dente-de-serra encontra o nível de comparação do respectivo braço (modo *output compare*). Logo, é possível variar a defasagem entre os sinais PWM dos

braços a e b simplesmente variando os respectivos níveis de comparação de cada braço com a dente-de-serra.

Na análise a seguir, serão desconsideradas as etapas de ressonância entre a indutância de dispersão do transformador e as capacitâncias das chaves. Na prática, estas etapas ocorrem durante o intervalo de tempo-morto, entre o acionamento das chaves complementares de cada braço. A análise detalhada da operação do conversor CC-CC ponte-completa com modulação *phase-shift* PWM pode ser encontrada em [11].

Pelo exposto, conforme se observa na Fig. 2, o conversor possui quatro etapas de operação, a saber: (i) S_1 e S_4 acionadas; (ii) S_1 e S_3 acionadas; (iii) S_2 e S_3 acionadas; e (iv) S_2 e S_4 acionadas. Observa-se que nas etapas (i) e (iii) ocorre a aplicação da tensão do barramento CC ao primário do transformador ($v_1 = \pm V_{cc}$), transferindo energia ao secundário. Por outro lado, nas etapas (ii) e (iv) ocorre a etapa de roda-livre, quando v_1 é nula. Cabe destacar que as etapas (iii) e (iv) são complementares às etapas (i) e (ii) e, por isso, não serão analisadas.

Apesar da variável de controle do conversor ser o ângulo de defasagem ϕ da modulação *phase-shift* PWM, a modelagem a seguir emprega o conceito de razão cíclica efetiva [12], ou seja, a largura de pulso equivalente à modulação PWM convencional que resulta na mesma tensão média após o estágio retificador do conversor (v_{ret}). Desse modo, a obtenção do modelo em espaço de estados que descreve o comportamento das variáveis de interesse do conversor pode seguir o procedimento descrito em [13].

Para a forma de implementação da modulação *phase-shift* PWM apresentada na Fig. 2, a relação entre a razão cíclica efetiva e o ângulo de defasagem entre as portadoras é dada por:

$$D = \frac{\phi}{180^\circ}, \quad (1)$$

onde, com respeito à Fig. 2, $D = 2T_\phi/T_s$, com $T_\phi = [0 \ T_s/2]$.

III. MODELO DE CA DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR

Assume-se que o período de ressonância da indutância de dispersão do transformador (L_R) com os capacitores drenofonte (C_1 a C_4) das chaves semicondutoras é muito menor que T_s , podendo ser desprezado. A resistência série equivalente (RSE) dos indutores e capacitores também será desprezada. Basicamente, L_R e RSE maximizam o fator de amortecimento do modelo CA de pequenos sinais [6]. Dessa forma, o modelo derivado neste trabalho representa uma abordagem conservadora, uma vez que um modelo com fator de amortecimento menor tende a tornar o projeto do sistema de controle mais desafiador.

A. Modelo em Espaço de Estados

Etapas 1: $0 \leq t < d(t)T_s$

A configuração do inversor durante essa etapa é apresentada na Fig. 3 (a). O período de duração dessa etapa é definido como $d(t)T_s$, onde $d(t)$ é a razão cíclica efetiva do conversor, que varia com o tempo. Nesta etapa, as equações diferenciais que regem o comportamento da corrente através do indutor de filtro (i_L), da corrente do processo de soldagem (i_w) e da tensão do processo de soldagem (v_w) são dadas, respectivamente, por:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_w(t) + \frac{V_{cc}}{n}, \quad (2)$$

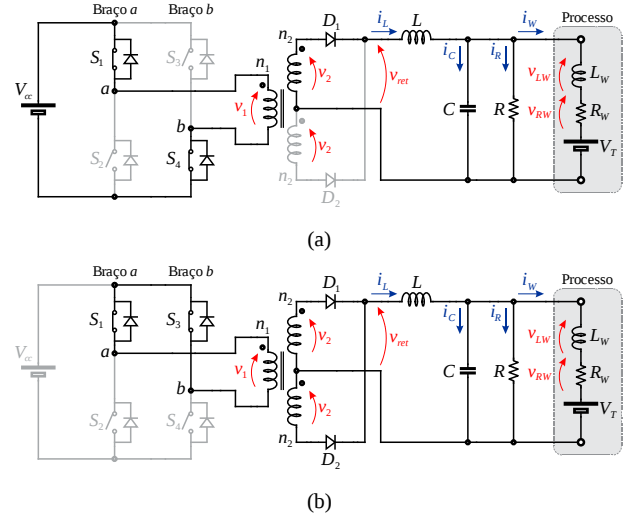


Fig. 3. Etapas de operação do conversor. (a) Etapa 1 (transferência de energia). (b) Etapa 2 (roda-livre).

$$L_W \frac{di_w(t)}{dt} = -i_w(t)R_W + v_w(t) - V_T, \quad (3)$$

$$C \frac{dv_w(t)}{dt} = i_L(t) - i_w(t) - \frac{v_w(t)}{R}, \quad (4)$$

onde n é a relação de espiras do transformador, definida como $n = n_1/n_2$.

O vetor de estados é definido como $\mathbf{x}(t) = [i_L \ i_w \ v_w]^T$, o vetor de entradas como $\mathbf{u}(t) = [V_{cc} \ V_T]^T$, e o vetor de saída como $\mathbf{y}(t) = [i_w]$. Assim, (2)-(4) podem ser reescritas como:

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t), \quad (5)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t),$$

onde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L_W & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & -R_W & 1 \\ 1 & -1 & -1/R \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/n & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\mathbf{H}_1 = [0 \ 1 \ 0], \quad (9)$$

$$\mathbf{E}_1 = [0 \ 0]. \quad (10)$$

Etapas 2: $d(t)T_s \leq t < T_s$

Agora, a configuração do inversor é aquela apresentada na Fig. 3 (b). O período de duração dessa etapa é definido como $T_s - d(t)T_s$.

A corrente através do indutor de filtro (i_L), a corrente do processo de soldagem (i_w) e a tensão do processo de soldagem (v_w) são dadas, respectivamente, por:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_w(t), \quad (11)$$

$$L_W \frac{di_W(t)}{dt} = -i_W(t)R_W + v_W(t) - V_T, \quad (12)$$

$$C \frac{dv_W(t)}{dt} = i_L(t) - i_W(t) - \frac{v_W(t)}{R}. \quad (13)$$

As equações (11)-(13) podem ser reescritas como:

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t), \quad (14)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t),$$

onde

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & -R_W & 1 \\ 1 & -1 & -1/R \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\mathbf{H}_2 = [0 \ 1 \ 0], \quad (17)$$

$$\mathbf{E}_2 = [0 \ 0]. \quad (18)$$

Notar que, para ambas etapas analisadas, a chave S_1 encontra-se em condução. Nas duas etapas complementares (cuja análise, sem perda de generalidade, não é necessária), a chave S_2 permaneceria em condução.

B. Equações de Equilíbrio

O vetor de estados de equilíbrio $\mathbf{X} = [I_L \ I_W \ V_W]^T$ e o vetor de saída de equilíbrio $\mathbf{Y} = [I_W]$, com $\mathbf{U} = [V_{cc} \ V_T]^T$ e $d(t) = D$ são dados por (19) [12]. Deve-se observar que I_L , I_W e V_W são os valores médios (em regime permanente) de i_L , i_W e v_W , respectivamente.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U}, \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{H} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}) \mathbf{U}, \end{aligned} \quad (19)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D), \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1 - D), \\ \mathbf{H} &= \mathbf{H}_1 D + \mathbf{H}_2 (1 - D), \\ \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 D + \mathbf{E}_2 (1 - D). \end{aligned} \quad (20)$$

Solucionando (19), é possível demonstrar que:

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{DV_{cc}}{n} \cdot \frac{R + R_W}{R R_W} - \frac{V_T}{R_W}, \\ I_W &= \frac{DV_{cc}}{n R_W} - \frac{V_T}{R_W}, \\ V_W &= \frac{DV_{cc}}{n}. \end{aligned} \quad (21)$$

C. Modelo CA de Pequenos Sinais para a Malha de Corrente

O objetivo primário do sistema de controle do conversor é regular a corrente do processo de solda (i_W), independente de qual processo esteja em execução (eletrodo revestido, MIG/MAG ou TIG). A ação de controle, neste caso, será a razão cíclica efetiva.

Então, conforme [12], as equações de estado do modelo CA de pequenos sinais são expressas por (22), onde $\hat{\mathbf{u}}_p(t) = [\hat{\mathbf{u}} \ \hat{d}]^T = [\hat{v}_{cc} \ \hat{v}_T \ \hat{d}]^T$. Destaca-se que $\hat{\mathbf{u}}(t)$ e $\hat{d}(t)$ são pequenas perturbações CA no vetor de entradas e na razão-cíclica efetiva, e $\hat{\mathbf{x}}(t) = [\hat{i}_L \ \hat{i}_W \ \hat{v}_W]^T$ e $\hat{\mathbf{y}}(t) = [\hat{i}_W]$ são as variações CA resultantes no vetor de estados e no vetor de saída, respectivamente. Para obter o modelo linear descrito por (22), assume-se que as perturbações apresentam uma amplitude muito menor que seus respectivos valores médios (condição requerida para a linearização em torno do ponto de operação).

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t), \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t), \end{aligned} \quad (22)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}, \\ \mathbf{B}_p &= \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{B} \ (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{U}], \\ \mathbf{H}_p &= \mathbf{H}, \\ \mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \ (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \mathbf{U}]. \end{aligned} \quad (23)$$

As funções de transferência que relacionam a variável de saída do modelo com as variáveis de entrada podem ser obtidas a partir da aplicação da transformada de Laplace em (22), resultando em:

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p (s \mathbf{I}_{3,3} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s). \quad (24)$$

Neste caso, como se tem interesse apenas na relação entre a corrente do processo $\hat{i}_W(t)$ e a razão-cíclica efetiva $\hat{d}(t)$, faz-se as perturbações $\hat{v}_{cc}(t) = 0$ e $\hat{v}_T(t) = 0$. Então, solucionando (24) e considerando que $\hat{d}(s) = \hat{\phi}(s)/180^\circ$ [obtida a partir da perturbação e linearização de (1)], é possível demonstrar que:

$$G_{i_W \phi}(s) \triangleq \frac{\hat{i}_W(s)}{\hat{\phi}(s)} = \frac{1}{180} \frac{V_{cc}/n}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4}, \quad (25)$$

onde

$$\begin{aligned} b_1 &= C L L_W, \quad b_2 = L \left(C R_W + \frac{L_W}{R} \right), \\ b_3 &= L_W + L + \frac{L R_W}{R}, \quad b_4 = R_W. \end{aligned} \quad (26)$$

D. Modelo CA para a Malha de Tensão

Assumindo o projeto adequado do controlador da malha de corrente, pode-se representar $i_W(t)$ como uma fonte de corrente, conforme mostrado na Fig. 4. Com respeito à Fig. 4, a tensão no processo de solda é dada por:

$$v_W(t) = v_{LW}(t) + v_{RW}(t) + V_T, \quad (27)$$

onde $v_{LW}(t)$ é a queda de tensão sobre a indutância associada ao cabo que conecta a saída da máquina ao eletrodo e $v_{RW}(t)$ é a queda de tensão sobre as resistências do cabo, do eletrodo e do arco elétrico. A tensão V_T já havia sido definida previamente como uma queda de tensão constante associada ao arco elétrico.

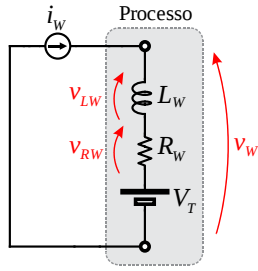


Fig. 4. Circuito equivalente para o modelo CA da tensão do processo.

Com respeito ao circuito da Fig. 4, identifica-se que $v_{LW}(t) = L_W di_W(t)/dt$ e $v_{RW}(t) = R_W i_W(t)$. Assim, estas relações podem ser levadas à (27). Com o objetivo de se obter o modelo linear de pequenos sinais, considera-se que todas as variáveis sejam compostas por seu valor médio mais uma pequena perturbação CA, ou seja: $v_W(t) = V_W + \hat{v}_W(t)$, $i_W(t) = I_W + \hat{i}_W(t)$ e $V_T(t) = \bar{V}_T + \hat{v}_T(t)$. Levando-se essas relações à (27), desconsiderando os termos CC e aplicando a Transformada de Laplace, chega-se ao modelo CA de pequenos sinais, onde se assume a perturbação $\hat{v}_T(t) = 0$:

$$G_{v_W i_W}(s) \triangleq \frac{\hat{v}_W(s)}{\hat{i}_W(s)} = L_W \left(s + \frac{R_W}{L_W} \right). \quad (28)$$

IV. VALIDAÇÃO DOS MODELOS

Na Tabela I são sumarizadas as principais especificações relacionadas ao conversor e ao processo de soldagem. Salienta-se que as especificações da Tabela I são empregadas apenas para a validação dos modelos (25) e (28). Para o projeto dos controladores das malhas de corrente e tensão deverão ser consideradas as possíveis variações paramétricas associadas a essas especificações, não sendo este o foco deste trabalho. Todas as análises a seguir foram realizadas no *software* PSIM®.

O comportamento da corrente $i_W(t)$ frente a um aumento no ângulo de fase $\phi(t)$ em 5° (de 40° para 45°) no instante 8 ms pode ser visualizado na Fig. 5. Observa-se que o modelo teórico (25), que desconsidera a ondulação de alta frequência associada à modulação PWM, está sobreposto com a simulação do conversor.

Já o comportamento da tensão do processo $v_W(t)$ para uma variação em rampa na corrente do processo $i_W(t)$ de 150 para 300 A no instante 1 ms pode ser visualizado na Fig. 6. Para a simulação do modelo no *software* PSIM® foi necessária a inclusão de um polo em (28). Para não influenciar na análise, o polo foi adicionado em uma frequência elevada (uma década acima da frequência de chaveamento). Além disso, realizou-se a correção do ganho da função de transferência resultante para ficar equivalente à (28). Devido à característica derivativa do circuito da Fig. 4, observa-se uma oscilação de alta frequência na simulação de $v_W(t)$, possivelmente devido a um problema de convergência. Independente disso, observa-se que o modelo teórico (28) está de acordo com a simulação do processo.

V. CONCLUSÃO

O crescente emprego de conversores estáticos nos equipamentos de soldagem tem possibilitando o desenvolvimento de equipamentos que apresentam elevado desempenho.

TABELA I. ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR E DO PROCESSO.

Parâmetro	Descrição	Especificação
i_W	Corrente do processo	10 a 300 A
f_s	Frequência de chaveamento	40 kHz
V_{cc}	Tensão do barramento CC	$380 \cdot \sqrt{2}$ V
n	Relação de transformação	8
L	Indutância do filtro	6 μ H
C	Capacitância do filtro	5 nF
R	Resistência do filtro	500 Ω
L_W	Indutância do processo	764 nH
R_W	Resistência do processo	25 m Ω
V_T	Queda de tensão do processo	11,7 V

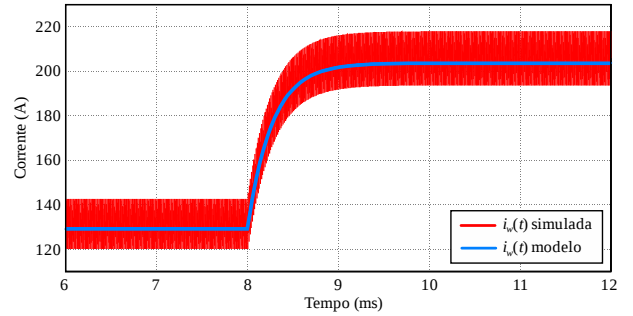


Fig. 5. Resposta de $i_W(t)$ a um degrau em $\phi(t)$.

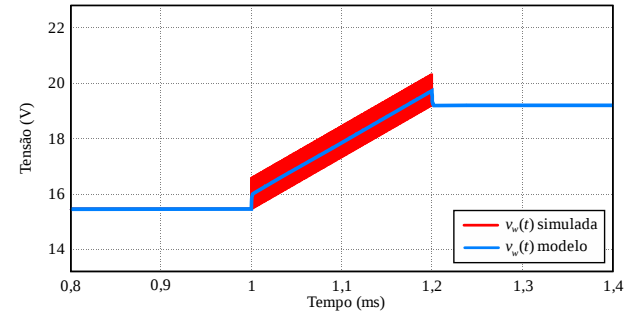


Fig. 6. Resposta de $v_W(t)$ a uma variação linear em $i_W(t)$.

De maneira geral, a indústria de soldagem ainda é muito conservativa quanto à tecnologia e às técnicas de controle empregadas nos equipamentos. Normalmente, técnicas de controle clássico associadas a implementações analógicas são utilizadas. Diante disso, com o objetivo de possibilitar a aplicação de técnicas de controle digital otimizadas para diferentes processos de soldagem, este trabalho focou-se na obtenção dos modelos médios tanto conversor CC-CC ponte completa (topologia muito atrativa à essa aplicação em função do elevado ganho e isolamento galvânico), bem como do processo de soldagem.

Foram derivadas as funções de transferência que relacionam a corrente do processo ao ângulo de fase da modulação *phase-shift* PWM, e a tensão do processo à corrente do processo. Os modelos foram validados através de simulações computacionais realizadas no *software* PSIM.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao aporte financeiro obtido através do Acordo de Parceria PD&I nº CTTPI026/2023 entre UFSM e Fricke-Balmer Soldas Ltda.

REFERÊNCIAS

- [1] P. V. Marques, P. J. Modenesi, and A. Q. Bracarense, *Soldagem: Fundamentos e tecnologia*. 3rd ed., Belo Horizonte: Ed. UFMG, 2009.
- [2] Fricke, *Processo de Soldagem com Eletrodo Revestido*. Ijuí, 2015.
- [3] R. G. Júnior, “Projeto e realização de uma fonte de energia para soldagem multiprocesso,” M.S. dissertation, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brazil, 1992.
- [4] P. J. Modenesi, P. V. Marques, and D. B. Santos, *Introdução à metalurgia da soldagem*. Belo Horizonte: Ed. UFMG, 2012.
- [5] A. U. Lappeenrantaensis, “Performance and scalability of isolated DC-DC converter topologies in low voltage, high current applications,” Ph.D. thesis, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2012.
- [6] V. Vlatkovic, J. A. Sabate, R. B. Radley, F. C. Lee, and B. H. Cho, “Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 128–135, Jan. 1992.
- [7] C. Zanatta and J. R. Pinheiro, “A no dc-gain error small-signal model for the zero-voltage-switching phase-shift-modulated full-bridge dc-dc converter,” in *Proc. IEEE Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 1921–1926.
- [8] H. Xuezh, and N. Guangqun, “The research of modeling and simulation for phase-shifted full-bridge ZVS dc/dc converter,” in *Proc. IEEE International Symposium on Intelligent Information Technology Application*, 2009, pp. 550–553.
- [9] J. C. Kelm, “Modeling and control strategies for multiprocess arc welding power sources,” Ph.D. thesis, Case Western Reserve University, Cleveland, USA, 2020.
- [10] ST Microelectronics, “STM32F446xC/E Datasheet”, ver. 10, 2021, pp. 1-198.
- [11] B. Andres, “Projeto e implementação de um conversor módulo integrado para conexão de geração fotovoltaica à rede elétrica,” M.S. dissertation, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brazil, 2018.
- [12] B. Andres, L. C. Bach, M. L. S. Martins, H. L. Hey, and R. C. Beltrame, “Modelling of a ZVS full-bridge DC-DC converter for photovoltaic applications,” in *Proc. Brazilian Power Electronics Conference*, 2017, pp. 1-6.
- [13] R. W. Erickson, and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed., Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2001, pp. 213-226.