

# Técnica de Rastreamento de Máxima Potência Baseada em Sistemas Fotovoltaicos Aplicada ao Aquecimento por Indução

Diego Gnoatto\*, Jacson R. Dreher\*\*,  
Gabriel Andreatta\*\*\*

\* Estudante, Instituto Federal de Santa Catarina  
Chapecó, Santa Catarina, Brasil  
diego.g01@aluno.ifsc.edu.br

\*\* Professor, Instituto Federal de Santa Catarina  
Chapecó, Santa Catarina, Brasil  
Jacson@ifsc.edu.br

\*\*\* Estudante, Instituto Federal de Santa Catarina  
Chapecó, Santa Catarina, Brasil  
gabriel.a12@aluno.ifsc.edu.br

**Abstract:** Considering the increasing use of induction heating, this study sought to adapt a maximum power point tracking technique already used in photovoltaic systems to deliver the best efficiency to the load, even in situations where the characteristics or parameters change. In conjunction with the tracking algorithm, the variable capacitor technique was implemented, which activates an auxiliary switch by varying the capacitance value keeping the system in resonance. To obtain the results, the system was tested with fixed capacitance values and with the action of the algorithm. In response, the system behaved satisfactorily, validating the hypothesis of better heating performance when submitted to the tracking algorithm.

**Resumo:** Considerando a crescente utilização do aquecimento por indução, este estudo buscou adaptar uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência já utilizada em sistemas fotovoltaicos para que entregue à carga a maior eficiência, mesmo em situações onde as características do objeto a ser aquecido se alterem. Em conjunto com o algoritmo de rastreamento, foi implementada a técnica de capacitor variável, que aciona uma chave auxiliar variando o valor de capacitância mantendo o sistema em ressonância. Para obtenção dos resultados o sistema foi testado com valores de capacitância fixos e com a ação do algoritmo. Como resposta, o sistema se comportou de maneira satisfatória, validando a hipótese de melhor rendimento no aquecimento quando submetido ao algoritmo de rastreamento.

**Keywords:** Inductive heating, variable capacitor, MPPT.

**Palavras-chaves:** Aquecimento indutivo, capacitor variável, MPPT.

## 1. INTRODUÇÃO

O aquecimento por indução está se tornando uma das tecnologias de aquecimento mais utilizadas em diversos setores da indústria, da medicina e em aplicações domésticas, tendo como principais características ser um aquecimento sem contato, rápido, seguro, limpo e com controle preciso em materiais condutores. Normalmente as fontes que alimentam a bobina de aquecimento são inversores de onda completa e quando uma corrente elétrica a percorre, um campo magnético variável no tempo é gerado. Estando a peça imersa nesse campo, correntes serão criadas e produzirão aquecimento por conta do efeito *Joule* (Lucia et al., 2014).

Esse aquecimento provoca alterações nos parâmetros da peça a ser aquecida, denominada como carga. Na Figura 1, observa-se a variação da indutância ( $L_o$ ) e da resistência ( $R_o$ )

com base na mudança de temperatura em um material ferromagnético.

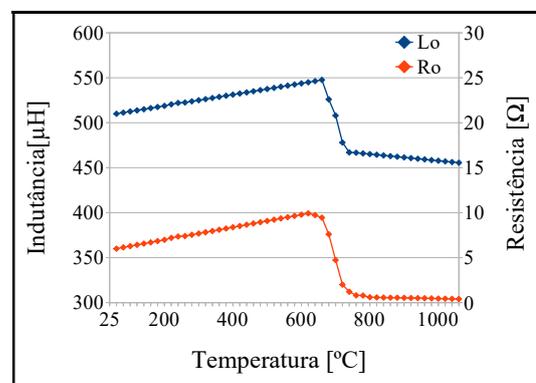


Fig. 1 Variação dos parâmetros x temperatura, Fonte: (Kubota and Fukushima, 2015) (adaptado).

Conforme Kubota and Fukushima (2015), há uma redução brusca na indução e resistência elétrica do conjunto peça e bobina quando a temperatura ultrapassa a denominada Temperatura de Curie.

Além dos problemas de variação dos parâmetros da carga em função da mudança de temperatura, Jimenez et al. (2014) explica que existe uma dificuldade em combinar as condições da fonte com o desempenho desejado da carga. Alguns métodos para solucionar esse problema são conhecidos na literatura, como os estudos de Kubota and Fukushima (2015), que aplicam capacitores variáveis no aquecimento por indução. Porém, não foram encontradas na literatura referências empregando técnicas de rastreamento de máxima potência em conjunto com capacitores variáveis no processo de aquecimento estudado neste artigo.

Utilizar métodos de rastreamento do ponto de máxima potência já amplamente conhecidos e aplicados em sistemas fotovoltaicos surge como uma hipótese interessante para sistemas de aquecimento por indução, devido a sua menor complexidade de implementação, empregando algoritmos mais simples (Celestino Silva, 2002).

Diante do exposto, surge o objetivo do presente trabalho, de adaptar uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência já utilizada em sistemas fotovoltaicos, para que entregue à carga no aquecimento por indução a máxima potência, independente das características da peça, como dimensões, materiais e variações de temperatura.

## 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Indução Eletromagnética

O aquecimento por indução utiliza-se da Lei de Faraday, pois correntes elétricas são geradas em um corpo condutor quando este é submetido a uma variação de corrente elétrica e consequentemente de um campo magnético em um circuito próximo. Essa corrente gerada é responsável por provocar o aquecimento do material (Lucia et al., 2014).

### 2.2 Modelo Elétrico

Conforme Koertzen et al. (2016), a bobina em conjunto com a peça de trabalho em um circuito de aquecimento por indução são modelados como um transformador. Com a adoção desse modelo, é comum resumir o circuito, como mostrado na Figura 2, em uma indutância e uma resistência equivalente em série.

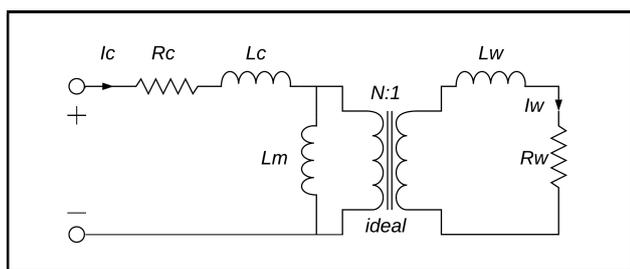


Fig. 2 Circuito equivalente para a carga, Fonte: (Koertzen et al., 2016).

Sendo:

- $N$  – número de voltas na bobina de aquecimento;
- $L_M$  – indutância magnetizante;
- $R_C$  – resistência da bobina de aquecimento;
- $R_W$  – resistência da peça de trabalho
- $L_C$  – indutância de dispersão na bobina de aquecimento;
- $L_W$  – indutância de dispersão na peça de trabalho;
- $I_C$  – corrente rms na bobina de aquecimento;
- $I_W$  – corrente rms na peça de trabalho;

Os parâmetros do modelo elétrico tanto da carga, quanto da fonte de alimentação no aquecimento por indução geralmente vem acompanhados de incertezas e grande variabilidade. Essa variação se dá em função da permeabilidade e condutividade do material a ser aquecido, visto que, essas propriedades se alteram com a mudança de temperatura que é frequente nesse tipo de aplicação (Li et al., 2019).

### 2.3 Circuito Ressonante

Um inversor ressonante série, conforme Hart (2012), é composto de um indutor e um capacitor, ligados em série com um resistor, sendo o indutor e o resistor os elementos correspondentes à carga e  $V_{RL}$  a tensão aplicada sobre ela, Figura 3. Na ressonância, as impedâncias da indutância e da capacitância se anulam e a carga se torna apenas uma resistência.

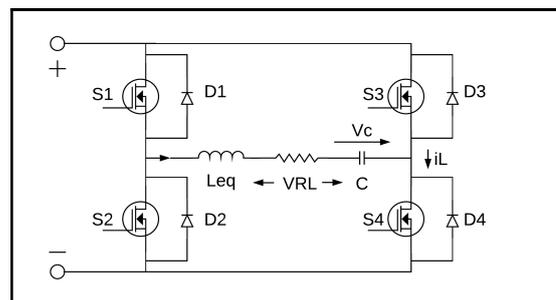


Fig. 3 Topologia do circuito de alimentação e circuito ressonante, Fonte: (Li et al., 2019) (adaptado).

Quando isso ocorre, a carga é submetida à maior potência do sistema. A combinação, indutor e capacitor agem como um filtro, permitindo a passagem apenas da frequência fundamental da corrente e atenuando as demais harmônicas.

Os valores de indutância e capacitância necessários para operar na ressonância, foram obtidos a partir de (1) e (2), respectivamente.

$$L_r = \frac{1}{C_r \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2} \quad (1)$$

$$C_r = \frac{1}{L_r \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2} \quad (2)$$

Onde:

- $L_r$  - indutância ressonante;
- $C_r$  - capacitância ressonante;
- $f$  - frequência de chaveamento;

Com base em Hart (2012), a análise do sinal da tensão de saída é obtida aplicando a série de Fourier, onde a amplitude das harmônicas de tensão é expressa por (3).

$$V_n = \frac{4.V_{cc}}{n.\pi} \quad (3)$$

Da mesma forma, as harmônicas de corrente foram alcançadas utilizando (4).

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} \quad (4)$$

Quando a relação entre a impedância pela resistência da carga é igual a um, o conversor opera em ressonância. Essa variação foi encontrada aplicando (5).

$$Z_n = \sqrt{R^2 + \left[ (n.\omega.L) - \left( \frac{1}{n.\omega.C} \right) \right]^2} \quad (5)$$

Sendo:

- Z – impedância [ $\Omega$ ];
- n - ordem da harmônica;
- $\omega$  - coeficiente angular [rad/s];
- R – resistência [ $\Omega$ ];
- L – indutância [H];
- C – capacitância [F];

Qualquer variação na indutância ou capacitância levará a um aumento na impedância do circuito, reduzindo a corrente na carga e consequentemente à potência dissipada na resistência equivalente, ou seja, na peça. Com a redução da amplitude de corrente na carga, o mesmo acontece com a corrente de entrada.

Conforme Errickson et al. (2001), quando as chaves (S1) e (S4) do inversor estiverem fechadas, a corrente de entrada  $I_s$  será igual à corrente de saída, e inversa quando as chaves (S2) e (S3) estiverem fechadas. O valor aproximado da corrente de entrada  $I_s$  obtido aplicando (6).

$$I_s = I_1 . \text{sen}(\omega.t - \theta) \quad (6)$$

Onde  $\theta$  é a defasagem da corrente valendo:

$$\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{(2.\pi.f.L) - \left( \frac{1}{2.\pi.f.C} \right)}{R} \right] \quad (7)$$

A corrente média de entrada calculada por:

$$I_{med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_1 . \text{sen}(\omega.t - \theta) d(\omega.t) = \frac{2.I_1}{\pi} \cos(\theta) \quad (8)$$

#### 2.4 Efeito Skin

O efeito “Skin”, também chamado de efeito pelicular, é caracterizado pela diminuição da densidade de corrente da periferia para o centro do condutor pelo qual flui uma

corrente alternada (Manzor, 1985). Esse efeito influencia na profundidade de penetração da corrente induzida e esta, interfere no processo de aquecimento. Segundo Manzor (1985), quanto maior a distância entre a superfície e o interior da peça, menor será a amplitude da densidade de corrente. Esse valor foi obtido aplicando (9).

$$\delta = 5,03 \sqrt{\frac{\rho}{\mu r . f}} \quad (9)$$

Sendo:

- $\delta$  - profundidade de penetração (em cm);
- $\rho$  - condutividade elétrica do material;
- $\mu r$  - permeabilidade relativa do material;
- f – frequência de chaveamento;

É uma característica importante no aquecimento por indução, pois pode ser necessário trabalhar em diferentes profundidades de penetração conforme a aplicação desejada, variando a frequência das correntes induzidas (Manzor, 1985).

#### 2.5 Características dos Materiais

Outro ponto importante no processo de aquecimento por indução é entender o comportamento da peça a ser aquecida, verificando quais as alterações o material sofre quando submetido a uma variação de temperatura. Sabe-se que quando a temperatura de um determinado material se altera, características como permeabilidade ( $\mu$ ) e condutividade ( $\rho$ ) também sofrem alteração.

Essas alterações influenciam diretamente na eficiência do sistema, pois existe uma relação direta entre a condutividade do material e o valor de sua resistência, assim como, uma relação entre permeabilidade e a indutância do material (Li et al., 2019).

A permeabilidade também sofre alteração com o valor do campo magnético aplicado. Na Figura 4, está expressa essa variação quando aplicado um campo em um Aço SAE 1020. Aquecer o material até a Temperatura de Curie pode, inclusive, causar danos à fonte de alimentação do sistema (Kubota and Fukushima, 2015).

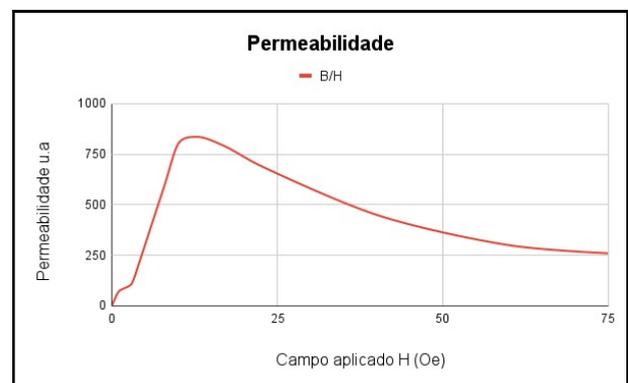


Fig. 4 Permeabilidade magnética “ $\mu$ ” durante aplicação do campo “H”, para Aço SAE 1020, Fonte: (Mozetic, 2008) (adaptado).

Pensando na prevenção de alguma possível avaria Kubota and Fukushima (2015) sugerem que a comutação do sistema se mantenha suave mesmo com a alteração dos parâmetros e propõem a utilização de capacitores variáveis para atingir esse objetivo.

## 2.6 Capacitor Variável

Os capacitores variáveis têm como principal característica o controle no rastreamento da ressonância, mantendo uma frequência constante. Com isso, o sistema pode ser ajustado para uma frequência de operação tal que, corresponda à profundidade de penetração ideal proporcionando a melhor eficiência no aquecimento (Kubota and Fukushima, 2015). A Figura 5 mostra o capacitor variável juntamente com o conversor em ponte completa.

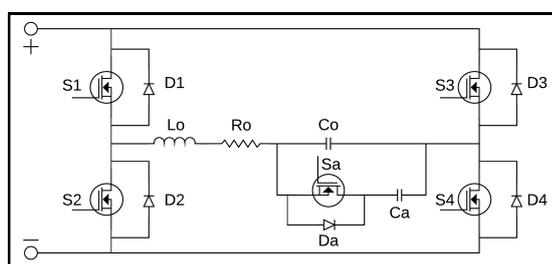


Fig. 5 Conversor ponte completa com capacitor variável, Fonte: (Kubota, 2019) (adaptado).

O capacitor variável é composto por uma chave auxiliar ( $S_a$ ) e um capacitor auxiliar ressonante ( $C_a$ ), sendo a chave auxiliar controlada pela modulação por largura de pulso (PWM, do inglês: Pulse width modulation) (Kubota, 2019).

Para controlar o sinal PWM e consequentemente a capacitância do circuito, é ajustada a razão cíclica da chave auxiliar ( $S_a$ ). Na Figura 7, ( $C_a$ ) e ( $C_o$ ) estão em paralelo, logo, o valor máximo do capacitor ressonante é obtido deixando a chave ligada por todo o período, tendo neste caso o limite da capacitância superior. Caso a chave permaneça desligada por todo o ciclo, o valor do capacitor ressonante será apenas ( $C_o$ ), caracterizando o limite inferior do sistema (Kubota, 2019).

Outro ponto importante que Kubota and Fukushima (2015) sugerem a respeito do capacitor variável é que o acionamento da chave ( $S_a$ ) ocorra com uma defasagem de  $90^\circ$  em relação às chaves ( $S_1$ ) e ( $S_2$ ). Proporcionando uma segurança na descarga do capacitor auxiliar ( $C_a$ ).

## 2.7 Técnicas de MPPT

Em sistemas fotovoltaicos, o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT do inglês: Maximum power point tracking), tem como função obter a máxima potência dos painéis que possuem sua geração de energia afetada pela variação da radiação solar. Esses controladores foram idealizados para ajustar o ponto operacional da carga alterando o ciclo de trabalho do conversor (Bollipo et al., 2020).

## 2.8 Técnicas Clássicas de MPPT

Ainda conforme Bollipo et al. (2020), dentre as técnicas clássicas de MPPT, as que se destacam são: técnica baseada em tensão constante, onde há um controle da tensão fotovoltaica baseada em uma tensão de referência fixa que equivale à tensão no ponto de máxima potência. Esse método é simples, rápido e fácil de implementar, porém possui uma precisão limitada; o método Hill Climbing (HC) que é baseado em um algoritmo matemático de busca de ponto ótimo, incrementa ou decrementa o ciclo de trabalho do conversor com base no último valor de tensão encontrado; e a técnica chamada de perturba e observa, sendo uma das mais utilizadas na literatura, muito por conta da sua facilidade de implementação. Ela é baseada no método de tentativa e erro, e basicamente compara a potência obtida em dois pontos em uma curva de potência e tensão e com base na posição da tensão ajusta o ciclo de trabalho do conversor.

Essas técnicas podem ser aplicadas no estudo em questão, pois assim como nos sistemas fotovoltaicos, o princípio de funcionamento do aquecimento por indução baseia-se na existência de um único valor máximo, ou seja, derivada nula e derivadas com sinais distintos nos dois lados desse valor máximo, conforme relação de potência e capacitância mostrada na Figura 8.

## 3. MÉTODOS

O desenvolvimento do trabalho parte de uma bobina de indução existente. O inversor será alimentado por uma fonte de bancada cujos valores de tensão e corrente máximos são  $32 V$  e  $10 A$ , respectivamente. O projeto do inversor e as demais etapas do trabalho terão como base esses parâmetros.

### 3.1 Bobina de Indução

Como dito anteriormente, o projeto do sistema partiu de algumas premissas estabelecidas em função dos recursos disponíveis e de medições iniciais da bobina de indução. A bobina de indução proposta é de cobre, com diâmetro de  $3/16''$  e 20 espiras.

A partir do desenvolvimento da bobina, foram efetuadas medições de indutância e resistência equivalentes em diferentes faixas de frequência com o equipamento LCR Hikari HX-120.

Essas medições listadas na Tabela I foram realizadas com uma peça dentro do indutor e os resultados são necessários para estabelecer alguns critérios como: frequência de operação, projeto do circuito ressonante e definição da tensão CC que irá alimentar o inversor.

TABELA I  
CARACTERÍSTICAS DO INDUTOR (TEMP. AMBIENTE)

Frequência (kHz)	Leq ( $\mu H$ )	Req ( $\Omega$ )
0,1	10,00	0,1
1	5,80	0,2
10	3,90	0,24
100	3,04	0,41

Fonte: Autoria própria.

A definição da frequência de operação é um dos fatores importantes para o sistema, pois segundo Carretero et al. (2013), a frequência de trabalho do indutor tem influência direta nos parâmetros de resistência e indutância. Segundo o autor, quanto maior a frequência, menor a profundidade de penetração e maior a resistência equivalente da peça. Com o aumento da resistência, diminui o valor de corrente e a quantidade de energia armazenada, reduzindo o valor de indutância.

### 3.2 Projeto do Inversor

O inversor ressonante foi escolhido por ter como característica principal a diminuição nas perdas durante o seu chaveamento. Isso ocorre, pois segundo Hart (2012), na ressonância as chaves são acionadas quando a corrente na carga é ou está muito próxima a zero. Neste caso, a potência absorvida por elas é menor se comparada aos inversores não ressonantes.

Conforme Tabela I, apresentada no item anterior, quanto maior a frequência, maior é o valor de resistência equivalente da peça e por consequência, maior será a dissipação de potência na carga considerando o mesmo valor de corrente. Por apresentar maior resistência, observando o limite de corrente disponível (10 A) e não tendo uma demanda específica na profundidade de penetração do aquecimento, definiu-se a frequência de chaveamento do inversor na maior possível (100 kHz).

Sabe-se que quando o inversor opera em ressonância é obtida a maior corrente na saída e consequentemente o maior valor na entrada. Logo, conhecendo o limite da fonte de alimentação que é  $I_{med}=10$  A, e utilizando (8), chega-se no valor máximo da corrente de saída, como sendo  $I_1=15,71$  A. Tendo esse como parâmetro para escolha da chave. Para o cálculo da tensão máxima suportada pelas chaves, utiliza-se (3) e sabendo que a tensão da fonte é  $V_{cc}=32$  V, logo  $V_1=40,74$  V. Com isso, optou-se pelo MOSFET IRF 2807 por atender aos limites calculados e possuir uma resistência em condução de  $14$  mΩ, reduzindo as perdas durante sua operação. Os componentes eletrônicos principais do projeto estão listados na Tabela II.

TABELA II  
COMPONENTES DO PROJETO

Dispositivo	Modelo	Quantidade
Mosfet	IRF 2807	5
Half-Bridge Driver	IR2104	3
Diodo	UF4007	8
Capacitor Eletrolítico	22μF, 100V	3
Resistor	4,7 Ω	5
Resistor	100 kΩ	1
Capacitor de Cerâmica	100nF, 250V	1

Fonte: Autoria própria.

### 3.3 Implementação do Algoritmo P&O

Para o controle do capacitor variável, optou-se por utilizar o algoritmo Perturba e Observa (P&O). Algumas modificações foram feitas em relação ao algoritmo original, entre elas, a

exclusão da leitura de tensão, que nesse projeto terá valor fixo.

Outra análise realizada foi o comportamento da curva da corrente de entrada em função da razão cíclica, conforme Figura 6.

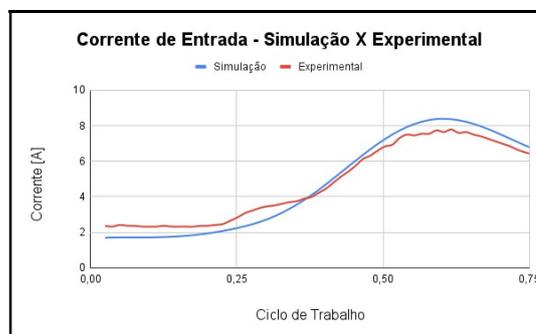


Fig. 6 Corrente de entrada simulação x experimental, Fonte: Autoria própria.

Para razões cíclicas abaixo de 0,25, existe pouca variação na corrente de entrada e essa observação levou a outra modificação em relação ao algoritmo original que analisava somente se a variação de potência era positiva ou negativa.

Neste caso, foi inserido um valor fixo de variação de potência, chamado no algoritmo de “varPot” para evitar que possíveis erros na medição de corrente provoquem uma tomada de decisão incorreta por parte do algoritmo. Para obtenção dos resultados, “varPot” foi definido como 0,4 W. Assim, toda vez que houver uma variação da potência maior que 0,4 W o algoritmo inverte a direção que está percorrendo na curva de potência.

A Figura 7 apresenta o fluxograma do algoritmo proposto para o projeto.

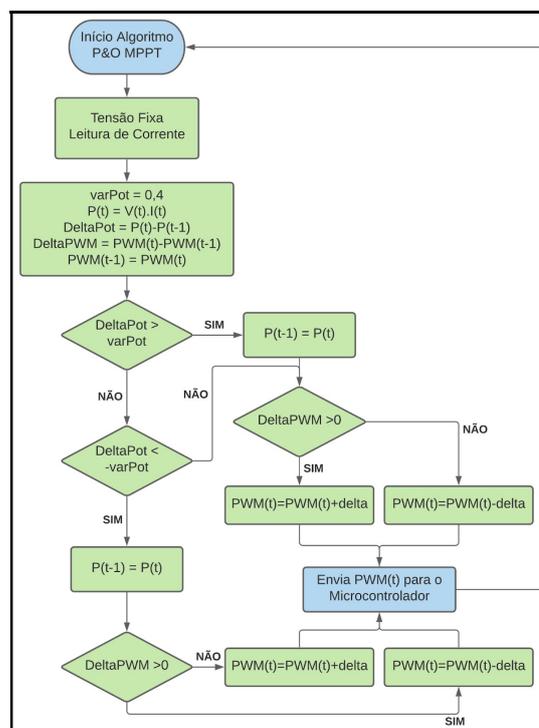


Fig. 7 Fluxograma do algoritmo P&O adaptado, Fonte: Autoria própria.

O microcontrolador selecionado para implementar o algoritmo foi o ATMEGA2560. A escolha foi motivada pela necessidade em utilizar quatro *Timers*, três para controlar individualmente os sinais de PWM e o quarto para garantir a defasagem de 90° no disparo da chave (*Sa*) em relação às outras chaves. O conversor AD disponível no microcontrolador possui 16 canais com resolução de 10bits e vai ser utilizado na conversão do sinal analógico lido pelo sensor de corrente.

A leitura da corrente está sendo executada a cada 10ms. Após a leitura, uma média móvel de 50 posições foi feita para eliminar ruídos e possíveis erros de medição. O algoritmo MPPT atuou a cada 1s, esse comportamento na ordem de segundos é satisfatório para o sistema proposto.

### 3.4 Peças para o Experimento

As peças escolhidas para obter os resultados experimentais seguiram as dimensões disponíveis da bobina de indução, além disso, as propriedades elétricas das peças precisam possibilitar o aquecimento e diferentes tamanhos contribuem para a análise da variação da indutância em função das suas dimensões. A Tabela III identifica as peças quanto ao material e suas medidas.

TABELA III  
PEÇAS DE TRABALHO

	Material	Comprimento (mm)	Diâmetro (mm)
Peça 1 (padrão)	Aço SAE 1020	140	9,60
Peça 2	Aço CA 50	140	7,50
Peça 3	Inox	140	6,00

Fonte: Autoria própria.

As características das três peças, quanto ao modelo elétrico, indutância e resistência equivalente obtidas no ponto de operação, ou seja, com o sistema em ressonância são apresentadas na Tabela IV.

TABELA IV  
CARACTERÍSTICAS DAS PEÇAS (MODELO ELÉTRICO)

	$R_{eq}(\Omega)$	$L_{eq}(\mu H)$	Capacitância (nF)
Peça 1 (padrão)	0,81	3,90	650
Peça 2	0,94	3,62	700
Peça 3	0,68	3,90	650

Fonte: Autoria própria.

Observa-se que os valores de indutância se mantiveram muito próximos, mesmo com peças distintas. Erickson and Maksimović (2001) explicam que no circuito magnético do indutor, a relutância do ar é muito maior que a relutância do núcleo, com isso, a indutância da peça tem componente muito menor no valor da indutância equivalente.

### 3.5 Etapas de Teste

Os testes foram divididos em quatro etapas. Na primeira etapa, todas as peças foram submetidas ao aquecimento com um valor fixo dos capacitores de ressonância, considerando o

sistema configurado para ressonância da peça padrão. Os seguintes parâmetros foram adotados:

TABELA V  
ETAPA 1 - AQUECIMENTO COM CAPACITÂNCIA FIXA

	Frequência (kHz)	Tensão Vcc (V)	Capacitância (nF)
Peça 1 (padrão)	100	8,00	650
Peça 2	100	8,00	650
Peça 3	100	7,00	650

Fonte: Autoria própria.

O valor de tensão aplicado à fonte (Tensão Vcc) foi escolhido considerando o limite de corrente disponível.

Na segunda etapa as peças foram aquecidas utilizando-se do capacitor variável em conjunto com o algoritmo MPPT para comparar com o teste de referência da primeira etapa. O sistema foi configurado conforme a Tabela VI.

TABELA VI  
ETAPA 2 - AQUECIMENTO COM CAPACITOR VARIÁVEL

	Frequência (kHz)	Tensão Vcc (V)	C fixo (nF)	C aux (nF)
Peça 1 (padrão)	100	8,00	400	400
Peça 2	100	8,00	400	400
Peça 3	100	7,00	400	400

Fonte: Autoria própria.

A terceira etapa tem como objetivo simular o comportamento do aquecimento fora da região de ressonância. Nesse ensaio foi utilizada a peça 1. Como critério, foi adotada uma variação de 100 nF na capacitância com base no valor da Tabela IV. As configurações adotadas estão elencadas na Tabela VII.

TABELA VII  
ETAPA 3 - AQUECIMENTO FORA DA RESSONÂNCIA

	Frequência (kHz)	Tensão Vcc (V)	C fixo (nF)
Peça 1 (padrão)	100	8,00	750

Fonte: Autoria própria.

A quarta e última etapa de testes verificou o comportamento do algoritmo quando submetido a uma perturbação. A peça 1 foi utilizada e as configurações do sistema se deram conforme a linha um da Tabela VI. Nesse experimento, com a peça aquecendo e a potência e ciclo de trabalho estabilizados, uma capacitância de 200 nF foi adicionada ao conjunto, após o sistema estabilizar novamente, os mesmos 200 nF foram retirados, com o intuito de analisar a atuação do algoritmo nessas condições, lembrando que as medições de temperatura foram realizadas utilizando um sensor de contato do tipo termopar.

## 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Considerando que na frequência de ressonância as demais harmônicas de corrente são atenuadas, restando apenas a fundamental com valor significativo, pode-se calcular a amplitude da corrente a partir de (3), sabendo a tensão aplicada à fonte de alimentação do inversor, e substituindo (3) em (4), chega-se ao valor de  $I_1$ . Com a amplitude da corrente fundamental foi possível encontrar o valor da corrente RMS, aplicando (10).

$$I_{rms} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \quad (10)$$

Os valores de corrente calculados, simulados, bem como, os medidos na peça 1, são apresentados na Tabela VIII.

TABELA VIII  
ANÁLISE DA CORRENTE

	$I_1$ (A)	$I_{RMS}$ (A)
Cálculo	12,58	8,89
Simulado	12,55	9,10
Medido	12,80	9,12

Fonte: Autoria própria.

O resultado simulado da potência de entrada em relação à capacitância ressonante do sistema é exibido na Figura 8. Para obtenção desse gráfico partiu-se dos valores de resistência e indutância contidos na Tabela IV. Os valores de tensão de entrada e frequência de chaveamento são os mesmos já abordados anteriormente, 8 Vcc e 100 kHz, respectivamente.

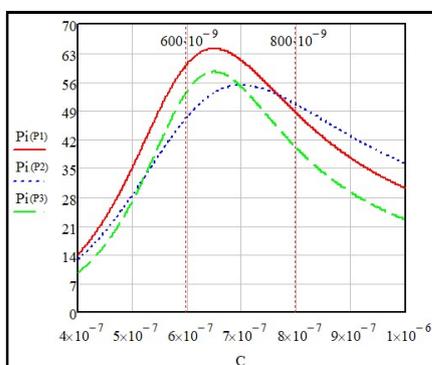


Fig. 8 Relação potência x capacitância (simulação), Fonte: Autoria própria.

A tensão das harmônicas foi calculada através de (3) e o valor da corrente com (4). Já a impedância de cada peça foi obtida a partir de (5). O ângulo de defasagem da corrente em função da capacitância foi por (7). E a corrente média de entrada por (8). Assim foi possível obter a potência de entrada com base na variação da capacitância, utilizando (11).

$$P_i = I_{med} \cdot V_{cc} \quad (11)$$

A Figura 9 destaca a potência fornecida à peça 1 durante as etapas de teste com capacitância fixa (em azul), assim como, empregando o algoritmo MPPT (em laranja claro). O ciclo de trabalho (em vermelho) foi incrementado até o sistema atingir sua potência máxima e a partir disso ficou modulando com o objetivo de manter sempre o maior valor de potência disponibilizado à carga.

O ciclo de trabalho da chave auxiliar ( $S_a$ ), atuou dentro de uma faixa ideal (54 %), que segundo Kubota and Fukushima (2015) deve estar entre 25% e 75 %, diminuindo desta forma, o esforço desempenhado pelo componente. Além disso, a potência fornecida pelo MPPT foi sempre maior se comparada ao teste com capacitância fixa, o que comprova o melhor desempenho do algoritmo proposto.

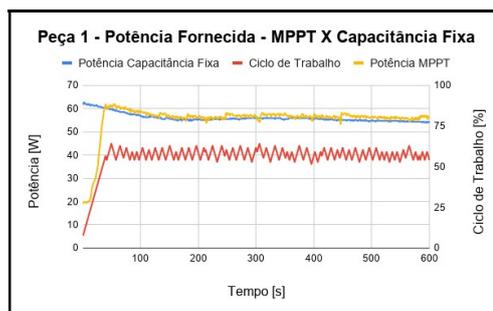


Fig. 9 Peça 1 – potência fornecida – MPPT x capacitância fixa (experimental), Fonte: Autoria própria.

A potência maior fornecida quando aplicado o MPPT, resultou em um aquecimento maior da peça, pois conforme Figura 10, ao final dos dez minutos do processo, a peça atingiu 276 °C, por outro lado, quando aplicada a capacitância fixa, resultou no valor de 262,9 °C, ou seja, uma melhora de aproximadamente 5 % no primeiro caso em relação ao segundo.

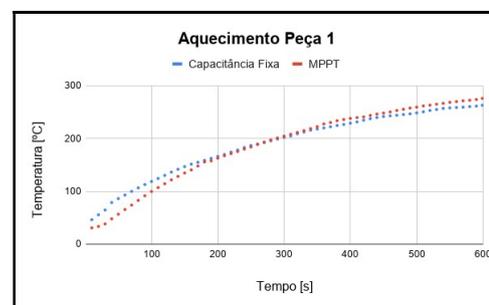


Fig. 10 Aquecimento peça 1 (experimental), Fonte: Autoria própria.

No aquecimento das peças 2 e 3, o sistema se comportou de maneira similar ao ocorrido na peça 1, ou seja, a variação de indutância esperada em função das diferentes peças não se confirmou.

A Figura 11 apresenta o resultado da etapa 3 do teste, quando a peça 1 foi submetida ao aquecimento com uma variação de aproximadamente 15 % no valor da capacitância ressonante. O resultado evidencia que pequenas variações de capacitância podem ocasionar grandes diferenças no aquecimento. Para a capacitância de 750 nF, a temperatura final ficou em 226,9°C, uma diferença de quase 20 % em relação ao algoritmo proposto. Ou seja, novamente é nítido o benefício do algoritmo em relação à obtenção da máxima potência no processo de aquecimento indutivo.

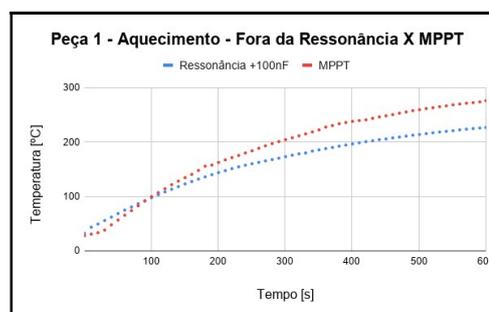


Fig. 11 Aquecimento da peça 1 – fora da ressonância x MPPT (experimental), Fonte: Autoria própria.

Os resultados da quarta e última etapa de testes são exibidos na Figura 12. Durante o processo de aquecimento, após potência e ciclo de trabalho estabilizados, foi imposta uma perturbação por meio da inclusão de 200 nF de capacitância ao sistema. Nota-se que nesse instante há uma queda brusca na potência fornecida, ao mesmo tempo em que o algoritmo ajusta seu ciclo de trabalho para disponibilizar o mesmo valor de potência disponível no instante anterior à perturbação. Depois de percorrido um tempo e o conjunto se encontrar estável novamente, os mesmos 200 nF foram agora retirados, o que provocou uma nova queda na potência e outra vez o algoritmo ajustou a razão cíclica, buscando o ponto de máxima potência.



Fig. 12 Resposta a perturbação (experimental), Fonte: Autoria própria.

## 5. CONCLUSÃO

Com o desenvolvimento do trabalho foi possível comparar o desempenho do MPPT com o capacitor variável em relação ao sistema operando com valor fixo de capacitância ressonante. Os resultados obtidos foram satisfatórios, mostraram que o algoritmo proposto foi capaz de aquecer a peça de maneira mais eficiente em comparação ao sistema com capacitor ressonante fixo.

Uma das dificuldades encontradas foi a limitação dos equipamentos de medição que acabaram reduzindo a observação da variação das características da peça durante o aquecimento. No entanto, mesmo apresentando uma pequena variação nas medições foi possível evidenciar o melhor desempenho da técnica indicada no estudo.

Como sugestão para trabalhos futuros, indica-se a utilização de equipamentos que disponibilizem potências muito maiores ao sistema. Neste caso, será possível analisar o comportamento da peça em temperaturas mais elevadas, verificando inclusive a alteração de seus parâmetros nesse cenário, que por ser próximo da Temperatura de Curie é onde se encontram as maiores variações.

## AGRADECIMENTOS

Agradecemos ao campus Chapecó do Instituto Federal de Santa Catarina pelo custeio financeiro por meio de um projeto de pesquisa contemplado pelo Edital 21/2020/PROPPI, fomentando o avanço de conhecimento dentro da instituição. A todos que contribuíram de alguma forma, direta ou indiretamente para a execução deste trabalho, nosso muito obrigado.

## REFERÊNCIAS

- Bollipo, R.B., Mikkili, S., Bonthagorla, P.K., 2020. Critical Review on PV MPPT Techniques: Classical, Intelligent and Optimisation. *IET Renewable Power Generation* 14, 1433–1452. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.1163>.
- Carretero, C., Acero, J., Alonso, R., Lope, I., Burdio, J.M., 2013. Elliptic flat-type inductor for low-cost flexible active surface implementations of domestic induction heating appliances, in: 28<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, Long Beach, CA, USA, pp. 2380–2385. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520628>.
- Celestino Silva, C., 2002. Da força ao tensor: evolução do conceito físico e da representação matemática do campo eletromagnético (Doutora em Ciências). Universidade Estadual de Campinas, Campinas. <https://doi.org/10.47749/T/UNICAMP.2002.262432>.
- Errickson, R. W., Maksimović, D., 2001. *Fundamentals of power electronics*, 2.ed. Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- Hart, D. W., 2012. *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda, 2012.
- Jimenez, O., Lucia, O., Urriza, I., Barragan, L.A., Navarro, D., 2014. Analysis and Implementation of FPGA-Based Online Parametric Identification Algorithms for Resonant Power Converters. *IEEE Trans. Ind. Inf.* 10, 1144–1153. <https://doi.org/10.1109/TII.2013.2294136>.
- Koertzen, H.W., van Wyk, J.D., Ferreira, J.A., 1995. Investigating the influence of material properties on the efficiency of an induction heating load transformer using FEM simulations, in: 95<sup>th</sup> Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting, IEEE, Orlando, FL, USA, pp. 868–873. <https://doi.org/10.1109/IAS.1995.530389>.
- Kubota, S., Fukushima, M., 2015. Characteristics of quasi variable capacitors for induction heating, in: 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE, Sydney, Australia, pp. 614–619. <https://doi.org/10.1109/PEDS.2015.7203561>.
- Kubota, S., 2019. Quasi Variable Capacitor for Efficient Heating by Induction Heating, in: 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe), IEEE, Genova, Italy, p. P.1-P.9. <https://doi.org/10.23919/EPE.2019.8915555>
- Li, J., Luo, W., Chen, C., 2019. Research on Load Parameter Identification of the Induction Heating, in: 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), IEEE, Xi'an, China, pp. 1665–1668.
- Lucia, O., Maussion, P., Dede, E.J., Burdio, J.M., 2014. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61, 2509–2520.
- Manzor, C. E. T., 1985. *Estudo e Realização de um Inversor Monofásico de Alta Tensão e Alta Frequência para Aquecimento Indutivo*, Tese Submetida à Universidade Federal de Santa Catarina para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia – UFSC, Florianópolis, 1985.
- Mozetic, H., 2008. Design de produto: seleção de materiais e processos com aplicação de campo magnético em núcleos de alto-falantes, p. 101, 2008.